



저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 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](#)

공학석사학위논문

가변속 교류 전동기 구동을 위한
Modular Multilevel Converter의
셀 캐패시터 전압 맥동 저감 제어에 관한 연구

**Cell Capacitor Voltage Control Strategy of the Modular
Multilevel Converter for Variable Speed AC Motor Drives**

2013년 2월

서울대학교 대학원
전기 컴퓨터 공학부
정 재 정

가변속 교류 전동기 구동을 위한
Modular Multilevel Converter의
셀 캐패시터 전압 맥동 저감 제어에 관한 연구

**Cell Capacitor Voltage Control Strategy of the Modular
Multilevel Converter for Variable Speed AC Motor Drives**

지도교수 설 승 기

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함

2012년 11월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

정 재 정

정재정의 공학석사 학위 논문으로 인준함

2012년 11월

위 원 장 : _____

부위원장 : _____

위 원 : _____

초록

최근 환경에 대한 세계적인 관심과 화석 연료의 고갈로 세계 각국은 전체 발전량 중에서 신재생 에너지의 비율을 높이고 있는 추세이다. 특히, 풍력 발전은 신재생 에너지 발전량 중 가장 큰 비중을 차지하는 에너지원 중 하나이며, 그 비중은 점점 더 커지고 있다. 따라서 해상 풍력 단지로부터 육지로의 효율적인 전력 전송을 위한 HVDC 송전 기술로써 모듈형 다단 컨버터 (Modular Multilevel Converter; MMC)는 많은 각광을 받고 있으며, 최근 많은 연구가 진행되고 있다. 또한, 최근에는 MMC를 이용한 고전압·대용량 전동기의 가변속 구동에 대한 연구도 이루어지고 있다. MMC는 모듈화된 구조를 가지므로 전압 레벨의 증가가 손쉬우므로, 고품질의 교류 출력 전압 생성이 가능하다.

본 논문에서는 MMC의 전(全) 영역운전을 위한 제어 알고리즘을 제안한다. MMC 시스템에서는 각 모듈에 DC 전원을 공급하는 셀 캐패시터의 전압 맥동 제어가 필수적이다. 이론적으로, 셀 캐패시터의 전압 맥동은 출력 주파수에 반비례하고 출력 전류에 비례한다. 따라서 교류 전동기의 기동 토크 인가 및 저속 운전 시에 각 셀 캐패시터의 전압 맥동이 과도하게 커져 시스템 동작이 불가능하다는 단점이 존재한다. 본 논문에서는 고주파 육상 전압 인가 및 순환 전류 제어를 통해 기동 토크 및 저속 운전에서의 캐패시터 전압 맥동 증가를 방지하는 제어 기법을 제시한다. 또한, 고속 운전 영역에서의 제어 기법도 제안하여, 두 운전 모드의 절환을 통해 전 주파수 운전을 위한 제어 기법에 대하여 서술한다. 전압 맥동은 구동 주파수와 캐패시터 크기에 반비례하므로, 전

압 맥동 감소 알고리즘을 적용하면, 시스템 제작 시 큰 부피와 원가를 차지하는 캐패시터 크기를 줄일 수 있다는 장점이 있다.

또한, 순환전류 제어에 있어, 고주파 순환 전류 주입 방식과 레그 읍셋 전압 주입 방식의 비교를 통한 분석을 수행한다.

제안된 방법의 유효성을 증명하기 위하여 10kVA급 MMC 세트를 제작하여, 교류 전동기의 전 영역 운전을 위한 제안된 제어 기법을 적용한 실험을 수행하고 그 결과를 분석한다.

