



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](#)

工學博士學位論文

系統連系 分散電源에 使用되는 太陽光
發電用 인버터의 開發



2017년 2월

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

金正道

工學博士學位論文

系統連系 分散電源에 使用되는 太陽光
發電用 인버터의 開發

指導教授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學博士學位論文으로 提出함.

2017년 2월

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

金 正 道

이 論文을 金正道の 博士學位

論文으로 認准함

2016年 12月

主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 李 東 勳 (印)

委員 工學博士 朴 昶 炫 (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 |
| 사 진 目 次 | ii |
| 그 림 目 次 | iii |
| 국문요약 | vi |
| 제 I 장 서 论 | 1 |
| 제 II 장 일반적인 태양광 발전시스템 | 4 |
| 2.1 태양광 발전시스템 | 4 |
| 2.2 계통연계형 인버터 | 8 |
| 2.3 고주파 스위칭 PWM 전력변환 기술 | 13 |
| 2.4 영전압 스위칭(ZVS)과 영전류 스위칭(ZCS)의 구조 | 15 |
| 2.5 풀-브리지 인버터의 회로구성 및 동작원리 | 21 |
| 제 III 장 제안한 계통 연계 분산 전원에 사용되는 태양광 발전용 SPWM 인버터 | 26 |
| 3.1 정류 펄스 회생형 액티브 보조 공진 정류 브리지 스너버 회로의 구성 | 26 |
| 3.2 제안한 능동 보조 공진 스너버 회로의 동작 모드 분석 | 29 |
| 3.3 제안한 전류 펄스 회생형 능동 보조 공진 스너버 회로 파라미터 설계 | 58 |
| 3.4 저역 통과 필터 회로 설계 | 67 |
| 3.5 SPWM 제어방식 | 68 |
| 제 IV 장 실험 결과 및 검토 | 72 |
| 4.1 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템 | 72 |
| 4.2 제안한 SPWM 인버터 시스템의 시뮬레이션 및 실험 결과 | 84 |
| 제 V 장 결 论 | 106 |

| | |
|----------------|-----|
| 참 고 문 헌 | 108 |
| ABSTRACT | 113 |

표 목 차

| | |
|--|-----|
| 표 1 회로 상태 패턴 | 28 |
| 표 2 각 회로 상태의 동작 모드 | 29 |
| 표 3 제안한 전류 펄스 회생형 액티브 보조 공진 스너버의 설계 파라미터 ... | 67 |
| 표 4 각 PWM 출력 레지스터 및 출력 단자의 관계 | 78 |
| 표 5 레지스터와 출력 단자 | 79 |
| 표 6 정현파와 톱니파를 비교 계산한 값 | 81 |
| 표 7 시뮬레이션 및 실험에 사용된 회로정수 | 84 |
| 표 8 스위칭 패턴에 따른 효율계산 | 104 |

사 진 목 차

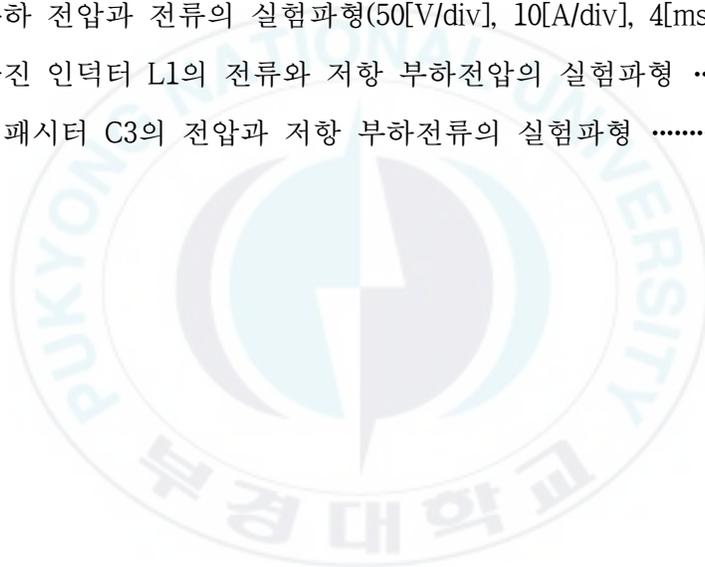
| | |
|---|----|
| 사진 1 실험에 사용된 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템 | 73 |
|---|----|

그림 목 차

| | |
|---|----|
| 그림 2.1 태양광 발전 시스템의 분류 | 5 |
| 그림 2.2 계통연계형 시스템의 구성 | 6 |
| 그림 2.3 독립형 시스템의 구성 | 7 |
| 그림 2.4 주택용 태양광 발전 시스템 | 8 |
| 그림 2.5 저주파 절연 변압기 방식 | 9 |
| 그림 2.6 고주파 절연 변압기 방식(DC 링크 방식) | 10 |
| 그림 2.7 고주파 절연 변압기 방식(비평활 DC 링크 방식) | 11 |
| 그림 2.8 변압기 리스 방식 | 12 |
| 그림 2.9 IGBT의 등가 회로와 전압-전류특성 | 15 |
| 그림 2.10 스위칭시의 서지 전압과 서지 전류 | 15 |
| 그림 2.11 ZVS 공진형 컨버터의 스위치 구조 | 16 |
| 그림 2.12 ZCS 공진형 컨버터의 스위치 구조 | 18 |
| 그림 2.13 ZCS/ZVS 스위칭 파형 | 19 |
| 그림 2.14 스위칭 궤적 | 19 |
| 그림 2.15 풀-브리지 인버터 주회로 | 21 |
| 그림 2.16 풀-브리지 인버터의 제어특성 | 22 |
| 그림 2.17 오차증폭기 및 비교기의 기본회로 | 23 |
| 그림 2.18 비교기의 입·출력 파형 | 23 |
| 그림 3.1 제안한 정류(轉流)펄스 회생형 능동 보조 공진 스너버 회로 | 26 |
| 그림 3.2 정상 모드의 4가지 상태 | 28 |
| 그림 3.3 일반적인 스위칭 시퀀스의 모드 천이 | 43 |
| 그림 3.4 제안한 스위칭 시퀀스의 모드 천이 | 52 |
| 그림 3.5 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 동작 파형(상태 C) | 53 |

| | | |
|---------|---|----|
| 그림 3.6 | 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 동작 파형(상태 B) | 53 |
| 그림 3.7 | 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 정류 등가회로(상태 C) | 54 |
| 그림 3.8 | 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 정류 등가회로(상태 B) | 55 |
| 그림 3.9 | 제안한 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 동작 파형(상태 A, B) | 56 |
| 그림 3.10 | 제안한 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 정류 등가회로(상태 C) | 57 |
| 그림 3.11 | 제안한 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 정류 등가회로(상태 A) | 57 |
| 그림 3.12 | 보조 액티브 공진 스너버의 회로 구성 | 58 |
| 그림 3.13 | 공진 기본 회로의 동작 파형(손실이 없는 경우) | 59 |
| 그림 3.14 | 직렬 공진 회로의 전압 파형 | 59 |
| 그림 3.15 | 병렬 공진 회로의 전압 파형 | 60 |
| 그림 3.16 | 모드 2, 3의 공진 회로 구성 | 62 |
| 그림 3.17 | 모드 5의 공진 회로 구성 | 62 |
| 그림 3.18 | 정현파와 톱니파를 비교한 SPWM 방식(단상) | 70 |
| 그림 3.19 | 정현파와 톱니파를 비교한 SPWM 방식(삼상) | 71 |
| 그림 4.1 | 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터의 제작 구성도 | 72 |
| 그림 4.2 | 게이트 펄스신호 생성회로 | 73 |
| 그림 4.3 | IGBT 게이트 드라이브 회로 | 75 |
| 그림 4.4 | PWM 파형의 발생원리 | 77 |
| 그림 4.5 | 마이크로컴퓨터에 의한 PWM 게이트 펄스 신호의 생성(u상) | 80 |
| 그림 4.6 | 게이트 펄스 신호의 H, L 역전 현상 | 83 |
| 그림 4.7 | 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스의 동작($\delta t_{1A}=0$, $I_0=6[A]$) | 85 |
| 그림 4.8 | 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스의 동작($\delta t_{1A}=0$, $I_0=20[A]$) | 86 |
| 그림 4.9 | 제안한 새로운 스위칭 펄스 시퀀스의 동작($\delta t_{1A}=0$, $I_0=6[A]$) | 87 |
| 그림 4.10 | 제안한 새로운 스위칭 펄스 시퀀스의 동작($\delta t_{1A}=0$, $I_0=20[A]$) | 88 |
| 그림 4.11 | 주 스위치 S1의 스위칭 파형($\delta t_{1A}=2.0[\mu s]$, $I_0=6[A]$) | 89 |
| 그림 4.12 | 주 스위치 S2의 스위칭 파형($\delta t_{1A}=2.0[\mu s]$, $I_0=6[A]$) | 90 |

| | |
|--|-----|
| 그림 4.13 주 스위치 S1의 스위칭 파형($\delta t_{1A}=2.0[\mu s]$, $I_0=20[A]$) | 91 |
| 그림 4.14 주 스위치 S2의 스위칭 파형($\delta t_{1A}=2.0[\mu s]$, $I_0=20[A]$) | 93 |
| 그림 4.15 보조 스위치 S3의 스위칭 파형 | 94 |
| 그림 4.16 보조 스위치 S4의 스위칭 파형($\delta t_{1A}=2.0[\mu s]$) | 95 |
| 그림 4.17 인버터 출력 전압의 실험파형(100[V/div], 1[ms/div]) | 97 |
| 그림 4.18 필터 인덕터 전류의 실험파형(5[A/div], 4[ms/div]) | 98 |
| 그림 4.19 필터 커패시터 전압의 실험파형(20[V/div], 4[ms/div]) | 99 |
| 그림 4.20 저항부하 전류의 실험파형(5[A/div], 4[ms/div]) | 100 |
| 그림 4.21 부하 전압과 전류의 실험파형(50[V/div], 10[A/div], 4[ms/div]) | 101 |
| 그림 4.22 공진 인덕터 L1의 전류와 저항 부하전압의 실험파형 | 102 |
| 그림 4.23 커패시터 C3의 전압과 저항 부하전류의 실험파형 | 103 |



系統連系 分散電源에 使用되는 太陽光 發電用 인버터의 開發

金 正 道

釜慶大學校 大學院 電氣工學科

요 약

본 논문은 계통연계형 단상 SPWM 인버터 시스템에 관한 것으로, 제안한 시스템은 종래의 계통연계형 단상 하프 브리지 인버터의 브리지 암에 액티브 보조 공진 회로를 추가하였으며, 주 스위치의 게이트 펄스 신호는 SPWM 방식에 의한 변조를 가하도록 구성함으로써, 다상 교류를 일괄 제어 할 수 있는 특징을 가져 단상 PWM 인버터에 사용할 수 있다. 그리고 액티브 보조 공진 스너버 회로를 데드 타임 기간 동안에도 작동시킴으로써, 소프트 스위칭이 가능하므로 실제로는 온상태의 기본 스위치를 턴-오프하고 공진 동작 후에 다른 주 스위치를 턴-온시키는 게이트 신호를 인가시켜 주는 특성을 가진다. 또한, 종래 프로그램에서 액티브 보조 공진 스너버의 동작 시간보다 게이트 펄스 신호 폭이 짧을 경우에 하드 스위칭으로 동작되어 게이트 펄스 신호의 H, L가 역전되는 경우도 생긴다. 이러한 역전현상으로 전원 합선이 되기 때문에 전원 회로가 소손 될 우려가 있다. 이를 방지하기 위해 본 논문에는 ARCP 동작 설정시간과 변조 비율을 설정하고, 펄스가 가늘지 않도록 처리해 게이트 펄스 신호의 역전 현상이 발생하지 않도록 프로그램을 하였다.

또한, 주 스위치가 오프에서 다른 주 스위치가 온이 될 때까지의 시간은 종래의 시퀀스 스위칭 패턴 방식인 경우에 하드 스위칭 방식의 데드 타임을 $1.5[\mu\text{s}]$ 로 하고, 소프트 스위칭 방식의 데드타임을 $2.0[\mu\text{s}]$ 로 설정하는데 반해, 본 논문에 적용된 시퀀스 스위칭 패턴인 경우에는 소프트 스위칭 방식이 $4.0[\mu\text{s}]$ 이기 때문에 동일한 변조 비율과 시간에서 하드 스위칭 방식이 가장 펄스폭이 고밀도를 가져 공진 인덕터 전류를 전체적으로 작게 억제하여 효율을 향상시키는 효과를 가진다.

본 논문에 적용된 시퀀스 스위칭 패턴 방식으로 소프트 스위칭 동작을 실행할 경우 서지 전압과 서지 전류를 억제 할 수 있으므로, 장치의 발생 소음이 하드 스위칭 방식에 비해 감소하는 효과가 있다.

제 I 장 서 론

최근 급속한 산업화와 생활환경 개선으로 에너지 소비량은 크게 증가하고 있으며, 전기 에너지의 활용은 매우 중요한 위치를 차지하고 있다. 태양광 발전, 연료 전지, 풍력발전 등의 신재생에너지 전원 시스템과 마이크로 가스 터빈 등의 열병합발전에너지 전원 시스템도 기존의 전력망과 함께 통합 시스템으로서 효율적으로 이용되어지고 있다.

신재생에너지 전원 시스템과 열병합발전에너지 전원 시스템을 직접 전기 에너지로 변환하는 고효율 반도체 전력 변환장치의 연구개발은, 산업을 비롯해 새로운 에너지 인터페이스, 전력계통, 전기철도, 자동차, 정보통신, 의료복지, 우주항공, 해양선박, 가전제품 등의 전기 에너지 응용 분야도 활발하게 이루어지고 있다. 특히 공동 주택과 고층빌딩, 공장 등의 그룹 단위로 전력을 생산하여 잉여 전력을 전력회사에 판매하는 소규모 계통연계 분산형 전원 시스템과 폐열로 발전해서 나오는 열에너지를 온수 시스템과 냉·난방 시스템 등에 이용하는 계통연계 열병합 발전시스템 등의 개발이 이루어지고 있다. 따라서 지구 에너지 자원의 고갈화와 지구환경 문제의 관점에서 이러한 시스템 기술은 매우 중요한 역할을 한다고 할 수 있다.[1]-[8]

한편, 태양광 발전 시스템에서 얻어지는 전력은 직류 전력인데 반해, 전력 회사에서 공급되는 전력은 교류이기 때문에, 태양 전지와 전력 계통 사이에 직류 전력을 교류 전력으로 변환하는 장치, 이른바 파워 컨디셔너가 필요하다. 이 전력변환장치는 규정 및 고성능화 등의 요구를 충족하기 위해 다음과 같은 특징 및 성능을 가져야한다.

첫째, 고효율이면서 소형, 경량이어야 하고, 둘째, 태양 전지 모듈을 항상 최대 전력으로 사용하기 위한 최대 전력 추종(MPPT : Maximum Power Point Tracking)제어를 내장하고 있어야 하며, 셋째, 상용 전원과 연계하기 위한 각종 보호기능이 내장되어 있어야 하고, 넷째, 고품질의 교류 출력 전류를

제공해야 한다.[9]–[20]

또한, 가칭 주파수대 이상의 주파수에서 동작이 가능한 전력용 반도체 소자 (파워 반도체 디바이스)를 가진 고주파 스위칭 전력변환장치의 개발은 최근 MOS(Metal Oxide Semiconductor) 제어를 할 파워 디바이스로서 MOSFET (MOS Field Effect Transistor) 또는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor), IEGT(Injection Enhanced Gate Transistor), MCT(MOS Controlled Thyristor), HiGT(High Conductivity IGBT)과 MOS계 파워 디바이스를 주체로 하여 기기의 고성능화, 저소음화, 그리고 높은 전력 밀도화에 의한 소형·경량화, 고효율화, 새로운 고성능의 내실을 위해 필수적이다. 이 외에도, GTO(Gate Turn-Off) 사이리스터의 개량형이라고도 할 수 있는 통합 게이트 정류 사이리스터(Integrated Gate Commutated Thyristor: IGCT), SI 전원 장치로 SIT(Static Induction Transistor)와 SITH 같은 파워 디바이스의 기술은 향상되어지고 있다. 또한, 반도체 전력변환 시스템의 기능면에서 마이크로 프로세서 및 주변 기기의 고속화, 저림화에 의해 제어계의 DDC(Direct Digital Control)화와 고성능화가 이루어져 산업 분야는 물론 전력 시스템 분야, 정보통신 시스템 분야, 우주항공 시스템 분야, 가전 시스템 분야에서 적용되어지고 있다. 그러나 과도 스위칭시에 발생하는 스위칭 전력 손실 및 전자 노이즈에 관한 문제점은 아직 많은 연구가 필요하다.

그리고 기존의 펄스 변조에 의한 하드 스위칭 반도체 전력변환 시스템은, 스위칭시의 전압과 전류의 중첩에 의해 발생하는 스위칭 전력 손실의 증가와 보조 스너버 회로에서의 손실이나 전자 노이즈의 증가, 냉각 장치의 대형화 및 스위칭시 서지 전압과 전류에 의한 전자파 노이즈 레벨의 증가 등의 문제점이 남아있다. 그리고 반도체 전력변환장치의 고주파화로 인해 전도 노이즈(EMI ; Electro Magnetic Interference) 및 방사성 노이즈(RFI ; Radio Frequency Interference)의 증대, 누설 전류의 증가, 서지 전압과 전류로 인한 전력반도체장치의 정격 능력의 감소, AC 모터 고정자 권선의 전기적 절연

파괴에 대한 문제점도 발생한다.

따라서 반도체 전력변환장치의 온/오프 스위칭 과도상태를 효과적으로 개선하기 위해 액티브 LC 부분 공진 스너버 회로를 스위칭 과도 전환 시에서만 적용한 소프트 스위칭 전력변환 회로 기술이 각광받고 있다. 즉, 부분공진 모드를 도입한 파워 반도체 디바이스의 전압 또는 전류를 제로(Zero)상태에서 완만하게 변화시키는 것으로, 스위칭 과도전환시의 전압·전류의 중복 간섭을 최소화하고 스위칭시 전압 서지 및 전류 서지를 억제한 것이다. 부분공진 모드는 주로 단일 펄스 변조를 하는 DC-DC 컨버터 소프트 스위칭 방식과 달리 액티브 보조 공진 스너버 회로 토폴로지로는 공진 DC 링크 스너버 방식과 공진 AC 링크 스너버 방식, 부분 공진 정류 브리지 암 링크 스너버 방식이 있다.[21]-[41]

따라서 본 논문은 중·대용량을 위한 소프트 스위칭 반도체 전력변환 회로로 최적의 새로운 부분 공진 정류 브리지 암 링크 스너버 회로를 채택하여 그 동작과 설계 방법에 대해 기술하였다. 또한, 보조 공진 정류 스너버 회로에 새로운 스위칭 펄스 패턴을 제안하여 최적 파라미터로 설계하였으며, 기존 전압형 PWM 인버터 시스템의 제어에 사용되어지는 변조 방식과는 다른 변조 방식을 적용한 SPWM 인버터의 게이트 펄스 신호 발생 회로와 IGBT 드라이브 회로에 대해 기술하였다. 그리고 액티브 보조 공진 스너버와 SPWM 변조 방식을 적용한 단상 전압형 하프 브리지 정현파 PWM 인버터 시스템을 시뮬레이션과 실험을 통하여 동작원리 및 특성에 대해서 확인하였다.

이러한 분석 결과를 바탕으로 본 논문은 3[KW] 주택용 태양광발전설비에 이용되는 계통연계형 인버터에 새로운 제어방식을 적용하여 기존의 인버터보다 효율 및 THD, 소음 감소 효과를 향상시키는 계통연계형 단상 SPWM 인버터를 제안한다. 이러한 모든 사항은 실험과 시뮬레이션을 통해 입증하고 그 타당성을 증명하고자 한다.

제 II 장 일반적인 태양광 발전시스템

2.1 태양광 발전시스템

태양광 발전은 태양 에너지로부터 직접 전기를 발생시키는 데 일조를 얻을 수 있는 곳이라면 발전할 수 있다는 장점 외에, 미래의 에너지 자원으로 다른 시스템에서는 생각할 수 없는 몇 가지 독특한 특징을 가지고 있는 이를 정리하면 다음과 같다.

- ㉠ 소음이 나오지 않는다.
- ㉡ 발전 중 CO₂를 발생하지 않는다.
- ㉢ 유지가 간단하고, 자동무인운전이 용이하다.
- ㉣ 규모의 대소에 관계없이 일정한 효율로 발전한다.
- ㉤ 모듈구조 때문에 양산성이 풍부해, 규모가 크다.
- ㉥ 전력 수요 피크시(주간)에 발전한다.

신에너지를 이용한 시스템으로 가장 대표적인 태양광 발전 시스템은 시스템 구성이나 부하의 종류, 출력 형식 등으로 분류된다.

그림 2.1은 태양광 발전 시스템의 분류를 나타낸 것이다. 그림 2.1에서 상용 전력 계통 사이의 전기를 주고받을 수 있는 “계통연계형 시스템”과 전력 계통에 연결하지 않고 단독으로 사용하는 “독립형 시스템”이 있다. 또한 계통 연계형 시스템은 전력 회사에 남은 전력을 판매 할 수 있는 “역조류가 있는 시스템”과 전력을 판매 할 수 없는 “역조류가 없는 시스템”으로 분류된다.

현재는 우리나라 시장의 대부분이 역조류에 유용한 인버터를 채용하고 있으며, 독립형 시스템은 낙도나 산간 지역 등 전기가 들어오지 않는 지역에서 사용되고 있지만, 이 경우에도 야간이나 우천 시에는 발전을 할 수 없기 때문에 배터리를 이용하는 시스템이 많다. 배터리는 일사의 변화에 따라 변화하는 태양 전지의 출력 전력을 축적하고, 항상 안정된 전기를 얻을 수 있도록 하기

위해 사용된다.

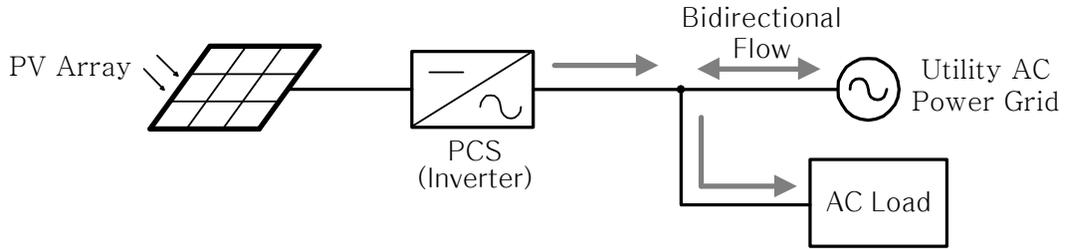


그림 2.1 태양광 발전 시스템의 분류

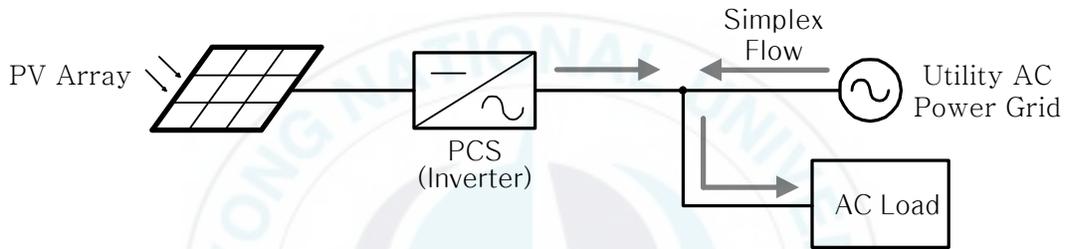
Fig. 2.1 Classification of the solar system

그림 2.2는 계통연계형 시스템을 나타낸 것이다. 그림 2.2(a)는 역조류가 있는 시스템 구성도이며, 그림 2.2(b)는 역조류가 없는 시스템 구성을 나타낸 것이다. 그림 2.2에서 역조류가 있는 시스템으로 태양광발전설비에 잉여전력(剩餘電力)이 발생한 경우 전력회사에서 매입하는 제도를 활용할 수 있다. 태양광발전설비는 그 출력이 기상여건에 좌우되기 때문에 주택 등에서 안정된 전기를 사용하기 위해서는 전력회사의 전력계통과 연계하여 운전할 필요가 있다. 태양전지의 출력이 구내(構內)의 수요에 대하여 부족한 경우에는 부족분이 전력회사의 배전선에서 유입되고, 역으로 태양전지의 출력에 잉여가 발생하면 전력회사의 배전선으로 역송전하여 매입될 수 있다. 이에 반해 역조류가 없는 시스템은 구내의 전력 수요가 항상 태양광 발전의 출력보다 크고, 역조류 전력이 생길 가능성이 적은 경우에 주로 사용된다. 이 시스템에서는 전력회사의 배전선에 잉여 전력을 역조류 하는 것을 허용하지 않으므로, 역방향 전류가 조금이라도 생긴 경우에는 인버터에서 태양광발전의 출력을 낮추거나

운전을 정지하는 기능이 필요하다.



(a) Connected system (with reverse bird)



(b) Connected system (no reverse bird)

그림 2.2 계통연계형 시스템의 구성

Fig. 2.2 The Configuration of grid-connected systems

그림 2.3은 전력 회사의 배전선과 연계하지 않는 독립형 시스템 구성도를 나타낸 것이다. 이 시스템의 경우에 사용 가능한 전력량은 태양광 발전으로 얻은 발전전력량 이하로 제한하는 것과 동시에 야간이나 우천시의 발전을 기대할 수 없는 경우를 대비해서 축전지를 연결하고 전력을 저장해 둘 필요가 있다. 이러한 독립형 시스템은 전력 회사의 배전선에서 먼 산악지나 낙도 등에서 많이 사용되고 있으며, 작은 것은 계산기 등의 1W 미만부터 도로 정보 표시판 등 수십 W~수 kW의 시스템까지 다양한 시스템이 실용화 되고 있다.

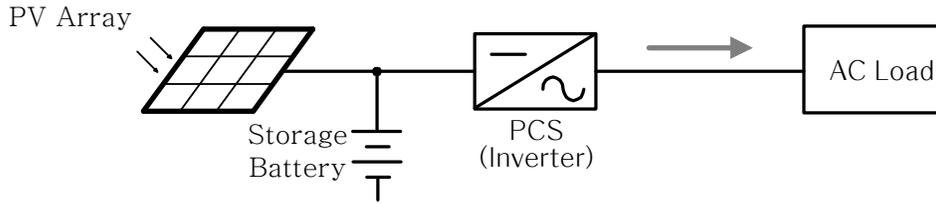


그림 2.3 독립형 시스템의 구성

Fig. 2.3 The Configuring of stand-alone system

그림 2.4는 주택용 계통연계형 태양광 발전 시스템의 일반적인 구성도를 나타낸 것이다. 그림 2.4에서 발전시스템은 태양 전지어레이, 인버터, 분전반, 전력량계 등으로 구성되며, 이 시스템은 주택에서 사용하는 전력을 자가 발전으로 충당역할을 함과 동시에 주택의 전력 수요에 맞추어 전력 회사의 전선과 송·수전한다.

태양광 발전 시스템에서 얻어지는 전력은 직류 전력인데 반해 전력 회사에서 공급되는 전력은 교류이기 때문에, 태양 전지와 전력 계통 사이에 직류 전력을 교류 전력으로 변환하는 장치, 이른바 인버터(또는 파워컨디셔너라고도 함)가 필요하다. 이 전력변환장치는 규정 및 고성능화 등의 요구를 충족하기 위해 다음과 같은 특징 및 성능을 가져야한다.

- ① 고효율이면서 소형, 경량일 것.
- ② 태양 전지 모듈을 항상 최대 전력으로 사용하기 위한 최대 전력 추종(MPPT) 제어를 내장하고 있는 것.
- ③ 상용 전원과 연계하기 위한 각종 보호기능이 내장되어 있는 것.
- ④ 고품질의 교류 출력 전류를 제공할 것.

이상의 요청에 대해 소용량의 인버터로 단상 전압형 PWM 인버터 및 단상 전류형 PWM 인버터의 모두 실현할 수 있지만, 전류형 인버터는 DC 리액터가 커져 실제 기계에서는 별로 사용되지 않고, 소형, 경량, 저비용 등을 이유로

주로 단상 전압형 PWM 인버터를 사용한다.

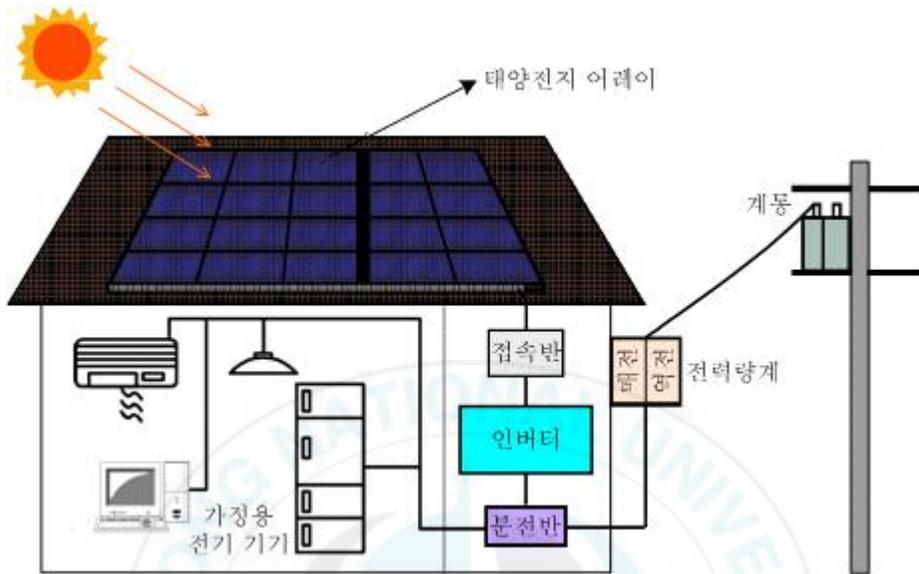


그림 2.4 주택용 태양광 발전 시스템

Fig. 2.4 The Houses solar power systems

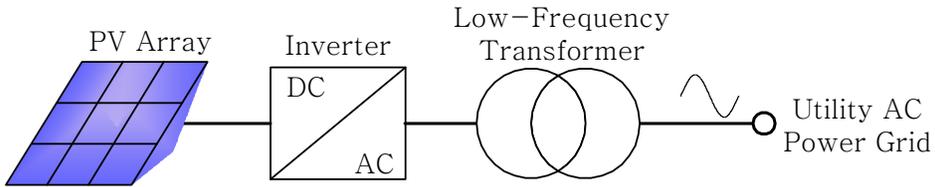
2.2 계통연계형 인버터

계통연계형 인버터의 회로 방식에는 크게 다음과 같이 3가지로 나눌 수 있다.

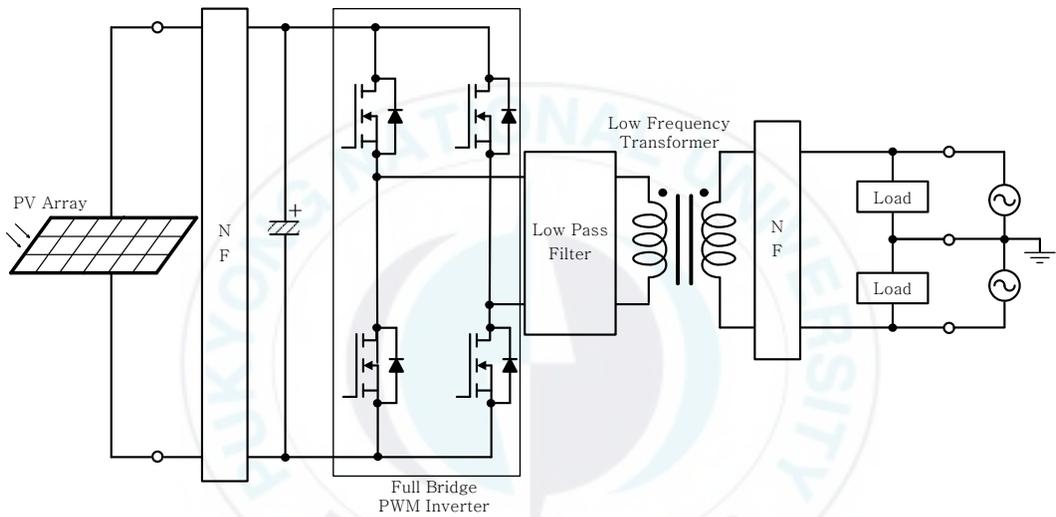
- 1) 저주파(상용)변압기를 이용한 저주파 절연 방식
- 2) 고주파 변압기를 이용한 고주파 절연 방식
- 3) 변압기 리스(비절연)방식

그림 2.5는 저주파 절연 변압기 방식은 상용 주파수 변압기에 의해 전력 계통과 태양 전지 어레이 측을 절연하는 방식이다. 이 방식은 회로 구성이 간단하고 변압기 기생 매개 변수를 필터로 사용할 수 있는 장점도 있지만, 변압기

의 중량이나 크기가 크고 가격도 비싼 것이 단점이다.



(a) System configuring



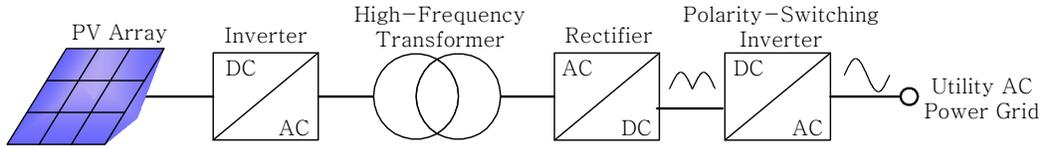
(b) Circuit configuration

그림 2.5 저주파 절연 변압기 방식

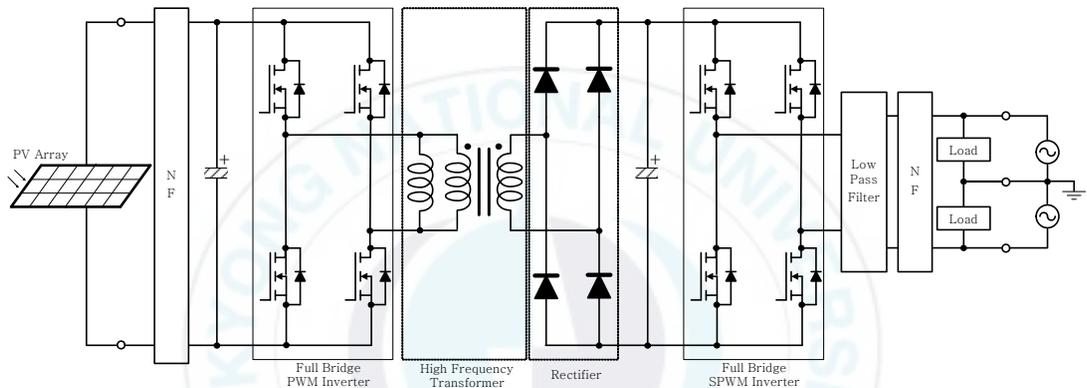
Fig. 2.5 Low frequency transformer isolation method

그림 2.6는 DC-DC 컨버터로 동작하는 평활 DC 링크 회로와 고주파 절연형 변압기가 혼합된 방식이며, 그림 2.7은 사인과 순시값 제어가 가능한 DC-DC 컨버터로 동작하는 비평활 DC 링크 회로와 고주파 절연형 변압기가 혼합된 방식이다. 그림 2.5의 저주파 절연형 변압기 방식과 비교하면 고주파 스위칭을 위한 인버터의 소형, 경량화가 가능하며, 비용면에서도 저렴하다. 그러나 부품의 수가 많아 회로 구성이 약간 복잡하다. 그림 2.7(c)의 회로 방식

은 고주파 절연형 누설 변압기를 포함한 1석 부분 공진형 SPWM 인버터와 고주파 반파 배압정류 회로, 극성 절환 풀-브리지 회로, 저역 통과 필터로 구성된다.



(a) System configuring



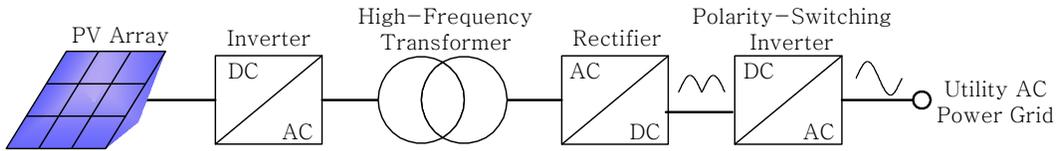
(b) Circuit configuration

그림 2.6 고주파 절연 변압기 방식(DC 링크 방식)

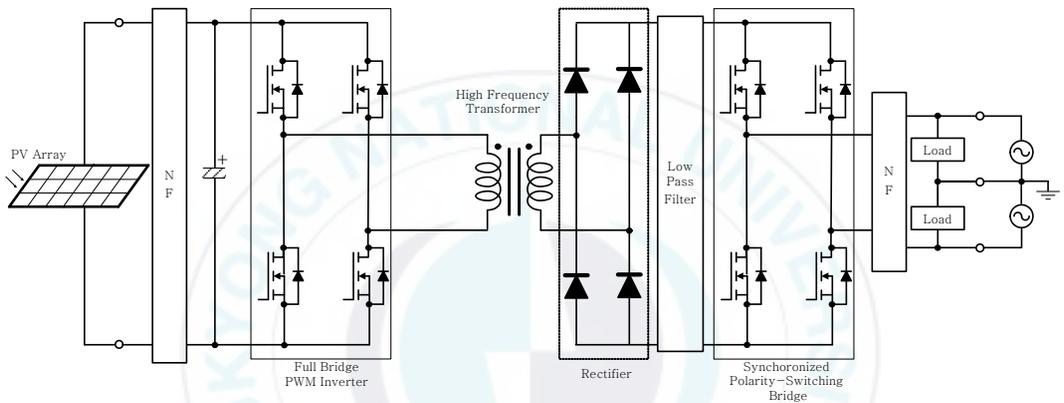
Fig. 2.6 High frequency transformer isolation method (DC link method)

그림 2.7(b)와 비교하면 1석 부분공진을 이용한 입력단의 SPWM 인버터는 부품의 수를 줄여 간단하면서 저가로 회로를 구성하였으며, 부분공진 동작에 의해 영전압 스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching)동작을 할 수 있다. 또한 태양전지와 계통 사이에 고주파 절연 형 변압기를 사용함으로써 전체 시스템으로서의 안전성을 높이는 동시에 고장시의 사고 파급 확대화를 막을 수 있다. 그림 2.8은 변압기 리스 방식을 나타낸 것이다. 변압기 리스 방식은 저주파 절연형 변압기 또는 고주파 절연형 변압기를 사용하지 않고 직접 상용 계통과 연계하는 방식이며, 저주파 고주파 절연형 변압기 방식보다 효율이 높고

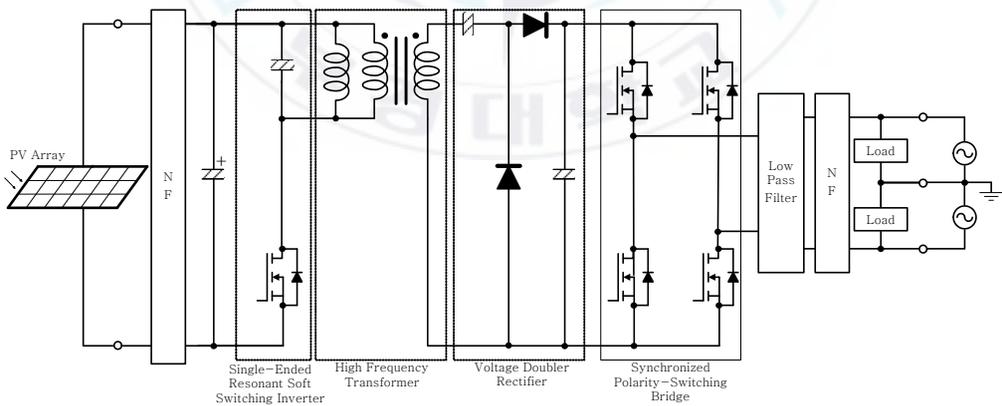
소형, 경량화 등 여러 가지 면에서도 우위가 있다. 그러나 상용 전원과의 사이는 비절연이며, 변압기 방식과 동일한 기능과 안전성을 보장하기 위해 다양한 제어 회로 및 감지 회로가 포함되어 있어 복잡하다는 단점이 있다.