주요어: 모듈형 다단 컨버터 (Modular Multilevel Converter), 모듈 에너지 균형 제어, 순환전류 제어

학 번: 2011-20931

목차

초록.....	i
목차.....	iii
그림 목차.....	vi
표 목차.....	viii
1. 서론	1
1.1. 연구 배경 및 목적	1
1.2. 논문의 구성	4
2. 대용량 멀티레벨 인버터.....	5
2.1. 대용량 멀티레벨 인버터의 필요성	5
2.2. 대표적인 대용량 멀티레벨 인버터의 종류.....	6
2.2.1. 다이오드 클램프형 멀티레벨 인버터[18].....	6
2.2.2. 플라잉(flying) 캐패시터 멀티레벨 인버터[19].....	10
2.2.3. 직렬연결 H-브릿지 멀티레벨 인버터[20].....	13
3. MMC 시스템의 개요.....	15
3.1. 모듈형 다단 컨버터	15
3.2. MMC 시스템의 구성.....	17
3.2.1. 하위모듈 셀(Sub-Module Cell)의 구조.....	19
3.2.2. 암 인덕터(Arm Inductor)의 선정 [2],[3].....	22

3.3.	MMC 시스템 모델링.....	25
3.4.	MMC 시스템의 전압 지령 생성.....	29
3.4.1.	극 전압 합성을 위한 전압 지령 생성.....	29
3.4.2.	순환전류 제어를 위한 전압 지령 생성.....	30
3.4.3.	전체 전압 지령 생성.....	31
3.5.	MMC 시스템의 전압 합성 방법과 셀 간의 균형제어 방법[8].....	32
3.5.1.	위상 천이 PWM (phase-shifted PWM)[2].....	32
3.5.2.	레벨 천이 PWM (level-shifted PWM)[9].....	33
3.5.3.	위상 천이 PWM과 레벨 천이 PWM의 비교.....	34
4.	전 영역 운전방안.....	40
4.1.	캐패시터 전력 분석.....	40
4.2.	전류 주입 방법.....	44
4.2.1.	육섯 전압을 이용한 저속 영역 운전 방안.....	44
4.2.2.	전 영역 운전을 위한 절환 운전 방안.....	52
4.3.	전압 주입 방법.....	57
4.3.1.	정현파 육섯 전압 주입 방법.....	57
4.3.2.	구형파 육섯 전압 주입 방법.....	61
5.	실험 결과.....	65
5.1.	실험 장치의 구성.....	65
5.2.	전류 주입 방법.....	68
5.2.1.	저속 영역 운전.....	68
5.2.2.	중·고속 영역 운전.....	70
5.2.3.	제어기의 절환을 통한 기동 및 전 영역 운전.....	72
5.3.	전압 주입 방법.....	74
5.3.1.	정현파 육섯 전압 주입.....	74
5.3.2.	구형파 육섯 전압 주입.....	75

5.4. 전류 주입과 전압 주입 방식의 동특성 비교.....	77
6. 결론	79
6.1. 연구 결과.....	79
6.2. 향후 과제.....	81
참고 문헌.....	82
부록 A. 전압 주입 방법에서의 위상차 보상 방법	86
ABSTRACT	89

그림 목차

그림 2.1. 3상 6-레벨 다이오드 클램프형 멀티레벨 인버터의 구조.....	8
그림 2.2. 6-레벨 다이오드 클램프형 인버터의 선간 전압 파형.....	9
그림 2.3. 6-레벨 플라잉 캐패시터 멀티레벨 인버터의 구조.....	11
그림 2.4. 직렬연결 H-브릿지 멀티레벨 인버터의 단상 회로도.....	14
그림 3.1. N+1레벨 3상 MMC 시스템의 회로 구성.....	17
그림 3.2. 두 가지 형태의 개별 하위모듈 셀의 구조.....	19
그림 3.3. 탭 인덕터를 적용한 출력단 회로도.....	23
그림 3.4. 3상 MMC 시스템의 모델링.....	25
그림 3.5. 일반적인 MMC 시스템의 레그 모듈 모델링.....	26
그림 3.6. 위상천이 PWM의 삼각 반송파와 출력 선간 전압 및 주파수 스펙트럼.....	36
그림 3.7. 레벨 천이 PWM 방식에 따른 출력 선간 전압의 주파수 스펙트럼..	39
그림 4.1. 레그 평균 전압 제어기 블록도.....	45
그림 4.2. 암 균형 전압 제어기 블록도.....	48
그림 4.3. 순환전류 제어기 블록도.....	50
그림 4.4. 저속운전 영역에서의 전체 제어 블록도.....	51
그림 4.5. 가중치(α_w)의 절환.....	54
그림 4.6. 절환이 포함된 전체 제어기.....	55
그림 4.7. 절환이 포함된 순환전류 제어기.....	56
그림 4.8. 정현파 옵셋 전압 주입 방식의 암 균형 전압 제어기 블록도.....	59

그림 4.9. 정현파 윗셋 전압 주입 방식의 저속운전 영역 제어 블록도.....	60
그림 4.10. 구형파 윗셋 전압 주입 방식의 암 균형 전압 제어기 블록도.....	62
그림 4.11. 구형파 윗셋 전압 주입 방식의 저속운전 영역 제어 블록도.....	64
그림 5.1. 10kVA 3-레벨(N=2) MMC 시험세트.....	66
그림 5.2. 전체적인 실험 장치의 구성 개략도.....	67
그림 5.3. 저속 영역 운전 실험 결과 파형.....	70
그림 5.4. 중·고속 영역 운전 실험 결과 파형.....	71
그림 5.5. 기동 및 전 영역 운전 실험 결과 파형.....	73
그림 5.6. 정현파 윗셋 전압 주입 방식의 실험 결과 파형.....	74
그림 5.7. 구형파 윗셋 전압 주입 방식의 실험 결과 파형.....	75
그림 5.8. 전류 주입 방식과 전압 주입 방식의 동특성 비교.....	78

표 목차

표 2.1. 6-레벨 다이오드 클램프형 인버터의 전압과 스위칭 상태.....	9
표 2.2. 6-레벨 플라잉 캐패시터 인버터 전압과 스위칭 상태.....	12
표 3.1. 스위칭 상태에 따른 반파-브릿지 셀의 캐패시터 에너지 변화.....	21
표 5.1. 6-레벨 MMC 시험 세트의 회로 제정수.....	67
표 5.2. 영구자석 동기기의 제정수.....	68

1. 서론

1.1. 연구 배경 및 목적

현재 전 세계가 소비하는 에너지의 35% 이상이 석유를 에너지원으로 사용하고 있다. 에너지 효율도 매우 높고, 운반과 보관이 용이하여 많은 응용분야에서 원천 에너지원으로 사용되며, 그 효용성을 충분히 인정받고 있다. 하지만, 최근 들어 석유 등 부존 자원 매장량은 눈에 띄게 줄어들고 있으며, 그에 반해 세계의 에너지 수요는 계속 늘어나고 있다. 또한 석유 산업이 세계 경제의 근간이 되면서 그 이권(利權)을 가지기 위한 국제사회의 혼란이 더욱 심해지고 있기에 단순히 석유에 의존할 수는 없는 실정이다. 따라서 각국 정부가 신재생 에너지에 보조금을 투입해 미래 성장 동력인 에너지 관련 산업을 키우는 추세이다. 따라서 신재생 에너지의 시장 규모가 빠르게 커지고 있으며, 주목해야 할 시장으로 급부상하고 있다. 대표적인 신재생 에너지원 중 하나로서의 풍력 발전은 시설 투자 비용 대비 효용이 가장 좋은 것으로 알려져 있고, 그 수요의 증가로 대용량 풍력 발전 단지가 지속적으로 건설되고 있다. 특히 대용량의 해상 풍력 발전 단지에 대한 관심이 높아지고 있는데, 전력 전송 선로가 장거리화 될수록 고압 교류(High Voltage AC; HVAC) 송전 시스템의 경우, 무효 전력으로 인한 비용 문제를 피할 수 없다. 이러한 문제점을 극복하기 위해서 고압 직류(High Voltage DC; HVDC) 송전 기술이 필수적이다. 또한, 화석연료를 이용한 발전소 건설을 억제하기 위한 방안 중 하나으로써, 국가 간의 잉여 전력 거래를 통하여 전력 부족을 해소하는 방법이 있다. 이는 국가 간의 서로 다른 주파수의 교류 전력 계통을 연결해야 한다는 문제점이 있다. 이를 해결