(a) System configuring



(b) Circuit configuration (Type 1)

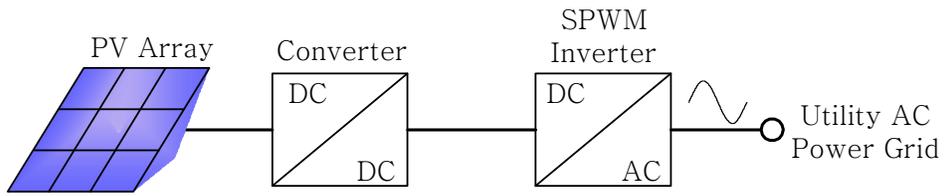


(c) Circuit configuration (Type 2)

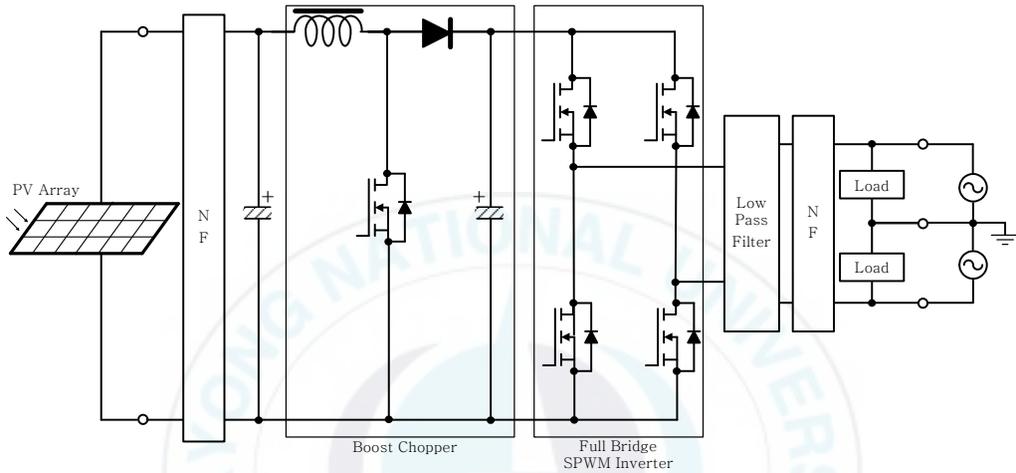
그림 2.7 고주파 절연 변압기 방식(비평활 DC 링크 방식)

Fig. 2.7 High frequency transformer isolation method

(Non-smoothing DC link method)



(a) System configuring



(b) Circuit configuration

그림 2.8 변압기 리스 방식

Fig. 2.8 Transformers lease method

2.3 고주파 스위칭 PWM 전력변환 기술

파워 MOSFET, IGBT 등 MOS 게이트 파워 반도체 스위칭 디바이스를 이용한 펄스 변조 스위칭 모드 고주파 절연형 DC/DC 컨버터의 소형·경량화, 고성능화·저소음화하기 위한 스위칭 주파수의 고주파화 기술이 도입되어지고 있다. 그러나 기존의 하드 스위칭 고주파 PWM 방식 절연형 DC/DC 컨버터는 펄스 변조 캐리어 주파수의 고주파화에 수반하고, 파워 반도체 스위칭 디바이스의 스위칭 손실의 증대나 스위칭 과도현상에 수반한 전압 서지나 전류 서지에 의한 EMI의 노이즈의 발생 등의 문제점이 있으며, 스위칭 주파수의 고주파화에도 한계가 나타나고 있다. 이러한 문제를 효과적이면서 동시에 해결하기 위해 스위칭 모드 PWM DC/DC 컨버터내의 파워 반도체 스위칭 디바이스와 고주파 트랜스를 포함한 LC공진회로, 스너버 회로 등을 이용하여 영전압 스위칭(ZVS) 또는 영전류 스위칭(ZCS)의 상태 천이로 온 시키는 소프트 스위칭 PWM 방식 고주파 절연형 DC/DC 컨버터의 회로 기술에 대한 연구 개발이 활발하게 이루어지고 있다.

일반적으로 공진전류 모드를 도입한 펄스 변조 소프트 스위칭 DC/DC 컨버터는 파워 반도체 스위칭 디바이스의 스위칭에서 LC공진 현상을 한 주기 내에 부분적 또는 전체적으로 이용하여 영 전류모드 또는 영 전압모드에 의한 소프트 스위칭 펄스 전류 방식을 이용한다. 연속 공진 전류 전환방식은 변압기의 기생 회로 파라미터를 이용하여 공진 동작하기 때문에 회로는 간단하나 파형이 정현파 공진 상태이기 때문에 파워 반도체 스위칭 디바이스, 고주파 변압기, 직렬 보상 공진 컨덴서에 관련된 전압 또는 전류의 피크값이 커져 정주파(定周波) PWM 방식을 이용한 출력 제어법은 잘 사용하지 않는다. 하지만 일부 산업체에서 실용화되고 사용하므로 문제점의 개선에 관한 연구가 필요하다. 이에 반해 부분 공진 전압 방식은 스위칭의 모드 천이 전후에서 공진 회로를 부분적으로 동작시키므로 스위칭 천이 영역 전후 이외에서 파워 반도체 스위치의 단자 전압 파형이 구형파, 즉 예지 공진 파형이 가능하기 때문에

고주파 PWM 방식으로 출력 전압을 제어할 수 있다. 이러한 특성을 이용하여 전원 방식의 고성능, 고효율, 저노이즈 등에 많이 적용되어 연구되고 있다.

그림 2.9은 IGBT의 등가 회로와 전압-전류특성을 나타낸 것이다. 그림 2.9에서 IGBT는 하이브리드 MOS 게이트 턴-온/오프 쌍극성 트랜지스터이며, MOSFET(Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)와 BJT(Bipolar Junction Transistor)의 특징을 조합한 것이며, 게이트에 인가되는 전압에 의해 턴-온, 턴-오프되는 전압제어형 소자이다. 이러한 IGBT의 게이트에 전압을 인가하면 PNP트랜지스터는 턴-온상태가 된다. 오프 방법은 게이트-이미터간의 전압을 0[V]로 하면 PNP 트랜지스터의 베이스로 흐르는 전류 공급을 끊어 트랜지스터는 차단 상태가 된다. IGBT는 턴-온, 턴-오프를 제어하는 부분에 MOSFET를 사용하고 주 전원 공급소자는 BJT이므로 POWER MOSFET와 비교하여 극히 적은 온 저항을 가지며, BJT보다 적은 구동 전력으로 턴-온, 턴-오프가 가능하며, 또한 큰 전류 용량을 갖는 모듈 형태의 제품을 제작하기가 용이하다. 하지만 그림 2.10와 같이 턴-온 동작시에 MOSFET 구조보다 늦게 온하므로 MOSFET 구조의 턴-온에 의해 축적된 소수 캐리어의 정공이 흘러나오는 경로가 차단되어 턴-오프가 늦어지고, 테일 전류가 발생한다.

이와 같은 특성에서 알 수 있듯이 현실의 IGBT 파워 디바이스의 스위칭 특성은 이상적으로 말하면 스위치 고유의 턴-온 시간, 턴-오프 시간이 존재하기 때문에 스위칭 시간에 있어서 전압과 전류의 교차가 발생하는 부분에서 스위칭 손실이 발생한다. 이러한 스위칭 손실은 스위치에 열을 발생시켜 방열팬을 포함한 냉각장치가 커지는 문제점이 있다. 그리고 인덕터와 커패시터 수동회로소자와 파워 반도체 디바이스의 기생 파라미터가 존재하기 때문에 전압과 전류의 차단을 행하는 스위칭 시에는 기생회로 성분에 의해 그림 2.9에서 나타낸 것처럼 서지 전압과 전류가 발생하고 파워 반도체 디바이스에 전압과 전류의 피크 스트레스가 발생한다. 이러한 문제점들을 해결하기 위해서 본 연

구에서는 스위치에 병렬로 무손실 스너버 회로를 추가하여 스위칭 손실과 서지에 의한 dv/dt 와 di/dt 스트레스의 저감시켰다.

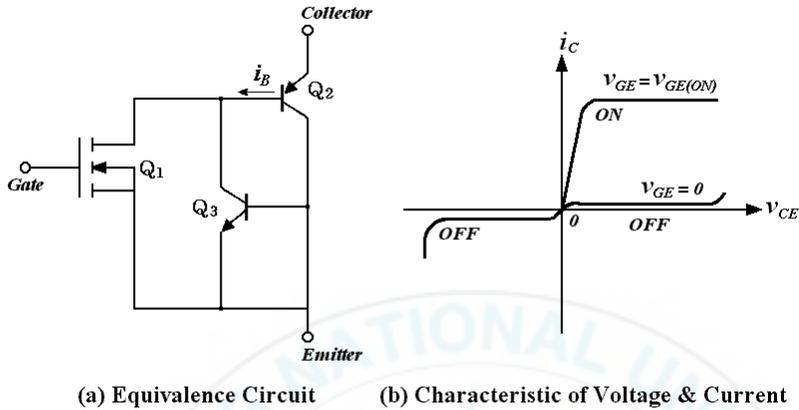


그림 2.9 IGBT의 등가 회로와 전압-전류특성

Fig. 2.9 Voltage & Current characteristics and equivalent circuit of IGBT

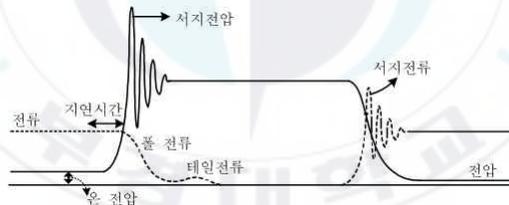


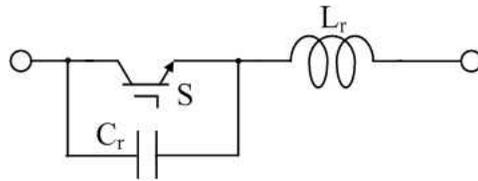
그림 2.10 스위칭시의 서지 전압과 서지 전류

Fig. 2.10 Surge voltage & current of switching

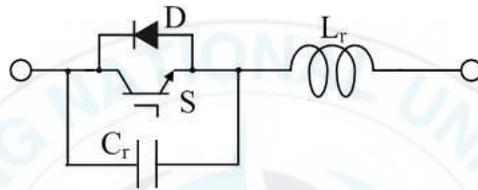
2.4 영전압 스위칭(ZVS)과 영전류 스위칭(ZCS)의 구조

스위칭 주파수의 고주파화에 대하여 문제점의 효과적인 해결 방법으로서 스위칭 전력 변환회로를 LC공진 상태에서 동작시켜 스위칭 단자간에 제로전압 영역에는 제로 전류상태에 있어서 스위칭을 행하면 영전압 스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching)과 영전류 스위칭(ZCS : Zero Current Switching)으

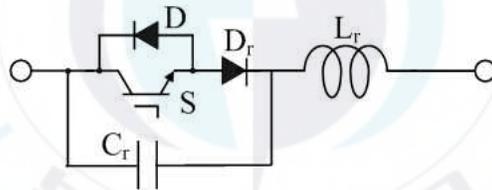
로 하는 스위칭 기술이 전력변환장치의 고주파 스위칭화 고성능화 실현기술로서 주목되기 시작하고 있다. 그림 2.11은 영전압 스위칭의 기본 회로를 나타낸 것이다.



(a)



(b)



(c)

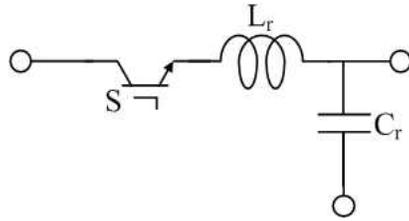
그림 2.11 ZVS 공진형 컨버터의 스위치 구조

Fig. 2.11 Switch configurations for ZVS resonant converters

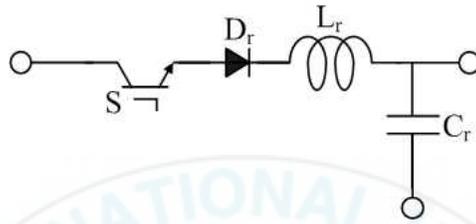
그림 2.11에서 스위치는 영전압에서 턴-온과 턴-오프 되며, 공진 회로를 구성한다. 그림 2.11(a)은 영전압 스위칭을 하기 위해서 공진 커패시터 C_r 은 스위치 S에 병렬로 연결되고, 스위치 소자가 가지고 있는 커패시터 C_{oss} 와 더해진다. C_{oss} 는 공진 주파수에만 영향을 미치게 되고, 스위치에서의 전력 손실에는 영향을 주지 않는다. 이것은 스위치 S가 턴-오프할 때, 스위치로 흐르는 전류는 공

진 커패시터로 흐르기 때문에 스위치에 걸리는 전압은 서서히 증가하여 어떤 전압 V_0 로 충전된다. 즉, 스위치의 드레인(drain)전압의 di/dt 는 C_r 에 의해서 제어된다. 그러므로 공진 커패시터 C_r 은 초기에 주 스위치 S의 드레인 전압을 0[V]로 하기 때문이다. 그리고 공진 인덕터는 스위치에 직렬로 연결된다. 그림 2.11(b)은 이상적인 스위치 S와 역 병렬 다이오드 D로 구성되는데, 공진 커패시터 C_r 양단에 걸리는 전압은 다이오드 D에 의해서 클램프 되며, 공진 스위치는 반파 형태로 동작한다. 그리고 그림 2.11(c)에서 보는 바와 같이 다이오드 D가 스위치 S와 직렬로 연결되면, 공진 커패시터 C_r 양단에 걸리는 전압은 자유롭게 공진하게 되며, 공진 스위치는 전파형태로 동작한다.

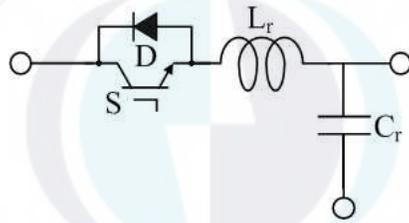
그림 2.12는 영전류 스위칭의 기본 회로를 나타낸 것이다. 그림 2.12에서 스위치는 스위치 소자 S와 공진 요소인 L_r , C_r 로 이루어지는데, 그림 2.12(a)와 같이 영전류 스위칭 공진형 컨버터는 인덕터 L_r 이 스위치 전류의 di/dt 를 제한한다. 그리고 스위치 S가 턴-오프 시 스위치의 드레인 전압은 한정된 기울기 때문에 스위치 소자가 가지고 있는 커패시터 C_{oss} 로 흐르는 전류는 $i=C_{oss} \times di/dt$ 가 된다. 이 전류는 스위칭 손실의 원인이 되며, 스위칭 주파수가 높으면 손실도 커진다. 그림 2.12(b)는 반파 구조이다. 여기서 스위치는 단방향으로만 전류가 흘러야 하기 때문에, 빠른 회복(Fast Recovery) 다이오드 D를 스위치에 직렬로 연결한다. 그림 2.12(c)는 전파 구조를 나타내며, 스위치에 흐르는 전류가 양방향이 된다. 실제 회로에서 스위칭 소자는 회복시간으로 인하여 영 전류에서 턴-오프 되지 않는 단점이 있다. 또한 스위치가 손상되지 않고 안전하게 동작하기 위해서는 스위칭 동작점이 안전 동작 영역(Safe Operating Area : SOA)안에 놓여야 한다. 이 안전 동작 영역(SOA)은 최대허용 드레인 전류 I_d , 최대허용 드레인-소스간 전압 V_d 및 최대 전력 손실로 결정된다. ZVS와 ZCS는 전력소자의 스위칭 손실의 해결을 위해 개발되었다.



(a)



(b)



(c)

그림 2.12 ZCS 공진형 컨버터의 스위치 구조

Fig. 2.12 Switch configurations for ZCS resonant converters

그림 2.13는 IGBT의 ZCS/ZVS 스위칭 파형을 나타낸 것이다. 그림 2.13에서 턴-오프 시에는 IGBT의 상승 전압시간과 테일전류 발생기간에서 약간의 전압과 전류의 과도교차에 의해서 스위칭 손실이 발생하고 있는 것을 알 수 있다.

이러한 턴-오프 시에 발생하는 스위치 단자간의 전압 상승을 억제하기 위해서는 파워 반도체 디바이스에 병렬로 조합한 무손실 스너버 커패시터를 통하여 전압을 완만하게 상승시키고, 서지 전압의 억제도 동시에 실현된다. 그리

고, 턴-온 시에는 스위치에 병렬로 접속시킨 역도통 다이오드에 전류가 흐르고 있는 사이에 IGBT의 게이트에 온 신호를 전송함에 있어서 전류가 자연전류 할 때에 스위치에 전류가 흐르기 시작하여 ZCZVS 스위칭 동작을 한다. 이때 그림 2.13에서 알 수 있듯이 전류와 전압의 과도교차는 IGBT의 온 전압과 근소한 교차에 의해 발생되며, 기존방식의 스위칭 보다 스위칭 손실의 저감 및 서지 전압과 전류가 억제하고 있는 것을 알 수 있다.



그림 2.13 ZCS/ZVS 스위칭 파형
 Fig. 2.13 ZVS/ZCS switching waveforms

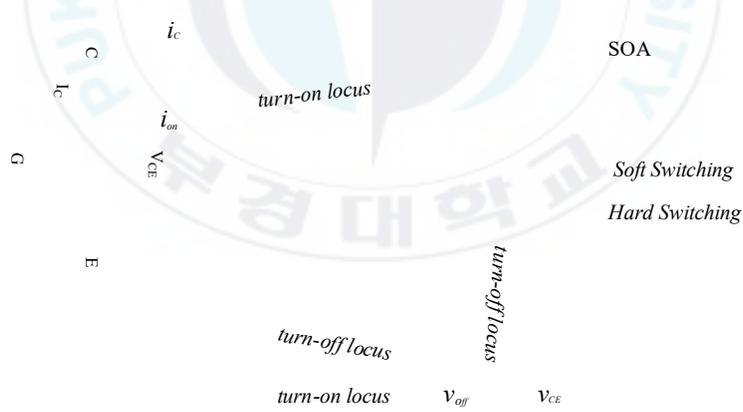
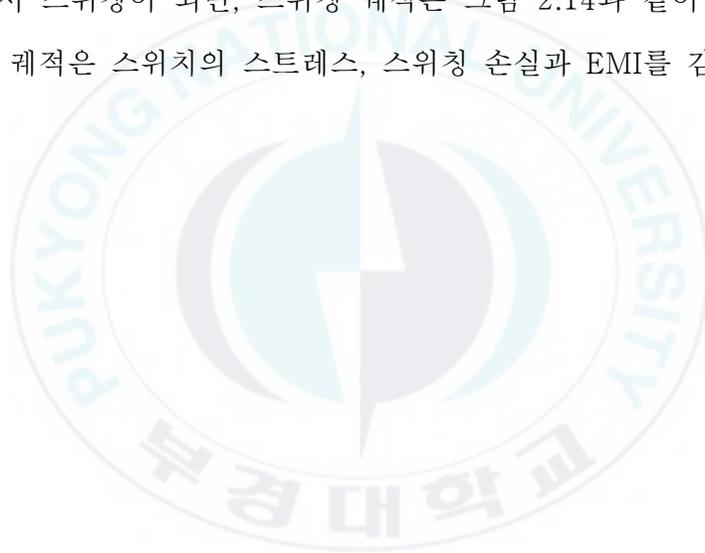


그림 2.14 스위칭 궤적
 Fig. 2.14 Switching loci

스위칭 소자의 손실 메커니즘(Mechanisms)으로서 그림 2.14과 같이 각 스위칭 방식에 따른 스위칭 궤적을 나타내고 있다. 일반적으로 하드 스위칭

(Hard Switching)으로 턴-온 구간에서 상승하는 전류와 하강하는 전압 간에 중복(Overlap)되는 부분이 크게 생기는데, 이것은 스위칭 손실이다. 따라서 큰 스위칭 전압과 전류가 동시에 발생하기 때문에, 안전 동작 영역(SOA)내에서 스위치는 높은 스위칭 손실 및 스트레스를 갖게 된다. 그리고 턴-오프 구간에서 상승하는 전압과 하강하는 전류 간에 중복(Overlap)되는 부분, 회로상의 기생(Parasitic) 인덕터의 높은 전압 스파이크(Spike)로 스위칭 소자의 스트레스, IGBT소자인 경우 턴-오프에서 테일 전류(Tailing Current)등이 손실로 나타난다. 이에 반해 스위치의 턴-온과 턴-오프 스위칭이 영전압 또는 영전류 조건에서 스위칭이 되면, 스위칭 궤적은 그림 2.14과 같이 나타난다. 이러한 스위칭 궤적은 스위치의 스트레스, 스위칭 손실과 EMI를 감소시킨다.



2.5 풀-브리지 인버터의 회로구성 및 동작원리

단상 풀-브리지 인버터(Full-Bridge Inverter)는 스위치가 도통·차단을 반복하면서 동작하므로 회로는 비선형(Non-Linear)이 되고 동작해석을 위한 모델링은 매우 복잡하다. 인버터의 모델링에 회로 평균화 기법(Circuit Averaged Method)을 사용하는 방법은 인버터의 종류 하나하나에 대한 선형 회로 모델을 구하여 해석하는 방법으로 회로의 물리적 성격을 충분히 설명해 줄 수 있다는 특징이 있다. 풀 브리지 인버터에 대하여 회로 평균화 기법을 이용하여 회로 모델링을 하여 컨버터의 제어회로 설계와 동작해석을 이용하였다. 그림 2.15은 본 연구에 사용된 풀 브리지 인버터 회로이다. 그림에서 나타냈듯이 스위칭 소자 네 개를 브리지로 구성하여 상·하 암의 스위치를 번갈아 Turn-on/off 시켜서 교류를 인가하는 방식이다.

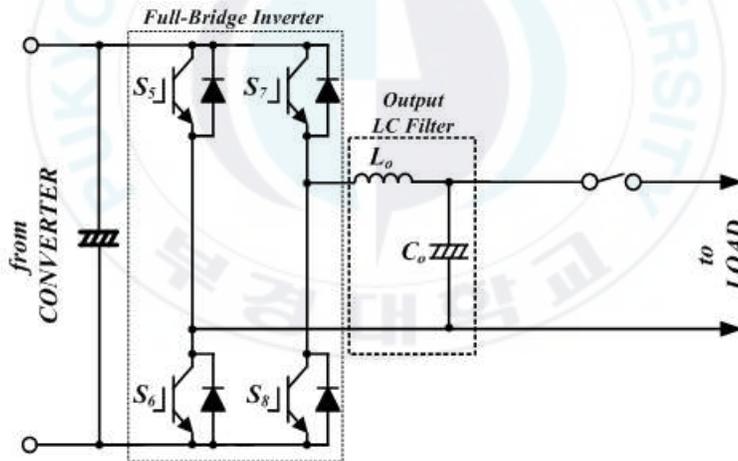


그림 2.15 풀-브리지 인버터 주회로

Fig. 2.15 Main circuit of full-bridge inverter

풀-브리지 인버터의 제어특성은 동특성에 관한 평균화 회로 모델을 이용하여 그림 2.16의 블록선도와 같이 나타낼 수 있다. 출력전압의 안정화를 위한

부궤환(Negative-Feedback) 제어회로를 가지며, 제어회로는 오차증폭기(Error Amplifier) 및 비교기로 구성된다. 그림에서와 같이 이 오차증폭기 및 비교기는 컨버터의 제어 전달함수와 함께 폐루프를 형성하고, 높은 안정성을 요구하게 되며 이에 수반하여 안정성 설계가 필요하다.

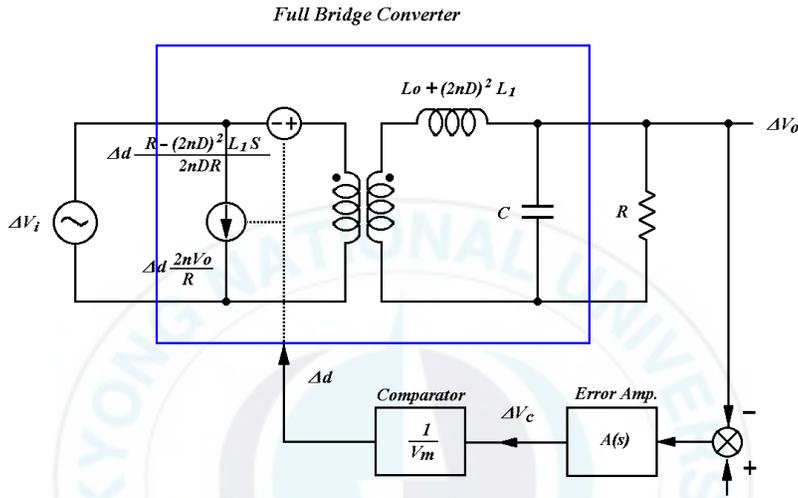


그림 2.16 풀-브리지 인버터의 제어특성

Fig. 2.16 Control characteristics of full-bridge inverter

오차증폭기 및 비교기는 그림 2.17와 같이 주로 연산증폭기를 사용하여 구성되며 컨버터의 출력전압과 비교전압 V_r 를 비교하여 그 오차를 오차증폭기에서 증폭하고, 이 출력을 비교기에서 톱니파(Saw-tooth Wave)와 비교하여 시비율을 조절하는 구조로 되어 있다. 오차증폭기로 사용하는 연산증폭기의 입력 또는 제한요소에 저항(R) 및 커패시터(C)의 소자를 가지고 보상회로를 구성한다. 제어회로 부분이 IC화되어 있는 경우는 보상회로를 적용할 수 있도록 IC에 외부 핀(Pin) 단자가 나와 있다. 제어회로를 구성하고 있는 요소 중의 하나인 비교기는 그림 2.18에 나타낸 바와 같이 오차증폭기의 출력과 톱니파를 비교하여 주 스위치의 구동을 위한 펄스 파형을 출력한다.

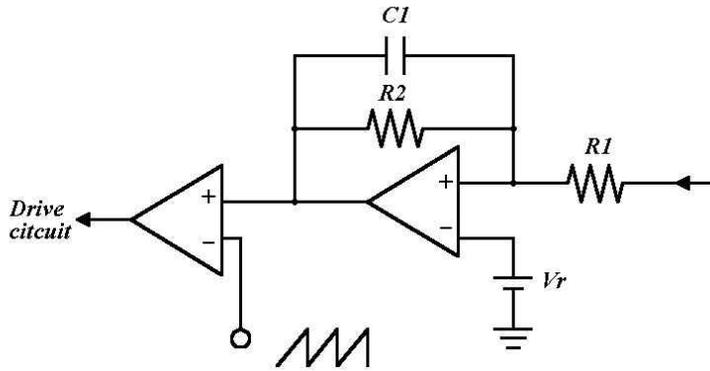


그림 2.17 오차증폭기 및 비교기의 기본회로

Fig. 2.17 Basic circuit of error amplifier and comparator

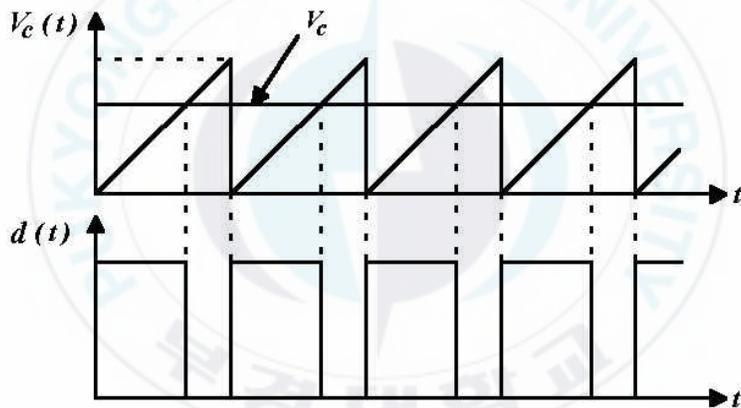


그림 2.18 비교기의 입·출력 파형

Fig. 2.18 Input and output waveform of comparator

그림 2.18으로부터 오차증폭기의 출력 v_c 는 다음 식 (2.1)와 같이 표현할 수 있다.

$$v_c = dV_m \quad (2.1)$$

이것을 직류분과 미소 변동분으로 나누어 나타내면 식 (2.2)와 같다.

$$V_c + \Delta v_c = D V_m + \Delta d V_m \quad (2.2)$$

동특성에 있어서 비교기의 전달함수는 식 (2.3)과 같이 톱니파 진폭의 역수가 됨을 알 수 있다.

$$\frac{\Delta d(s)}{\Delta v_c(s)} = \frac{1}{V_m} \quad (2.3)$$

풀 브리지 인버터에서 궤환 루프의 안정성 설계는 통상 오차증폭기에 극·영점 보상(Pole·Zero Compensation)을 통하여 충분한 위상여유를 확보함으로써 이루어질 수 있다. 폐루프 시스템에서 이득이 10[dB]일 때 위상이 $-180[^\circ]$ 를 넘지 않으면 안정하고 이때의 위상과 $-180[^\circ]$ 와의 차를 위상여유라고 한다. 또 이를 달리 표현하면 위상이 $-180[^\circ]$ 일 때 이득이 10[dB]보다 작으면 안정하고 이때의 이득과 1[dB]과의 차를 이득여유(Gain Margin)라고 한다. 한편, 동특성에 있어서 오차증폭기의 이득을 $A(s)$, 비교기의 이득을 $1/V_m$ 이라고 했을 때 인버터의 제어 전달함수 $G_d(s)$ 와 루프이득 $T(s)$ 는 식 (2.4), 식 (2.5)과 같이 정의할 수 있다.

$$G_d(s) = \frac{\Delta v_o(s)}{\Delta d(s)} \quad (2.4)$$

$$T(s) = G_d(s) \cdot A(s) \cdot \frac{1}{V_m} \quad (2.5)$$

T(s)를 구성하는 항 중에서 제어 전달함수 $G_d(s)$ 는 인버터의 종류에 따라 결정이 되고, 비교기의 이득 $1/V_m$ 도 이미 고정된 값이므로 안정한 시스템의 설계 여부는 오차증폭기의 이득 A(s)에 달려 있다. 안정성 설계를 위한 A(s)의 결정은 앞서 언급한 바와 같이 극·영점 보상을 통하여 이루어지게 된다. T(s)의 안정성을 위하여 일반적으로 모든 형태의 인버터에 대하여 적용할 수 있는 설계기준은 다음과 같이 요약할 수 있다.

- 1) 출력전압의 레귤레이션 오차를 줄이기 위하여 DC에서의 이득이 커야 한다.
: 원점에서 극점이 존재하도록 한다.
- 2) 안정한 위상여유를 얻기 위해서 0[dB]을 통과하여 이득의 기울기를 $-20[\text{dB/decade}]$ 로 한다.(0[dB]의 이득에서 위상이 $-90[^\circ]$ 에 근접한다.)
- 3) 이득이 0[dB]를 통과하는 주파수를 교차주파수(Crossover Frequency) f_c 라고 할 때, 샘플링 이론에 의하면 $f_c > f_s/2$ 이면 입력이 출력에 전달되지 못하고, $f_c > f_s/2\pi D$ 이면 시스템이 불안정하다. 이를 근거로 하여 f_c 를 스위칭 주파수 f_s 의 $1/4 \sim 1/5$ 로 선택한다.
- 4) 좋은 과도특성을 얻기 위하여 위상여유를 $45[^\circ] \sim 60[^\circ]$ 정도로 한다. 이러한 설계기준에 합당하도록 오차증폭기의 보상을 수행하는 것이 결과적으로 DC-DC 컨버터의 정상동작 및 안정성 설계를 위하여 중점적으로 개선되어야 한다.

제Ⅲ장 제안한 계통 연계 분산 전원에 사용되는 태양광 발전용 SPWM 인버터

3.1 정류 펄스 회생형 액티브 보조 공진 정류 브리지 스너버 회로의 구성

그림 3.1는 본 논문에서 제안한 신재생에너지 계통연계 분산 전원용 전압형 SPWM 인버터에 적용되는 정류(轉流)펄스 회생형 능동 보조 공진 스너버 회로를 나타낸 것이다. 이 회로는 기존의 액티브 보조 공진 암 링크(ARCP)스너버에 비해 직류 전압 평활 및 중성점 전위 유지를 위한 가상 중성점 분할 커패시터 대신 역병렬 다이오드를 사용하지 않는 보조 스위치(S_3, S_4)를 연결하고 있다.

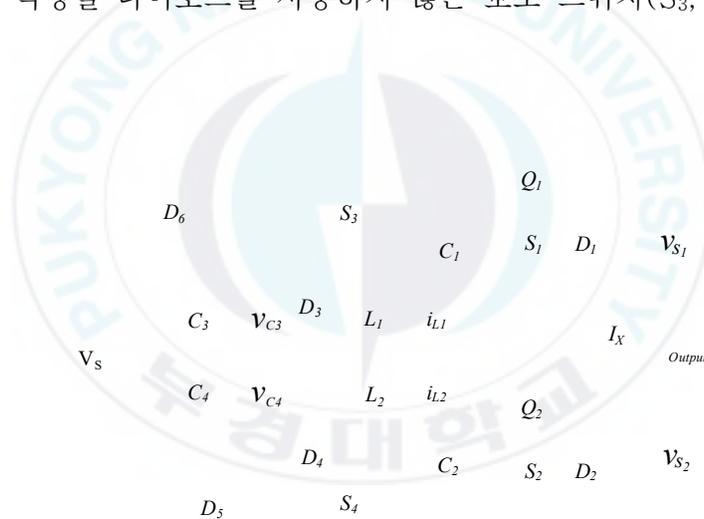


그림 3.1 제안한 정류(轉流)펄스 회생형 능동 보조 공진 스너버 회로

Fig. 3.1 The proposed commutation pulse regenerative active auxiliary resonant snubber circuit

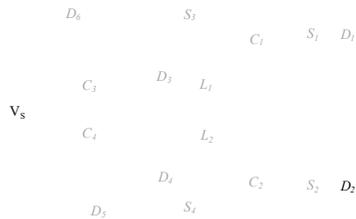
그 외에는 주 스위치($S_1/D_1, S_2/D_2$)와 병렬로 연결된 무손실 스너버 커패시터($C_1, C_2; C_1=C_2=C_a$), 전류 회생용 보조 다이오드($D_3\sim D_6$), 공진 인덕터

($L_1, L_2; L_1=L_2=L$) 보조 공진 커패시터($C_3, C_4; C_3=C_4=C_b$)가 연결되어있다. 주 스위치의 ZVS 턴-오프는 주 스위치와 병렬로 연결된 공진 커패시터가 부분 공진이 일어나 충전되면서 실현되며, ZVS 턴-온은 주 스위치와 병렬에 연결되는 공진 커패시터가 방전되면서 실현된다. 그리고 보조 스위치도 직렬로 연결된 공진 인덕터 및 보조 공진 커패시터와 부분 공진에 의해 ZCS 턴-온, ZVS 턴-오프 동작을 한다.

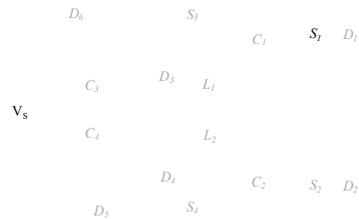
제안한 전류 회생형 액티브 보조 공진 스너버회로의 각 모드별로 동작 상태를 설명하기 위해서 다음과 같은 몇 가지 정의를 한다.

(1) 정류(轉流)시 동작모드 천이방법은 정류(轉流)개시상태에 따라 다르다. 각 상의 주 스위치의 정상 모드에서 도통 상태는 상전류의 방향과 스위칭 패턴에 따라 그림 3.2와 같이 4가지 상태(State A, B, C, D)로 존재한다.

그림 3.2에서 정류(轉流)패턴은 $D_2 \rightarrow S_1, S_1 \rightarrow D_2, D_1 \rightarrow S_2, S_2 \rightarrow D_1$ 네 가지가 있다는 것을 알 수 있다. 부하 전류 I_x 극성 및 주 스위치의 도통 상태에 따라 각 회로 상태에서 보조 스위치의 동작이 결정되며, 이러한 회로 상태 패턴을 정리하면 표 3.1과 같다.



(a) 모드 0(State A)



(b) 모드 0(State B)

(c) 모드 0(State C)

(d) 모드 0(State D)

그림 3.2 정상 모드의 4가지 상태

Fig. 3.2 Four states in the normal mode

표 1. 회로 상태 패턴

Table. 1. State circuit pattern

| 회로상태 (State) | 부하전류 (I_x) | 스위치 2값 신호(S_x) | 도통하는 주 스위치 | 도통하는 보조 스위치 |
|-----------------|-------------------|-----------------------|---------------|----------------|
| A | $I_x > 0$ | $S_x = 0$ | D_2 | S_3 |
| B | $I_x > 0$ | $S_x = 1$ | S_1 | S_4 |
| C | $I_x < 0$ | $S_x = 1$ | D_1 | S_4 |
| D | $I_x < 0$ | $S_x = 0$ | S_2 | S_3 |

(2) 각 회로 상태(State)의 동작 모드를 정상 모드, 공진 초기 전류 축적 모드, 부분 공진 모드 I I (환류 모드), 부분 공진 모드 II(귀환 모드)로 분류하여 각각 모드 0~모드 6으로 나누어서 해석한다. 그리고 공진 초기 전류를 줄 필요가 없기 때문에 공진 초기 전류(電流)축적모드 (모드 1)는 공진 전류의 최대값 I_{L1max} (또는 I_{L2max})가 부하 전류의 절대값 I_x 에 도달하는 모드를 의미한다. 따라서 다음 모드 1은 부하 전류값의 축적 모드라 하며, 모드 1은 State A와 State C 밖에 존재하지 않는다.