하기 위한 기술로 HVDC 전력 전송 기술이 가장 유력한 대안으로 인정되고 있다. 이런 추세에 관련하여, 2003년에 Marquardt 등에 의해 소개된 모듈형 다단 컨버터(Modular Multilevel Converter; MMC)는 신재생 에너지, 스마트 그리드, FACT, HVDC 등의 중·고전압 시스템에 대하여 주목을 받고 있는 회로 방식(topology) 중 하나이다[10]-[13]. MMC는 Cascaded H-Bridge와 유사한 구조를 가지지만, 입력 측 변압기가 필요하지 않으므로, 시스템의 경량화가 가능하다는 장점이 있다. 또한 이는 여러 독립적인 셀로 구성된 모듈형 구조를 가지므로 모듈 셀의 직렬 연결을 통해 쉽게 전압 레벨을 올려 고품질의 출력 전압을 얻을 수 있고, 고장 수리의 용이함 및 여유율(redundancy)의 증가와 같은 장점을 가지고 있다. 따라서 MMC를 HVDC 시스템에 적용하는 연구가 많이 이루어졌고, 6.6kV 이상의 배전급 교류 고전압으로 직접 구동되는 대용량 전동기의 가변속 구동 시스템에도 그 유용성이 기대된다. 최근 MMC를 이용한 대용량 전동기 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[14]-[17], [21]. MMC는 낮은 출력 주파수의 정격 토크 운전에서 각 모듈의 캐패시터 전압을 일정하게 유지하기 어렵다고 알려져 있다. 이론적으로, 셀 캐패시터 전압 맥동은 동작 주파수에 반비례하고 출력 전류에 비례한다[2]. 따라서 교류 전동기 구동 시, 정지 혹은 저속 운전 시 토크가 필요할 때 셀 캐패시터의 전압 맥동이 과도하게 커져 정상 동작이 불가능하다는 단점이 있다. 전동기 구동을 위한 MMC 제어에 대한 기존 논문들에서는 위와 같은 저속 및 중·고속 운전영역에서 셀 캐패시터 전압 맥동 저감을 위한 논의가 이루어지고 있다[14]-[16]. 하지만, 이 연구들은 가변속(variable speed) 전동기 제어에 관한 자세하고 실제적인 제어 방안에 대한 논의가 없다. 또한, 전동기 회전 속도의 제곱에 비례하는 토크 부하

(팬, 블로어, 펌프 등)와 같이 속도가 줄어들에 따라 토크가 급격히 줄어들어 비교적 저속에서 셀 캐패시터 맥동 제어에 유리한 부하에 대한 논의 또한 없다. 따라서 본 논문에서는 가변속, 가변 부하를 가정한 MMC 전동기 제어에 관한 실제적인 제어 기법을 제안한다. 저속 운전 시의 셀 캐패시터의 전압 불균형을 해소하기 위해, 고주파 육상 전압 주입과 순환전류 제어를 통한 전력 균형 제어 알고리즘을 제시한다. 또한, 제어기의 절환을 통해 중·고속 정상 운전 시의 제어까지 가능하도록 하여, 전 출력 주파수 영역에서의 모터 구동에 관한 제어 방안을 제안한다. 그리고 순환전류 제어에 있어, 고주파 순환전류 주입 방식과 레그 육상 전압 주입 방식의 비교를 통한 분석을 수행한다. 제안된 알고리즘의 유효성은 실험을 통해 입증한다.

1.2. 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

제 1장은 서론으로서 본 논문에서 해결하고자 하는 문제와 연구 방향에 대해서 기술한다.