표 2. 각 회로 상태의 동작 모드

Table. 2. Operation mode of each circuit state

| 각 회로 상태(State)의 동작 모드 | 해당 모드 |
|------------------------|---------|
| 정상 모드 | 모드 0 |
| 부하 전류값의 축적모드 | 모드 1 |
| (State A와 C만)부분공진모드 I | 모드 2, 3 |
| 환류모드 | 모드 4 |
| (State A와 C만)부분공진모드 II | 모드 5 |
| 귀환모드 | 모드 6 |

(3) 각 전력반도체 소자의 구성요소는 이상적인 특성을 가지며, 전원장치는 무손실, 기생 파라미터는 존재하지 않는 것으로 한다.

(4) 부하는 정전류원(I_x)으로 대체한다. 즉, 부하측의 L_{PF} 에 의한 유도 성분이 스위칭 주파수에 대해 충분히 크다고 간주한다.

3.2 제안한 능동 보조 공진 스너버 회로의 동작 모드 분석

3.1의 가정을 고려하여 동작 모드를 분석하며, 주 스위치의 턴-오프될 경우와 동시에 보조 스위치의 턴-온될 경우를 기준으로 기존의 스위칭 시퀀스 제어와 새로운 스위칭 시퀀스제어를 나누어서 해석한다.

3.2.1 일반적인 스위칭 시퀀스의 모드 천이

그림 3.3은 일반적인 스위칭 시퀀스에 의해 주 스위치를 턴-오프 동작과 동시에 ARCP의 보조 스위치의 턴-온 동작 모드 천이를 나타낸 것이다.

가. State A \leftrightarrow State B 모드 전환

(1) State A : 모드 0(정상 모드)

주 스위치 S_1 과 보조 스위치 S_3, S_4 가 오프된 상태에서 주 스위치 S_2 만이 턴-온되면 선전류 I_x 가 모두 다이오드 D_2 에 흐른다. 이때 커패시터 C_4 및 C_1 은 직류 전원 전압 V_s 에 충전된다.

(2) State A : 모드 1(부하 전류값의 축적 모드)

모드 1은 주 스위치 S_2 를 턴-오프 할 때 보조 스위치 S_3 를 턴-온하면 인덕터 L_1 에는 직류 전원 전압 V_s 가 인가되어 L_1 을 흐르는 전류는 처음부터 직선으로 부하 전류값까지 증가하는 모드이다. 이때, 부하 전류값 $I_x (= I_{L1} + I_{D2})$ 보다는 D_2 에 흐르는 전류가 선형적으로 감소한다. 이 인덕터 L_1 에 의해서 보조 스위치 S_3 가 ZCS 턴-오프를 한다. 주 스위치 S_2 의 턴-온 동작은 다이오드 D_2 가 도통하고 있기 때문에 ZVS/ZCS 동작을 하며, 다이오드 D_2 의 전류가 제로가 되면 다음 모드로 이동한다. 이 모드에서 L_1 및 D_2 의 전류는 식 3.1과 같다. 그러나 $L_1=L_2=L$ 로 다음 마찬가지로이다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L_1}(t) &= \frac{V_s}{L}t \quad (\because L_1 = L_2 = L) \\ i_{D_2}(t) &= I_x - \frac{V_s}{L}t \quad (\because L_1 = L_2 = L) \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

(3) State A : 모드 2, 3 (부분 공진 모드 I)

모드 2인 경우에는 다이오드 D_2 가 차단될 때 커패시터 C_4 의 양단 전압이 직류 전원 전압 V_s 이하가 되어 L_1 과 C_1, C_2 에 의해 부분 공진이 시작되는 모드이다. 이때 공진 전류는 $S_3-L_1-C_1$ 경로, $S_3-L_1-C_2$ -전원 V_s 경로에서 흐르며, L_1 의 초기 전류값은 부하 전류 I_x 로, 커패시터 C_1 의 초기 전압은 직류 전원 전압 V_s 가 된다. 그리고 커패시터 C_1 의 전압은 서서히 감소한다.

모드 3인 경우에는 커패시터 C_1 이 방전되어 C_4 와 같은 전위되면 L_1 과 C_4, C_1, C_2 에 의해 부분공진이 시작되는 모드이다. 이때 공진 전류는 $S_3-L_1-C_4-D_6$ 경

로와 $S_3-L_1-C_1$ 경로, $S_3-L_1-C_2$ -전원 V_s 경로로 흐르며, 커패시터 C_4 , C_1 은 각각 제로 전압까지 방전되고, C_2 는 전원 전압까지 충전된다. 그리고 인덕터 L_1 의 공진 전류가 거의 피크에 도달 시점에서 커패시터 C_4 , C_1 은 제로 전압이 되며, 다이오드 D_1 은 도통한다.

모드 2와 모드 3에서 C_1 , C_2 , C_4 , L_1 의 전압과 전류는 각각 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}(t) &= -i_{C_2}(t) = \frac{C_a}{2C_a + C_b} \times \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t \\ i_{C_4}(t) &= \frac{C_a}{2C_a + C_b} \times \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t \\ i_{L_1}(t) &= \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t + I_x \\ v_{C_1}(t) &= v_{C_4}(t) = v_{L_1}(t) = V_s \cos\omega_1 t \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

여기서,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L(2C_a + C_b)}} \quad (3.3)$$

(4) State A : 모드 4(환류 모드)

모드 4는 다이오드 D_1 이 도통하면 인덕터 L_1 의 전류 중 공진 전류분이 $S_3-L_1-D_1$ 경로로 순환 전류되어 환류하는 모드이다. 이때, 부하 전류분은 전원 $V_s-S_3-L_1$ -부하의 경로로 흐르며, 주 스위치 S_1 의 게이트 턴-온 신호를 인가한다. 그리고 보조 스위치 S_3 를 턴-오프 할 때까지 모드 4는 지속된다.

(5) State A : 모드 5(부분 공진 모드 II)

모드 5에서 보조 스위치 S_3 가 턴-온에서 $\delta_{t1} + \delta_{t2}$ 경과 후 주 스위치 S_1 에 턴-온 신호를 인가한 상태에서 보조 스위치 S_3 를 턴-오프하면 부하 전류

는 주 스위치 S_1 에 정류(轉流)하는 모드이다. 이때, 인덕터 L_1 의 전류는 다이오드 D_3 를 통해 커패시터 C_3 에 정류(轉流)하며, 이 전류는 인덕터 L_1 과 커패시터 C_3 의 공진 전류가 되어 커패시터 C_3 를 충전한다. 그리고 커패시터 C_3 의 전압은 0에서 정현파 증가하기 때문에, 보조 스위치 S_3 의 턴-오프 동작은 ZVS로 된다. 또한 주 스위치 S_1 의 전압도 영전압 상태이므로 S_1 의 턴-온 동작도 ZVS된다. 각 전압과 전류는 식 3.4와 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_3}(t) &= i_{L_1}(t) = I_{LP1} \cos \omega_2(t) \\ v_{C_3}(t) &= v_{L_1}(t) = \omega_2 L I_{LP1} \sin \omega_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

여기서,

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC_b}} \quad (3.5)$$

(6) State A : 모드 6-1(귀환 모드)

모드 6은 C_3 가 직류 전원전압 V_s 에 도달해도 인덕터 L_1 에 전류가 흐르고, 그 전류는 $D_5-D_3-L_1$ 경로로 부하에 흐르는 모드이다. 이때 인덕터 L_1 에는 직류 전원전압 V_s 가 인가되므로 L_1 의 전류 피크값 I_{LP1} 보다 선형적으로 감소된다. 만약 L_1 의 전류가 C_3 를 직류 전원전압 V_s 에서 충전하기 전에 제로가 되면 이 모드는 발생하지 않고 다음 State B : 모드 0으로 이행한다. 이 모드에서 L_1 의 전류는 다음 식으로 표현된다.

$$i_{L_1}(t) = I_{LP1} - \frac{V_s}{L} t \quad (3.6)$$

(7) State A : 모드 6-2(귀환 모드)

인덕터 L_1 에 흐르는 전류가 부하 전류 I_x 보다 작은 값이 되면 다시 기본 스

위치 S_1 이 도통하고 $I_{S1}+I_{L1}=I_x$ 의 관계를 유지하면서 S_1 에서 공급된다. 인덕터 L_1 의 전류는 선형적으로 감소하면서 점점 제로가 되지만, 주 스위치 S_1 의 전류는 선형적으로 증가하고 부하전류 I_x 에 달한다. 이런 다음 State B : 모드 0로 이행한다. 또한, 모드 4의 시점에서 인덕터 L_1 의 초기 전류가 커패시터 C_3 를 직류 전원전압까지 충전하는 데 충분한 값이 아닌 경우는 모드 5-1 및 모드 5-2은 일어나지 않고 그대로 State B : 모드 0으로 이행한다. 이때 S_1, L_1 의 전류를 각각 다음과 같은 식이 된다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L_1}(t) &= I_x - \frac{V_s}{L}t \\ i_{S_1}(t) &= \frac{V_s}{L}t \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

(8) State B : 모드 0(정상 모드)

주 스위치 S_1 은 온 상태, 주 스위치 S_2 와 보조 스위치 S_3, S_4 는 오프 상태에서 선 전류 I_x 는 주 스위치 S_1 로 흐른다. 이때 커패시터 C_3 와 C_2 는 직류 전원 전압 V_s 에 충전되어있다.

(9) State B : 모드 1, 2, 3(부분 공진 모드 I)

주 스위치 S_1 을 턴-오프 할 때 보조 스위치 S_4 를 턴-온하면 회로 구성에서 공진 초기 전류를 줄 필요가 없기 때문에 직접 부분 공진 모드에 들어 부하 전류는 커패시터 C_2, C_1, C_3 에 정류(轉流)한다. 만약 이전 모드 커패시터 C_3 의 충전 전압이 직류 전원전압 V_s 이하인 경우에는 커패시터 C_1, C_2 와 L_2 사이에서만 공진 현상이 일어나 정현파의 전류가 흐른다. 공진 전류는 $L_2-S_4-C_2$ 및 L_2-S_4 -전원 V_s - C_1 경로에서 흐른다. 그 결과, 커패시터 C_2 는 방전, C_1 은 제로 전압에서 충전 된다. 주 스위치 S_1 의 턴-오프 동작은 커패시터 C_1 의 전압이 제로에서 변화 하고 있기 때문에 ZVS 된다. 또한 보조 스위

치 S_4 의 턴-온 동작은 인덕터 L_2 의 전류가 제로 에서 일어나기 때문에 ZCS 된다.

커패시터 C_3 와 C_2 의 충전 전압이 같아지면 부하 전류는 커패시터 C_2 , C_1 , C_3 에 정류(轉流)하게 된다. 동시에 커패시터 C_3 및 인덕터 L_2 및 C_1 , C_2 와 L_2 사이에 공진 현상에 의해 정현파의 전류가 흐른다. 공진 전류는 L_2 - S_4 - D_5 - C_3 의 경로와 L_2 - S_4 - C_2 및 L_2 - S_4 -전원 V_s - C_1 경로에서 흐른다. 그 결과, 커패시터 C_3 , C_2 는 방전되고, C_1 는 충전된다. 인덕터 L_2 의 전류는 정현파의 공진 전류의 거의 피크에 도달하면 커패시터 C_2 의 전압이 0이 되고, 다이오드 D_2 는 도통된다. 이 때 커패시터 C_3 의 전압도 0가 된다. 또한 커패시터 C_1 은 직류 전원 전압 V_s 까지 충전된다.

또한 주 스위치 S_1 이 턴-오프 한 후 부하 전류는 D_5 - C_3 -부하와 그리고 C_2 -부하, 전원 V_s - C_1 -부하의 경로로 흐른다. 만약 주 스위치 S_1 의 턴-오프 후 보조 스위치 S_4 의 턴-온이 연기되면 부하 전류는 커패시터 C_2 , C_1 , C_3 로 정류(轉流)한다. 커패시터 C_2 , C_3 는 정전류로 방전 전압이 선형적으로 감소하고 커패시터 C_1 은 정전류로 충전된 전압이 선형적으로 상승한다. 이 결과 주 스위치 S_1 는 ZVS 턴-오프 동작을 한다. 보조 스위치 S_4 를 턴-오프시킨 상태의 경우에는 커패시터 C_2 , C_3 의 전압은 0가 되어 다이오드 D_2 가 도통하여 부하 전류는 D_2 로 바뀐다. 이 모드에서 공진 스너버 회로의 각 전압과 전류는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}(t) &= -i_{C_2}(t) = \frac{C_a}{2C_a + C_b} \left(\frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t + I_x \cos\omega_1 t \right) \\ i_{C_3}(t) &= \frac{C_a}{2C_a + C_b} \left(\frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t + I_x \cos\omega_1 t \right) \\ i_{L_3}(t) &= \left(\frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t + I_x (\cos\omega_1 t - 1) \right) \\ v_{C_1}(t) &= V_s (1 - \cos\omega_1 t) + \omega_1 L I_x \sin\omega_1 t \\ v_{C_2}(t) &= v_{C_3}(t) = v_{L_2}(t) = V_s \cos\omega_1 t - \omega_1 L I_x \sin\omega_1 t \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

여기서,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L(2C_a + C_b)}}$$

(10) State B : 모드 4(환류 모드)

커패시터 C_2 의 전압이 0로 C_1 의 전압이 직류 전원 전압 V_s 까지 도달하면 다이오드 D_2 가 도통하고 부하 전류는 다이오드 D_2 에 정류(轉流)한다. 인덕터 L_2 의 전류는 보조 스위치 S_4 를 통해 $L_2-S_4-D_2$ 경로에서 단락되어 순환 전류가 된다. 이 순환 전류는 보조 스위치 S_4 를 턴 오프 할 때까지 환류한다. 그리고 부하 전류는 다이오드 D_2 를 통해 흐르며, 이때의 L_2 의 전류는 일정하고 그 크기에 따라 이후의 모드 전환이 다르다. 또한 이 모드에서 주 스위치 S_2 의 턴-온 신호를 인가하여 두는 것으로 ZVS 의한 온 동작이 가능하다.

(11) State B : 모드 5(부분 공진 모드 II)

보조 스위치 S_4 가 턴-온에서 $\delta_{t1} + \delta_{t2}$ 후 보조 스위치 S_4 를 턴-오프 하는 동시에 다이오드 D_4 가 도통되며, 인덕터 L_2 의 전류는 다이오드 D_4 를 통해 커패시터 C_4 에 정류(轉流)된다. 인덕터 L_2 의 에너지는 $L_2-D_4-C_4$ 경로로 공진 전류가 흘러 커패시터 C_4 를 충전 한다. 이때 커패시터 C_4 는 제로 전압에서 충전되므로 보조 스위치 S_4 는 ZVS 턴-오프 동작을 한다. 커패시터 C_4 가 직류 전원 전압 V_s 까지 충전되면 다이오드 D_6 가 도통한다. 인덕터 L_2 의 전류가 커패시터 C_4 의 전원 전압까지 충전하는 데 충분한 크기가 아닌 경우에는 커패시터 C_4 는 전원 전압 V_s 까지 충전되지 않은 채 다음 State A : 모드 0 정상 모드로 전환한다. 또한 인덕터 L_2 의 전류가 충분히 큰 경우에는 커패시터 C_4 를 직류 전원 전압 V_s 까지 충전한 후 다음 State B : 모드 6 으로 이행한다. 이때의 각 전압과 전류는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_4}(t) = i_{L_2}(t) = I_{LP_2} \cos \omega_2(t) \\ v_{C_4}(t) = v_{L_2}(t) = \omega_2 L I_{LP_2} \sin \omega_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

여기서,

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC_b}}$$

(12) State B : 모드 6(귀환 모드)

커패시터 C_4 가 직류 전원 전압 V_s 에 충전되어 다이오드 D_6 가 도통하며, 인덕터 L_2 의 전류는 $D_2-L_2-D_4-D_6$ -전원 V_s 경로에서 선형적으로 감소하는 전류가 흐르면서 직류 전원측에 귀환된다. 이때 부하 전류는 다이오드 D_2 를 통해 부하로 흐른다. 인덕터 L_2 의 전류가 제로가 되면 이 모드가 종료되고 다음 State A : 모드 0으로 이행한다.

나. State C ⇔ State D 모드 전환

(1) State C : 모드 0(정상 모드)

주 스위치 S_2 과 보조 스위치 S_3, S_4 가 오프되는 상태에서 주 스위치 S_1 만 온하면 선전류 I_x 가 주 스위치 S_1 의 역 병렬 다이오드 D_1 에 흐른다. 이때 커패시터 C_3 와 C_2 는 직류 전원 전압 V_s 에 충전된다.

(2) State C : 모드 1(부하 전류값의 축적 모드)

주 스위치 S_1 을 턴-오프 할 때 보조 스위치 S_4 를 턴-온하면 인덕터 L_2 에는 직류 전원 전압 V_s 가 인가되어 인덕터 L_2 에 흐르는 전류는 처음부터 직선으로 부하 전류값까지 증가한다. 이 결과, $I_x = I_{L_2} + I_{D_1}$ 의 관계보다는 주 스위치 S_1 의 역병렬 다이오드 D_1 에 흐르는 전류는 선형적으로 감소한다. 이 인덕터 L_2 에 의해 보조 스위치 S_4 의 턴-오프 동작은 ZCS이 된다. 주 스위치 S_1 의 턴

-온 동작은 D_1 이 도통하고 있기 때문에 ZVS/ZCS 동작을 하며, 다이오드 D_1 의 전류가 제로가 되면 다음 모드로 이행한다. 이때의 L_2 , D_2 의 전류는 다음 식으로 표시된다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L_2}(t) &= \frac{V_s}{L}t \quad (\because L_1 = L_2 = L) \\ i_{D_1}(t) &= I_x - \frac{V_s}{L}t \quad (\because L_1 = L_2 = L) \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

(3) State C : 모드 2, 3(부분 공진 모드 I)

다이오드 D_1 이 차단했을 때, 만약 커패시터 C_3 의 양단 전압이 직류 전원 전압 V_s 이하라면 먼저 L_2 와 C_1 , C_2 에 의한 부분 공진 동작이 시작된다. 이때 공진 전류는 $S_4-L_2-C_2$ 경로와 $S_4-L_2-C_1$ -전원 V_s 경로에서 흐르며, L_2 의 초기 전류값은 부하 전류 I_x , 커패시터 C_2 의 초기 전압은 직류 전원 전압 V_s 이며, 서서히 감소한다. 그리고 커패시터 C_2 와 C_3 가 같은 전위가 되면 L_2 와 C_3 , C_1 , C_2 에 의한 부분 공진 동작이 시작된다. 이때 공진 전류는 $S_4-L_2-C_3-D_5$ 경로와 $S_4-L_2-C_2$ 경로 및 $S_4-L_2-C_1$ -전원 V_s 경로에서 흐른다. 공진 동작의 결과, 커패시터 C_3 , C_2 는 각각 제로 전압까지 방전되며, 커패시터 C_1 은 전원 전압까지 충전된다. 인덕터 L_2 의 공진 전류가 거의 피크에 도달 시점에서 커패시터 C_3 , C_2 는 제로 전압이 되고, 다이오드 D_2 는 도통한다. 이때의 커패시터 C_1 , C_2 , C_3 , L_2 의 각 전압과 전류는 각각 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}(t) &= -i_{C_2}(t) = \frac{C_a}{2C_a + C_b} \times \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin \omega_1 t \\ i_{C_3}(t) &= \frac{C_a}{2C_a + C_b} \times \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin \omega_1 t \\ i_{L_2}(t) &= \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin \omega_1 t + I_x \\ v_{C_1}(t) &= V_s (1 - \cos \omega_1 t) \\ v_{C_2}(t) &= v_{C_3}(t) = v_{L_2}(t) = V_s \cos \omega_1 t \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

여기서,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L(2C_a + C_b)}}$$

(4) State C : 모드 4(환류 모드)

다이오드 D_2 가 도통하면 인덕터 L_2 의 전류 중 공진 전류분은 $S_4-L_2-D_2$ 경로로 순환 전류가 환류한다. 또한 부하 전류분은 전원- S_4-L_2 -부하 경로에서 흐른다. 이때의 L_2 의 전압은 제로가 되며, 다음 모드에서 스위치 S_2 를 ZVS 턴-온시킬 수 있다.

(5) State C : 모드 5(부분 공진 모드 II)

주 스위치 S_1 이 오프에서 $\delta_{t1} + \delta_{t2}$ 지나면 스위치 S_2 의 턴-온 신호를 인가한 상태에서 보조 스위치 S_4 를 턴-오프하면 부하 전류는 주 스위치 S_2 에 정류(轉流)한다. 또한 인덕터 L_2 의 전류는 다이오드 D_4 를 통해 커패시터 C_4 에 정류(轉流)한다. 이 전류는 인덕터 L_2 와 커패시터 C_4 의 공진 전류가 되고 커패시터 C_4 를 충전한다. 이때 커패시터 C_4 의 전압은 제로에서 정현파 증가하기 때문에, 보조 스위치 S_4 의 턴-오프 동작은 ZVS이 된다. 또한 스위치 S_2 의 전압도 영전압 상태이므로 스위치 S_2 의 턴-온 동작도 ZVS된다. 이때의 각 전압과 전류는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_4}(t) = i_{L_2}(t) &= I_{LP_1} \cos \omega_2(t) \\ v_{C_4}(t) = v_{L_2}(t) &= \omega_2 L I_{LP_1} \sin \omega_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

여기서,

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC_b}}$$

(6) State C : 모드 6-1(귀환 모드)

커패시터 C_4 가 직류 전원 전압 V_s 에 도달했어도 인덕터 L_2 에 전류가 흐르고, 그 전류는 $D_6-D_4-L_2$ 경로로 부하에 흐르는 된다. 그만큼 스위치 S_2 의 전류는 감소한다. 인덕터 L_2 에는 직류 전원 전압 V_s 가 인가되기 때문에 L_2 의 전류 피크값 I_{LP1} 보다 선형적으로 감소해 나가지 만, 부하 전류 I_x 보다 큰 값의 경우 여분이 되는 분은 $D_6-D_4-L_2-D_2$ 의 경로를 통해 전원으로 귀환된다. 만약 L_2 의 전류가 C_4 를 직류 전원 전압 V_s 에서 충전하기 전에 제로가 되면 이 모드는 발생하지 않고 다음 State D : 모드 0으로 이행한다. 이때의 L_2 의 전류는 다음 식으로 표현된다.

$$i_{L_2}(t) = I_{LP1} - \frac{V_s}{L}t \quad (3.13)$$

(7) State C : 모드 6-2(귀환 모드)

인덕터 L_2 에 흐르는 전류가 부하 전류 I_x 보다 작은 값이 되면 스위치 S_2 가 도통하고 $I_{S2} + I_{L2} = I_x$ 의 관계를 유지하면서 스위치 S_2 에 공급된다. 인덕터 L_2 의 전류는 선형적으로 감소하면서 제로가 되지만, 스위치 S_2 의 전류는 선형적으로 증가하고 부하 전류 I_x 에 달하면 다음 State D : 모드 0로 이행한다. 또한, 모드 4의 시점에서 인덕터 L_2 의 초기 전류가 커패시터 C_4 를 직류 전원 전압까지 충전하는 데 충분한 값이 아닌 경우에는 모드 5-1 및 모드 5-2은 일어나지 않고 그대로 State D 모드 0으로 이행한다. 이때의 L_2 와 S_2 의 전류는 각각 다음 식에 나타내는 대로이다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L_2}(t) &= I_x - \frac{V_s}{L}t \\ i_{S_2}(t) &= \frac{V_s}{L}t \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

(8) State D : 모드 0(정상 모드)

스위치 S_2 는 온 상태에서 스위치 S_1 과 보조 스위치 S_3, S_4 는 오프 상태에서 선 전류 I_x 는 스위치 S_2 에 흐르며, 커패시터 C_4 및 C_1 은 직류 전원 전압 V_s 가 충전된다.

(9) State D : 모드 1, 2, 3(부분 공진 모드 I)

스위치 S_2 를 턴-오프 할 때 보조 스위치 S_3 를 턴-온 하면 공진 초기 전류를 줄 필요가 없기 때문에 부분 공진 모드에서 부하 전류는 커패시터 C_1, C_2, C_4 에 정류(轉流)한다. 만약 이전 모드 커패시터 C_4 의 충전 전압이 전원 전압 V_s 이하인 경우에는 커패시터 C_1, C_2 와 L_1 사이에서만 공진 현상에 의한 정현파의 전류가 흐른다. 공진 전류는 $L_1-S_3-C_1$ 및 L_1-S_3 -전원 V_s-C_2 경로에서 흐른다. 그 결과, 커패시터 C_1 은 방전, C_2 는 제로 전압에서 충전된다. 스위치 S_2 의 턴-오프 동작은 커패시터 C_2 의 전압이 제로에서 변화하고 있기 때문에 ZVS된다. 또한 보조 스위치 S_3 의 턴-온 동작은 인덕터 L_1 의 전류가 제로에서 일어서기 때문에 ZCS이다.

커패시터 C_4 와 C_1 의 충전 전압이 같아지면 부하 전류는 커패시터 C_1, C_2, C_4 에 정류(轉流)하게 된다. 동시에 커패시터 C_4 와 인덕터 L_1 과 C_1, C_2 와 L_1 사이에 공진 현상에 의해 정현파의 전류가 흐른다. 공진 전류는 $L_1-S_3-D_6-C_4$ 경로와 $L_1-S_3-C_1$ 및 L_1-S_3 -전원 V_s-C_2 경로에서 흐른다. 그 결과, 커패시터 C_4 와 C_1 는 방전되고, C_2 는 충전된다. 인덕터 L_1 의 전류는 정현파의 공진 전류의 거의 피크에 도달했다고 할 수 있으며, 커패시터 C_1 의 전압이 0이고, 다이오드 D_1 이 도통한다. 이 때 커패시터 C_4 의 전압이 제로가 되며, 커패시터 C_2 는 직류 전원 전압 V_s 까지 충전된다.

또한 주 스위치 S_2 이 턴-오프 한 후 부하 전류는 D_6-C_4 -부하의 경로와 C_1 -부하의 경로 및 전원 V_s-C_2 -부하의 경로에서 흐른다. 만약 주 스위치 S_2 의 턴-오프 후 보조 스위치 S_3 의 턴-온을 지연하면 부하 전류는 커패시터

C_1, C_2, C_4 에 정류(轉流)된다. 커패시터 C_1, C_4 는 정전류로 방전 전압이 선형적으로 감소하며, 커패시터 C_2 는 정전류로 충전된 전압이 선형적으로 상승된다. 이 결과 주 스위치 S_2 의 턴-오프 동작은 ZVS되며, 보조 스위치 S_3 를 턴-오프시킨 상태의 경우 커패시터 C_1 과 C_4 의 전압은 제로가 되어 다이오드 D_1 이 도통되어 부하 전류는 D_1 으로 바뀐다. 이 경우 후 모드를 뛰어 넘어 State C 모드 0으로 이행한다. 이 모드에서 공진 스너버 회로의 각 전압과 전류는 각각 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}(t) &= -i_{C_2}(t) = \frac{C_a}{2C_a + C_b} \left(\frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t + I_x \cos\omega_1 t \right) \\ i_{C_4}(t) &= \frac{C_a}{2C_a + C_b} \left(\frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t + I_x \cos\omega_1 t \right) \\ i_{L_1}(t) &= \left(\frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin\omega_1 t + I_x (\cos\omega_1 t - 1) \right) \\ v_{C_2}(t) &= V_s (1 - \cos\omega_1 t) + \omega_1 L I_x \sin\omega_1 t \\ v_{C_1}(t) &= v_{C_4}(t) = v_{L_1}(t) = V_s \cos\omega_1 t - \omega_1 L I_x \sin\omega_1 t \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

여기서,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L(2C_a + C_b)}}$$

(10) State D : 모드 4(환류 모드)

커패시터 C_1 의 전압은 제로로, 커패시터 C_2 의 전압은 직류 전원 전압 V_s 까지 도달하면 다이오드 D_1 이 도통되고 부하 전류는 D_1 에 정류(轉流)한다. 인덕터 L_1 의 전류는 보조 스위치 S_3 를 통해 L_1 - S_3 - D_1 경로에서 단락되어 순환 전류가 흘러 보조 스위치 S_3 를 턴-오프 할 때까지 환류한다. 또한 주 스위치 S_2 를 해제하고 δ_{t1} 후 주 스위치 S_1 에 턴-온 신호를 인가한다.

(11) State D : 모드 5(부분 공진 모드 II)

주 스위치 S_2 를 오프하고 $\delta_{t1} + \delta_{t2}$ 후 보조 스위치 S_3 를 턴-오프 하는 동시에 다이오드 D_3 가 도통되면 인덕터 L_1 의 전류는 다이오드 D_3 를 통해 커패시터 C_3 로 정류(轉流)된다. 이때 인덕터 L_1 의 에너지는 L_1 - D_3 - C_3 의 경로로 공진 전류가 흐르며, 커패시터 C_3 는 충전된다. 커패시터 C_3 는 제로 전압에서 충전되므로 스위치 S_3 는 ZVS 턴-오프 동작을 한다. 커패시터 C_3 가 직류 전원 전압 V_s 까지 충전되면 다이오드 D_5 가 도통된다. 만일 인덕터 L_1 의 전류가 커패시터 C_3 에 직류 전원 전압까지 충전하는데 충분한 크기가 아닌 경우에는 커패시터 C_3 는 직류 전원 또는 충전되지 않은 채 다음 State C : 모드 0로 전환한다. 또한 L_1 의 전류가 충분히 큰 경우에는 커패시터 C_3 는 전원 전압 V_s 까지 충전 한 후 다음 State D : 모드 6 으로 이행 한다. 이때의 각 전압과 전류는 각각 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_3}(t) = i_{L_1}(t) &= I_{LP_1} \cos \omega_2(t) \\ v_{C_3}(t) = v_{L_1}(t) &= \omega_2 L I_{LP_2} \sin \omega_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

여기서,

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC_b}}$$

(12) State D : 모드 6 (귀환 모드)

커패시터 C_3 가 직류 전원 전압 V_s 에 충전되어 있는 상태에서 인덕터 L_1 의 전류가 흐르면 다이오드 D_5 는 도통하고 인덕터 L_1 의 전류는 직류 전원측으로 귀환된다. 이때 인덕터 L_1 에는 전원 전압 V_s 가 인가되어 D_1 - L_1 - D_3 - D_5 -전원 V_s 의 경로에서 선형적으로 감소하는 전류가 흐른다. 이렇게 귀환된 부하 전류는 다이오드 D_1 을 통해 부하로 흐른다. 인덕터 L_1 의 전류가 제로가 되면 이

모드가 종료되고 다음 State C : 모드 0으로 이행한다.

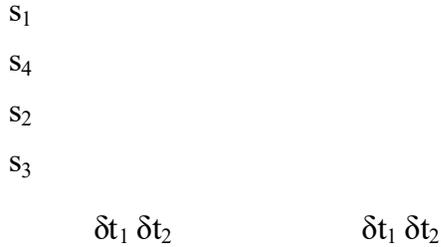


그림 3.3 일반적인 스위칭 시퀀스의 모드 천이

Fig. 3.3 The general switching sequence mode shift

3.2.2 제안한 스위칭 시퀀스 및 모드 전환

그림 3.4는 본 논문에서 제안한 스위칭 시퀀스를 나타낸 것이다. 그림 3.4와 같이 스위치의 턴-오프 동작에서 시간 δ_{t1A} 경과 후 ARCS 보조 스위치가 턴-온 할 시퀀스 경우의 동작 모드 천이의 변화에 대해 보여준다. 회로 구성은 그대로이기 때문에 각 모드의 회로 방정식과 모드 전환의 흐름은 거의 변하지 않는다. 단, 스위칭 시퀀스를 변경하여 액티브 보조 공진 스너버의 동작이 생략되거나 일부 생략되기도 한다. 각 모드의 자세한 내용은 3.3.1절에서 이미 설명했기 때문에 여기서는 생략하고 새로운 모드 전환의 흐름에 대해 간략하게 설명한다.

가. State A ⇔ State B 모드 전환

(1) State A : 모드 0(정상 모드)

주 스위치 S_1 , 보조 스위치 S_3, S_4 가 오프된 상태에서 스위치 S_2 만 턴-온되면 선전류 I_x 가 모두 다이오드 D_2 에 흐른다. 이때 커패시터 C_1 은 직류 전원 전압 V_s 가 충전되며, 부하 전류는 모든 스위치의 역병렬 다이오드로 흐르고

있기 때문에 게이트 신호를 오프해도 모드 전환은 일어나지 않는다. 이 모드에서 D_2 의 전류는 다음 식으로 표시된다.

$$i_{D_2}(t) = I_x \quad (3.17)$$

(2) State A: 모드 1(부하 전류값의 축적모드)

스위치 S_2 를 턴-오프되어 있는 시간 δ_{t1A} 만 경과하는 상태에서 보조 스위치 S_3 를 턴-온하면 액티브 보조 공진 스너버가 작동되기 시작한다. 인덕터 L_1 에 직류 전원 전압 V_s 가 인가되어 인덕터 L_1 에 흐르는 전류는 처음부터 직선으로 부하 전류 값까지 증가한다. 이 결과, $I_x = I_{L1} + I_{D2}$ 관계보다는 다이오드 D_2 에 흐르는 전류는 선형적으로 감소해 나간다. 다이오드 D_2 의 전류가 L_1 에 전환이 시작하고 나서 제로가 될 때까지의 시간은 다음 식으로 표시된다.

$$t = \frac{I_x}{V_s} L \quad (3.18)$$

(3) State A : 모드 2, 3(부분 공진 모드 I)

다이오드 D_2 가 차단하면 인덕터 L_1 의 전류 및 커패시터 C_1 의 충전 전압에 의한 에너지는 C_1 , C_2 , L_1 에 의해 공진 전류가 된다. 이 공진 전류는 직류 전원 V_s 와 C_1 , C_2 및 L_1 의 공진 회로에 의해 흐른다. 이 때 커패시터 C_1 의 초기 전압은 V_s 이고, 인덕터 L_1 의 초기 전류를 I_0 하면 각 부분의 전류와 전압은 각각 다음과 같다. 이 때 커패시터 C_2 , C_3 , C_4 는 충전되어 있지 않는다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}(t) = -i_{C_2}(t) &= \frac{1}{2} \times \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin \omega_1 t \\ i_{L_1}(t) &= \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin \omega_1 t + I_x \\ v_{C_1}(t) &= V_s (1 - \cos \omega_1 t) \\ v_{C_2}(t) = v_{L_1}(t) &= V_s \cos \omega_1 t \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

여기서,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2LC_a}}$$

커패시터 C_1 , C_2 의 전류는 제로에서 일어나 정현파의 공진 전류가 된다. 그리고 커패시터 C_1 의 전압은 직류 전원 전압 V_s 에 충전된 전압에서 서서히 감소하며, 커패시터 C_2 의 전압은 반대로 직류 전원 전압 V_s 를 향해 충전된다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$t = \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2} \sqrt{2LC_a} \quad (3.20)$$

(4) State A : 모드 4(환류 모드)

공진 전류가 정현파의 거의 피크 전류값에 도달하면 커패시터 C_1 의 전압은 제로가 되어, 다이오드 D_1 이 도통한다. 이 결과 인덕터 L_1 의 전류는 부하 전류분 I_0 를 부하에 공급하면서 나머지 공진 전류의 증가분은 $L_1-D_1-S_3$ 의 경로에서 누전 보조 스위치 S_3 가 오프 될 때까지 전류는 환류한다. 이 다이오드 D_1 가 도통 할 때 주 스위치 S_1 는 온 신호를 인가한다. 이 때 커패시터 C_3 의 전압은 제로 남아 있으며, L_1 과 D_1 의 전류는 다음 식으로 표시된 것과 같이 일정한 값을 가진다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L_1}(t) &= I_{L_p} = I_x + \frac{V_s}{\omega_1 L} \\ i_{D_1}(t) &= \frac{V_s}{\omega_1 L} \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

(5) State A : 모드 5(부분 공진 모드 II)

보조 스위치를 선택하고 시간 δ_{t1B} 경과 할 때 보조 스위치 S_3 를 오프하면

인덕터 L_1 의 전류는 즉시 커패시터 C_3 로 정류(轉流)한다. 그리고 공진 전류는 $L_1-C_3-D_3$ 경로로 방전하며, 보조 스위치 S_3 에 흐르고 있던 전류 중 부하 전류 I_0 분은 이미 신호가 인가된 주 스위치 S_1 에 정류(轉流)한다.

(6) State A : 모드 6-1(귀환 모드)

공진 전류에 의해 커패시터 C_3 의 전압이 직류 전원 전압 V_s 까지 충전되면 인덕터 L_1 에 남아 있는 에너지는 다이오드 D_5 를 통해 전원에 귀환되며, 주 스위치 S_1 의 전류는 그만큼 감소한다. 이때 인덕터 L_1 은 직류 전원 전압 V_s 가 인가된 전류는 선형적으로 감소하며, 인덕터 L_1 과 주 스위치 S_1 의 전류는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L_1}(t) &= I_{LP_1} - \frac{V_s}{L}t \\ i_{S_1}(t) &= I_x - I_{LP_1} + \frac{V_s}{L}t \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

(7) State A : 모드 6-2(귀환 모드)

인덕터 L_1 에 흐르는 전류가 부하 전류 I_x 보다 작은 값이 되면 다시 주 스위치 S_1 이 도통하고 $I_{S_1}+I_{L_1}=I_x$ 의 관계를 유지하면서 주 스위치 S_1 에 공급된다. 인덕터 L_1 의 전류는 선형적으로 감소하는 것을 계속하고 곧 제로가 되지만, 주 스위치 S_1 의 전류는 선형적으로 증가하고 부하 전류 I_x 에 달하면 이 모드는 다음 State B : 모드 0로 이행한다.

(8) State B : 모드 0(정상 모드)

주 스위치 S_1 은 온 상태에서, 주 스위치 S_2 와 보조 스위치 S_3, S_4 는 오프 상태에서 선 전류 I_x 는 주 스위치 S_1 에 흐르고 있는 상태이다. 커패시터 C_3 와 C_2 는 직류 전원 전압 V_s 에 충전되어있다.

(9) State B : 모드 7(충·방전 모드)

주 스위치 S_1 을 턴-오프하면 부하 전류 I_0 는 즉시 충전 전압이 제로의 커패시터 C_1 및 직류 전원 전압 V_s 에 충전된 커패시터 C_2, C_3 로 정류(轉流)한다. 커패시터 C_1 의 전압이 전류에 의해 제로보다 직선적으로 충전되어간다. 커패시터 C_2 와 C_3 는 직류 전원 전압 V_s 의 충전 전압보다 직선적으로 방전해 나간다. 이 결과 주 스위치 S_1 는 오프 동작 전압이 제로보다 상승한 ZVS 동작이 된다. 만일 $C_1=C_2=C_a, C_3=C_4=C_b$ 하면 C_1, C_2, C_3 의 전압 및 전류는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}(t) &= -i_{C_2}(t) = \frac{C_a}{2C_a + C_b} I_x \\ i_{C_3}(t) &= \frac{C_a}{2C_a + C_b} I_x \\ v_{C_1}(t) &= \frac{I_x}{2C_a + C_b} t \\ v_{C_2}(t) &= v_{C_3}(t) = V_s - \frac{I_x}{2C_a + C_b} t \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

커패시터 C_2 와 C_3 의 전압이 방전을 시작하여 제로가 될 때까지의 시간은 다음과 같다.

$$t = \frac{V_s}{I_x} \times (2C_a + C_b) \quad (3.24)$$

주 스위치가 오프에서 보조 스위치의 온 시간 δ_{t1A} 이 t 보다 큰 값으로 설계하여 액티브 보조 공진 스너버를 작동시키지 않고 커패시터 C_1, C_2 의 충·방전 동작을 완료할 수 있다. 이와 함께 스위치 S_1 을 흐르고 있던 전류는 자연스럽게 주 스위치 S_2 의 역병렬 다이오드 D_2 에 회전 흘러 State A : 모드 0으로 이행한다. 충·방전 동작을 완료해 버리면 보조 스위치 온 신호를 인가하고, 그

선택 신호를 오프해도 회로 상태는 전혀 변화하지 않는다. 주 스위치 S_2 는 이미 역병렬 다이오드에 전류가 흐르고 있으므로 온 신호를 인가하여도 변화하지 않는다.

나. State C \leftrightarrow State D 모드 전환

(1) State C : 모드 0(정상 모드)

주 스위치 S_2 와 보조 스위치 S_3, S_4 가 오프되어 있는 상태에서 주 스위치 S_1 만 온 상태에서 선 전류 I_x 가 모두 다이오드 D_1 에 흐르고 있다. 이때 커패시터 C_2 는 직류 전원 전압 V_s 에 충전되어있다. 이 모드에서 다이오드 D_1 의 전류는 다음과 같다.

$$i_{D_1}(t) = I_x \quad (3.25)$$

이 모드에서 주 스위치 S_1 의 게이트 신호를 오프하면 부하 전류는 모두 주 스위치의 역병렬 다이오드에 흐르고 있기 때문에 게이트 신호를 오프해도 모드 전환은 일어나지 않는다.

(2) State C : 모드 1(부하 전류값의 축적 모드)

주 스위치 S_1 을 턴-오프되어 있는 시간 δ_{t1A} 만 경과하면 보조 스위치 S_4 를 턴-온하면 처음으로 액티브 보조 공진 스너버가 작동되기 시작한다. 인덕터 L_2 에는 직류 전원 전압 V_s 가 인가되어 인덕터 L_2 를 흐르는 전류는 처음부터 직선으로 부하 전류값까지 증가한다. 이 결과, $I_x = I_{L_2} + I_{D_1}$ 의 관계보다는 다이오드 D_1 을 흐르는 전류는 선형적으로 감소해 나간다. 다이오드 D_1 의 전류가 인덕터 L_1 에 정류(轉流)하기 시작하고 나서 제로가 될 때까지의 시간은 식 (3.18)으로 표시된다.

(3) State C : 모드 2, 3(부분 공진 모드 I)

다이오드 D_1 가 오프하면 인덕터 L_2 의 전류 및 커패시터 C_2 의 충전 전압에 의한 에너지는 커패시터 C_1, C_2, L_2 에 의해 공진 전류가 된다. 이 공진 전류는 직류 전원 V_s 와 C_1, C_2 및 L_2 의 공진 회로에 의해 흐른다. 이 때 커패시터 C_2 의 초기 전압은 V_s 이고, 인덕터 L_2 의 초기 전류 I_x 하면 각 부의 전압과 전류는 다음과 같다. 이 때 커패시터 C_1, C_3, C_4 는 충전되어 있지 않는다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}(t) &= -i_{C_2}(t) = \frac{1}{2} \times \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin \omega_1 t \\ i_{L_2}(t) &= \frac{V_s}{\omega_1 L} \times \sin \omega_1 t + I_x \\ v_{C_1}(t) &= v_{L_2}(t) = V_s \cos \omega_1 t \\ v_{C_2}(t) &= V_s (1 - \cos \omega_1 t) \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

여기서,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2LC_a}}$$

커패시터 C_1, C_2 의 전류는 제로에서 일어나 정현파의 공진 전류가 된다. 그리고 커패시터 C_2 의 전압은 직류 전원 전압 V_s 에 충전된 전압에서 코사인 물결 형태로 감소해 나간다. 커패시터 C_1 의 전압은 반대로 직류 전원 전압 V_s 를 향해 충전되어 간다.

(4) State C : 모드 4(환류 모드)

공진 전류가 정현파의 거의 피크 전류값에 도달하면 커패시터 C_2 의 전압은 제로가 되어, 다이오드 D_2 이 도통한다. 이 결과 인덕터 L_2 의 전류는 부하 전류분 I_x 를 부하에 공급하면서 나머지 공진 전류의 증가분은 $L_2-D_2-S_4$ 의 경로에서 누전 보조 스위치 S_4 가 오프 될 때까지 전류는 환류한다. 이 다이오드

D_2 가 도통 할 때 주 스위치 S_2 는 온 신호를 인가한다. 이 때 커패시터 C_4 의 전압은 제로 남아 있으며, L_2 과 D_2 의 전류는 다음 식으로 표시된 것과 같이 일정한 값을 가진다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L_2}(t) &= I_{LP_1} = I_x + \frac{V_s}{\omega_1 L} \\ i_{D_2}(t) &= \frac{V_s}{\omega_1 L} \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

(5) State C : 모드 5(부분 공진 모드 II)

보조 스위치를 선택하고 시간 δ_{t1B} 경과 할 때 보조 스위치 S_4 를 오프하면 인덕터 L_2 의 전류는 즉시 커패시터 C_4 로 정류(轉流)한다. 그리고 공진 전류는 $L_2-C_4-D_4$ 경로로 방전하며, 보조 스위치 S_4 에 흐르고 있던 전류 중 부하 전류 I_x 분은 이미 신호가 인가된 주 스위치 S_2 에 정류(轉流)한다.

(6) State C : 모드 6-1(귀환 모드)

공진 전류에 의해 커패시터 C_4 의 전압이 직류 전원 전압 V_s 까지 충전되면 인덕터 L_2 에 남아 있는 에너지는 다이오드 D_6 를 통해 전원에 귀환되며, 스위치 S_2 의 전류는 그만큼 감소한다. 이때 인덕터 L_2 은 직류 전원 전압 V_s 가 인가된 전류는 선형적으로 감소하며, 인덕터 L_2 과 스위치 S_2 의 전류는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L_2}(t) &= I_{LP} - \frac{V_s}{L}t \\ i_{S_2}(t) &= I_x - I_{LP} + \frac{V_s}{L}t \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

(7) State A : 모드 6-2(귀환 모드)

인덕터 L_2 에 흐르는 전류가 부하 전류 I_x 보다 작은 값이 되면 다시 주 스위치 S_2 가 도통하고 $I_{S_2} + I_{L_2} = I_x$ 의 관계를 유지하면서 주 스위치 S_2 에 공급된다. 인덕터 L_2 의 전류는 선형적으로 감소하는 것을 계속하고 곧 제로가 되지만, 주 스위치 S_2 의 전류는 선형적으로 증가하고 부하 전류 I_x 에 달하면 이 모드는 다음 State D : 모드 0로 이행한다.

(8) State D : 모드 0(정상 모드)

주 스위치 S_2 은 온 상태에서, 주 스위치 S_1 와 보조 스위치 S_3, S_4 는 오프 상태에서 선 전류 I_x 는 주 스위치 S_2 에 흐르고 있는 상태이다. 커패시터 C_1 와 C_4 는 직류 전원 전압 V_s 에 충전되어있다.

(9) State D : 모드 7(충·방전 모드)

주 스위치 S_2 을 턴-오프하면 부하 전류 I_x 는 즉시 충전 전압이 제로의 커패시터 C_2 및 직류 전원 전압 V_s 에 충전된 커패시터 C_1, C_4 로 정류(轉流)한다. 커패시터 C_2 의 전압이 전류에 의해 제로보다 직선적으로 충전되어간다. 커패시터 C_1 와 C_4 는 직류 전원 전압 V_s 의 충전 전압보다 직선적으로 방전해 나간다. 이 결과 주 스위치 S_2 는 오프 동작 전압이 제로보다 상승한 ZVS 동작이 된다. 커패시터 C_1, C_2, C_3 의 전압 및 전류는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}(t) &= -i_{C_2}(t) = \frac{C_a}{2C_a + C_b} I_x \\ i_{C_4}(t) &= \frac{C_a}{2C_a + C_b} I_x \\ v_{C_2}(t) &= \frac{I_x}{2C_a + C_b} t \\ v_{C_1}(t) &= v_{C_4}(t) = V_s - \frac{I_x}{2C_a + C_b} t \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

커패시터 C_1 와 C_4 의 전압이 방전을 시작하여 제로가 될 때까지의 시간 t 은 다음과 같다.

$$t = \frac{V_s}{I_x} \times (2C_a + C_b)$$

주 스위치가 오프에서 보조 스위치의 온 시간 δ_{t1A} 이 t 보다 큰 값으로 설계하여 액티브 보조 공진 스너버를 작동시키지 않고 커패시터 C_1 , C_2 의 충방전 동작을 완료할 수 있다. 이와 함께 스위치 S_2 을 흐르고 있던 전류는 자연스럽게 스위치 S_1 의 역병렬 다이오드 D_1 에 회전 흘러 State C : 모드 0으로 이행한다. 충방전 동작을 완료해 버리면 보조 스위치 온 신호를 인가하고, 그 선택 신호를 오프해도 회로 상태는 전혀 변화하지 않는다. 주 스위치 S_1 는 이미 역병렬 다이오드에 전류가 흐르고 있으므로 온 신호를 인가하여도 변화하지 않는다.



그림 3.4 제안한 스위칭 시퀀스의 모드 천이

Fig. 3.4 The proposed switching sequence mode shift

그림 3.5과 그림 3.6는 일반적인 스위칭 시퀀스의 모드 천이 State C 및 State B의 각 부분의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이며, 그림 3.7과 그림 3.8는 일반적인 스위칭 시퀀스의 모드 천이 State C 및 State B의 각 모드의

등가 회로를 나타낸 것이다. 또한, 회로내의 각 부분의 전압과 전류의 상태 변수의 기호 및 방향은 그림 3.1의 화살표 방향을 정의한다.

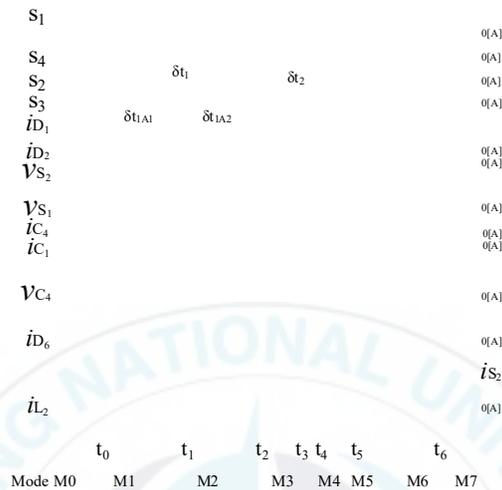


그림 3.5 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 동작 파형(상태 C)

Fig. 3.5 Operation waveforms with the general switching pulse sequence(State C)

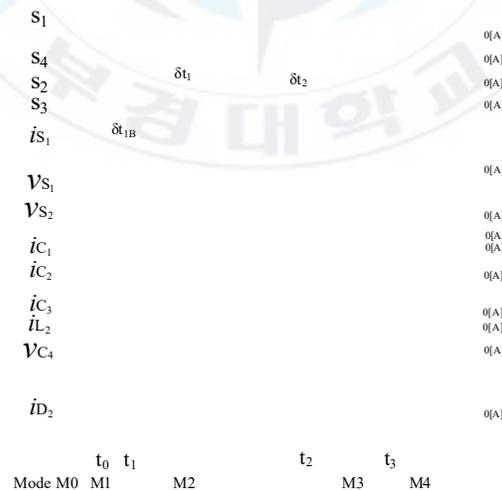


그림 3.6 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 동작 파형(상태 B)

Fig. 3.6 Operation waveforms with the general switching pulse sequence(State B)

(a) 모드 0(귀환/순환 모드) (b) 모드 1(정류 모드)



(c) 모드 2(공진 모드) (d) 모드 3(환류 모드)



(e) 모드 4(충전 모드) (f) 모드 5(회생 모드)



(g) 모드 6(정류 모드) (h) 모드 7(귀환/순환 모드)

그림 3.7 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 정류 등가회로(상태 C)

Fig. 3.7 Commutation equivalent circuits for the general switching sequence(State C)

(a) 모드 0(전원/충전 모드) (b) 모드 1(환류 모드)



(c) 모드 2(공진 모드) (d) 모드 3(충전 모드)



(e) 모드 4(귀환/순환 모드)

그림 3.8 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 정류 등가회로(상태 B)

Fig. 3.8 Commutation equivalent circuits for the general switching sequence(State B)

그림 3.9는 제안한 스위칭 시퀀스의 모드 천이 State A와 B의 각 부 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이며, 그림 3.10과 그림 3.11는 제안한 스위칭 시퀀스의 모드 천이 State C와 State B의 각 모드의 등가 회로를 나타낸 것이다. 또한 각 부의 전압과 전류의 상태 변수의 기호 및 방향은 그림 3.1의 화살표 방향을 정의한다.

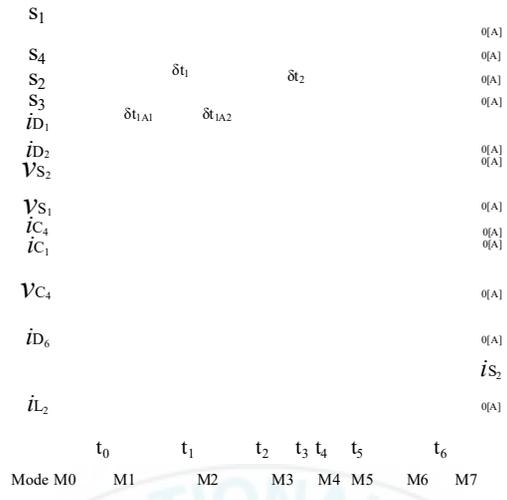
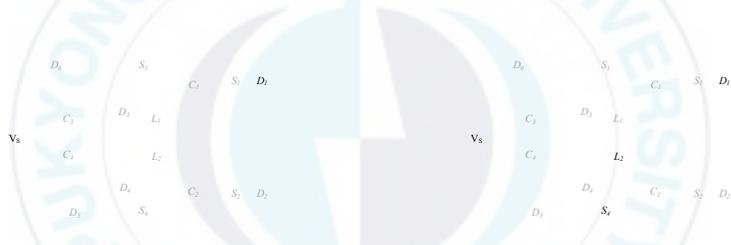


그림 3.9 제안한 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 동작 파형(상태 A, B)

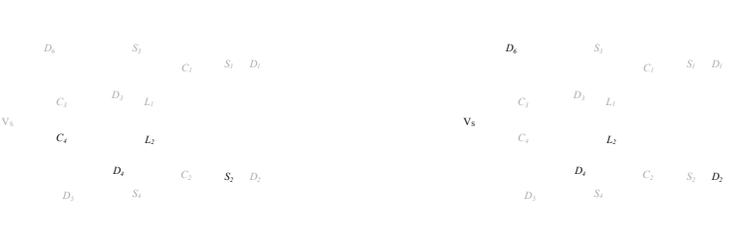
Fig. 3.9 Operation waveforms with the proposed switching pulse sequence(State A, B)



(a) 모드 0(귀환/순환 모드) (b) 모드 1(정류 모드)



(c) 모드 2(공진 모드) (d) 모드 3(환류 모드)



(e) 모드 4(충전 모드) (f) 모드 5(회생 모드)

(g) 모드 6(정류 모드)

(h) 모드 7(귀환/순환 모드)

그림 3.10 제안한 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 정류 등가회로(상태 C)

Fig. 3.10 Commutation equivalent circuits for the proposed switching sequence(State C)

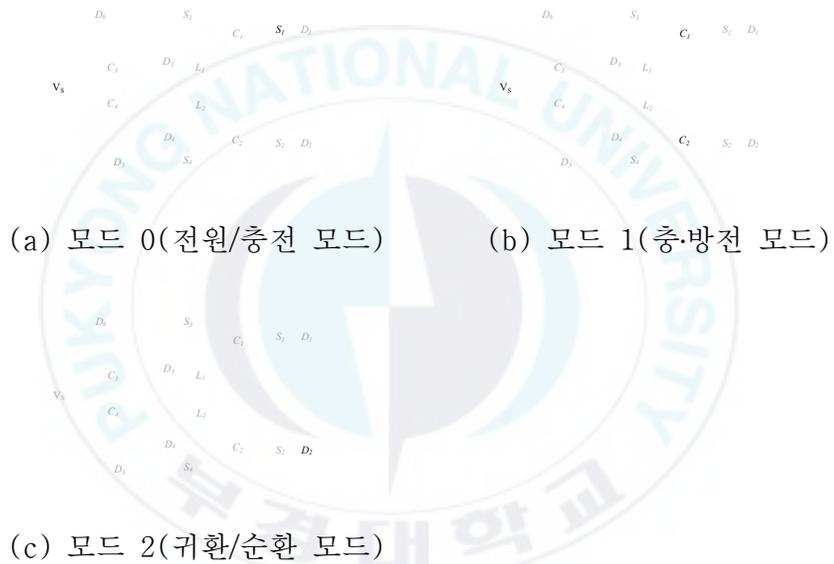


그림 3.11 제안한 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 정류 등가회로(상태 A)

Fig. 3.11 Commutation equivalent circuits for the proposed switching sequence(State A)

3.3 제안한 전류 펄스 회생형 능동 보조 공진 스너버 회로 파라미터 설계

3.3.1 기존 소프트 스위칭 전력 변환 회로 토폴로지의 공진 초기 전류

고주파 스위칭 전력 변환 회로 또는 시스템의 장점 및 문제점은 제 2 장에서 언급 한 바와 같다. 또한 현재 주목 받고 있는 3 종류의 소프트 스위칭 전력 변환 회로의 각 토폴로지와 그 특징에 대해서도 말했다. 그림 2.5의 각 액티브 보조 공진 스너버 방식은 브리지 암의 주 스위치의 ZVS 의해 공진 초기 전류를 제어할 필요가 있다.

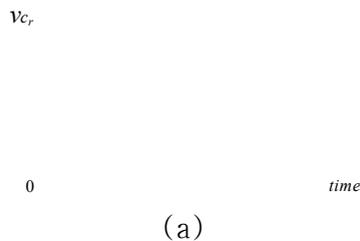
이 공진 초기 전류에 대한 보조 액티브 공진 스너버를 그림 3.12의 기본 공진 회로로 등가적으로 보여주는 공진 커패시터의 제로 크로싱 기간이 반드시 얻을 수 있도록 작동시켜 계속적으로 ZVS 동작을 실현시키고 있다. 그림 3.12(a)와 (b)의 각 회로의 커패시터 전압 초기값을 각각 제로 전압과 전원 전압 V_s 하면 커패시터 전압의 파형은 그림 3.13과 같이 제로 크로스 한 후 다시 초기 조건 위로 연속 파형될 것으로 기대된다.



(a) 직렬 공진 기본회로 (b) 병렬 공진 기본회로

그림 3.12 보조 액티브 공진 스너버의 회로 구성

Fig. 3.12 The configuration of the auxiliary active resonant snubber circuit



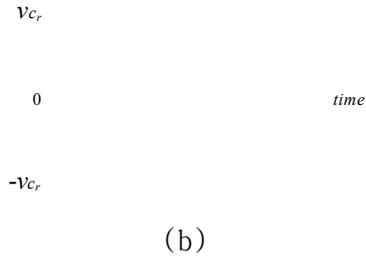


그림 3.13 공진 기본 회로의 동작 파형(손실이 없는 경우)

- (a) 직렬 공진 회로의 커패시터 전압
- (b) 병렬 공진 회로의 커패시터 전압

Fig. 3.13 The configuration of the auxiliary active resonant snubber circuit

- (a) Capacitor voltage of the series resonant circuit
- (b) Capacitor voltage of the parallel resonant circuit

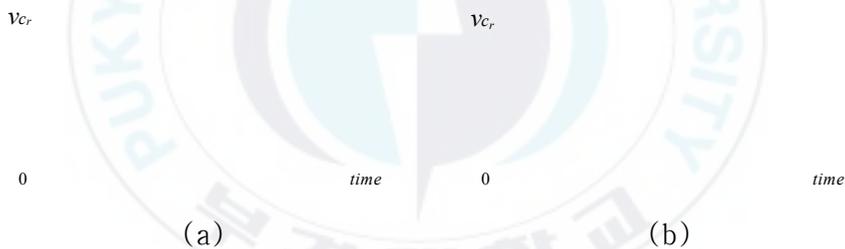


그림 3.14 직렬 공진 회로의 전압 파형

- (a) 기생 저항 존재시
- (b) 공진 초기 전류 존재시

Fig. 3.14 Voltage waveform of the series resonant circuit

- (a) In the presence of the parasitic resistance
- (b) In the presence of the initial resonant current

그러나 실제 공진 회로는 인덕터 및 배선의 기생 저항 성분이나 파워 반도체 소자의 포화 전압 강하, 부하 전류에 의한 제동 효과가 공진 에너지를 감

쇄시키는 그림 3.14(a)와 그림 3.15(a)와 같이 감쇠 진동 파형이 공진 동작을 계속 제로 크로싱될 수도 없게 된다. 그래서 이 감쇠한 에너지분을 공진 초기 전류를 제어 할 필요가 있다. 기본적으로 공진 시작시에 인덕터에 단락 전류를 유지하여 부하 전류의 영향을 포함하여 대량 공진 제로 크로스 보상을 한다. 따라서 공진 커패시터의 전압은 그림 3.14(b)와 그림 3.15(b)와 같이 ZVS 가능한 제로 크로스 전압이 존재하며, 전압 클램프에 필요한 직류 전원 전압 V_s 까지 공진하도록 제어된다.



그림 3.15 병렬 공진 회로의 전압 파형

- (a) 기생 저항 존재시
- (b) 공진 초기 전류 존재시

Fig. 3.15 Voltage waveform of the parallel resonant circuit

- (a) In the presence of the parasitic resistance
- (b) In the presence of the initial resonant current

일반적으로 소프트 스위칭 전력 변환 토폴로지는 공진 초기 전류를 제어 할 필요가 있지만, 본 논문에 제안하는 액티브 보조 공진 스너머는 공진 초기 전류 제어를 필요로 하고 있다.

3.3.2 공진 회로 매개 변수 디자인

이 부분 공진형 브리지 인버터의 액티브 보조 공진 정류 스너버의 기본 회로 구성은 그림 3.16 및 그림 3.17에 나타내었다. 일반 스위칭 패턴을 나타내는 그림 3.7, 그림 3.8과 새로운 스위칭 패턴을 나타내는 그림 3.11, 그림 3.12에서 알 수 있듯이 회로의 공진 동작은 모드 2, 3의 경우와 모드 5의 경우가 존재한다. 이러한 두 가지 공진 회로에 각각 목적에 맞게 공진 파라미터를 결정한다. 매개 변수를 결정할 때 다음과 같은 조건을 전제로 한다.

- (1) 회로의 손실 증대, 또한 PWM 출력시 최소 펄스 폭을 최대한 단축시키기 위해 공진 동작이 가능한 신속하게 종료하도록 한다.
- (2) 전력 반도체 소자에 걸리는 피크 스트레스와 전도 손실을 감소시키기 위해 공진 전류와 전압의 피크값을 가능한 한 작게 한다.
- (3) 파형 생성도 악화 및 전압 이용률의 문제에서 공진 정류 시간을 가능한 한 짧게 한다.
- (4) 스위칭시의 di/dt , dv/dt 를 최소화한다.

특히 액티브 보조 공진 스너버의 동작 시간은 정류 동작 시간을 샘플링 주파수로 정해지는 주기의 1/10 이하로 억제 할 필요가 있다. 이것은 (1)을 충족하는 조건이지만, 삼상 시스템에서 즉시 공간 벡터 사인과 변조법을 이용하는 경우에는 변조 성능의 관점에서 이 조건은 필수이다.

본 시스템에서 샘플링 주파수는 16[kHz]를 선정하고 있기 때문에, 샘플링 주기는 62.5[μ s]이다. 기타에는 직류 전원 전압 V_s 가 200[V], 출력 선간 전압이 100[V_{rms}]에서 저항 부하에서의 출력 용량이 5[kW] 인버터를 선정하고 있다. 따라서 출력 선간 전류의 최대 진폭은 50[A]이다.

실제로 State와 모드의 차이에 따라 L_1 , L_2 , C_1 , C_2 , C_3 , C_4 의 조합이 다르지만, 회로의 대칭성을 고려하여 $L_1=L_2$, $C_1=C_2$, $C_3=C_4$ 를 가정하고 있기 때문

에 모두 동일한 것으로 간주하고 $L_1=L_2=L$, $C_1=C_2=C_a$, $C_3=C_4=C_b$ 로 표시한다. 우선 이전 스위칭 시퀀스의 회로 파라미터를 설계한다.

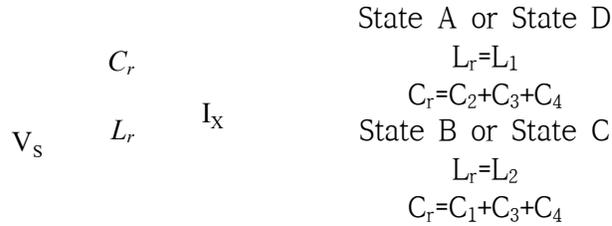


그림 3.16 모드 2, 3의 공진 회로 구성

Fig. 3.16 The resonant circuit configuration of Mode 2, 3



그림 3.17 모드 5의 공진 회로 구성

Fig. 3.17 The resonant circuit configuration of Mode 5

(1) State A 및 State C의 정류 기간과 공진 전류

우선, State A 또는 State C에만 존재하는 모드 1 상태에서 생각한다. 이 모드는 전원과 공진 인덕터와 연결되어 인덕터 전류는 제로에서 직선적으로 증가한다. 이때의 관계식은 다음과 같다.

$$i_L(t) = \frac{V_s}{L}t \tag{3.30}$$

일반적인 그림 2.14에 나타낸 회로에서 이 모드는 공진 초기 전류가 공진

인덕터에 축적 될 때까지 지속 보조 스위치를 전환하여 다음 모드로 전환 할 것이지만 본 회로는 인덕터 전류가 부하 전류값과 동일하게 자연스럽게 다음 모드로 이행한다. 따라서 본 회로에서는 공진 초기 전류에 관해서는 설계 조건에 고려하지 않는다. 인덕터 전류 i_L 의 초기값이 부하 전류값과 동일하다면, 부하 전류값이 정해지면 L 값과 모드 1에 걸리는 시간 δ_{t1A1} 과의 관계를 구하면 다음과 같다.

$$\delta_{t1A1} = \frac{L}{V_s} I_0 \quad (3.31)$$

또한 모드 2와 3은 보조 공진 커패시터 C_3 , C_4 의 초기 충전 전압에 따라 모드를 전환시키는데 시간이 달라진다. 보조 공진 커패시터 C_3 , C_4 의 값이 무손실 스너버 커패시터 C_1 , C_2 보다 충분히 큰 용량이 다하면 공진 동작에 가장 많은 시간이 걸리는 것은 C_3 , C_4 의 초기 충전 전압이 직류 전원 전압의 때이다. 이때의 동작 시간을 δ_{t1A2} 로 두면, δ_{t1A2} 는 공진 주파수의 4분의 1주기가 되며 다음과 같은 식으로 나타낸다.

$$\delta_{t1A2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L(2C_a + C_b)} \quad (3.32)$$

따라서 State A, C의 액티브 보조 공진 스너버의 동작이 시작하는 모드 1에서 공진 동작이 완료되는 모드 4까지의 시간을 δ_{t1A} 로 두면 δ_{t1A} 는 식 (3.31) 및 식 (3.32)가 되어 식 (3.33)와 같다.

$$\delta_{t1A} = \delta_{t1A1} + \delta_{t1A2} = \frac{L}{V_s} I_0 + \frac{\pi}{2} \sqrt{L(2C_a + C_b)} \quad (3.33)$$

ARCS의 동작이 완전히 완료될 때까지 모드 5, 6 및 전환해 나가지만, 주 스위치 전환을 위해 필요한 무손실 스너버 커패시터 C_1, C_2 의 충전은 이미 완료된 상태이다. 또한 모드 4의 시점에서 공진 인덕터 L 의 전류는 최대가 된다.

$$t = \delta_{t1A2}, \omega_1 t = \frac{\pi}{2} \quad (3.34)$$

이 때 L 의 전류 I_{LP1} 은 식 (3.2)을 식 (3.34)에 대입하면 다음과 같다.

$$I_{LP1} = \frac{V_s}{\omega_1 L} + I_0 = \frac{2}{\pi} \times \frac{V_s}{L} \times \delta_{t1A2} + I_0 \quad (3.35)$$

(2) State B 및 State D의 정류 기간과 공진 전류

이 State에서는 주 스위치의 스위치측에 전류가 흘러 주 스위치가 오프할 때 보조 스위치를 온하면 즉시 모드 2, 3의 공진이 시작된다. State A, B의 경우와 마찬가지로 공진 시간이 최대가 되는 것은 보조 공진 커패시터 C_3, C_4 의 충전 전압이 직류 전원 전압 V_s 인 경우이다. 공진이 완료되면 모드 4로 이행되어 주 스위치 전환에 필요한 무손실 스너버 커패시터의 충전이 완료된다. 모드 1의 시간을 δ_{t1B1} 로 두면 식 (3.36)와 같이 모드 1은 존재하지 않는다.

$$\delta_{t1B1} = 0 \quad (4.7)$$

또한 식 (3-11)보다 모드 2, 3의 공진 시간 δ_{t1B2} 는 공진 주파수의 4분의 1주기보다 짧으며, 다음과 같다.

$$\delta_{t1A2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L(2C_a + C_b)} \quad (3.37)$$

식 (3.36)와 식 (3.37)보다 State B, D의 액티브 보조 공진 스너버 동작이 시작되는 모드 1에서 공진 동작이 완료되는 모드 4까지의 시간을 δ_{t1B} 로 두면 $\delta_{t1B} = \delta_{t1B1} + \delta_{t1B2}$ 보다 식 (3.38)와 같이 된다.

$$\delta_{t1B} < \frac{\pi}{2} \sqrt{L(2C_a + C_b)} \quad (3.38)$$

State A, C의 경우와 마찬가지로 모드 5 이후의 정류 시간은 파라미터 설계에 대해 고려해야한다. 또한 모드 4의 공진 인덕터 L의 피크 전류값 I_{LP2} 는 식 (3.39)과 같이 된다.

$$I_{LP2} = \sqrt{\left(\frac{V_s}{\omega_1 L}\right)^2 + I_0^2} - I_0 \quad (3.39)$$

(3) 각 State 비교 및 공진 회로 정수 설계

State A, C의 공진 인덕터의 전류 피크값 I_{LP1} , State B, D의 공진 인덕터의 전류 피크값 I_{LP2} 의 대소 관계는 식 (3.40)와 같다.

$$I_0(2 - \cos\omega_1 t) > 0 \quad (3.40)$$

즉 $I_{LP1} > I_{LP2}$ 이 할 수 있다. 또한 State A, C의 정류 시간 δ_{t1A} 과 State B, D의 정류 시간 δ_{t1B} 의 대소 관계는 식 (3.41)와 같다.

$$\delta_{t1B} < \frac{\pi}{2} \sqrt{L(2C_a + C_b)} < \delta_{t1A} \quad (3.41)$$

이상의 것보다 정류 시간이 더 긴 State A, C의 조건에서 액티브 보조 공진 스너버 회로 파라미터 설계하면 다음과 같다.

먼저 직류 전원 전압을 V_s , 부하 전류를 I_0 하면 액티브 보조 공진 스너버 매개 변수는 식(3.31) 및 식 (3.32)에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L = \frac{V_s}{I_0} \delta_{t1A1} \quad (3.42)$$

$$(2C_a + C_b) = \left(\frac{2}{\pi} \times \delta_{t1A} \right)^2 \times \frac{1}{L} \quad (3.43)$$

예를 들어 직류 전원 전압 $V_s=200[V]$, 부하 전류의 피크값 $I_0=50[A]$, 정류 기간 δ_{t1A1} , δ_{t1A2} 는 정현파 PWM 변조 방식의 변조 주파수 $f_s=16[kHz]$ 의 제어 폭 범위를 고려하여 양자의 합을 최대 정류 기간으로 $\delta_{t1A1} + \delta_{t1A2}=2.5 [\mu s]$ 로 설정하면 100[%]의 제어 기간에 대해 8[%]~92[%]의 제어 범위를 가진다.

이때 δ_{t1A1} 기간의 공진 인덕터 전류의 di/dt를 $40[A/\mu s]$ 하면 $\delta_{t1A1}=1.25 [\mu s]$ 되며 식 (3.42)에서 $L=5[\mu H]$ 을 얻는다. 그리고 정류 기간의 잔여기간 δ_{t1A2} 은 $1.25[\mu s]$ 되어, 식 (3.43.)보다 $2C_a+C_b=127[nF]$ 를 얻는다. 이때의 공진 전류의 피크값은 식 (3.35)보다 $81.8[A]$ 가 된다. 최종적으로는 무손실 스너버 커패시터 C_a 는 외부 커패시터가 아니라 IGBT 모듈 자체가 갖는 기생 용량 $C_{CE}(=C_{oes}-C_{CG})$ 을 이용할 수도 있다.

따라서, 본 논문에서 제안한 전류 펄스 회생형 액티브 보조 공진 스너버 회로의 설계 사양 및 매개 변수는 표 3과 같다.

표 3. 제안한 전류 펄스 회생형 액티브 보조 공진 스너버의 설계 파라미터
 Table. 3. The design parameters of the proposed current pulse regenerative active auxiliary resonant snubber(5[kVA])

| | | | |
|---------------|------|------------------|-----------------|
| 직류전원전압 | | V_s | 200[V] |
| 인버터 정현파의 출력전압 | | V_{out} | 100[V] |
| 부하전류 진폭의 최대치 | | I_{xmax} | 50[A] |
| 공진 인덕터 | | L_1, L_2 | 5[μ H] |
| 공진 인덕터 내부저항 | | r_{L1}, r_{L2} | 0.1[Ω] |
| 저역통과필터 | 인덕터 | L_f | 2.5[mH] |
| | 커패시터 | C_f | 41.5[μ F] |
| 무손실 스너버 커패시터 | | C_1, C_2 | 10[nF] |
| 보조 공진 커패시터 | | C_3, C_4 | 100[nF] |
| 모드 1의 정류시간 | | δ_{t1A1} | 1.25[μ s] |
| 모드 2, 3의 정류시간 | | δ_{t1A2} | 1.25[μ s] |

3.4 저역 통과 필터 회로 설계

제안한 인버터 시스템에 사용되는 저역 통과 필터를 설계하면 다음과 같다. 필터를 설계하는데 있어서의 지표로서 우선 %임피던스를 들 수 있다. %임피던스와 필터 인덕터에서의 전압 강하분의 출력 상전압에 대한 비율은 다음과 같다.

$$\%Z = \frac{\omega_e L_f I_{rms}}{E_{rms}}$$

여기서,

- $\%Z$: 백분율 임피던스
- ω_e : $2\pi f$ ($f=60\text{Hz}$)
- L_f : 필터 인덕터
- I_{rms} : 출력 전류의 실효값
- E_{rms} : 출력 상전압의 실효값

본 논문에서는 출력 상전압의 실효값(E_{rms})은 100[V]로, 최대 출력전류의 실효값(I_{rms})은 30[A]로 설정하였으며, 일반적으로 %임피던스(%Z)는 5[%]~

10[%]로 하기 때문에 본 논문에서는 중간~대용량임을 고려해 %임피던스(%Z)를 6[%]로 하였다. 이들을 식 3.44에 대입하면, 필터 인덕터(L_f)는 531[μ H]이며, 필터의 차단 주파수는 샘플링 주파수의 0.1배 추정하여 차단 주파수(f_c)는 1.6[kHz]로 하였다. 이러한 차단 주파수를 식으로 나타내면 식 3.45와 같다.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (3.45)$$

식 3.45에서 앞에서 설정한 $L_f=531[\mu\text{H}]$, $f_c=1.6[\text{kHz}]$ 를 대입하면, C_f 는 58.5[μF]을 구할 수 있다. 따라서 필터 정수 L_f 와 C_f 는 531[μH], 58.5[μF]로 설정하였다.

3.5 SPWM 제어방식

일반적으로 PWM 신호를 생성하는 방법에는 공간 벡터 이론을 이용하는 방법과 각 상마다 반송파와 신호파를 비교하여 그 대소 관계에 따라 게이트 신호를 출력하는 방법이 있다. 이중에서 공간 벡터 이론을 이용하는 방법은 다상 교류를 일괄 제어 할 수 있는 특징이 있지만, 단상에는 사용할 수 없다는 단점이 있는 반면 반송파와 신호파를 비교하는 방법은 각 상 브리지 암마다 독립적으로 스위칭 게이트 신호를 생성 할 수 있도록 단상 교류에도 사용할 수 있다.

본 논문에서 제안한 PWM 인버터 시스템은 신호파를 60[Hz]의 정현파로, 반송파는 16[kHz]의 톱니파를 이용하여 게이트 신호를 만들어 사용하였다.

이렇게 사인파와 톱니파를 비교한 방식은 전압 지령 신호와 톱니파의 반송파 신호와 비교하여 얻은 스위칭 신호를 이용하여 소자의 온/오프를 수행하여 그 평균치가 전압지령 신호 진폭에 비례한 고주파의 구형파 출력 전압이 얻어진다. 따라서 전압지령 신호를 정현파로 변화시키면 최대 출력전압을 얻을 수 있어 단상 및 삼상 PWM 인버터에 사용할 수 있다.

단상과 삼상의 경우에 신호파와 반송파의 관계를 식으로 나타내면 다음과 같다.