제 2장에서는 본격적인 논의를 시작하기 앞서 대표적인 대용량 멀티레벨 인버터 시스템들에 대한 간략한 소개와 기본 회로의 구성 및 장단점에 대하여 알아본다.

제 3장에서는 MMC 시스템의 전체적인 구성에 대하여 설명하고, 기본적인 시스템 구동 원리 및 배경이론에 대해서 서술한다.

제 4장에서는 수식적인 접근을 통하여, 제안된 전 영역 운전 제어 기법의 기본 원리에 대하여 설명하고 각 레그 간, 각 셀 간 시스템 균형 제어를 위한 제안된 제어 기법에 대하여 서술한다.

제 5장에서는 실험을 통하여 제안된 제어 기법의 성능을 검증한다.

제 6장에서는 본 논문의 결과를 정리하며 향후 연구 계획에 대하여 기술한다.

2. 대용량 멀티레벨 인버터

2.1. 대용량 멀티레벨 인버터의 필요성

고전압·대전력의 전력 변환이 필요한 시스템에 기존 2-레벨 PWM 인버터를 적용하기에는 어려움이 있다. 왜냐하면 그에 상응하는 고전압 대용량의 정격을 갖는 전력 반도체 스위치의 확보가 어려우며, 그러한 반도체는 단위 전력당 가격이 매우 높다는 문제가 발생하기 때문이다. 이러한 전력반도체 스위치의 한계를 극복하는 가장 직접적인 방법 중 하나로, 여러 개의 전력반도체 스위치를 직렬 접속하여 전압의 한계를 극복하고, 여러 개의 전력반도체 스위치를 병렬 접속하여 전류의 한계를 극복하도록 회로를 구성하는 방법이 있다. 따라서 이러한 직·병렬 스위치들을 동시에 스위칭이 이루어지도록 하기 위하여, 각 그룹의 스위치의 ON/OFF 동작을 동기화시킬 필요성이 있다. 그러나 다중 스위치 모듈들의 정확한 동기 스위칭은 매우 어려울 뿐 아니라, 개별 스위치들 간의 특성이 조금씩 다르므로 각각의 전력반도체 스위치에서의 전력 분배의 불균형이 발생하기도 한다. 이러한 문제점으로 인해 개별 스위치의 최대 가능 동작 주파수 보다 스위칭 주파수를 낮추어야 하는 문제점이 존재한다. 그리고 이 경우 다양한 전원 전압에 대응하기 위해서는 각 전압에 대응되는 특별한 설계가 필요하여 양산성이 없어지는 단점도 존재한다. 또한, 고전압 대용량의 PWM 컨버터를 구현하는 또 다른 방법으로 여러 개의 2-레벨 PWM 인버터와 변압기를 사용하는 다중 인버터(multistage inverter) 방식이 있다. 하지만, 이 방식은 변압기로 인한 전체 시스템의 부피 및 무게 증가와 변압기 내부의 순환전류의 발생 가능성, 변압기의 포화(saturation) 등의 문제가 있다는 단점이 존재한다.

멀티레벨 인버터 방식은 위에서 언급한 전력반도체 스위치의 직·병렬 접속에서의 스위칭 동기화 문제, 다중 인버터 방식에서의 변압기 사용 문제를 해결할 수 있으면서, 고전압·대전력 전력변환이 가능한 회로구성을 가진다.

2.2. 대표적인 대용량 멀티레벨 인버터의 종류

이 장에서는 MMC 시스템을 제외한 대표적인 대용량 멀티레벨 컨버터들에 대한 간략한 설명과 기본 회로 구성 및 장·단점에 대해서 설명한다. 대표적인 대용량 멀티레벨 컨버터로써, 다이오드 클램프형 멀티레벨 인버터(Diode-Clamped Multilevel Inverter), 플라잉 캐패시터 멀티레벨 인버터(Flying-Capacitor Multilevel Inverter)와 직렬연결 H-브릿지 멀티레벨 인버터(Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter)에 대하여 살펴본다.