(1) 단상의 경우

$$V_{ref(a)} = M \sin \omega_e t \quad (\because a\text{상 신호파})$$

$$V_{ref(b)} = -M \sin \omega_e t \quad (\because b\text{상 신호파})$$

$$V_{carr} = 2(f_s t - x - 0.5) \quad (\because \text{반송파 : a상-b상 공통})$$

(2) 삼상의 경우

$$V_{ref(u)} = M \sin \omega_e t \quad (\because u\text{상 신호파})$$

$$V_{ref(v)} = -M \sin(\omega_e t - 2\pi/3) \quad (\because v\text{상 신호파})$$

$$V_{ref(w)} = -M \sin(\omega_e t - 4\pi/3) \quad (\because w\text{상 신호파})$$

$$V_{carr} = 2(f_s t - x - 0.5) \quad (\because \text{반송파 : 각 상 공통})$$

여기서, M : 변조율(신호파의 진폭/반송파의 진폭)

$$\omega_e : 2\pi f (f=60[\text{Hz}])$$

$$f_s : \text{샘플링 주파수}$$

$$x : 0, 1, 2, 3, \dots$$

본 논문에서는 먼저 신호파의 최대 진폭을 1로, 반송파의 진폭을 1로 놓은 상태에서 신호파의 진폭을 0~1 사이에서 변화시켜 출력을 제어하며, 변조율이 1보다 큰 과변조 영역은 무시한다. 그런 다음 신호파와 반송파와의 대소 관계와 브리지 암의 스위치 상태와의 관련성을 다음 같이 정리할 수 있다.

$$\textcircled{1} V_{ref(u)} \geq V_{carr} \Rightarrow S_{1u} : ON, S_{2u} : OFF$$

$$\textcircled{2} V_{ref(u)} < V_{carr} \Rightarrow S_{1u} : OFF, S_{2u} : ON$$

$$\textcircled{3} V_{ref(v)} \geq V_{carr} \Rightarrow S_{1v} : ON, S_{2v} : OFF$$

$$\textcircled{4} V_{ref(v)} < V_{carr} \Rightarrow S_{1v} : OFF, S_{2v} : ON$$

$$\textcircled{5} V_{ref(w)} \geq V_{carr} \Rightarrow S_{1w} : ON, S_{2w} : OFF$$

$$\textcircled{6} V_{ref(w)} < V_{carr} \Rightarrow S_{1w} : OFF, S_{2w} : ON$$

여기서, u상 암의 상단 스위치를 S_{1u} , 하단 스위치를 S_{2u} ,
 v상 암의 상단 스위치를 S_{1v} , 하단 스위치를 S_{2v} ,
 w상 암의 상단 스위치를 S_{1w} , 하단 스위치를 S_{2w} 이다.

위의 관계를 동작 파형을 나타내면 그림 3.18과 3.19과 같다. 일반적으로 전원 단락을 방지하기 위해 동일한 암의 위쪽 스위치와 아래쪽 스위치가 동시에 온되지 않도록 위쪽 스위치와 아래쪽 스위치가 동시에 꺼져있는 기간인 데드 타임을 마련하지만, 설명을 쉽게 하기 위해 생략한다.

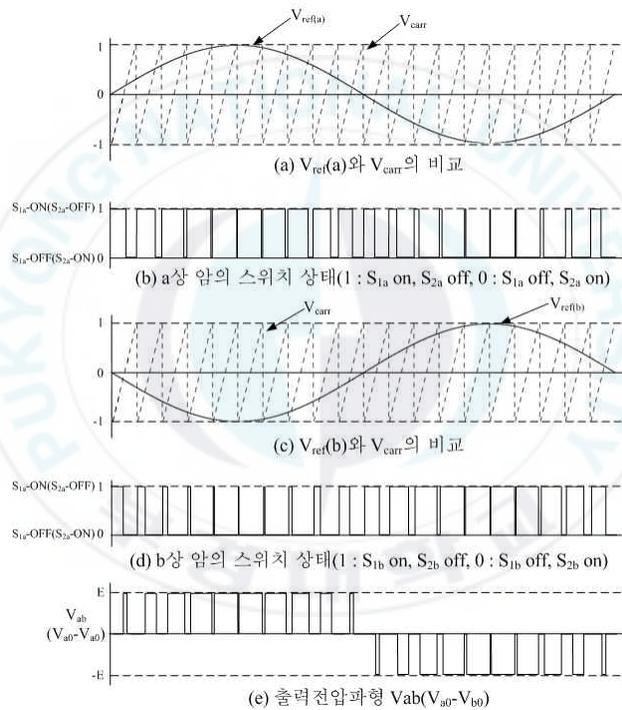


그림 3.18 정현파와 톱니파를 비교한 SPWM 방식(단상)

Fig. 3.18 Sine wave and sawtooth wave comparison SPWM method (single phase)

본 논문에서는 데드 타임 기간 동안 액티브 보조 공진 스너버를 작동시킴으로써 소프트 스위칭 할 수 있도록 하고 있으므로 실제로는 온 상태의 기본 스

위치를 턴-오프하고 공진 동작 후에 다른 주 스위치를 턴-온시키는 게이트 신호를 인가시켜 줄 필요가 있다.

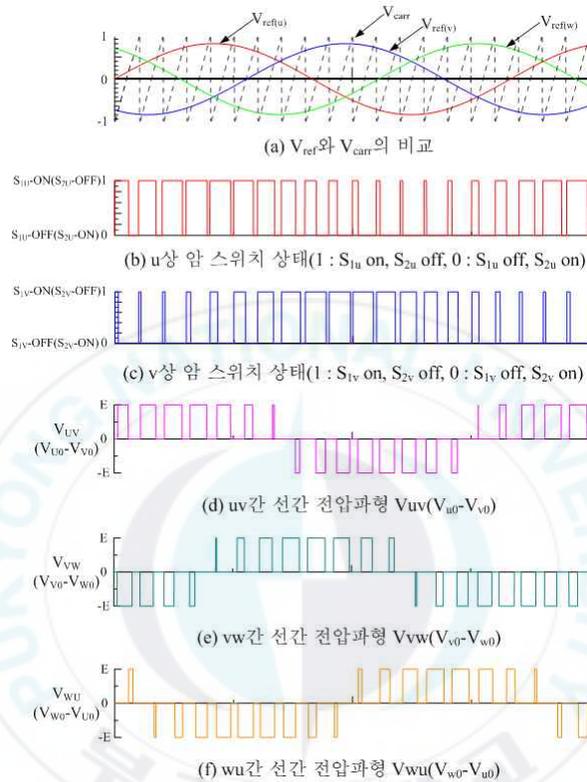


그림 3.19 정현파와 톱니파를 비교한 SPWM 방식(삼상)

Fig. 3.19 Sine wave and sawtooth wave comparison SPWM method (three phase)

제 IV 장 실험 결과 및 검토

4.1 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템

그림 4.1은 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터의 제작 구성도를 나타낸 것이며, 사진 1은 실제 실험을 위해 제작한 시스템의 외관도를 나타낸 것이다.

기존의 단상 하프 브리지 인버터의 브리지 암에 액티브 보조 공진 회로를 부가한 새로운 단상 하프 브리지 정현파 PWM 인버터를 나타낸 것이다. 그림 4.1에서 C_a 및 C_b 는 대용량 전해 콘덴서에 직류 전원 전압의 중점 전위를 만들기 위해 연결하였으며, 주 스위치 S_1 및 S_2 의 게이트 펄스 신호는 SPWM 방식에 의한 변조를 가하고 있다. 또한 인버터의 동작 주파수는 16[kHz]로 출력 주파수는 60[Hz]를 설정하였다.

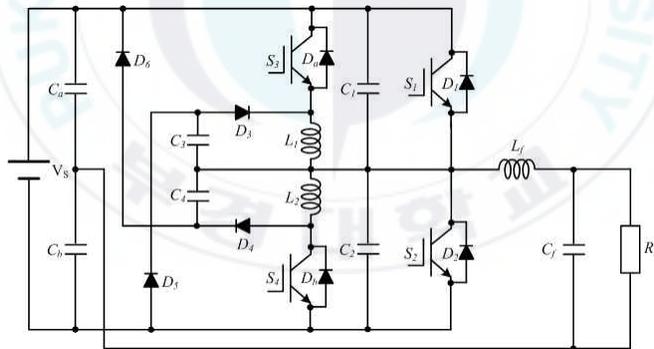


그림 4.1 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터의 제작 구성도

Fig. 4.1 Authoring configuration of the proposed photovoltaic power generation for SPWM inverter

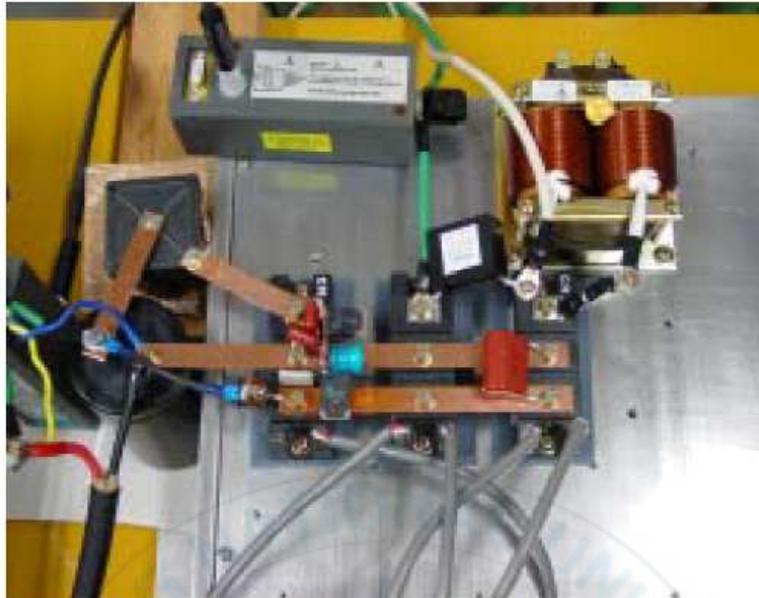


사진 1 실험에 사용된 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템

Photo. 1 Photovoltaic power generation for SPWM inverter system using experiment

그림 4.2은 주 스위치 및 ARCS의 보조 스위치에 사용 IGBT를 온/오프 동작 시키기 위한 게이트 펄스신호 생성회로 블록도를 나타낸 것이다. 그림 4.2에서 호스트 PC는 Windows XP Professional을 사용하는 노트북으로, 마이크로 컨트롤러 보드는 (주)알파프로젝트제의 SuperHTM CPU 보드(AP-SH2F-0A)를 각각 이용하여 RS-485C 크로스 케이블로 상호 연결하였다.



그림 4.2 게이트 펄스신호 생성회로

Fig. 4.2 The gate pulse signal generation circuit

그리고 게이트 드라이브 회로는 IGBT 드라이브 모듈(GPS-15104-1515) 및 포토커플러 (TLP250) 등을 이용하여 하나의 게이트 드라이브 회로에 대해 4개의 IGBT 모듈을 구동시킬 수 있다. 게이트 펄스신호 생성 프로그램은 C 언어로 작성하고 컴파일 한 후 마이크로컴퓨터 보드의 RAM에 전송한다. 프로그램의 컴파일은 Cygnus GNUPro Toolkit을 이용하여 프로그램의 RAM에 전송 및 마이크로컴퓨터 보드의 동작 정지 등의 제어는 SH-2 Visual Monitor에서 실행된다. 마이크로컴퓨터 보드의 출력 단자에서 +5[V], 0[V]의 게이트 펄스신호를 추출할 수 있으며, 이를 그대로 게이트 드라이브 회로에 입력하는 것이 가능하다.

4.1.1 IGBT 게이트 드라이브 회로

그림 4.3은 IGBT 게이트 드라이브 회로를 나타낸 것이다. 그림 4.3에서 왼쪽 게이트 신호 입력 단자에 마이크로컴퓨터 보드 등으로 발생시킨 +5[V], 0[V]의 게이트 신호를 입력하며, 오른쪽의 게이트 신호 출력 단자에 +15[V], -10[V]의 게이트 신호가 출력되도록 되어져 있다. 또한 중앙 및 왼쪽의 단자에는 +15[V] 및 +5[V]의 직류 전원을 공급하고, 이들은 각각 IGBT 드라이브 모듈 GPS-15104-1515 74 시리즈 IC 광 커플러의 구동에 이용한다. 전원 제어 회로 및 구동 회로의 절연은 포토 커플러 TLP250를 이용하며, TLP250은 절연 기능뿐만 아니라 증폭 기능도 있고 간단한 회로 구성으로 드라이브 회로를 실현할 수 있기 때문에 IGBT 게이트 드라이브용으로 최적이라 할 수 있다. 그리고 IGBT 게이트의 충전 전류를 제한하기 위해 드라이브 회로와 IGBT의 게이트 단자 사이에는 게이트 저항이 삽입되어있다. 이 값이 클수록 스위칭 손실이 증가하기 때문에 가능한 한 작게 하는 것이 바람직하지만 값을 너무 작게 하면 스위칭 시간이 짧아 스위칭 손실은 감소하지만 스위칭시의 di/dt가 높아 서지 전압이 높아지는 문제점도 있어 적절한 저항 값을 선정해야 한다.

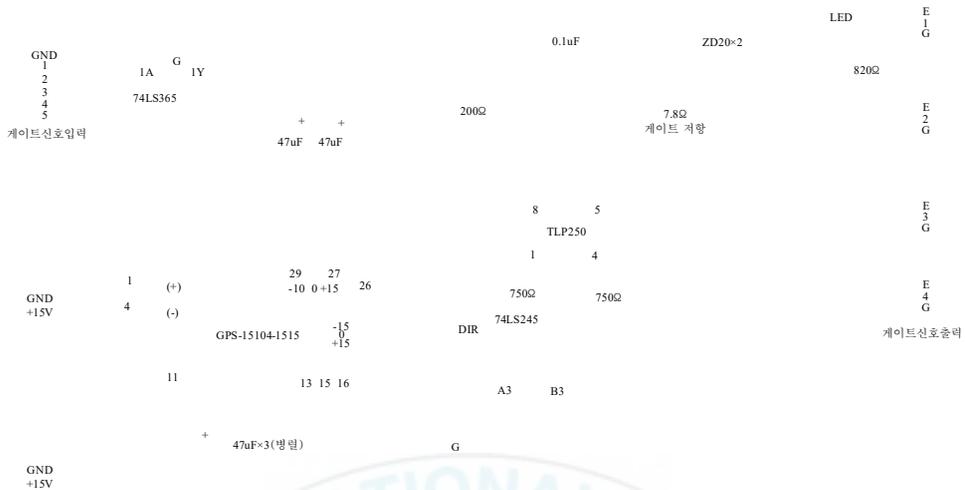


그림 4.3 IGBT 게이트 드라이브 회로

Fig. 4.3 IGBT gate drive circuit

본 실험에서 사용한 IGBT인 CM300DY-12H의 표준 게이트 저항은 2.1 [Ω]-21 [Ω] 정도까지의 범위에서 값을 선정할 수 있어 7.8 [Ω]로 선택하였다. 게이트 신호 입력 쪽은 2개의 IC(74LS245와 74LS365)가 구현되어있다. 이 IC에서 버퍼 회로를 구성하고 전원 회로의 이상 IGBT 및 기타 소자가 소모하는 경우 그 영향이 마이크로컴퓨터 보드에까지 도달하지 않도록 하고 있다. 물론 이러한 버퍼회로는 동작여부와 밀접한 관계를 하지 않지만, 회로 보호를 위해 넣어 두는 것이 바람직하다. 또한 게이트 신호 출력측에 2개의 제너 다이오드가 삽입되어있다. 이들도 물론 회로 보호에 사용하는 것이지만, 제너 다이오드는 노이즈의 발생원이 되어있는 경우가 많아, 제어 회로 오동작의 원인이 될 수 있다. 없어도 동작이 가능하며, 본 실험에서는 제너 다이오드를 사용하지 않기로 했다. 그러나 전원 회로의 이상 IGBT가 소손된 경우, 포토커플러도 소모 할 수 있다.

본 실험에 사용된 IGBT 게이트 드라이브 회로는 입력 신호가 반전되어 출력된다. 따라서 올바른 게이트 신호를 출력하기 위해서는 입력 신호를 H로 떨

어져, L로 선택하는 것처럼 미리 반전시켜 둘 필요가 있다.

IGBT를 선택하는 경우에는 게이트 신호 입력 단자 L을 입력함으로써 TLP250의 3번 핀의 전위가 0이고, 1차측 포토다이오드가 온된다. 이 결과 6핀과 8핀이 연속성, 5번 핀과 6번 핀이 절연 상태가 되고, 게이트 신호 출력 단자의 G 단자에 +15[V]가 인가된다. 그리고 E 단자는 항상 0V이므로 $V_{GE} = +15[V]$ 가 되고, IGBT는 온 상태가 된다.

반대로 IGBT를 해제하는 경우에는 게이트 신호 입력 단자에 H를 입력함으로써 TLP250의 3번 핀의 전위가 +5[V]가 핀 2보다 전위가 높아지기 때문에 1차측 포토다이오드는 OFF 상태가 된다. 이 결과 5번 핀과 6번 핀이 연속성, 6번 핀과 8번 핀이 절연 상태가 되고, 게이트 신호 출력 단자의 G단자에는 -10[V]가 인가된다. 즉 $V_{GE} = -10[V]$ 이기 때문에 IGBT는 오프 상태가 된다.

4.1.2 SH-2 마이크로컴퓨터를 이용한 게이트 펄스 신호의 발생

주 스위치 및 보조 스위치에 입력하는 게이트 펄스 신호는 SH-2 마이크로컴퓨터 보드에 내장된 MTU(다기능 타이머 펄스 유닛) 기능을 이용하여 생성한다. 이 기능의 일부를 사용, 타이머 카운터(TCNT)와 타이머 제너럴 레지스터(TGR)과의 비교를 통해 1 또는 0을 출력 할 수 있다. 파형 생성의 일례를 그림 4.4에 나타내었다.

그림 4.4에서는 채널 0의 타이머 카운터 TCNT0에 대해 두 컴퍼어 매치용 타이머 제너럴 레지스터 TGR0A 및 TGR0B을 준비하고 있다. TCNT0값이 TGR0B와 일치하는 경우에는 H를 출력하고, TGR0A과 일치할 경우에는 L을 출력하며, TCNT0는 재설정하는데 사용된다. H, L의 출력은 TIOC0A 단자(마이크로 보드의 CN2 18번 핀)에서 실행되며, 이것은 +5[V], 0[V] 신호이므로 그대로 게이트 드라이브 회로에 입력한다.

TGR0A을 샘플링주기 설정하고 TGR0B 값을 정현파에 대비시킴으로써 SPWM 신호의 발생에 응용하는 것이 가능하다.

TGR0A

TGR0B

H
TGR0A단자
L

그림 4.4 PWM 파형의 발생원리

Fig. 4.4 Generation principle of the PWM waveform

단상 풀 브리지 인버터의 스위칭 신호는 마이크로컴퓨터의 MTU 기능을 사용하여 생성하는데 하나의 주 스위치를 OFF하고 있는 시간 δ_{t1A} 경과 후 보조 스위치를 온 더 시간 δ_{t1B} 경과 후에 다른 주 스위치를 ON하고 시간 δ_{t2} 경과 후 보조 스위치를 해제하는 경과 시간에만 다음 조건을 충족하도록 TGR을 정해 주면 된다.

- ㉠ 시간 0 : 주 스위치를 오프
- ㉡ 시간 δ_{t1A} : 보조 스위치 온
- ㉢ 시간 $\delta_{t1A} + \delta_{t1B}$: 다른 주 스위치 온
- ㉣ 시간 $\delta_{t1A} + \delta_{t1B} + \delta_{t2}$: 보조 스위치 오프

표 4은 각 PWM 출력 레지스터와 출력 단자의 관계를 나타낸 것이다. 표 4에서 1개의 PWM 신호를 생성하기 위하여 A와 B 또는 C와 D를 쌍으로 사용되어야하며, 출력 단자는 A 또는 C 이다. 즉 마이크로컴퓨터 보드 1개로 생성 가능한 신호는 8개까지 되어 단상 풀 브리지 인버터의 동작까지 가능하다. 12개의 신호를 필요로 하는 3상 인버터를 실현하기 위해서는 또 하나의 SH-2

마이크로컴퓨터 보드를 설치하고 각 동기화 동작시키기 위한 외부 회로를 사용해야 한다.

표 4. 각 PWM 출력 레지스터 및 출력 단자의 관계

Table. 4. Relationship of each PWM output register and an output terminal

| 채널 | 레지스터 | 출력 단자(CN2 핀 번호) (PWM 모드 1) |
|--------|-------|-------------------------------|
| 0(AB쌍) | TGR0A | TIOC0A(18) |
| | TGR0B | |
| 0(CD쌍) | TGR0C | TIOC0C(16) |
| | TGR0D | |
| 1 | TGR1A | TIOC1A(14) |
| | TGR1B | |
| 2 | TGR2A | TIOC2A(12) |
| | TGR2B | |
| 3(AB쌍) | TGR3A | TIOC3A(8) |
| | TGR3B | |
| 3(CD쌍) | TGR3C | TIOC3C(6) |
| | TGR3D | |
| 4(AB쌍) | TGR4A | TIOC4A(4) |
| | TGR4B | |
| 4(CD쌍) | TGR4C | TIOC4C(2) |
| | TGR4D | |

우선 사인과 변조를 주지 않는 경우의 게이트 펄스 신호 생성은 스위칭 1 샘플링주기 f_s 사이에 (1) 상단 주 스위치 OFF → 아래쪽 주 스위치 온의 경우와 (2) 아래 주 스위치 OFF → 상단 주 스위치 온의 경우 모두가 있으므로, 이것을 고려하여 각 TGR를 설정하면 u상 경우의 스위칭 시퀀스는 그림 4.5와 같이 된다. 각 채널의 동작은 독립적이지만, 모든 게이트 펄스 신호를 동기화

하기 위해 각 채널의 TCNT는 동기 동작으로 설정하고, 각 스위치의 출력 단자는 표 5과 같다. v상의 경우도 마찬가지로, 채널 3, 4를 사용하여 마찬가지로 위상을 π 지연하도록 TGR을 설정하면 된다.

프로그램에서 TGR 설정 방법이 있지만, 기준을 카운터 리셋시로 PWM 신호의 폭에 따라 카운터의 카운트를 10 진수 또는 16 진수로 제공한다. 그림 4.5에서 위쪽 주 스위치 S_{1u} 이 턴-온 신호를 주면 TGR0D 값은 $\delta_{t1A} + \delta_{t1B}$ 에 상응하는 카운트를 설정한다. 카운터의 카운트 업 주파수는 28.63[MHz]이므로 1 카운트 이하이거나 약 34.9[ns]가 된다. 또한 샘플링 주파수를 16[kHz]로 하면 1 샘플링주기는 1784 카운트되기 때문에 TGR 값은 이것을 넘지 않도록 설정한다.

표 5. 레지스터와 출력 단자

Table. 5. Register and the output terminal

| 채널 | 레지스터의 정의 | 출력 단자의 정의 (CN2 핀 번호) |
|-----------------|---|-------------------------|
| 0, 1, 2 동기동작 | TGR0A(S_{2u} -오프 & 카운터 재설정) TGR0B(S_{2u} -온) | TIOC0A(18) |
| | TGR0C(S_{1u} -오프) TGR0D(S_{1u} -온) | TIOC0C(16) |
| | TGR1A(S_{4u} -오프) TGR1B(S_{4u} -온) | TIOC1A(14) |
| | TGR2A(S_{3u} -오프) TGR2B(S_{3u} -온) | TIOC2A(12) |
| | TGR3A(S_{2v} -오프 & 카운터 재설정) TGR3B(S_{2v} -온) | TIOC3A(8) |
| | TGR3C(S_{1v} -오프) TGR3D(S_{1v} -온) | TIOC3C(6) |
| 3, 4 동기동작 | TGR4A(S_{4v} -오프) TGR4B(S_{4v} -온) | TIOC4A(4) |
| | TGR4C(S_{3v} -오프) TGR4D(S_{3v} -온) | TIOC4C(2) |

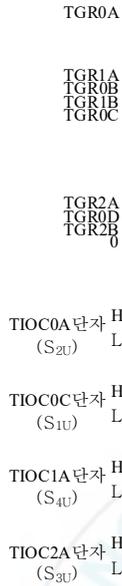


그림 4.5 마이크로컴퓨터에 의한 PWM 게이트 펄스 신호의 생성(u상)

Fig. 4.5 Generation of the PWM signal of the gate pulse to the microcomputer (U-Phase)

4.1.3 사인과 변조를 곁었을 경우의 PWM 파형 생성

그림 4.5에서 알 수 있듯이 기본적으로 S_{1u}-오프, S_{4u}-온, S_{2u}-온, S_{4u}-오프의 타이밍을 정현파와 톱니파를 비교한 결과에 따라 변화시킨다. 본 논문의 ARCS에서는 보조 스위치 S_{4u}-동작 시간은 일정하기 있기 때문에 S_{1u}-오프의 타이밍을 변화시키고, 나머지 시간은 S_{1u}-취소를 기준으로 평행이동하면 된다. 즉 S_{1u}-오프를 위한 레지스터 TGR0C 값을 data_u[x]하면 다음과 같다.

- ⓐ data_u[x] + δ_{t1A} : S_{4u}-온(TGR1B)
- ⓑ data_u[x] + δ_{t1A} + δ_{t1B} : S_{2u}-온(TGR0B)
- ⓒ data_u[x] + δ_{t1A} + δ_{t1B} + δ_{t2} : S_{4u}-오프(TGR1A)

v상의 경우도 마찬가지로 S_{2v}-오프 레지스터 TGR3A를 기준으로 하고 S_{3v}-온, S_{1v}-온, S_{3v}-오프의 타이밍을 정현파와 톱니파를 비교한 결과에 따라 평행 이동시키면 된다.

사인과 변조를 위한 변수 data_u[x] 및 data_v[x]를 구하기 위해서 그림 3.18(a), (c)와 같이 정현파와 톱니파를 비교하여 각 샘플링 시간마다 실시한다. 그러나 반송파(톱니파)는 0에서 1784까지 증가하고 재설정하는 업 카운터(f_s=16[kHz]의 경우)를 이용해 신호파의 주파수를 60[Hz]로 0부터 1784까지 변화하는(f_s=16[kHz] 변조 비율 1의 경우)사인파를 사용한다. 프로그램 중에서는 변조 속도와 샘플링 주파수, 사인파 주파수를 입력하는 것만으로 이러한 식을 자동으로 생성하고 비교 계산 후 신호파 1주기 분의 배열 data_u [x]와 data_v [x]의 값이 구할 수 있다. 표 6은 fs=16[kHz], f=60[Hz], M = 0.7으로 한 경우의 데이터 계산을 나타낸 것이다.

표 6. 정현파와 톱니파를 비교 계산한 값

Table. 6. Compare the calculated value of the sine wave and sawtooth

| count | data_u[x] | data_v[x] |
|-------|-----------|-----------|
| 0 | 894 | 894 |
| 1 | 910 | 877 |
| 2 | 927 | 860 |
| 3 | 944 | 843 |
| 4 | 961 | 826 |
| 5 | 978 | 809 |
| 6 | 994 | 793 |
| . | . | . |
| . | . | . |
| . | . | . |
| 265 | 865 | 922 |

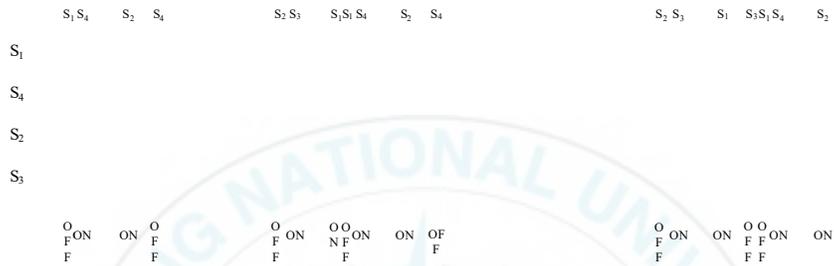
마이크로 컴퓨터 제어 프로그램의 구성은 먼저 상수 및 함수 정의 다음 편 출력 설정, MTU 기능의 각종 설정 등으로 이어 while (1) 함수를 사용하여

main 함수를 무한 루프 시키도록 되어있다. 따라서 각 샘플링주기마다 if 문 등을 사용하여 값을 변화시킬 수 없으므로 CMT(컴페어 매치 타이머)을 사용한다. 이 기능은 설정 한주기마다 인터럽트를 발생시키고 값을 변화 시킬 수 있다.

액티브 보조 공진 스너버 회로의 동작 시간은 회로 파라미터 설계에 의해 최대 얼마인지를 추정하고 있지만, 부하 전류의 크기 등에 따라 항상 변화한다. 또한 PWM 변조에 의해 게이트 펄스 신호의 폭이 변동한다. 즉 액티브 보조 공진 스너버의 동작 시간보다 게이트 펄스 신호 폭이 짧을 경우에는 하드 스위칭으로 동작하며, 게이트 펄스 신호의 H, L가 역전되는 경우도 생긴다. 그림 4.6은 게이트 펄스 신호의 H, L 역전 현상을 나타낸 것이다. 그림 4.6(a)에서 알 수 있듯이, 상단 보조 스위치 S_3 과 하단 보조 스위치 S_4 가 동시에 온이 되는 기간이 존재한다. 이 시점에서 이미 전원 합선이 되어 있기 때문에 전원 회로가 소손 될 우려가 있다. 이 경우의 S_3 오프의 타이밍 TGR2A는 샘플링주기보다 큰 값을 가진다. 그런데 카운터 TCNT는 그 이전의 상단 주 스위치 S_1 오프의 타이밍 TGR0A에서 0으로 재설정되기 때문에 결과적으로 S_3 는 해제하지 않고 온 상태가 된다. 그림 4.6(b)와 같이 같은 게이트 펄스 신호가 실제로 출력된다. TGR2A 값이 TGR0A보다 작을 샘플링주기가 될 때까지 S_3 는 온 상태가 지속적으로 된다. 이 문제를 해결하려면, ARCS 동작 설정 시간 δ_{t1A} , δ_{t1B} , δ_{t2} 을 너무 높게 설정하거나 과도하게 변조 비율을 두지 않거나 펄스가 가늘지 않도록 강제로 TGR 값을 고정하는 방법이 있다.

본 실험에 사용한 프로그램은 ARCS 동작 설정시간 δ_{t1A} , δ_{t1B} , δ_{t2} 을 맞추어 $4.5[\mu s]$ 정도, 변조 비율을 0.5으로 하고, 펄스가 가늘지 않도록 처리해 게이트 펄스 신호의 H, L 역전 현상이 발생하지 않도록 하였다.

(a) 펄스가 얇은 경우의 스위칭 시퀀스



(b) 실제 출력되는 스위칭 게이트 펄스 신호

그림 4.6 게이트 펄스 신호의 H, L 역전 현상

Fig. 4.6 H, L inversion of the gate pulse signal

4.2 제안한 SPWM 인버터 시스템의 시뮬레이션 및 실험 결과

표 7은 시뮬레이션 및 실험에 사용된 회로 상수를 나타낸 것이다. 표 7에서 부하는 저항 부하를 사용하였으며, 스위칭 순서를 결정하는 시간 상수 δ_{t1A} 을 0과 2[μ s]로 설정하여 기존의 스위칭 시퀀스 방식과 제안한 스위칭 시퀀스 방식을 각각 실험하였다. 또한 데드 타임을 1.5[μ s]한 하드 스위칭 방식에 대해서도 실험하였다.

표 7. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 회로정수

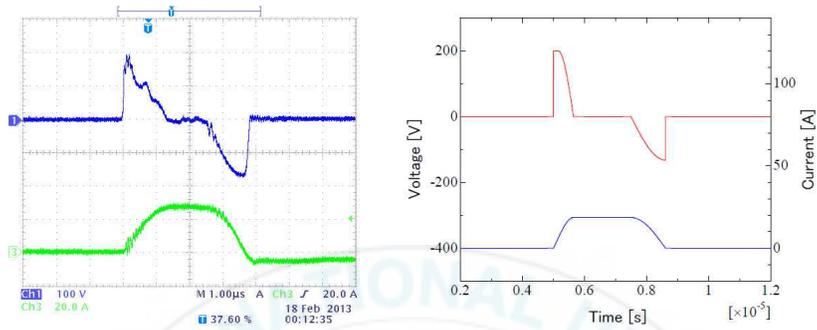
Table. 7. Circuit parameter using simulation and experiment

| | | | |
|------------------|------------|---|---|
| 직류전원전압 | V_s | 200[V] | |
| 전원분할용 커패시터 | C_d | 8400[μ F] | |
| 스위칭 주파수 | f_s | 16[kHz] | |
| 공진 인덕터 | L_1, L_2 | 5[μ H] | |
| 무손실 커패시터 | C_1, C_2 | 0.01[μ F] | |
| 보조 공진 커패시터 | C_3, C_4 | 0.1[μ F] | |
| 공진 인덕터 내부 저항 | r_L | 0.1[Ω] | |
| 스위칭 시퀀스 시간 상수 | 기존 방식 | $\delta_{t1A}, \delta_{t1B}, \delta_{t2}$ | 0[μ s], 2.0[μ s], 0.5[μ s] |
| | 제안한 방식 | $\delta_{t1A}, \delta_{t1B}, \delta_{t2}$ | 2.0[μ s], 2.0[μ s], 0.5[μ s] |
| 교류 출력 주파수 | f_{out} | 60[Hz] | |
| 변조율 | M | 0.5 | |
| 필터 인덕터 | L_f | 500[μ H] | |
| 필터 커패시터 | C_f | 41.5[μ F] | |
| 저항부하 | R_{load} | 5[Ω] | |

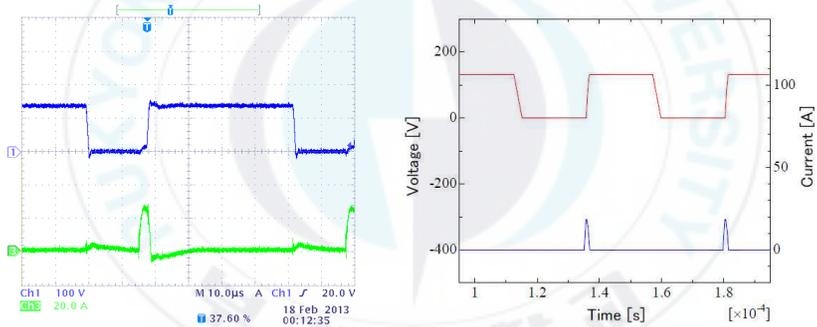
인버터의 출력측과 부하를 연결 한 강압 컨버터 회로에서 State A와 State B의 시뮬레이션 결과 및 프로토 타입 실험에 의한 파형을 그림 4.7 ~ 그림 4.16에 나타내었다.

실험 회로에 사용된 주 스위치와 보조 스위치는 모두 미쓰비시사의 2in1 IGBT 모듈(CM300DY-12H)을 이용하여 S_3 와 D_3 , S_4 와 D_4 를 각각 1 모듈로 사용하였으며, IGBT의 게이트 펄스 신호는 변조를 주지 않고 듀티율이 일정한 구

형파로 저항 부하값을 바꾸어 전류원 부하를 사용하였다. 또한 부하 전류 I_0 는 소용량으로 6[A], 중대 용량으로 20[A]의 두 가지로 설정하여 각각의 결과를 나타내었다.



(a) 100[V/div], 20[A/div], 1[μ s/div]



(b) 100[V/div], 20[A/div], 10[μ s/div]

그림 4.7 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스의 동작($\delta_{t1A}=0, I_0=6[A]$)

(a) 공진 인덕터 L_1 의 전압과 전류 파형

(b) 보조 공진 커패시터 C_3 의 전압과 공진 인덕터 L_1 의 전류 파형

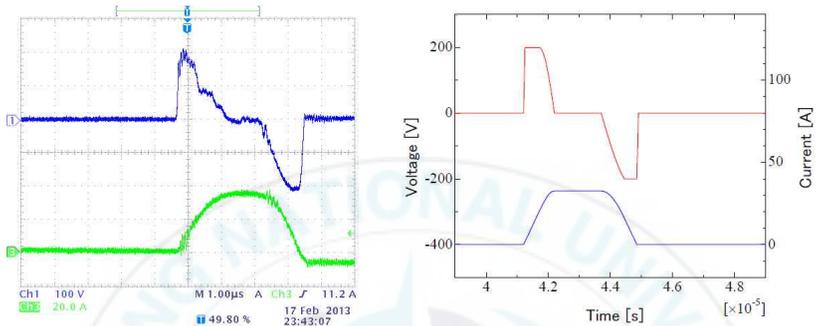
Fig. 4.7 Operation of the general switching pulse sequence($\delta_{t1A}=0, I_0=6[A]$)

(a) Resonant inductor voltage & current

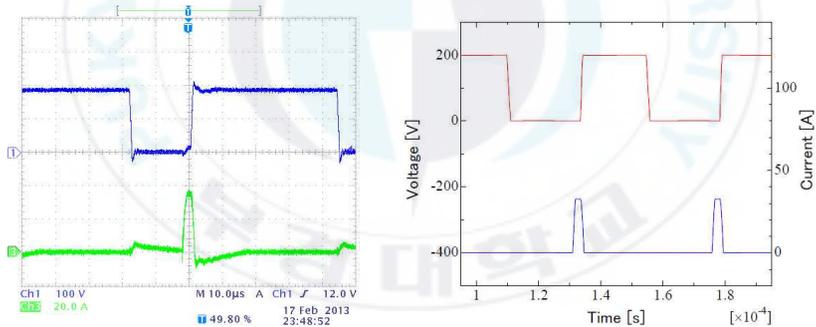
(b) Resonant capacitor voltage v_{C3} & resonant inductor current

그림 4.7와 그림 4.8는 기존에 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스의 동작 부하 전

류 I_0 가 6[A] 일 때(그림 4.7)와 20[A]일 때(그림 4.8)의 각 부의 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 4.7(a)와 그림 4.8(a)는 공진 인덕터 L_1 의 전압과 전류 파형이며, 그림 4.7(b)와 그림 4.8(b)는 보조 공진 커패시터 C_3 의 전압과 공진 인덕터 L_1 의 전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 4.7과 그림 4.8에서 왼쪽은 실험 파형이며, 오른쪽은 시뮬레이션 파형에 의한 결과이다.



(a) 100[V/div], 20[A/div], 1[μ s/div]



(b) 100[V/div], 20[A/div], 10[μ s/div]

그림 4.8 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스의 동작($\delta_{t1A}=0$, $I_0=20[A]$)

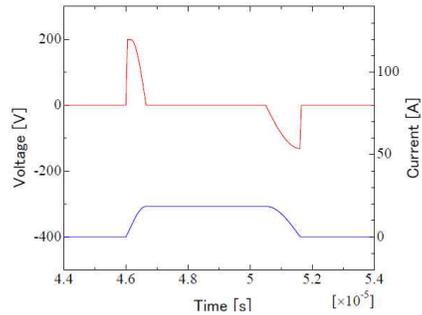
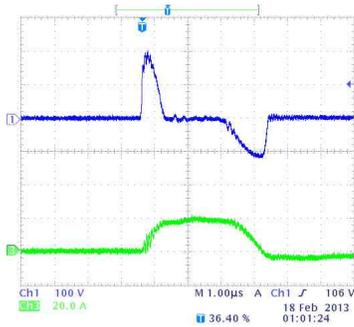
(a) 공진 인덕터 L_1 의 전압과 전류 파형

(b) 보조 공진 커패시터 C_3 의 전압과 공진 인덕터 L_1 의 전류 파형

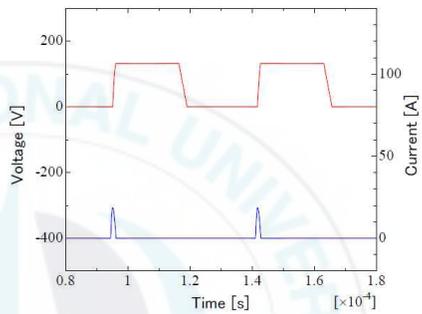
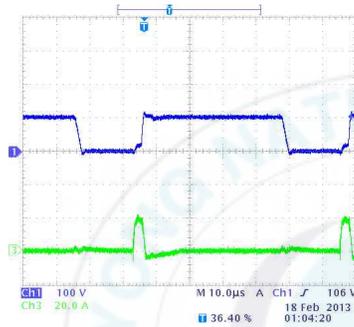
Fig. 4.8 Operation of the general switching pulse sequence($\delta_{t1A}=0$, $I_0=20[A]$)

(a) Resonant inductor voltage & current

(b) Resonant capacitor voltage v_{C3} & resonant inductor current



(a) 100[V/div], 20[A/div], 1[μ s/div]



(b) 100[V/div], 20[A/div], 10[μ s/div]

그림 4.9 제안한 새로운 스위칭 펄스 시퀀스의 동작($\delta_{t1A}=0$, $I_0=6[A]$)

(a) 공진 인덕터 L_1 의 전압과 전류 파형

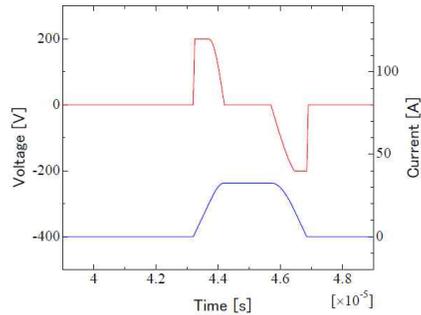
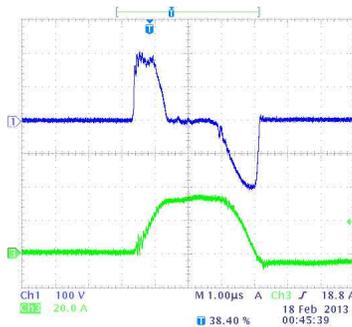
(b) 보조 공진 커패시터 C_3 의 전압과 공진 인덕터 L_1 의 전류 파형

Fig. 4.9 Operation of the proposed new switching pulse sequence($\delta_{t1A}=0$, $I_0=6[A]$)

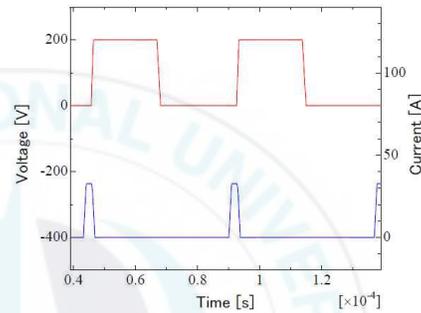
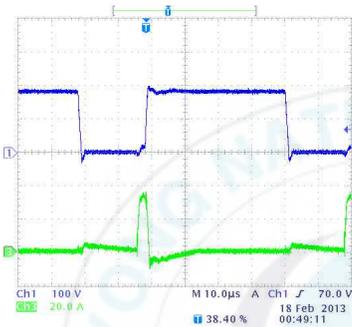
(a) Resonant inductor voltage & current

(b) Resonant capacitor voltage v_{C3} & resonant inductor current

그림 4.9과 그림 4.10는 본 논문에서 제안한 새로운 스위칭 펄스 시퀀스의 동작 부하 전류 I_0 가 6[A] 일 때(그림 4.9)와 20[A]일 때(그림 4.10)의 각 부의 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 4.9(a)와 그림 4.10(a)는 공진 인덕터 L_1 의 전압과 전류 파형이며, 그림 4.9(b)와 그림 4.10(b)는 보조 공진 커패시터 C_3 의 전압과 공진 인덕터 L_1 의 전류 파형을 나타낸 것이다.



(a) 100[V/div], 20[A/div], 1[μ s/div]



(b) 100[V/div], 20[A/div], 10[μ s/div]

그림 4.10 제안한 새로운 스위칭 펄스 시퀀스의 동작($\delta_{t1A}=0$, $I_0=20[A]$)

(a) 공진 인덕터 L_1 의 전압과 전류 파형

(b) 보조 공진 커패시터 C_3 의 전압과 공진 인덕터 L_1 의 전류 파형

Fig. 4.10 Operation of the proposed new switching pulse sequence($\delta_{t1A}=0$, $I_0=20[A]$)

(a) Resonant inductor voltage & current $i_{L1}(I_0=20A)$

(b) Resonant capacitor voltage v_{C3} & resonant inductor current $i_{L1}(I_0=20A)$

그림 4.7~그림 4.10의 파형에서 알 수 있듯이 공진 인덕터 L_1 의 전류가 보조 공진 커패시터 C_3 에 흘러 C_3 에 충전되며, 동일한 부하 전류의 파형을 비교하면 기존의 일반적인 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 동작보다 본 논문에서 제안한 새로운 스위칭 펄스 시퀀스에 의한 동작이 공진 인덕터의 전류 피크값과 보조 공진 커패시터 C_3 의 충전 전압이 작아 억제된다. 그리고 시뮬레이션 파형과 실험 파형을 비교하면 시뮬레이션 파형에 나타나지 않은 진동이 실험 파형에

나타는데 이는 프로토타입 회로의 배선 인덕턴스 및 기생 용량 등에 의한 공진이 발생하는 것으로 생각된다. 또한 인덕터 L_1 의 전류도 실험 파형 쪽에서는 부정적인 방향으로 흐르고 있는 부분이 존재하지만, 이것은 L_1 과 직렬로 연결되어있는 보조 스위치의 복구 특성에 의한 것으로 생각된다.

그림 4.11와 그림 4.12는 부하 전류 I_0 가 6[A]일 때의 주 스위치 S_1 과 S_2 의 스위칭 파형을 하드 스위칭 방식과 새로운 스위칭 펄스 패턴에 의한 소프트 스위칭 방식을 비교한 것이며, 그림 4.13와 그림 4.14는 부하 전류 I_0 가 20[A]일 때의 주 스위치 S_1 과 S_2 의 스위칭 파형을 하드 스위칭 방식과 새로운 스위칭 펄스 패턴에 의한 소프트 스위칭 방식을 비교한 것이다.

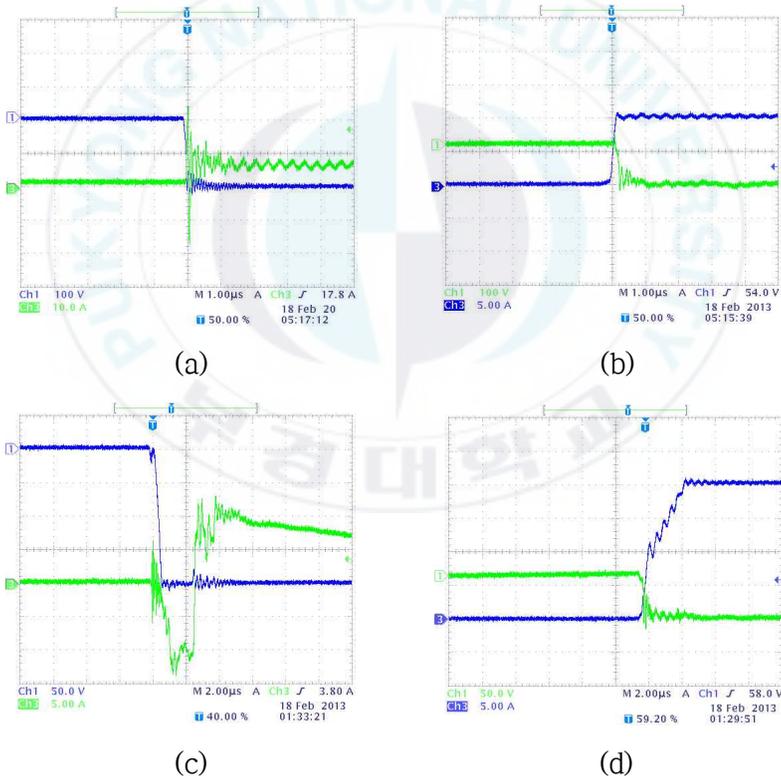


그림 4.11 주 스위치 S_1 의 스위칭 파형($\delta_{t1A}=2.0[\mu s]$, $I_0=6[A]$)

(a) 하드 스위칭시의 턴-온 파형(100[V/div], 10[A/div], 1[μs /div], $t_d=1.5[\mu s]$)

(b) 하드 스위칭시의 턴-오프 파형(100[V/div], 5[A/div], 1[μs /div], $t_d=1.5[\mu s]$)

(c) 소프트 스위칭시의 턴-온 파형(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])

(d) 소프트 스위칭시의 턴-오프 파형(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])

Fig. 4.11 Switching waveforms of main switch S_1 ($\delta_{t1A}=2.0[\mu$ s], $I_0=6[A]$)

(a) Turn-on waveform of hard switching

(100[V/div], 10[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])

(b) Turn-off waveform of hard switching

(100[V/div], 5[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])

(c) Turn-on waveform of soft switching

(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])

(d) Turn-off waveform of soft switching

(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])

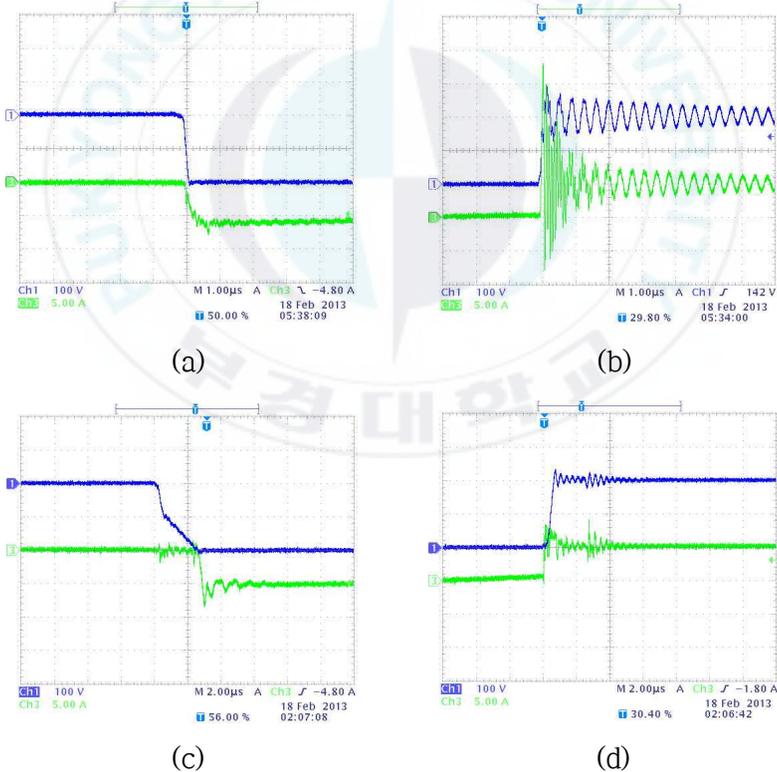


그림 4.12 주 스위치 S_2 의 스위칭 파형($\delta_{t1A}=2.0[\mu$ s], $I_0=6[A]$)

(a) 하드 스위칭시의 턴-온 파형(100[V/div], 10[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])

- (b) 하드 스위칭시의 턴-오프 파형(100[V/div], 5[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])
- (c) 소프트 스위칭시의 턴-온 파형(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])
- (d) 소프트 스위칭시의 턴-오프 파형(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])

Fig. 4.12 Switching waveforms of main switch S_2 ($\delta_{t1A}=2.0[\mu$ s], $I_0=6[A]$)

- (a) Turn-on waveform of hard switching
(100[V/div], 10[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])
- (b) Turn-off waveform of hard switching
(100[V/div], 5[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])
- (c) Turn-on waveform of soft switching
(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])
- (d) Turn-off waveform of soft switching
(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])

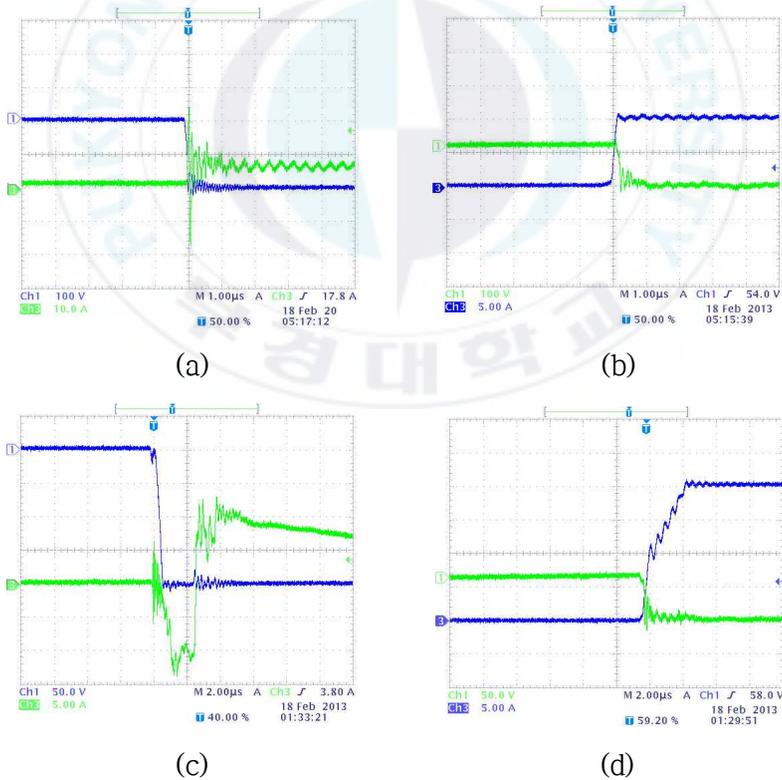


그림 4.13 주 스위치 S_1 의 스위칭 파형($\delta_{t1A}=2.0[\mu$ s], $I_0=20[A]$)

- (a) 하드 스위칭시의 턴-온 파형(100[V/div], 10[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])
- (b) 하드 스위칭시의 턴-오프 파형(100[V/div], 5[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])
- (c) 소프트 스위칭시의 턴-온 파형(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])
- (d) 소프트 스위칭시의 턴-오프 파형(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])

Fig. 4.13 Switching waveforms of main switch S_1 ($\delta_{1A}=2.0[\mu$ s], $I_0=20[A]$)

- (a) Turn-on waveform of hard switching
(100[V/div], 10[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])
- (b) Turn-off waveform of hard switching
(100[V/div], 5[A/div], 1[μ s/div], $t_d=1.5[\mu$ s])
- (c) Turn-on waveform of soft switching
(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])
- (d) Turn-off waveform of soft switching
(50[V/div], 5[A/div], 2[μ s/div], $t_d=2.0[\mu$ s])

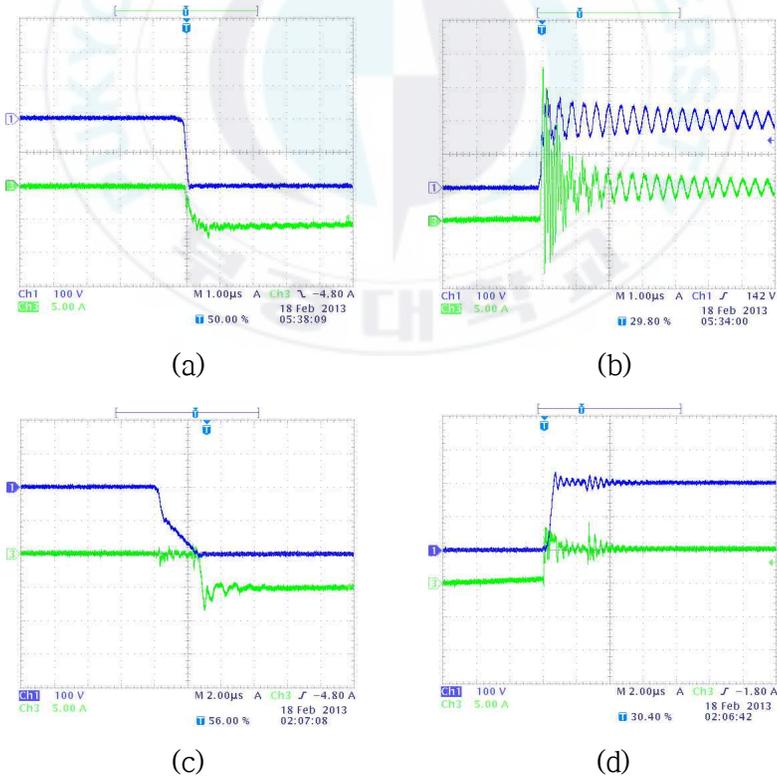


그림 4.14 주 스위치 S_2 의 스위칭 파형($\delta_{t1A}=2.0[\mu s]$, $I_0=20[A]$)

- (a) 하드 스위칭시의 턴-온 파형(100[V/div], 10[A/div], 1[μs /div], $t_d=1.5[\mu s]$)
- (b) 하드 스위칭시의 턴-오프 파형(100[V/div], 5[A/div], 1[μs /div], $t_d=1.5[\mu s]$)
- (c) 소프트 스위칭시의 턴-온 파형(50[V/div], 5[A/div], 2[μs /div], $t_d=2.0[\mu s]$)
- (d) 소프트 스위칭시의 턴-오프 파형(50[V/div], 5[A/div], 2[μs /div], $t_d=2.0[\mu s]$)

Fig. 4.14 Switching waveforms of main switch S_2 ($\delta_{t1A}=2.0[\mu s]$, $I_0=20[A]$)

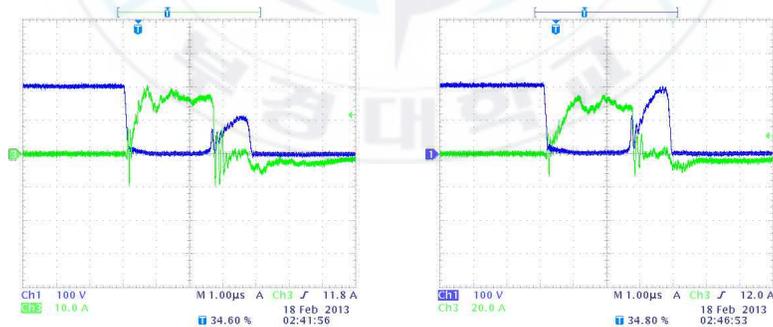
- (a) Turn-on waveform of hard switching
(100[V/div], 10[A/div], 1[μs /div], $t_d=1.5[\mu s]$)
- (b) Turn-off waveform of hard switching
(100[V/div], 5[A/div], 1[μs /div], $t_d=1.5[\mu s]$)
- (c) Turn-on waveform of soft switching
(50[V/div], 5[A/div], 2[μs /div], $t_d=2.0[\mu s]$)
- (d) Turn-off waveform of soft switching
(50[V/div], 5[A/div], 2[μs /div], $t_d=2.0[\mu s]$)

그림 4.11~그림 4.14의 파형에서 알 수 있듯이 주 스위치 S_1 의 턴-온시에는 하드 스위칭 방식의 경우 큰 전류 서지가 발생하고 있지만, 소프트 스위칭 방식은 전압이 제로가 되고 나서 전류가 한번 역병렬 다이오드를 흘러 스위치측에 흘러고 있기 때문에 영전압 스위칭 (ZVS)을 한다. 스위치측을 흐르는 전류가 일단 감소하는 것은 회로의 동작 모드중 전환 모드인 모드 5와 모드 6에서 일어나는 현상이다.

그리고 주 스위치 S_1 의 턴-오프시에는 하드 스위칭 방식과 소프트 스위칭 방식의 경우 모두에 대해 스위칭 후 파형 진동이 나타나고 있다. 이러한 진동 주파수는 파형에서 약 3[MHz]정도이다. 또한 하드 스위칭 방식의 경우는 전압과 전류 겹침 부분이 존재하지만 소프트 스위칭 방식에서는 전류가 똑바로 제로에 떨어지고 나서 전압이 경사를 가지고 일어서 중복 부분이 적다. 이것은 시뮬레이션에서 확인했듯이 영전압 스위칭(ZVS)을 한다.

제안 회로에서 주 스위치 S_2 의 전류는 역병렬 다이오드 밖에 흐르지 않는다. 주 스위치 S_2 의 턴-온시 파형은 하드 스위칭 방식과 소프트 스위칭 방식 모두에서 약간의 진동은 있지만 중복이 없고, 영전압과 영전류 스위칭(ZVS/ZCS)을 동시에 한다. 이것은 주 스위치 IGBT 모듈에 존재하는 컬렉터-이미터 사이의 기생 용량이 작용하여 커패시터 C_1 과 C_2 의 충·방전에 의해 소프트 스위칭 동작을 하기 때문이다. 그리고 스위치 S_2 의 턴-오프시 파형은 하드 스위칭 방식에 있어서는 큰 전압 서지 및 전류 서지가 발생하는데 반해 소프트 스위칭 방식에서는 전류가 경사가 0이고, 그 때 전압이 올라가기 때문에 ZVS/ZCS 동작을 한다. 부하 전류가 6[A]의 경우와 20[A]의 경우의 각 파형을 비교하면 대략적인 파형의 외형은 같지만 부하 전류가 큰 쪽의 전압의 경사가 심하게 되어 스위칭 시간이 짧아지고 있는 것을 알 수 있다.

그림 4.15는 부하 전류 I_0 가 6[A]의 경우와 20[A]의 경우 모두에 대해 새로운 스위칭 펄스 패턴의 ARCS 보조 스위치 S_3 의 스위칭 파형을 나타낸 것이며, 그림 4.16은 부하 전류 I_0 가 6[A]의 경우와 20[A]의 경우 모두에 대해 새로운 스위칭 펄스 패턴의 ARCS 보조 스위치 S_4 의 스위칭 파형을 나타낸 것이다.



(a) $I_0=6[A]$

(b) $I_0=20[A]$

그림 4.15 보조 스위치 S_3 의 스위칭 파형

($\delta_{t1A}=2.0[\mu s]$, $100[V/div]$, $10[A/div]$, $1[\mu s/div]$)

Fig. 4.15 Switching waveforms of auxiliary switch S_3

($\delta_{t1A}=2.0[\mu s]$, $100[V/div]$, $10[A/div]$, $1[\mu s/div]$)

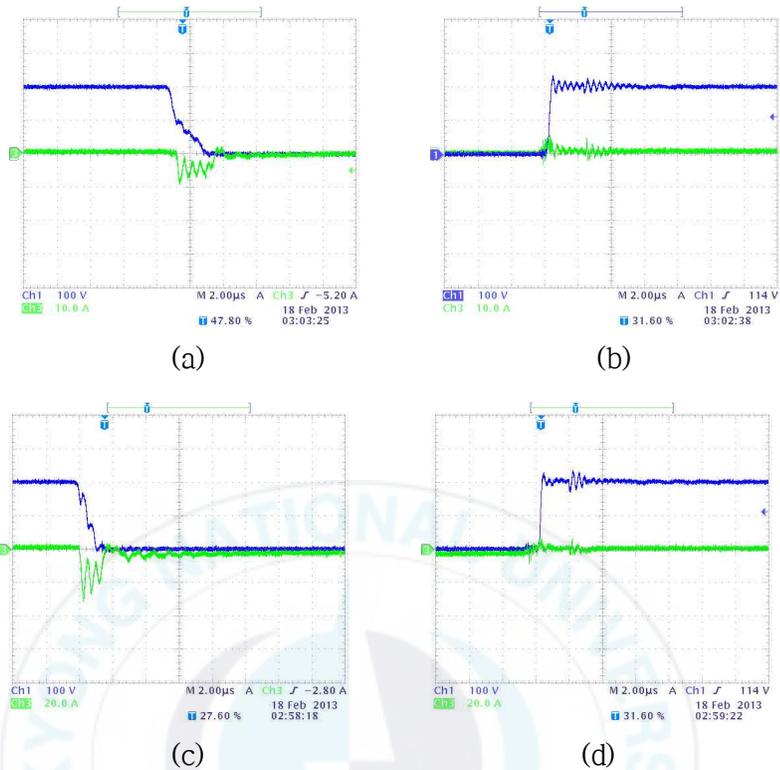


그림 4.16 보조 스위치 S_4 의 스위칭 파형($\delta_{t1A}=2.0[\mu s]$)

- (a) $I_0=6[A]$ 인 경우의 턴-온 파형(100[V/div], 10[A/div], 2[μs /div])
- (b) $I_0=6[A]$ 인 경우의 턴-오프 파형(100[V/div], 10[A/div], 2[μs /div])
- (c) $I_0=20[A]$ 인 경우의 턴-온 파형(100[V/div], 20[A/div], 2[μs /div])
- (d) $I_0=20[A]$ 인 경우의 턴-오프 파형(100[V/div], 20[A/div], 2[μs /div])

Fig. 4.16 Switching waveforms of auxiliary switch S_4 ($\delta_{t1A}=2.0[\mu s]$)

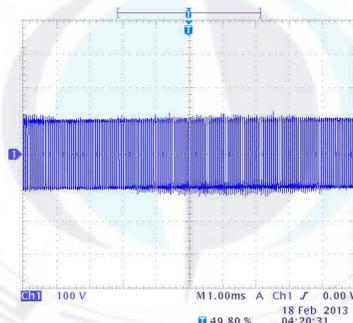
- (a) Turn-on waveform of $I_0=6[A]$ (100[V/div], 10[A/div], 1[μs /div])
- (b) Turn-off waveform of $I_0=6[A]$ (100[V/div], 10[A/div], 1[μs /div])
- (c) Turn-on waveform of $I_0=20[A]$ (100[V/div], 20[A/div], 2[μs /div])
- (d) Turn-off waveform of $I_0=20[A]$ (100[V/div], 20[A/div], 2[μs /div])

그림 4.15에서 알 수 있듯이 스위치 S_3 는 ZCS 턴-온, ZVS 턴-오프를 실현한다. 그림 4.16에서 알 수 있듯이 보조 스위치 S_4 의 턴-온시 전압이 경사가 감

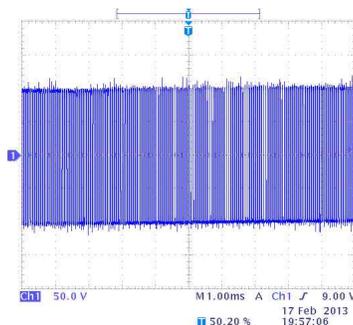
소하고 있으며, 전류의 파형은 긍정적인 방향으로 진동하고 있지 않기 때문에 스위치 S_4 에는 전류가 흐르지 않는다. 즉 새로운 스위칭 펄스 패턴은 ARCS 동작이 억제되는 것을 알 수 있다. 스위치 S_3 와 S_4 중 전류가 음의 방향에 접해있는 부분에서는 역병렬 다이오드로 흐른다. 이러한 전류는 스위치 자신의 복구 전류와 회로 전체의 진동으로 흐르는 전류로 판단된다.

그림 4.17 ~ 그림 4.23은 기존 방식과 제안한 방식을 적용한 스위칭 패턴을 실험을 실시해 얻은 결과를 나타낸 것이다.

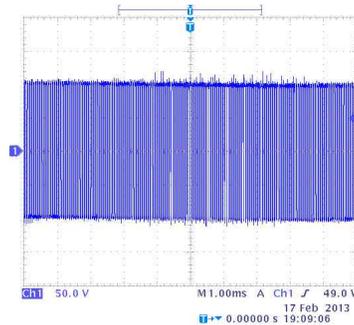
그림 4.17은 인버터 출력 단자와 전원 분할용 커패시터의 중간점 사이의 전압 파형인 인버터 출력 전압을 나타낸 것이며, 그림 4.18와 그림 4.19은 필터 인덕터 전류와 필터 커패시터 전압의 파형을 나타낸 것이다.



(a) 하드 스위칭 방식



(b) 기존 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 0[\mu s]$)



(c) 제안한 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 2[\mu s]$)

그림 4.17 인버터 출력 전압의 실험파형(100[V/div], 1[ms/div])

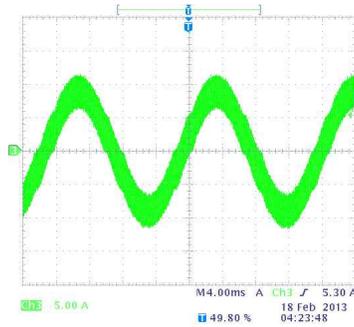
Fig. 4.17 Experimental waveforms of the inverter output voltage
(100[V/div], 1[ms/div])

그림 4.17에서 알 수 있듯이 인버터 출력 단자와 전원 분할용 커패시터 중간점 사이의 전압은 양의 피크값과 음의 피크값이 각각 인버터의 직류 전원전압의 절반인 +100[V], -100[V]이다. 그러나 그림 4.17(a)의 하드 스위칭시 전압 피크값은 스위칭 서지 전압의 영향 때문에 다른 소프트 스위칭 방식에 비해 크게 +128[V], -126[V]가 된다. 또한 인버터 출력 전압의 각 펄스는 SPWM 변조에 의해 펄스 폭이 시시각각 변화한다.

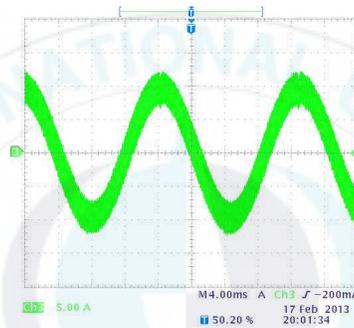
그리고 주 스위치가 오프에서 다른 주 스위치가 ON이 될 때까지의 시간은 기존의 시퀀스 스위칭 패턴인 경우에 하드 스위칭 방식의 데드 타임은 $1.5[\mu s]$ 이고, 소프트 스위칭 방식의 데드타임은 $2.0[\mu s]$ 인데 반해 제안한 시퀀스 스위칭 패턴인 경우에는 소프트 스위칭 방식이 $4.0[\mu s](\delta_{t1A} + \delta_{t2})$ 이기 때문에 동일한 변조 비율과 시간에서는 하드 스위칭 방식이 가장 펄스 폭이 고밀도이다.

그림 4.18에서 알 수 있듯이 필터 인덕터에 흐르는 전류 파형은 인버터 출력의 PWM 파형에 따라 진동하면서 정현파로 변화하며, 각각의 파형을 비교할 때 그림 4.18(b)의 기존 스위칭 시퀀스에서 동작시킨 경우에 최고값 부근에서 파형이 부족한 것을 확인할 수 있다. 이것은 그림 4.18(c)의 제안한 스위칭 시

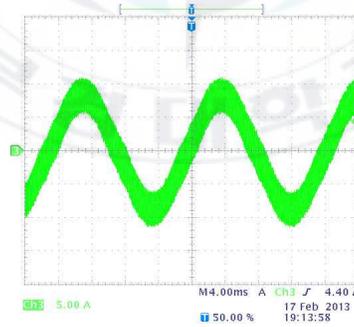
퀵스에 비해 펄스 밀도가 높고, 좁은 펄스가 나타나기 쉽다.



(a) 하드 스위칭 방식



(b) 기존 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 0[\mu s]$)

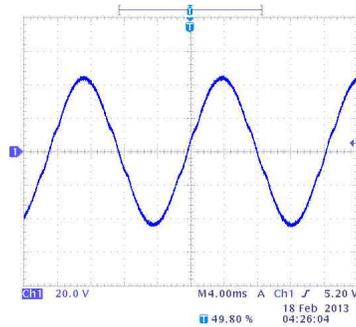


(c) 제안한 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 2[\mu s]$)

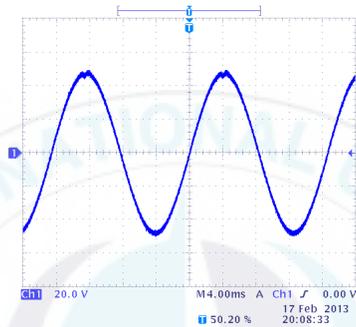
그림 4.18 필터 인덕터 전류의 실험파형(5[A/div], 4[ms/div])

Fig. 4.18 Experimental waveforms of the filter inductor current

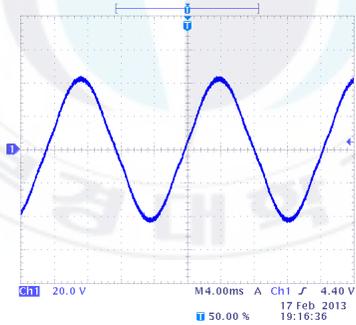
(5[A/div], 4[ms/div])



(a) 하드 스위칭 방식



(b) 기존 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 0[\mu s]$)



(c) 제안한 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 2[\mu s]$)

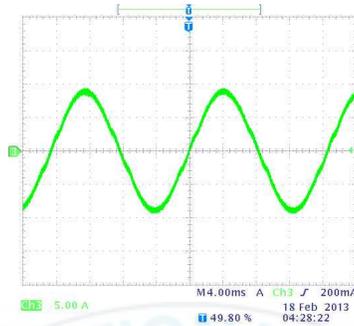
그림 4.19 필터 커패시터 전압의 실험파형(20[V/div], 4[ms/div])

Fig. 4.19 Experimental waveforms of the filter capacitor voltage

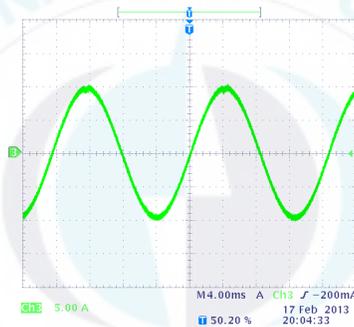
(20[V/div], 4[ms/div])

그림 4.20과 그림 4.21는 저항 부하의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다.

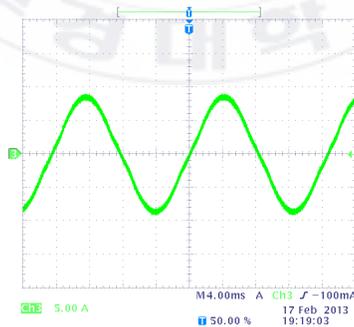
그림 4.21에서 약간의 측정 오차는 있지만, 전압과 전류는 동위상이고, 전압의 실효값(V_{rms})과 전류의 실효값 (I_{rms})에 부하 저항(R_{load})를 곱한 것과 같은 것을 확인할 수 있다.



(a) 하드 스위칭 방식



(b) 기존 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 0[\mu s]$)

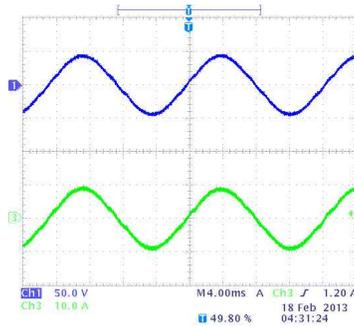


(c) 제안한 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 2[\mu s]$)

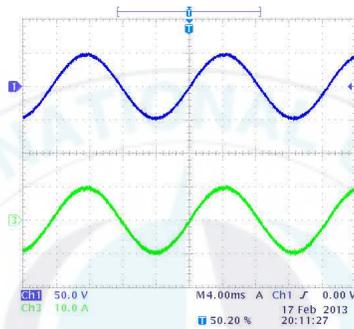
그림 4.20 저항부하 전류의 실험파형(5[A/div], 4[ms/div])

Fig. 4.20 Experimental waveforms of the resistance load current

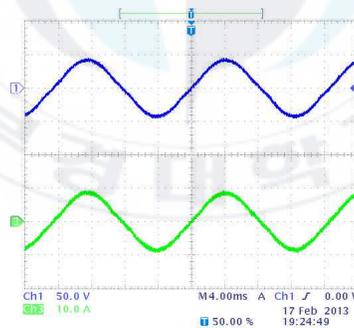
(5[A/div], 4[ms/div])



(a) 하드 스위칭 방식



(b) 기존 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 0[\mu s]$)



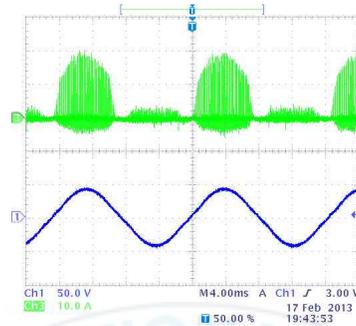
(c) 제안한 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 2[\mu s]$)

그림 4.21 부하 전압과 전류의 실험파형(50[V/div], 10[A/div], 4[ms/div])

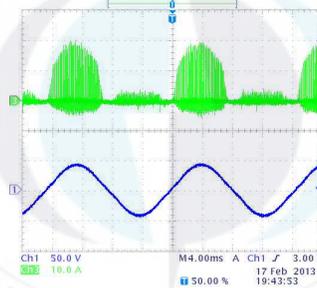
Fig. 4.21 Experimental waveforms of the load voltage and current
(50[V/div], 10[A/div], 4[ms/div])

그림 4.22은 ARCS의 공진 인덕터 L_1 의 전류 변화를 저항 부하전압과 동시

에 측정된 파형을 나타낸 것이며, 그림 4.23은 ARCS의 공진 커패시터 C_3 의 전압 변화를 저항 부하전류와 동시에 측정된 파형을 나타낸 것이다.



(a) 기존 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 0[\mu s]$)



(b) 제안한 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 2[\mu s]$)

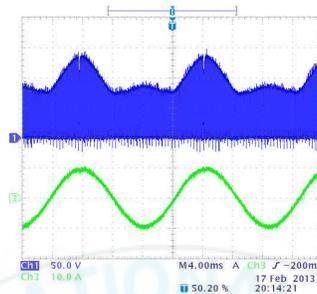
그림 4.22 공진 인덕터 L_1 의 전류와 저항 부하전압의 실험파형

(50[V/div], 10[A/div], 4[ms/div])

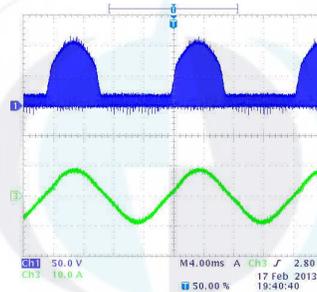
Fig. 4.22 Experimental waveform of the resonance inductor L_1 current and load voltage(50[V/div], 10[A/div], 4[ms/div])

그림 4.22에서 알 수 있듯이 부하 전압 피크에 맞추어 L_1 의 전류 피크값이 변화하며, 부하 전압이 양의 피크일 때 L_1 의 전류는 확대되며, 부하 전압이 음의 피크일 때뿐만 아니라, L_1 의 전류가 최대값을 가지는 것을 확인할 수 있다. 그리고 L_1 의 피크 전류가 최소화되는 부분은 부하 전압이 제로 크로스 점의

부분에 해당된다. 그러나 시뮬레이션에서는 항상 L_1 의 전류는 양수 있었지만, 실험에 의한 파형은 음수로도 되어있다. 이것은 보조 스위치의 복구 특성에 따라 역방향으로 전류가 흐르기 때문이다.



(a) 기존 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 0[\mu s]$)



(b) 제안한 스위칭 시퀀스에 의한 소프트 스위칭 방식($\delta_{t1A} = 2[\mu s]$)

그림 4.23 커패시터 C_3 의 전압과 저항 부하전류의 실험파형
(50[V/div], 10[A/div], 4[ms/div])

Fig. 4.23 Experimental waveform of the resonance capacitor C_3 voltage and load current(50[V/div], 10[A/div], 4[ms/div])

결과적으로 기존의 스위칭 시퀀스와 제안한 스위칭 시퀀스를 비교하면 제안한 스위칭 시퀀스에서 ARCS를 동작시키면 L_1 의 전류가 전체적으로 작게 억제되어있는 것을 알 수 있다. 부하 전압이 양의 피크인 경우에는 25.0[A]가 20.4[A]로 약 80[%]가 되고 있지만, 부하 전압이 제로 크로스 점에서는 ARCS 동작이 억제 효과가 크고, 극대값이 약 4분의 1이 되어 제로 크로스 점에서

기존의 스위칭 패턴 방식에서 나온 12[A]정도가 거의 제로로 억제된다. 그리고 L_1 의 전류의 실효값은 기존의 스위칭 패턴 방식으로 할 경우 3.83[A]였으나 제안한 스위칭 패턴 방식으로 할 경우에는 2.23[A]로 감소되어 지는 것을 알 수 있다.

그림 4.23에서 부하 전류의 피크에 맞추어 C_3 의 충전 전압이 변화하는 것을 알 수 있다. C_3 의 전압이 음(-)되는 부분은 다이오드 D_3 의 복구 특성에 의한 것이며, C_3 의 충전 피크 전압에 대해 기존의 스위칭 패턴 방식과 제안한 스위칭 패턴 방식을 비교하면 최대값은 기존의 스위칭 패턴 방식이 148[V]인데 반해 제안한 스위칭 패턴 방식은 116[V]로 약 78[%]가 감소된다. 또한 부하 전류가 음(-)인 반파의 영역은 기존의 스위칭 패턴 방식이 약 90[V]의 최대값을 가지는 것에 반면 제안한 스위칭 패턴 방식은 약 20[V]에서 일정한 값을 가진다.

그림 4.22에 나타낸 L_1 의 전류를 고려하면 ARCS의 공진 동작은 거의 일어나지 않으며, C_3 의 충전 전압의 실효값은 기존의 스위칭 패턴 방식인 경우에 69.5[V]인데 반해 제안한 스위칭 패턴 방식은 46.7[V]가 되어 약 67[%]로 감소된다. 또한 C_3 의 양단 전압은 C_3 자신의 충전전뿐만 아니라 다른 커패시터 전압 및 스위치 상태에 따라 변화하기 때문에 L_1 의 전류가 제로라 할지라도 C_3 의 전압이 항상 제로 상태가 되지는 않는다.

표 8. 스위칭 패턴에 따른 효율계산

Table. 8. Efficiency calculations in accordance with the switching pattern

| 스위칭 방식 | 입력전력 $P_{in}[W]$ | 출력전압실효값 $V_{rms}[V]$ | 출력전류실효값 $I_{rms}[A]$ | 출력전력 $P_{out}[W]$ | 효율 η [%] |
|-------------------|---------------------|-------------------------|-------------------------|----------------------|------------------|
| 기존의 하드 스위칭 패턴 | 204.0 | 29.7 | 6.06 | 180.0 | 88.2 |
| 기존의 소프트 스위칭 패턴 | 270.0 | 33.1 | 6.71 | 222.1 | 82.2 |
| 제안한 소프트 스위칭 패턴 | 194.0 | 28.4 | 5.76 | 163.6 | 84.3 |

표 8는 제안한 인버터 시스템의 효율을 계산한 결과를 나타낸 것이다. 표 8에서 입력 직류 전원 전압(V_s)은 200[V]로 하였으며, 부하는 저항부하를 사용하였다.

표 8의 결과에서 기존의 패턴 방식과 제안한 패턴 방식중의 소프트 스위칭 방식은 하드 스위칭 방식보다 효율면에서 떨어지는 결과가 나타났는데 그 이유는 ARCS 회로 전체의 손실이 하드 스위칭 방식의 경우의 손실에 중첩되기 때문이다. 그리고 보조 스위치도 주 스위치와 같은 대용량의 2in1 모듈을 사용하고 있어 손실이 더 많이 발생되며 회로 구성시 배선 길이의 증대와 접점의 증대 등 전도 손실도 무시할 수 없다. 다만, 소프트 스위칭 동작은 스위칭시 서지 전압 서지 전류를 억제 할 수 있으므로, 장치의 발생 소음은 하드 스위칭 방식에 비해 감소 할 것으로 생각된다. 이 점을 고려하면 소프트 스위칭 방식의 도입이 유효하다고 할 수 있다.

제안한 스위칭 시퀀스 패턴방식의 효율 더 높이기 위해서는 ARCS의 쓸데없는 동작을 억제하여 보조 스위치, 기타 손실을 줄이거나 ARCS를 구성하는 각 소자 손실이 적은 것을 사용하여 δ_{t1A} , δ_{t1B} , δ_{t2} 의 값을 용량에 맞추어 최적 설계하는 등의 방법을 사용하면 가능할 것으로 사료된다.

제 V 장 결 론

지금 세계는 화석 에너지를 주 에너지로 사용하는 현재의 에너지체계에서 화석연료의 고갈과 지구환경 문제 등에 따른 고효율 저공해 에너지 개발에 대한 관심이 크게 대두되고 있다.

본 논문에서는 신에너지 계통연계 분산전원에 사용되는 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템을 제안하였다. 제안한 SPWM 인버터 시스템은 전류 펄스 회생 기능을 갖는 새로운 액티브 보조 공진 링크 스너버를 이용한 단상 전압형 하프 브리지 인버터이다. 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템의 특성은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 증명하였으며, 내용을 요약하면 다음과 같다.

1장에서는 한국의 에너지 사정을 설명하고, 대체 에너지로 태양광을 비롯한 신에너지의 중요성을 말했다. 또한 신에너지 응용으로 전력 전자 기술의 필요성을 서술하였다.

2장에서는 태양광 발전의 분류 시스템 구성, 인버터의 종류에 대해 서술하였으며, 전력 변환 장치의 파워 반도체 디바이스의 고주파화에 따른 장단점을 언급 해결법으로 소프트 스위칭 전력 변환 기술의 필요성을 밝혔다. 또한 기존의 하드 스위칭 방식과 소프트 스위칭 방식에 대해 일반적으로 설명하였다.

3장에서는 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템에 적용된 새로운 방식 액티브 보조 공진 링크 스너버 회로의 동작 원리를 자세히 설명하고 소프트 스위칭 동작을 위한 공진 초기 전류가 불필요한 것과 어떤 부하 전류에서도 주 스위치와 보조 스위치가 소프트 스위칭 동작이 가능한 것을 보여 주었다. 또한 부하 전류의 방향과 스위치 전환 방향의 조합에 의해서 액티브 보조 공진 스너버의 동작이 불필요한 경우가 있다는 것을 서술하고 그것을 바탕으로

로 새로운 게이트 펄스 신호를 제안하고, 이 경우 동작 모드 전환도 함께 서술하였다.

액티브 보조 공진 스너버 공진 초기 전류가 필요하지 않다는 것은 그것에서 포함된 제어가 불필요하고, 전류 센서를 비롯한 일부 제어 회로를 생략 할 수 있다. 또한 액티브 보조 공진 스너버를 작동하지 않는 것은 그 부분에서 전도 손실 및 스위칭 손실을 저감 할 수 있어 노이즈의 발생도 줄일 수 있다.

끝으로 제안한 새로운 방식의 액티브 보조 공진 스너버 회로의 파라미터를 설계하는 방법을 수식을 이용하여 서술하였으며, SPWM 인버터에 사용하기 위한 저역 통과 필터의 설계 방법과 SPWM 변조의 게이트 신호를 생성하는 방법의 하나인 정현파와 톱니파 비교 방식에 대해 서술하였다.

이를 바탕으로 4장에서는 주 스위치, 보조 스위치의 스위칭시의 전압과 전류의 특성이나 부하 전류의 크기에 관계없이 주 스위치의 ZVS 턴-온, ZVS 턴-오프 동작과 보조 스위치의 ZCS 턴-온, ZVS 턴-오프이 되는 것을 시뮬레이션 및 실험 파형을 통하여 확인할 수 있었다.

또한 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템에 하드 스위칭 방식과 일반적인 스위칭 게이트 펄스 시퀀스 방식, 제안한 새로운 스위칭 게이트 펄스 시퀀스 방식을 적용하여 그 특성을 비교한 결과 제안한 새로운 스위칭 게이트 펄스 시퀀스 방식이 스위칭시 서지 전압 서지 전류를 억제 할 수 있고, 장치의 발생 소음이 감소되며, 효율이 상승되는 것을 확인하였다.

이상과 같이 제안한 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템의 결과를 바탕으로 향후 고주파 전력 변환 회로의 한층 더 고효율화, 소형화를 목표로 아주 효과적이며, 향후 보급하는 신에너지 소형 분산 전원의 발전에 기여하는 것이라고 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] E. A. Rodrigues, E. A. A. Coelho, “Two Level Full Bridge Inverter with Soft Switching without Stresses” , Proceedings of IEEE PESC, Vol.2, pp.1131-1134, 2001.
- [2] X. Yuan and I. Barbi, “Control Simplification and Stress Reduction in a Modified PWM Zero Voltage Switching Pole Inverter” , Proceedings of IEEE APEC, Vol.3, pp.1019-1025, 1999.
- [3] Qun zhao, fengeng Tao, Fred C. Lee Peng Xu and Jia We, “A Simple and Effective Method to Alleviate the Rectifier Reverse-Recovery Problem in Continuous-Current-Mode Boost Converters” , IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, No5, pp649-658, Sep.2001
- [4] Wen Shi, Renjie Cheng and Yung C. Liang, “A ZVT quasi-resonant PWM converter for utility power factor applocation” , INT. J. ELECTRONICS, Vol.84, No.4, pp421-428, 1998
- [5] Marn-Go kim and Seung-Ho Baek, “High-Power-Factor Boost Rectifier with a Passive Energy Recovery Snubber” , Proceeding og ICPE, pp668-676, 1998,
- [6] Ranganathan Gurunathan and Ashoka K. S. Bhat, “Large-Signal Analysis and Simulation of a ZVT Boost Converter” , IEEE-PEDS, pp.425-431, 2001
- [7] Chihchiang Hua, Jongrong Lin and Chihming Shen, “ Implementation of a DSP-Controlled Photovoltaics System with Peak Pwer Tracking” , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.45, No1, pp99-107, 1998
- [8] Yeong-Chau Kao tsornng-Juu Liang and Jiann-fun Chen, “Novel Maximum -Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion

- System” , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.48, No3, pp.594-601, 2001
- [9] T.W.Lee, S.J.Jang, C..Y.Won, “Full-Bridge Isolated Current-Fed Converter with active Clamp” , Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.560-566, 1999.
- [10] T. Reimann, S. Szeponik, G. Berger, “A Novel Control Principle of Bi-Directional DC-DC Power Conversion” , Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.978-984, 1997.
- [11] Patterson and D. M. Divan, “Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter” , IEEE PESC Record, Vol. 2, pp.424-430, 1987.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] T.Kawabata, T.Miyasita & Y.Yamamoto, “Dead beat Control of Three-Phase PWM Inverter” , IEEE. Trans. Power Elect, 5 no.1, 1990.
- [16] Yan Zhu, “Soft Switched PWM Converters with Low Commutation Loss using an Active Snubber” , Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.589-595, 1999.
- [17] F. Zhang, H. Qin, H. Wang, “Freewheeling Current in Push-Pull Forward Converter” , Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.353-358, 2003.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] S. Moisseev, S. Hamada, “Double two-switch forward transformer linked soft switching PWM DC-DC converter using IGBTs” , IEE-UK Transaction Electr. Power Appl., Vol.150, No.1, pp.31-38, 2003.
- [23] S. Hamada, M. Nakaoka, “Double Two Switch Forward Soft Switching PWM DC-DC Converter” , IEEJ, Vol.123-D, No.2, pp.121-130, 2003.
- [24] S. Moisseev, S. Hamada, M. Nakaoka, “Full-bridge soft-switching phase shifted PWM DC-DC power converter using tapped inductor filter” , IEEUK Electronics Letters, Vol.39, No.12, pp.924-925, 2003.
- [25] S. Moisseev and M. Nakaoka, “Novel soft commutation DC-DC power converter with high-frequency transformer secondary side phase-shifted PWM active rectifier” , IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol.151, No.3, pp.260-267, 2004.
- [26] Patterson and D. M. Divan, “Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter” , IEEE PESC Record, Vol.6, pp.671-678, 1991.
- [27] J.A. Sabate, F.C. Lee, and B.H. Cho, “Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage switched PWM converter” , Proc. IEEE APEC conf., pp.275-284, 1990.
- [28] E.S.Kim, K.Y.Joe and 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.
- [29] J.G. Cho, J.W. Back, C.Y. Jeong, D.W. Yoo, 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.
- [30] R. R. Boudreaux, R. M. Nelms, and J. Y. Hung, “Simulation and modeling of a dc-dc converter controlled by an 8 bits microcontroller” , Conf. Rec. of IEEE Applied Power Electronics Conference, Vol.2, pp.963-969, 1997.
- [31] S. Bibian and H. Jin, “Time delay compensation of digital control for dc switch mode power supplies using prediction techniques” , IEEE Trans. Power Electron., vol.15, pp.835-842, 2000.
- [32] Sang Hwa Jung, Hyun Woo Lee, Mutsuo Nakaoka, “Feasible Performance Evaluations of Phase Shifted ZVS-PWM DC-DC Power Converter with High-Frequency Transformer Link for Plasma Processing Equipment” , International Conference on Power Electronic(ICPE'2004), pp. II 331-334, 2004.
- [33] S.H.Jung, M.Nakaoka, H.W.Lee, “The Instantaneous Following PWM Controller for Smoothing Capacitor-less Inverter” , Korea-Japan Joint Symposium on Advanced industry applicaions '04, pp.158-162, 2004.
- [34] Song Hwa Jung, Mutsuo Nakaoka, Hyun-Woo Lee, “A Flyback Transformer linked Soft Switching PWM DC-DC Power Converter using Trapped Energy Recovery Passive Quasi-Resonant Snubbers with an Auxiliary Three-Winding Transformer” , JOURNAL OF POWER ELECTRONICS, Vol.4, No.4, pp.237-245, 2004.
- [35] Y. Jiang, G. Hua, E. Yang, and F. C. Lee, “Soft-switching of IGBTs with help of MOSFETs in bridge-type converters” , IEEE PESC Rec., pp.151-157, 1993.

- [36] G. Venkataraman, D. M. Divan, "Pulse Width Modulation with Resonant DC Link Converters" , IEEE IAS, Vol.2. pp.984-990, 1990.
- [37] J. Holtz, "Pulse width Modulation-A Survey" Vol.1, Conf. Record of IEEE PESC, pp.11-18, 1992.
- [38] Sang-Hwa Jung, Hyun-Woo Lee, "A Design of 48V/400A AC-DC Converter using the PRSSM to Power Supply for Communication Equipment" , Korea-Japan Joint Symposium on Advanced Industry Applications'03, pp.85 ~ 89, 2003.
- [39] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics a central evaluation" , IEEE Trans. App. vol. 26, Mar/Apr, 1990.
- [40] S.P.Mun, J.Y.Kim, Y.M.Kim, H.W.Lee, K.Y.Suh, "Auxiliary resonant DC Link and power loss analysis of three phase voltage type inverter" , KIEE Summer Annual Conf. Rec., pp.1064-1066, 2002.
- [41] D. M. Divan and G. L. Skibinski, "Zero switching loss inverters for high power applications" , IEEE IAS, Rec., Vol.25. pp. 634-643, 1989.

Development of Photovoltaic Inverter used Grid-Connected Distributed Power

Jeong-Do Kim

*Department of Electrical Engineering Graduate School
Pukyong National University*

Abstract

This paper relates to grid-connected single-phase inverter system, the proposed system is a gate pulse signal was added to the active auxiliary resonant circuit in the bridge arm of a conventional grid-connected single-phase half-bridge inverter, main switch is modulated by the SPWM method by configuring so that the, take a feature that can control the multi-phase alternating current can be used in the batch phase inverter. And active by the secondary resonance also work during the snubber circuit a dead time period, soft switching is possible because it actually turns a basic switch in the on state-off and resonant operation after turning the other main switch-which was applied to the whole of the gate signal have the characteristic.

Further, when the conventional program is shorter than the width of the gate pulse signal active auxiliary resonant snubber operation time in the operation in the hard switching to occur even if the H, L is the reverse of the gate pulse signal.

This power supply is in reversal of the power supply circuit is a short circuit may possibly be damaged since. To prevent this, this paper has set the ARCP operation time and modulation rate settings and processes the pulse of the gate pulse signal reversal was the program not to occur.

Further, as the main switch is in the off state to the time when the other switch is turned on, and the dead time is a hard switching method in case of the conventional method to sequence the switching pattern $1.5[\mu\text{s}]$, While for setting the dead time of the soft switching system with $2.0[\text{ms}]$, For this paper the sequence switching patterns applied to the soft-switching method is $4.0[\mu\text{s}]$ because the pulse width of the hard-switched at the same modulation rate and time to get a high density to suppress the resonant inductor current as a whole small effect of improving the efficiency have.

Running a soft switching operation by the switching pattern sequence scheme applied to the paper, it is possible to suppress the surge voltage and the surge current, the generation of noise or the device is reduced as compared to the effect of the hard switching method.

부 록

부록 1. 마이컴 프로그램

```
/******  
/* SH7045 프로그램 */  
/* SCI시리얼커뮤니케이션 */  
/* MTU다기능타이머펄스유닛 */  
/* Sinewave PWM게이트펄스를 출력하는 프로그램 */  
/* 삼각파 비교 */  
/* Produced by K.D.J(2015.2.1.) */  
/* U상-MTU4에 출력 사항 변경(2015.2.6) */  
/* 인터럽트 실수 수정(2015.2.8) */  
/* chopper SW 출력 만들기(2015.1.20) */  
/* Arranged by K.D.J(2015.1.26) */  
/******  
#include "7040SA.H"  
#include "gmachine.h"  
#include <math.h>  
#define DEAD 35 /* 데드 타임 */  
#define PI 3.14159  
void boot(void);  
void __main(void);  
int main(void);  
void init_calc(void);  
void init_pwm(void) ;  
void clear_data(void);  
void calc_data(void);  
short int calc_f(void);  
short int il, size;  
int data_u[334], data_v[334], data_ch[334];
```

```

float u, v, ch;
//short int u,v,ch;
float t_frequ, s_frequ;
float t_period, s_period;
float omega, alpha;
float T;
/*****/
/* main(더미) */
/*****/ void
__main(void)
{
}
/*****/ /* CPU
초기화 */
/*****/ void
boot(void)
{
int srreg;
char *src;
char *dst;
/* 벡터공간의 ram에 복사*/
/* 모니터 사용시 필요한 벡터 만 실행 벡터 영역으로 변경 */
/* 런타임 벡터는 0x00400000이 되는 */
src = (char *)0; /* 원본 */
dst = (char *)0x00400000; /* 대상 */
while (src < (char *)0x30)
{
*dst++ = *src++; /*copy실시{*/
}
/* 벡터offset변경실시{*/
srreg = 0x00400000;//srreg | imask;

```

```

asm(" ldc %0, vbr "::

```

```

short int i=0; /* 배열의 카운터 */
t_frequ = 20.040e3; /* 캐리어 주파수 20.040KHz */
s_frequ = 60.0; /* 동작 주파수 60Hz */
omega = 2.0 * PI * s_frequ; /*  $\omega = 2\pi * s\_freq$  */
alpha = 1.767765; /*  $200 \sqrt{2/160V}$  사인파의 피크 전압 */
T = 0.0; /* 캐리어주기의 정수배 {이 들어가는 */
t_period = 4.99002e-5; /* 경력주기 */
s_period = 1.666667e-2; /* 동작주기 */
size = 334 - 1; /* 60Hz 안에 20.04kHz가 334개 */
clear_data(); /* 배열의 내부 데이터를 초기화 */
while(i <= size)
{
if(alpha*sin(omega*T)>=1.0) ch = 714.5*(1.0-(1.0/(alpha*sin(omega*T
))))+DEAD;
else ch =0.0;
if(i <= 167-1)
{
u = 714.5*alpha*sin(omega*T); /* 경력 1 / 2주기  $\times$  변조 비율  $\times$  sin (wt) */
//u = 714.5*0.8; /* 경력 1 / 2주기  $\times$  변조 비율 */
v = 0.0;
}
else
{
if(i==167) T=0.0;
u = 0.0;
v = 714.5*alpha*sin(omega*T); /* 경력 1 / 2주기  $\times$  변조 비율  $\times$  sin (wt) */
//ch = 0.0; //ch=0;
//u=0; }
//v=650;

data_u[i] = (int)u;
data_v[i] = (int)v;
}
}

```

```

data_ch[i] = (int)ch;
T = T + t_period;
i++;
}
}

/*****
/* 삼각파 비교 초기화 */
*****/

void init_pwm(void)
{
MTU3.TCR.BIT.CCLR = 0; /* TGR3A 지우기 금지 */
MTU3.TCR.BIT.CKEG = 0; /* 상승 에지에서 카운트 */
MTU3.TCR.BIT.TPSC = 0; /* 내부 클럭 28.63636MHz의 1배에서 사용 (1 클럭 =
0.034920635usec) */
MTU3.TGRC = 715 + DEAD; /* PWM 캐리어주기의 1 / 2 (715) + 데드 타임의
합 */
/* 클럭이 1429.96 개로 49.9usec(20.04kHz) */
MTU3.TGRA = MTU3.TGRC;
MTU3.TCNT = DEAD; /* 채널 3 타이머 카운터 데드 타임 */
MTU3.TGRD = data_ch[0]; /* chopper 듀티율의 초기값 */
MTU3.TGRB = MTU3.TGRD; /* data 전달 */
MTU4.TCR.BIT.CCLR = 0; /* TGR4A 지우기 금지 */
MTU4.TCR.BIT.CKEG = 0; /* 상승 에지에서 카운트 */
MTU4.TCR.BIT.TPSC = 0; /* 내부 클럭 28.63636MHz의 1배에서 사용(1 클럭 =
0.034920635usec) */
MTU4.TGRC = data_v[0]; /* V상 PWM 듀티율의 초기값(TGR4A 버퍼 레지스터)
*/
MTU4.TGRA = MTU4.TGRC; /* TGR4A : 컴페어 레지스터 */
MTU4.TGRD = data_u[0]; /* U상 PWM 듀티율의 초기값 */
MTU4.TGRB = MTU4.TGRD;

```

```

MTU4.TCNT = 0x0000; /* 채널 4 타이머 카운터 0으로 초기화 */
//MTU4.TGRD = 800; /* U상 (TIOC4B) PWM 듀티율 */
//MTU4.TGRB = MTU4.TGRD;
//MTU4.TGRC = 400; /* V상 (TIOC4A) PWM 듀티율 */
//MTU4.TGRA = MTU4.TGRC;
PWM.TDDR = DEAD; /* 타이머 데드 타임 데이터 레지스터 */
PWM.TCBR = 715; /* PWM 캐리어주기의 1 / 2 (715) */
PWM.TCDR = PWM.TCBR; /* PWM 캐리어주기의 1 / 2 (715) */
PWM.TOCR.BIT.PSYE = 1; /* PWM주기에 동기 한 토글 출력 허용(P328) */
PWM.TOCR.BIT.OLSN = 1; /* 역상의 출력 레벨 선택 */
PWM.TOCR.BIT.OLSP = 1; /* 정상의 출력 레벨 선택 */
//PWM.TOER.BYTE = 0xfe; /* TIOC4D, TIOC4C, TIOC4B, TIOC4A, TIOC3D의
MTU 출력 허용 */
PWM.TOER.BYTE = 0xff; /* TIOC4D, TIOC4C, TIOC4B, TIOC4A, TIOC3B,
TIOC3D의 MTU 출력 허용 */
MTU3.TMDR.BYTE = 0xfe; /* PWM 모드 3 : 골짜기 전송 */
MTU3.TIER.BYTE = 0x41; /* MTU3 TGIA 인터럽트 요구 허가 */
INTC.IPRE.WORD = 0x00e0; /* MTU3 TGIA 인터럽트 레벨 = 14 */
}
/*****/
/* 배열 "data"지우기 */
/*****/
void clear_data(void)
{
short int j;
for(j = 0; j <= size; j++)
{
data_u[j] = 0;
data_v[j] = 0;
data_ch[j] = 0;
}
}

```

```

}
/*****
/* 삼각과 비교 계산 */
*****/
#pragma interrupt
void calc_data(void)
{
//PE.DR.BIT.B1 = 1;
MTU3.TSR.BIT.TGFA = 0 ; /* TGFA (TGIA) 인터럽트 요구 클리어 */
i1++;
if( i1 == size+1 )
{
i1 = 0;
}
MTU3.TGRD = data_ch[i1]; /* chopper (TIOC3B) PWM 듀티율 */
MTU4.TGRD = data_u[i1]; /* U상-U (TIOC4B) PWM 듀티율 */
MTU4.TGRC = data_v[i1]; /* V상-U (TIOC4A) PWM 듀티율 */
//PE.DR.BIT.B1 = 0;
}

```

부록 2. Sample program for MWPE-INV2-3L(DSP)

Title : Sample program for MWPE-INV2-3L

MWPE-M, MWPE-C32, MWPE-INV2-3L

```
#include <mwmath.h>
#include <mwio.h>
#include <math.h>
#define V0 0x3F /*(WVU)=(000) ---->111111*/
#define V1 0x3D /*(WVU)=(001) ---->111101*/
#define V2 0x37 /*(WVU)=(010) ---->110111*/
#define V3 0x35 /*(WVU)=(011) ---->110101*/
#define V4 0x1F /*(WVU)=(100) ---->011111*/
#define V5 0x1D /*(WVU)=(101) ---->011101*/
#define V6 0x17 /*(WVU)=(110) ---->010111*/
#define V7 0x15 /*(WVU)=(111) ---->010101*/
#define TWOPI 2.0*3.14159265358979
#define FREQ (60.0/1.0)
#define FS 10000
#define Vdcom 0.0
#define Vqcom 0.5
double wdt, wt;
double Uv, Vv, Wv;
int pat_flag;
void c_int10( void )
{
    static double ta, tb, tz;
    double t1, t2, t3;
    double Varef, Vbref;
    static int area;
    int OVV1, OVV2, OVV3, OVV4;
```

```

double r;
double va,vb;
double ta1, tb1;
ta1 = tb1 = 0.0;
wt = wt + wdt;
if ( wt >= (TWOPI/1.0 ) ) { wt = wt - (TWOPI/1.0); }
dq2ab(Vdcom,Vqcom,wt,&va,&vb);
ab2uvw(va,vb,&Uv,&Vv,&Wv);
r=mwsqrt2(va,vb);
if(r>0.866){          /* (r>(sqrt(3.0))/2.0    */
    va=0.866*va/r;
    vb=0.866*vb/r;
}
/*****/
if(vb>=0.0){
    if(va>=0.5773503*vb){
        area=1;
    }
    else if(va<-0.5773503*vb){
        area=3;
    }
    else{
        area=2;
    }
}
else{
    if(va<0.5773503*vb){
        area=4;
    }
    else if(va>=-0.5773503*vb){
        area=6;
    }
}

```

```

    }
    else{
        area=5;
    }
}
if(pat_flag==1){
    switch(area){
    case 1: Voref=va-vb*0.577350269;
            Vbref=1.154701*vb;
            OVV1=V7; OVV2=V1; OVV3=V3; OVV4=V7;
            break;
    case 2: Voref=va+vb*0.577350269;
            Vbref=-va+vb*0.577350269;
            OVV1=V7; OVV2=V2; OVV3=V3; OVV4=V7;
            break;
    case 3: Voref=1.154701*vb;
            Vbref=-va-vb*0.577350269;
            OVV1=V7; OVV2=V2; OVV3=V6; OVV4=V7;
            break;
    case 4: Voref=-va+vb*0.577350269;
            Vbref=-1.154701*vb;
            OVV1=V7; OVV2=V4; OVV3=V6; OVV4=V7;
            break;
    case 5: Voref=-va-vb*0.577350269;
            Vbref=va-vb*0.577350269;
            OVV1=V7; OVV2=V4; OVV3=V5; OVV4=V7;
            break;
    case 6: Voref=-1.154701*vb;
            Vbref=va+vb*0.577350269;
            OVV1=V7; OVV2=V1; OVV3=V5; OVV4=V7;
            break;
    }
}

```

```

    }
}
if(pat_flag== -1){
    switch(area){
    case 1: Voref=va-vb*0.577350269;
            Vbref=1.154701*vb;
            OV1=V7; OV2=V3; OV3=V1; OV4=V7;
            break;
    case 2: Voref=va+vb*0.577350269;
            Vbref=-va+vb*0.577350269;
            OV1=V7; OV2=V3; OV3=V2; OV4=V7;
            break;
    case 3: Voref=1.154701*vb;
            Vbref=-va-vb*0.577350269;
            OV1=V7; OV2=V6; OV3=V2; OV4=V7;
            break;
    case 4: Voref=-va+vb*0.577350269;
            Vbref=-1.154701*vb;
            OV1=V7; OV2=V6; OV3=V4; OV4=V7;
            break;
    case 5: Voref=-va-vb*0.577350269;
            Vbref=va-vb*0.577350269;
            OV1=V7; OV2=V5; OV3=V4; OV4=V7;
            break;
    case 6: Voref=-1.154701*vb;
            Vbref=va+vb*0.577350269;
            OV1=V7; OV2=V5; OV3=V1; OV4=V7;
            break;
    }
}
ta=Voref*1.0e-4;                                /* ta=Voref/FS */

```

```

tb=Vbref*1.0e-4;                                /* tb=Vbref/FS */
if(area==2 || area==4 || area==6){
    ta=Vbref*1.0e-4;                            /* ta=Vbref/FS */
    tb=Varef*1.0e-4;                            /* tb=Varef/FS */
}
if((ta+tb)<(98.0e-6)){                          /* if((ta+tb)<((1.0/FS)-2.0e-6)){ */
    ta=ta+1.0e-6;
    tb=tb+1.0e-6;
}
if(ta<=5.0e-6){
    ta=0.0e-6;
}
if(tb<=5.0e-6){
    tb=0.0e-6;
}
if(ta>5.0e-6&&ta<=10.0e-6){
    ta=10.0e-6;
}
if(tb>5.0e-6&&tb<=10.0e-6){
    tb=10.0e-6;
}
tz=(1.0e-4)-(ta+tb);                            /* tz=(1.0/FS)-(ta+tb) */
if(tz<=10.0e-6){
    ta1=ta;
    tb1=tb;

if((ta1>5.0e-6&&ta1<100.0e-6)&&(tb1>5.0e-6&&tb1<100.0e-6)){
    ta=ta+tz/2.0;
    tb=tb+tz/2.0;
    tz=0.0e-6;
}
}

```

```

else if((ta1>5.0e-6&&ta1<100.0e-6)&&tb1<=5.0e-6){
    ta=ta+tz;
    tz=0.0e-6;
}
else if((tb1>5.0e-6&&tb1<100.0e-6)&&ta1<=5.0e-6){
    tb=tb+tz;
    tz=0.0e-6;
}
else{
//    tz=0.0e-6;
}
}
if(pat_flag==1){
    t1=0.0;
    t2=ta*1.0e6;
    t3=(ta+tb)*1.0e6;
    if(tz<=0.0e-6){
        t3=100.0;          /* t3=(1.0/FS)*1.0e6 */
    }
}
if(pat_flag==-1){
    t1=tz*1.0e6;
    t2=(tb+tz)*1.0e6;
    t3=100.0;          /* t3=(1.0/FS)*1.0e6 */
}
inv2_set_3pwm(t1,t2,t3,OVV1,OVV2,OVV3,OVV4);
pat_flag=-pat_flag;
}
void main( void )
{
    set_board( BD0 );
}

```

```

inv2_init( 8, FS ); /* 1st param = 8:3-level 2nd param carr freq (kHz) */
    Uv = Vv = Wv = 0.0;
    pat_flag = 1;
wdt = TWOPI/FS*FREQ;
wt = 0;
init_int1( c_int10 );
inv2_start_pwm();
inv2_set_syncint( 10.0 ); /* Interrupt before 10us */
inv2_start_int();
ei_int1(); /* int0 */
for(;;) {
    watch_data();
}
}

```



부록 3. Digital Controller(Vector calculation)

```
void digital_control(double x[],double time,int OVV[],double o_time[])
{
    static double Vdref0=0.0;        /* (1sample before) */
    static double Vqref0=0.0;        /* (1sample before) */
    static double Zalfa=0.0;         /* (axis) */
    static double Zbeta=0.0;         /* (axis) */
    double Valfa,Vbeta;              /* (axis) */
    double Vdref,Vqref;              /* (d-q axis) */
    double Vcd,Vcq;                  /* (d-q axis) */
    double Vcalfa,Vcbeta;            /* (axis) */
    double Iad,Iaq;                  /* Inductor current(d-q axis) */
    double Iaalfa,Iabeta;           /* Inductor current(rotating) */
    double Vcu,Vcv,Vcw;
    int area;                        /* Area Nummber */
    double G[3][9];
    Vcu=(2*x[3]+x[4])/3.0;
    Vcv=(x[4]-x[3])/3.0;
    Vcw=(-x[3]-2*x[4])/3.0;
    /*three phase to */
    ab_trans(x[1],x[2],(-x[1]-x[2]),&Iaalfa,&Iabeta);
    ab_trans(Vcu,Vcv,Vcw,&Vcalfa,&Vcbeta);
    ab_dq_trans(Iaalfa,Iabeta,&Iad,&Iaq,time);
    ab_dq_trans(Vcalfa,Vcbeta,&Vcd,&Vcq,time);
    G[1][1]=21.355618;
    G[1][2]=0.26619429;
    G[1][3]=6.0835251;
    G[1][4]=-0.3033412;
    G[1][5]=1.0306289;
    G[1][6]=-0.1419936;
```

```

G[1][7]=1.4862007;
G[1][8]=0.011270438;
G[2][1]=-0.26619429;
G[2][2]=21.355618;
G[2][3]=0.3033412;
G[2][4]=6.0835251;
G[2][5]=0.14199036;
G[2][6]=1.0306289;
G[2][7]=-0.011270438;
G[2][8]=1.4862007;
Vdref=Vdref0;
Vqref=Vqref0;

Vdref0=(-G[1][1]*Iad-G[1][2]*Iaq-G[1][3]*Vcd-G[1][4]*Vcq+G[1][5]*Zalfa)
;
Vdref0=Vdref0+G[1][6]*Zbeta-G[1][7]*Vdref-G[1][8]*Vqref;

Vqref0=(-G[2][1]*Iad-G[2][2]*Iaq-G[2][3]*Vcd-G[2][4]*Vcq+G[2][5]*Zalfa)
;
Vqref0=Vqref0+G[2][6]*Zbeta-G[2][7]*Vdref-G[2][8]*Vqref;
Zalfa=Zalfa-Vcd+Eas;
Zbeta=Zbeta-Vcq+Ebs;
/*d-q*/
dq_ab_trans(Vdref,Vqref,&Valfa,&Vbeta,time);
area=area_judgment(Valfa,Vbeta);
switching_vector(area,Valfa,Vbeta,OVV,o_time);
}
int area_judgment(double Valfa,double Vbeta)
{
if (Vbeta>=0.0)
{

```

```

        if      (Valfa>=Vbeta/sqrt(3.0))      return(1);
        else if (Valfa<-Vbeta/sqrt(3.0))      return(3);
        else                                     return(2);
    }
else
    {
        if      (Valfa<Vbeta/sqrt(3.0))      return(4);
        else if (Valfa>=(-Vbeta/sqrt(3.0)))  return(6);
        else                                     return(5);
    }
}

void switching_vector(int area,double Valfa,double Vbeta,int OVV[],double
o_time[])
{
    double Varef,Vbref;          /* Vector */
    double ta,tb,tz;            /* output time of each vector */
    static int f=1;
    if(f==1) {f=2;}
    else     {f=1;}
    if(f==1)
    {
        switch(area)
        {
            case 1:OVV[1]=0; OVV[2]=1; OVV[3]=3; OVV[4]=7;
                    Varef=Valfa-Vbeta/sqrt(3.0);
                    Vbref=2.0*Vbeta/sqrt(3.0);
                    break;
            case 2:OVV[1]=0; OVV[2]=2; OVV[3]=3; OVV[4]=7;
                    Varef=Valfa+Vbeta/sqrt(3.0);
                    Vbref=Vbeta/sqrt(3.0)-Valfa;
                    break;

```

```

case 3:OVV[1]=0; OVV[2]=2; OVV[3]=6; OVV[4]=7;
    Voref=2.0*Vbeta/sqrt(3.0);
    Vbref=(-Vbeta)/sqrt(3.0)-Valfa;
    break;
case 4:OVV[1]=0; OVV[2]=4; OVV[3]=6; OVV[4]=7;
    Voref=(-Valfa)+Vbeta/sqrt(3.0);
    Vbref=(-2.0)*Vbeta/sqrt(3.0);
    break;
case 5:OVV[1]=0; OVV[2]=4; OVV[3]=5; OVV[4]=7;
    Voref=(-Vbeta)/sqrt(3.0)-Valfa;
    Vbref=Valfa-Vbeta/sqrt(3.0);
    break;
case 6:OVV[1]=0; OVV[2]=1; OVV[3]=5; OVV[4]=7;
    Voref=(-2.0)*Vbeta/sqrt(3.0);
    Vbref=Valfa+Vbeta/sqrt(3.0);
    break;
}
}
if(f==2)
{
switch(area)
{
case 1:OVV[1]=7; OVV[2]=3; OVV[3]=1; OVV[4]=0;
    Voref=Valfa-Vbeta/sqrt(3.0);
    Vbref=2.0*Vbeta/sqrt(3.0);
    break;
case 2:OVV[1]=7; OVV[2]=3; OVV[3]=2; OVV[4]=0;
    Voref=Valfa+Vbeta/sqrt(3.0);
    Vbref=Vbeta/sqrt(3.0)-Valfa;
    break;
case 3:OVV[1]=7; OVV[2]=6; OVV[3]=2; OVV[4]=0;

```

```

        Voref=2.0*Vbeta/sqrt(3.0);
        Vbref=(-Vbeta)/sqrt(3.0)-Valfa;
        break;
    case 4:OVV[1]=7; OVV[2]=6; OVV[3]=4; OVV[4]=0;
        Voref=(-Valfa)+Vbeta/sqrt(3.0);
        Vbref=(-2.0)*Vbeta/sqrt(3.0);
        break;
    case 5:OVV[1]=7; OVV[2]=5; OVV[3]=4; OVV[4]=0;
        Voref=(-Vbeta)/sqrt(3.0)-Valfa;
        Vbref=Valfa-Vbeta/sqrt(3.0);
        break;
    case 6:OVV[1]=7; OVV[2]=5; OVV[3]=1; OVV[4]=0;
        Voref=(-2.0)*Vbeta/sqrt(3.0);
        Vbref=Valfa+Vbeta/sqrt(3.0);
        break;
    }
}

ta=Voref/sqrt(2.0/3.0)/Vs*Ts;
tb=Vbref/sqrt(2.0/3.0)/Vs*Ts;
tz=(Ts-(ta+tb))/2.0;
if(f==1)
{
    if(area==1 || area==3 || area==5)
    {
        o_time[0]=0.0;
        o_time[1]=tz;
        o_time[2]=ta;
        o_time[3]=tb;
        o_time[4]=tz;
    }
}
else

```

```

{
    o_time[0]=0.0;
    o_time[1]=tz;
    o_time[2]=tb;
    o_time[3]=ta;
    o_time[4]=tz;
}
}
if(f==2)
{
    if(area==1 || area==3 || area==5)
    {
        o_time[0]=0.0;
        o_time[1]=tz;
        o_time[2]=tb;
        o_time[3]=ta;
        o_time[4]=tz;
    }
    else
    {
        o_time[0]=0.0;
        o_time[1]=tz;
        o_time[2]=ta;
        o_time[3]=tb;
        o_time[4]=tz;
    }
}
}
void switch_pattern(int Vsw,int S[])
{
    switch(Vsw)

```

```

    {
        case 0: S[1]=0; S[2]=0; S[3]=0;break;
        case 1: S[1]=1; S[2]=0; S[3]=0;break;
        case 2: S[1]=0; S[2]=1; S[3]=0;break;
        case 3: S[1]=1; S[2]=1; S[3]=0;break;
        case 4: S[1]=0; S[2]=0; S[3]=1;break;
        case 5: S[1]=1; S[2]=0; S[3]=1;break;
        case 6: S[1]=0; S[2]=1; S[3]=1;break;
        case 7: S[1]=1; S[2]=1; S[3]=1;break;
    }
}
void dt_pattern(double Iu,double Iv,int Vsw,int Vswprov,int S[])
{
    int SS[4];
    switch_pattern(Vsw,S);
    switch_pattern(Vswprov,SS);
    if (S[1]!=SS[1]) {if(Iu>=0) S[1]=1; else S[1]=0;}
    if (S[2]!=SS[2]) {if(Iv>=0) S[2]=1; else S[2]=0;}
    if (S[3]!=SS[3]) {if(-Iu-Iv>=0) S[3]=1; else S[3]=0;}
}
/*runge kutta*/
void runge(double x[],int S[],int Vsw)
{
    int i;
    double k[12][12],b[12],fn[12];
    defeq(fn,x,S,Vsw);
    for (i=1;i<JO;i++) k[1][i]=H*fn[i];
    for (i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[1][i]/2.0;
    defeq(fn,b,S,Vsw);
    for (i=1;i<JO;i++) k[2][i]=H*fn[i];
    for (i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[2][i]/2.0;
}

```

```

defeq(fn,b,S,Vsw);
for (i=1;i<JO;i++) k[3][i]=H*fn[i];
for (i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[3][i];
defeq(fn,b,S,Vsw);
for (i=1;i<JO;i++) k[4][i]=H*fn[i];
for (i=1;i<JO;i++)
{
    x[i]=x[i]+1.0/6.0*(k[1][i]+2.0*(k[2][i]+k[3][i])+k[4][i]);
}
}
}

void defeq(double fn[],double x[],int S[],int Vsw)
{
    double Vuv,Vvw;
    double Lfuvw; /* =Lfa*Lfb+Lfb*Lfc+Lfc*Lfa */
    double Cfuvw; /* =Cfa*Cfb+Cfb*Cfc+Cfc*Cfa */
    double Lluvw; /* =Lla*Llb+Llb*Llc+Llc*Lla */
    switch_pattern(Vsw,S);
    Vuv=Vs*(S[1]-S[2]);
    Vvw=Vs*(S[2]-S[3]);
    Lluvw=(Llu*Llv+Llv*Llw+Llw*Llu);

fn[5]=((Llv+Llw)*x[3]+Llv*x[4]-(Llv*Rlu+Llw*Rlu+Llv*Rlw)*x[5]-(Llv*Rlv-
Llw*Rlv)*x[6])/Lluvw;
    iloadu=x[5];

fn[6]=(-Llw*x[3]+Llu*x[4]+(Llw*Rlu-Llu*Rlw)*x[5]-(Llw*Rlv+Llu*Rlv+Llu*R
lw)*x[6])/Lluvw;
    iloadv=x[6];
/*
    Lluvw=Llu*Llv+Llv*Llw+Llw*Llu;

```

```
fn[5]=x[3]*(Llv+Llw)+x[4]*Llv-x[5]*(Rlu*Llv+Rlu*Llw+Rlw*Llv)+x[6]*(Rlv*Llw-Rlw*Llv);
```

```
fn[5]=fn[5]/Lluvw;
```

```
fn[6]=(-x[3]*Llw+x[4]*Llu+x[5]*(Rlu*Llw-Rlw*Llu)-x[6]*(Rlu*Llu+Rlw*Llu+Rlv*Llw));
```

```
fn[6]=fn[6]/Lluvw;
```

```
iloadu=x[5];
```

```
iloadv=x[6];
```

```
*/
```

```
Lfuvw=Lfu*Lfv+Lfv*Lfw+Lfw*Lfu;
```

```
Cfuvw=Cfuv*Cfvw+Cfvw*Cfwu+Cfwu*Cfuv;
```

```
fn[1]=(-(Rfu*Lfv+Rfu*Lfw+Rfw*Lfv)*x[1]-(Rfw*Lfv-Rfv*Lfw)*x[2]-Lfv*(x[3]+x[4]-Vuv-Vvw)-Lfw*(x[3]-Vuv));
```

```
fn[1]=fn[1]/Lfuvw;
```

```
fn[2]=(Rfu*Lfw-Rfw*Lfu)*x[1]-(Lfu*Rfv+Lfu*Rfw+Lfw*Rfv)*x[2]+Lfw*(x[3]-Vuv)+Lfu*(Vvw-x[4]);
```

```
fn[2]=fn[2]/Lfuvw;
```

```
fn[3]=(x[1]*Cfvw-Cfwu*x[2]-Cfvw*iloadu+Cfwu*iloadv)/Cfuvw;
```

```
fn[4]=(Cfuv*x[1]-Cfuv*iloadu+Cfwu*x[2]-Cfwu*iloadv+Cfuv*x[2]-Cfuv*iloadv)/Cfuvw;
```

```
}
```

```
void ab_trans(double Xu,double Xv,double Xw,double *Xa,double *Xb)
```

```
{
```

```
*Xa=sqrt(2.0/3.0)*(Xu-Xv/2-Xw/2);
```

```
*Xb=(Xv-Xw)/sqrt(2.0);
```

```
}
```

```
void uvw_trans(double Xa,double Xb,double *Xu,double *Xv,double *Xw)
```

```

{
    *Xu=sqrt(2.0/3.0)*Xa;
    *Xv=(-Xa/sqrt(6.0)+Xb/sqrt(2.0));
    *Xw=(-Xa/sqrt(6.0)-Xb/sqrt(2.0));
}
void ab_dq_trans(double Xa,double Xb,double *Xd,double *Xq,double time)
{
    *Xd=cos(We*time)*Xa+sin(We*time)*Xb;
    *Xq=(-sin(We*time)*Xa+cos(We*time)*Xb);
}
void dq_ab_trans(double Xd,double Xq,double *Xa,double *Xb,double time)
{
    *Xa=cos(We*time)*Xd-sin(We*time)*Xq;
    *Xb=sin(We*time)*Xd+cos(We*time)*Xq;
}
void file_open()
{
    fp1=fopen("HSTPI data1.txt","w");
    fp2=fopen("HSTPI data2.txt","w");
    fp3=fopen("HSTPI data3.txt","w");
    fprintf(fp1,"Time[sec]   I Au[A]   I Av[A]   I Aw[A]   Vcuv[V]   Vcvw[V]
Vcwu[V]   Valfa[V]   Vbeta[V]   Vcd[v]   Vcq[V]   Vruv[V]   Vrvw[V]   Vrwu[V]
iloadu[A]   iloadv[A]   iloadw[A]\n");
    fprintf(fp3,"Ifu Ifv Ifw Iu Iv Iw Vuv Vvw Vwu \n");
}
void file_close()
{
    fclose(fp1);
    fclose(fp2);
    fclose(fp3);
}

```

```

void file_recording(double x[],double time)
{
    double Vd,Vq,Va,Vb,ia,ib,Vcu,Vcv,Vcw,Vruv,Vrvw,Vrwu;
    Vcu=(2*x[3]+x[4])/3.0;
    Vcv=(x[4]-x[3])/3.0;
    Vcw=(-x[3]-2*x[4])/3.0;
    ab_trans(Vcu,Vcv,Vcw,&Va,&Vb);
    ab_dq_trans(Va,Vb,&Vd,&Vq,time);
    ab_trans(x[1],x[2],(-x[1]-x[2]),&ia,&ib);
    fprintf(fp1,"%10.3e ",time);
    fprintf(fp1,"%10.3e          %10.3e          %10.3e          %10.3e
",x[1],x[2],-x[1]-x[2],x[3]);
    fprintf(fp1,"%10.3e %10.3e %10.3e %10.3e %10.3e %10.3e
",x[4],-x[3]-x[4],Vd,Vq,Va,Vb);
    fprintf(fp2,"%10.3e          %10.3e          %10.3e
%10.3e\n",time,x[3],x[4],-x[3]-x[4]);
    dq_ab_trans(Eas,Ebs,&Va,&Vb,time);
    uvw_trans(Va,Vb,&Vcu,&Vcv,&Vcw);
    Vruv=Vcu-Vcv;
    Vrvw=Vcv-Vcw;
    Vrwu=Vcw-Vcu;
    fprintf(fp1,"%10.3e %10.3e %10.3e ",Vruv,Vrvw,Vrwu );
    fprintf(fp1,"%10.3e %10.3e %10.3e\n",iloadu,iloadv,-iloadu-iloadv );
    fprintf(fp3,"%10.3e          %10.3e          %10.3e          %10.3e
",time,iloadu,iloadv,-iloadu-iloadv );
    fprintf(fp3,"%10.3e %10.3e %10.3e          ",Rlu*iloadu, Rlv*iloadv,
-Rlw*iloadu-Rlw*iloadv );
    fprintf(fp3,"%10.3e %10.3e %10.3e\n",x[3],x[4],-x[3]-x[4] );
}

```

부록 4. 손실 시뮬레이션용 C언어

```
/*
*****
Circuit for solar photovoltaic power supply
final change data 2015 2.23
arranged by K.D.J
*****
#include<stdio.h>
#include<math.h>
#include<conio.h>
/** 여러 정의 **/
#define PAI 3.141592654 /*  $\pi$  */
#define JO 5 /* 상태 변수 */
#define MA 1200 /* 단순화 수 */
// #define MA 1018 /* 단순화 수(THD 용) */
/** 출력의 정의 **/
#define Fo 60.0 /* 출력 주파수 */
#define To 0.0166666667 /* 출력주기 */
/** 시간의 정의 **/
// #define Start_Time 2.0*To /* 데이터 쓰기 시작 시간(THD 용) */
// #define End_Time 3.0001*To /* 시뮬레이션 종료 시간(THD 용) */
// #define H 1.998531639e-9 /* 시간 단계(THD 용) */
#define Start_Time 1.0*To /* 데이터 쓰기 시작 시간 */
#define End_Time 2.0*To /* 시뮬레이션 종료 시간 */
#define H 4.0e-9 /* time step */
#define Dead_Time 0.0e-6 /* dead time */
/** 회로 매개 변수의 정의 **/
#define E 160.0
#define Cc 2.0e-6
#define Lc 0.4e-3
#define Rc 0.05
#define Cf 8.0e-6

```

```

#define Lf 0.8e-3
#define Rf 0.1
#define R 40.0
#define RX 0.0
/** 삼각 반송파 기준파의 정의 */
#define AC_ref 282.8427
#define AC_re2 282.84
#define Fsc 20040
#define Tsc 4.99002e-5
#define Fsi 20040
#define Tsi 4.99002e-5
void file_open(void);
void file_close(void);
void file_rec1(double, double[],double, int*,double);
void file_rec2(double, double[],double[],int, int, int);
void file_rec3(double, double[],double[]);
void file_rec4(double, double[],double[]);
void file_rec5(double, double[],double[],double[]);
void operation(int[], int[], int[], int[], double[], double[], double, int[]);
void mode_check(int*, int[], double[], int, int);
void dead_time_counter(int[], int[], int[], double, double, int[]);
void runge(int, int, int, double[], double[]);
void dif_eq(int, int, int, double[], double[]);
void sw_current(int, int[], int[], double[], double[], double[]);
void conduction_loss(double[], double[], double[], double[]);
void switching_loss(double[], double[], int[]);
double Vst(double);
double Vst2(double);
double SWloss_on(double);
double SWloss_off(double);
FILE *fp1,*fp2,*fp3,*fp4,*fp5;

```

```
/** 메인 함수 **/
```

```
void main(void)
```

```
{
```

```
int ma=0,mode,SIG[3],SWc[2],SWu[2],SWv[2],sw_change[5];
```

```
double t,x[JO],dx[JO],Tri[3],Sin[3],Isw[5],Idi[4],con_loss[15],sw_loss[5];
```

```
mode=3;
```

```
SIG[0]=0; SIG[1]=0; SIG[2]=0;
```

```
SWc[0]=0; SWc[1]=0;
```

```
SWu[0]=0; SWu[1]=0;
```

```
SWv[0]=0; SWv[1]=0;
```

```
Tri[0]=0.0;
```

```
Tri[1]=0.0;
```

```
Tri[2]=0.0;
```

```
Sin[0]=0.0; Sin[1]=0.0;
```

```
Sin[2]=0.0;
```

```
x[1]=0.0;
```

```
x[2]=0.0;
```

```
x[3]=0.0;
```

```
x[4]=0.0;
```

```
dx[1]=0.0;
```

```
dx[2]=0.0;
```

```
dx[3]=0.0;
```

```
dx[4]=0.0;
```

```
Isw[0]=0.0;
```

```
Isw[1]=0.0;
```

```
Isw[2]=0.0;
```

```
Isw[3]=0.0;
```

```
Isw[4]=0.0;
```

```
Idi[0]=0.0;
```

```
Idi[1]=0.0;
```

```
Idi[2]=0.0;
```



```

Idi[3]=0.0;
con_loss[0]=0.0;
con_loss[1]=0.0;
con_loss[2]=0.0;
con_loss[3]=0.0;
con_loss[4]=0.0;
con_loss[5]=0.0;
con_loss[6]=0.0;
con_loss[7]=0.0;
con_loss[8]=0.0;
con_loss[9]=0.0;
con_loss[10]=0.0;
con_loss[11]=0.0;
con_loss[12]=0.0;
con_loss[13]=0.0;
con_loss[14]=0.0;
sw_loss[0]=0.0;
sw_loss[1]=0.0;
sw_loss[2]=0.0;
sw_loss[3]=0.0;
sw_loss[4]=0.0;
sw_change[0]=0;
sw_change[1]=0;
sw_change[2]=0;
sw_change[3]=0;
sw_change[4]=0;
file_open();
printf("시뮬레이션 시작!\n");
for(t=0.0;t<=End_Time;t=t+H)
{
Sin[0]=fabs(AC_ref*sin(2.0*PAI*Fo*t+9.405966e-3));

```

```

Sin[1]=AC_ref*sin(2.0*PAI*Fo*t);
Sin[2]=AC_re2*sin(2.0*PAI*Fo*t);
operation(SIG,SWc,SWu,SWv,Tri,Sin,t,sw_change);
dead_time_counter(SIG,SWu,SWv,x[3],t,sw_change);
mode_check(&mode,SIG,x,SWu[0],SWv[0]);
runge(mode,SWu[0],SWv[0],x,dx);
if(t>=Start_Time)
{
sw_current(mode,SWu,SWv,x,Isw,Idi);
conduction_loss(con_loss,Isw,Idi,x);
switching_loss(sw_loss,Isw,sw_change);
if(ma>=MA)
{
file_rec1(t,x,Sin[2],&mode,dx[3]);
file_rec2(t,Sin,Tri,SWc[0],SWu[0],SWv[0]);
file_rec3(t,con_loss,Isw);
file_rec4(t,sw_loss,Isw);
file_rec5(t,x,dx,Idi);
ma=0;
}
ma++;
}
}
file_close(); /* 파일 닫기 */
printf("시뮬레이션 종료/n/n");
printf("입력 전력 % 4.3f [kW]/n",
(sw_loss[0]+sw_loss[1]+sw_loss[2]+sw_loss[3]+sw_loss[4]
+con_loss[0]+con_loss[1]+con_loss[2]+con_loss[3]
+con_loss[4]+con_loss[5]+con_loss[6]+con_loss[7]
+con_loss[8]+con_loss[9]+con_loss[10]+con_loss[11]
+con_loss[12]+con_loss[13]+con_loss[14])*Fo*1.0e-3);

```

```

printf("출력 % 7.3f [kW]/n",con_loss[10]*Fo*1.0e-3);
printf("스위칭 손실 % 7.3f [W]/n",
(sw_loss[0]+sw_loss[1]+sw_loss[2]+sw_loss[3]+sw_loss[4])*Fo);
printf("도통 손실 % 7.3f[W]/n",(con_loss[0]+ con_loss[1]+con_loss[2]+con_loss[3]
+con_loss[4]+con_loss[5]+con_loss[6]+con_loss[7]
+con_loss[8]+con_loss[9]+con_loss[11]+con_loss[12]
+con_loss[13]+con_loss[14])*Fo);
getch();
}
/** 게이트 신호 발생 */
void operation(int SIG[],int SWc[],int SWu[],int SWv[],double Tri[],double
Sin[],double t,int sw_change[])
{
static double tsc=0.0;
static double tsi=0.0;
static double Duty=0.0;
static double ton=0.0;
static double toff=0.0;
double S[6];
S[0]=Sin[0];
S[1]=Sin[0]*Sin[0];
if(tsc>=Tsc) tsc=0.0;
else tsc=tsc+H;
if(tsi>=Tsi) tsi=0.0;
else tsi=tsi+H;
if(Sin[0]>=1.0)
{
if(tsc==0.0)
{
ton=Duty*Tsc;
Duty=fabs(9.934717e-01-9.337016e-0toff=(Tsc-ton)/2.0;
1/S[0]-5.735769e-02/S[1]);
}
}
}

```

```

if(tsc<=toff) SWc[1]=0;
else if(tsc>=toff && tsc<=ton+toff) SWc[1]=1;
else SWc[1]=0;
}
else
{
if(SWc[1]==1) SWc[1]=0;
}
if(SWc[1]!=SWc[0])
{
SIG[0]=1;
if(SWc[1]==1 && SWc[0]==0) sw_change[0]=1;
else if(SWc[1]==0 && SWc[0]==1) sw_change[0]=2;
if(t<Start_Time) sw_change[0]=0;
}
else SIG[0]=0;
SWc[0]=SWc[1];
if(tsi<=Tsi/2.0) {Tri[1]=2.0*tsi*Fsi,Tri[2]=-2.0*tsi*Fsi; }
else {Tri[1]=2.0-2.0*tsi*Fsi,Tri[2]=2.0*tsi*Fsi-2.0; }
if(Sin[1]>=Tri[1]) SWu[1]=1;
else SWu[1]=0;
if(Sin[1]>=Tri[2]) SWv[1]=0;
else SWv[1]=1;
if(SWu[1]!=SWu[0]) SIG[1]=1;
if(SWv[1]!=SWv[0]) SIG[2]=1;
}
/** 데드 타임 기간 동안의 처리 **/
void dead_time_counter(int SIG[],int SWu[],int SWv[],double If,double t,int
sw_change[])
{
static double tdu=0.0,tdv=0.0;

```

```

if(SIG[1]==1)
{
if(tdu>=Dead_Time)
{
SIG[1]=0;
tdu=0.0;
if(SWu[1]==1 && SWu[0]==0) {sw_change[1]=1,sw_change[2]=2; }
else if(SWu[1]==0 && SWu[0]==1) {sw_change[1]=2,sw_change[2]=1; }
if(t<Start_Time) {sw_change[1]=0,sw_change[2]=0; }
SWu[0]=SWu[1];
}
else
{
tdu=tdu+H;
if(If>=0.0) SWu[0]=0;
else SWu[0]=1;
}
}
if(SIG[2]==1)
{
if(tdv>=Dead_Time)
{
SIG[2]=0;
tdv=0.0;
if(SWv[1]==1 && SWv[0]==0) {sw_change[3]=1,sw_change[4]=2; }
else if(SWv[1]==0 && SWv[0]==1) {sw_change[3]=2,sw_change[4]=1; }
if(t<Start_Time) {sw_change[3]=0,sw_change[4]=0; }
SWv[0]=SWv[1];
}
else
tdv=tdv+H;
else SWv[0]=0;
{
if(If>=0.0) SWv[0]=1; }
}

```

```

}
}

/** 루게 · 쿨타의 공식 */
void runge(int mode,int SWu,int SWv,double x[],double dx[])
{
int i;
double k[5][JO],b[JO];
dif_eq(mode,SWu,SWv,x,dx);
for(i=1;i<JO;i++) k[1][i]=dx[i]*H;
for(i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[1][i]/2.0;

dif_eq(mode,SWu,SWv,b,dx);          dif_eq(mode,SWu,SWv,b,dx);
for(i=1;i<JO;i++) k[2][i]=dx[i]*H;  for(i=1;i<JO;i++) k[4][i]=dx[i]*H;
for(i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[2][i]/2.0;    x[i]=x[i]+(k[1][i]+2.0*(k[2][i]+k[3][i]
dif_eq(mode,SWu,SWv,b,dx);          ])+k[4][i])/6.0;
for(i=1;i<JO;i++) k[3][i]=dx[i]*H;    }
for(i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[3][i];

/** 모드보기 */
void mode_check(int *mode,int SIG[],double x[],int SWu,int SWv)
{
if(*mode==1 && SIG[0]==1) *mode=3;
else if(*mode==1 && x[2]<=E) *mode=2,x[2]=E;
else if(*mode==2 && SIG[0]==1) *mode=3;
else if(*mode==3 && SIG[0]==1) *mode=1;
else if(*mode==3 && x[1]<=0.0) *mode=4,x[1]=0.0;
else if(*mode==4 && SIG[0]==1) *mode=1;
else if(*mode==4 && x[2]<=E) *mode=5,x[2]=E;
else if(*mode==5 && SIG[0]==1) *mode=1;
else if(*mode==5 && x[3]*(SWu-SWv)<0.0) *mode=4;
if(*mode==3 && x[2]<=E) x[2]=E;
}

/** 회로의 상태 방정식 */

```

```

void dif_eq(int mode,int SWu,int SWv,double x[],double dx[])
{
switch(mode)
{
case 1: /* 스위치 : 온 & x[2]>E */
dx[1]=(E-Rc*x[1])/Lc;
dx[2]=-x[3]*(SWu-SWv)/Cc;
dx[3]=(x[2]*(SWu-SWv)-Rf*x[3]-x[4])/Lf;
dx[4]=(x[3]-x[4]/R)/Cf;
break;
case 2: /* 스위치 : 온 & x[2]=E */
dx[1]=(E-Rc*x[1])/Lc;
dx[2]=0.0;
dx[3]=(x[2]*(SWu-SWv)-Rf*x[3]-x[4])/Lf;
dx[4]=(x[3]-x[4]/R)/Cf;
break;
case 3: /* 스위치 : OFF & x[1]>0 & x[2]>=E */
dx[1]=(E-Rc*x[1]-x[2])/Lc;
dx[2]=(x[1]-x[3]*(SWu-SWv))/Cc;
dx[3]=(x[2]*(SWu-SWv)-Rf*x[3]-x[4])/Lf;
dx[4]=(x[3]-x[4]/R)/Cf;
break;
case 4: /* 스위치 : OFF & x[1]=0 & x[2]>E */
dx[1]=0.0;
dx[2]=-x[3]*(SWu-SWv)/Cc;
dx[3]=(x[2]*(SWu-SWv)-Rf*x[3]-x[4])/Lf;
dx[4]=(x[3]-x[4]/R)/Cf;
break;
case 5: /* 스위치 : OFF & x[1]=0 & x[2]=E */
dx[1]=0.0;
dx[2]=0.0;

```

```

dx[3]=(x[2]*(SWu-SWv)-Rf*x[3]-x[4])/Lf;
dx[4]=(x[3]-x[4]/R)/Cf;
break;
/** 전류 감지 */
void sw_current(int mode,int SWu[],int SWv[],double x[],double Isw[],double
Idi[])
{
Isw[1]=x[3];
Isw[2]=0.0;
Isw[3]=0.0;
Isw[4]=x[3];
Idi[2]=0.0;
Idi[3]=0.0;
//if(SWv[0]==0) { }
if(x[3]<0.0) { switch(mode)
Isw[1]=0.0; /* inverter upper side SW{
in phase U current */ case 1: /* 스위치 : 온 & x */
Isw[2]=-x[3]; /* inverter lower sideIsw[0]=x[1]; /* chopper SW current */
SW in phase U current */ Idi[0]=0.0; /* left side diode current */
Isw[3]=-x[3]; /* inverter upper sideIdi[1]=0.0; /* right side diode current
SW in phase V current */ */
Isw[4]=0.0; /* inverter lower side SWbreak;
in phase V current */

case 2: /* 스위치 : 온 & x [2] = E */
Isw[0]=x[1]; /* chopper SW current */
Idi[0]=fabs(x[3]); /* left side diode current */
Idi[1]=0.0; /* right side diode current */
break;
case 3:
Isw[0]=0.0; /* chopper SW current */
Idi[0]=0.0; /* left side diode current */

```

```

Idi[1]=x[1]; /* right side diode current */
if(SWu[0]==0 && SWv[0]==0)
{
Isw[1]=0.0,Isw[3]=0.0;
if(x[3]>0.0)Idi[2]=x[3],Idi[3]=0.0;
else Idi[2]=0.0,Idi[3]=-x[3];
}
if(x[2]<=E) Idi[0]=fabs(x[3])-x[1];
if(Idi[0]<0.0) Idi[0]=0.0;
break;
case 4:
Isw[0]=0.0; /* chopper SW current */
Idi[0]=0.0; /* left side diode current */
Idi[1]=0.0; /* right side diode current */
if(SWu[0]==0 && SWv[0]==0)
{
Isw[1]=0.0,Isw[3]=0.0;
if(x[3]>0.0)Idi[2]=x[3],Idi[3]=0.0;
else Idi[2]=0.0,Idi[3]=-x[3];
}
break;
case 5:
Isw[0]=0.0; /* chopper SW current */
Idi[0]=fabs(x[3]); /* left side diode current */
Idi[1]=0.0; /* right side diode current */
if(SWu[0]==0 && SWv[0]==0)
{
Isw[1]=0.0,Isw[3]=0.0;
if(x[3]>0.0)Idi[2]=x[3],Idi[3]=0.0;
else Idi[2]=0.0,Idi[3]=-x[3];
}
}

```

```

break;
}
}
/** 다이오드 스위치의 도통 손실 계산 ***/
void conduction_loss(double con_loss[],double Isw[],double Idi[],double x[])
{
/* 순시값 계산을 위한 초기화 */
// con_loss[0]=0.0,con_loss[1]=0.0,con_loss[2]=0.0;
// con_loss[3]=0.0,con_loss[4]=0.0,con_loss[5]=0.0;
// con_loss[6]=0.0,con_loss[7]=0.0,con_loss[8]=0.0;
// con_loss[9]=0.0,con_loss[11]=0.0,con_loss[12]=0.0;
con_loss[0]=con_loss[0]+Isw[0]*Vst(Isw[0])*H;
if(Isw[1]>0.0) con_loss[1]=con_loss[1]+Isw[1]*Vst(Isw[1])*H;
else con_loss[13]=con_loss[13]+(-Isw[1])*Vst2(-Isw[1])*H;
if(Isw[3]>0.0) con_loss[3]=con_loss[3]+Isw[3]*Vst(Isw[3])*H;
else con_loss[14]=con_loss[14]+(-Isw[3])*Vst2(-Isw[3])*H;
con_loss[2]=con_loss[2]+Isw[2]*Vst(Isw[2])*H;
con_loss[4]=con_loss[4]+Isw[4]*Vst(Isw[4])*H;
con_loss[9]=con_loss[9]+Idi[2]*Vst2(Idi[2])*H;
con_loss[12]=con_loss[12]+Idi[3]*Vst2(Idi[3])*H;
con_loss[5]=con_loss[5]+x[1]*x[1]*Rc*H;
con_loss[6]=con_loss[6]+x[3]*x[3]*Rf*H;
con_loss[7]=con_loss[7]+Idi[0]*Vst2(Idi[0])*H;
con_loss[8]=con_loss[8]+Idi[1]*Vst2(Idi[1])*H;
con_loss[10]=con_loss[10]+x[4]*x[4]/R*H;
con_loss[11]=con_loss[11]+fabs(Isw[0]*Isw[0]*RX+Isw[1]*Isw[1]*RX
+Isw[2]*Isw[2]*RX+Isw[3]*Isw[3]*RX
+Isw[4]*Isw[4]*RX+x[1]*x[1]*RX+x[3]*x[3]*RX
+Idi[0]*Idi[0]*RX+Idi[0]*Idi[0]*RX
+Idi[0]*Idi[0]*RX)*H;
}

```

```

/** 스위치 도통 손해 */
double Vst(double Isw)
{
if(Isw<=0.0) return(0.0);
else
return(0.3235986+0.2534208*Isw-0.02023108*Isw*Isw+0.000816267*Isw*Isw*Is
w-0.00001122498*Isw*Isw*Isw*Isw);
}
/** 다이오드의 도통 손실 */
double Vst2(double Idi)
{
if(Idi<=0.0) return(0.0);
else
return(0.2917804+0.3720183*Idi-0.0515428*Idi*Idi+0.00365261*Idi*Idi*Idi-0.00
01165684*Idi*Idi*Idi*Idi+0.00000136303*Idi*Idi*Idi*Idi*Idi);
}
/** 스위칭 손실 계산 */
void switching_loss(double sw_loss[],double Isw[],int sw_change[])
{
if(sw_change[0]==1) sw_loss[0]=sw_loss[0]+SWloss_on(Isw[0]);
else if(sw_change[0]==2) sw_loss[0]=sw_loss[0]+SWloss_off(Isw[0]);
if(sw_change[1]==1) sw_loss[1]=sw_loss[1]+SWloss_on(Isw[1]);
else if(sw_change[1]==2) sw_loss[1]=sw_loss[1]+SWloss_off(Isw[1]);
if(sw_change[2]==1) sw_loss[2]=sw_loss[2]+SWloss_on(Isw[2]);
else if(sw_change[2]==2) sw_loss[2]=sw_loss[2]+SWloss_off(Isw[2]);
if(sw_change[3]==1) sw_loss[3]=sw_loss[3]+SWloss_on(Isw[3]);
else if(sw_change[3]==2) sw_loss[3]=sw_loss[3]+SWloss_off(Isw[3]);
if(sw_change[4]==1) sw_loss[4]=sw_loss[4]+SWloss_on(Isw[4]);
else if(sw_change[4]==2) sw_loss[4]=sw_loss[4]+SWloss_off(Isw[4]);
/* if(sw_change[0]==1) sw_loss[0]=SWloss_on(Isw[0]);
else if(sw_change[0]==2) sw_loss[0]=SWloss_off(Isw[0]);
*/
}

```

```

if(sw_change[1]==1) sw_loss[1]=SWloss_on(Isw[1]);
else if(sw_change[1]==2) sw_loss[1]=SWloss_off(Isw[1]);
if(sw_change[2]==1) sw_loss[2]=SWloss_on(Isw[2]);
else if(sw_change[2]==2) sw_loss[2]=SWloss_off(Isw[2]);
if(sw_change[3]==1) sw_loss[3]=SWloss_on(Isw[3]);
else if(sw_change[3]==2) sw_loss[3]=SWloss_off(Isw[3]);
if(sw_change[4]==1) sw_loss[4]=SWloss_on(Isw[4]);
else if(sw_change[4]==2) sw_loss[4]=SWloss_off(Isw[4]); */

sw_change[0]=0;
sw_change[1]=0;
sw_change[2]=0;
sw_change[3]=0;
sw_change[4]=0;
}

/** 스위칭 턴-온 손실 도출 */
double SWloss_on(double Isw)
{
if(Isw<=0.0) return(0.0);
else return(0.0000468342+0.00002724122*Isw+0.000001187488*Isw*Isw);
}

/** 스위칭 턴-오프 손실 도출 */
double SWloss_off(double Isw)
{
if(Isw<0.000294152807302026) return(0.0);
else return(fabs(-0.00000002987505+0.0001015634*Isw-0.000001262387*Isw*Isw));
}

/** 파일 열기 함수 */
void file_open(void)
{
fp1=fopen("Output1.txt","w");
fprintf(fp1,"TIME-1 I(L-chop)-2 V(C-chop)-3 I(L-f)-4 Vout-5 Iout-6

```

```

Vpwm-7 AC-8 mode-9Yn");
//fp1=fopen("thd.txt","w"); /* THD 용 */
fp2=fopen("Output2.txt","w");
fprintf(fp2,"TIME-1 sin(chp)-2 sin(inv)-3 tri(chp)-4 tri(ph_U)-5 tri(ph_V)-6
SWc-7 SWu-8 SWv-9/n");
fp3=fopen("Con_loss.txt","w");
fprintf(fp3,"TIME-1 Con_loss1(0) Con_loss2(1) Con_loss3(2) Con_loss4(3)
Con_loss5(4) Con_loss6(5) Con_loss7(6) Con_loss8(7) Con_loss9(8)
Con_loss10(9) Con_loss11(13) Con_loss12(14) 출력-11 Isw[2]-12
Con_loss(11)-13/n");
fp4=fopen("Sw_loss.txt","w");
fprintf(fp4,"TIME-1 Sw_loss1(J) Sw_loss2(J) Sw_loss3(J) Sw_loss4(J)
Sw_loss5(J) Isw[1]-6/n");
fp5=fopen("Circuit_V&I.txt","w");
fprintf(fp5,"TIME-1 VLc-2 ILc-3 VCc-4 ICc-5 VLf-6 ILf-7 Db_I-8
Dul_I-9/n");
}
/**/ 파일 닫기 함수 /**/
void file_close(void)
{
fclose(fp1);
fclose(fp2);
fclose(fp3);
fclose(fp4);
fclose(fp5);
}
/**/데이터 쓰기 함수 /**/
void file_recl(double t,double x[],double Sin,int *mode,double dx)
{
fprintf(fp1,"%7.6e ",t);
fprintf(fp1,"%7.6e %7.6e %7.6e ",x[1],x[2],x[3]);

```

```

fprintf(fp1,"%7.6e          %7.6e          %7.6e          %7.6e
%d/n",x[4],x[4]/R,Lf*dx+Rf*x[3]+x[4],Sin,*mode);
//fprintf(fp1,"%7.6e/n",x[4]); /* THD용 */
}
/** 데이터 쓰기 함수 */
void file_rec2(double t,double Sin[],double Tri[],int SWc,int SWu,int SWv)
{
fprintf(fp2,"%7.6e ",t);
fprintf(fp2,"%7.6e %7.6e ",Sin[0],Sin[1]);
fprintf(fp2,"%7.6e %7.6e %7.6e ",Tri[0],Tri[1],Tri[2]);
fprintf(fp2,"%d %d %d¥n",SWc,SWu,SWv);
}
/** 데이터 쓰기 함수 */
void file_rec3(double t,double con_loss[],double Isw[])
{
fprintf(fp3,"%7.6e ",t);
fprintf(fp3,"%7.6e %7.6e %7.6e %7.6e ",con_loss[0],con_loss[1],con_loss[2]
,con_loss[3]);
fprintf(fp3,"%7.6e %7.6e %7.6e %7.6e ",con_loss[4],con_loss[5],con_loss[6]
,con_loss[7]);
fprintf(fp3,"%7.6e %7.6e %7.6e ",con_loss[8],con_loss[9],con_loss[12]);
fprintf(fp3,"%7.6e %7.6e %7.6e %7.6e",con_loss[13],con_loss[14],con_loss[10]
,Isw[3]);
//fprintf(fp3,"%7.6e",con_loss[11]); /* 구리 부 손실 계산 용 */
fprintf(fp3,"\n");
}
/** 데이터 쓰기 함수 */
void file_rec4(double t,double sw_loss[],double Isw[])
{
fprintf(fp4,"%7.6e ",t);
fprintf(fp4,"%7.6e          %7.6e          %7.6e

```

```

%7.6e%7.6e%7.6e/n",sw_loss[0],sw_loss[1],sw_loss[2],sw_loss[3],sw_loss[4],Isw
[3]);
/* 순간 값 계산을 위한 초기화 */
//sw_loss[0]=0.0,sw_loss[1]=0.0,sw_loss[2]=0.0,sw_loss[3]=0.0,sw_loss[4]=0.0;
}
/** 데이터 쓰기 함수 */
void file_rec5(double t,double x[],double dx[],double Idi[])
{
fprintf(fp5,"%7.6e ",t);
fprintf(fp5,"%7.6e    %7.6e    %7.6e    %7.6e    %7.6e    %7.6e    %7.6e
%7.6e\n",Lc*dx[1],x[1],x[2],Cc*dx[2],Lf*dx[3],x[3],Idi[0],Idi[2]);
}

```