2.2.1. 다이오드 클램프형 멀티레벨 인버터[18]

다이오드 클램프형 멀티레벨 인버터는 정지형 무효전력 보상장치(Static Var Compensation; SVC), 가변속 전동기, 고전압 시스템 등에 쓰인다. 그림 2.1은 3상 6-레벨 다이오드 클램프형 멀티레벨 인버터의 회로 구성을 보여준다. 각 상들은 공통 DC 전원을 공유하며, 이는 5개의 개별적인 캐패시터로 전압이 분배된다. 따라서 6-레벨의 출력을 얻을 수 있다. 하나의 캐패시터는 V_{dc} 의 전압이 걸리므로, 클램핑 다이오드는 V_{dc} 이상의 정격 내압을 가져야 한다. 표 2.1은 6-레벨 다이오드 클램프형 인버터의 a -상 전압과 그 때의 스위칭 상태를 정리한 표이다. 스위치가 ON 상태일 때는 스위칭 상태를 1로, OFF일 때는 스위칭 상태를 0으로 정의한다. 표에서 볼 수 있듯이, 각 쌍(S_{xi})이 상보적으로 스위칭 된다. 여기서 x 는 a, b, c 상 중 하나를 의미하며, i 는 그림 2.1의 스

위치 인덱스를 의미한다. 표 2.1에서 볼 수 있듯이, 6-레벨 다이오드 클램프형 인버터는 하나의 레그 출력을 위해서 인접한 5개의 스위치가 켜지는 스위칭 형태를 가진다. 그림 2.1에서 모든 능동 스위치는 V_{dc} 만큼의 전압을 견디면 되지만, 다이오드는 위치에 따라 각기 다른 역전압 정격을 가져야 한다. 예를 들어, \bar{S}_{a1} 에서 \bar{S}_{a5} 까지 모두 ON 상태가 된다면, 다이오드 D_{a4} 는 $4V_{dc}$ 를 견뎌야 한다. 또한, D_{a3} 는 $3V_{dc}$, D_{a2} 는 $2V_{dc}$, D_{a1} 는 V_{dc} 이상의 역 전압 정격을 가져야 한다. 만약, 다이오드가 능동 스위치와 같은 전압 정격을 사용하여 여러 다이오드를 직렬 연결한다면, 총 다이오드의 개수는 $(n-1) \times (n-2)$ 이다. 즉, 다이오드의 개수는 다이오드 클램프형 인버터의 레벨 수의 제곱에 비례한다.

그림 2.2는 6-레벨 인버터의 선간 전압 파형을 나타내고 있다. V_{ab} 는 V_a 와 V_b 의 전압 차이를 의미한다. 그림에서 볼 수 있듯이, 결과적으로 6-레벨 인버터의 선간 전압은 11-레벨 계단형(staircase) 파형을 가진다. 즉, n-레벨 다이오드 클램프형 인버터의 선간 전압 레벨은 $2n-1$ 이다.

다이오드 클램프형 인버터는 고전압 DC 전송라인과 AC 전송라인을 연결하는 데 적용할 수 있다. 또한, 고전력 중전압(2.4kV~13.8kV) 모터의 가변속 구동에도 적용될 수 있으며, SVC에도 적용될 수 있다. 다이오드 클램프형 인버터는 모든 상(phase)이 공통의 DC단을 공유하므로 대칭 부하에 대해 전력 맥동이 없어 컨버터의 캐패시터의 크기를 줄일 수 있다. 또한 기본파 주파수 스위칭이 가능하고, 효율도 높다. 하지만, 단일 인버터 시스템으로 구성할 경우, 4-레벨 이상 확장 시에 DC단을 구성하는 각 캐패시터의 전압을 제어하기가 어려우므로 특별한 DC단 캐패시터 전압 제어가 필요하다. 또한, 레벨이 높은 시스템의 경우에 클램핑 다이오드의 비용과 회로 연결이 복잡해져, 이로인

해 포유(stray) 인덕턴스가 커지고 기계적 구성이 어려워진다.

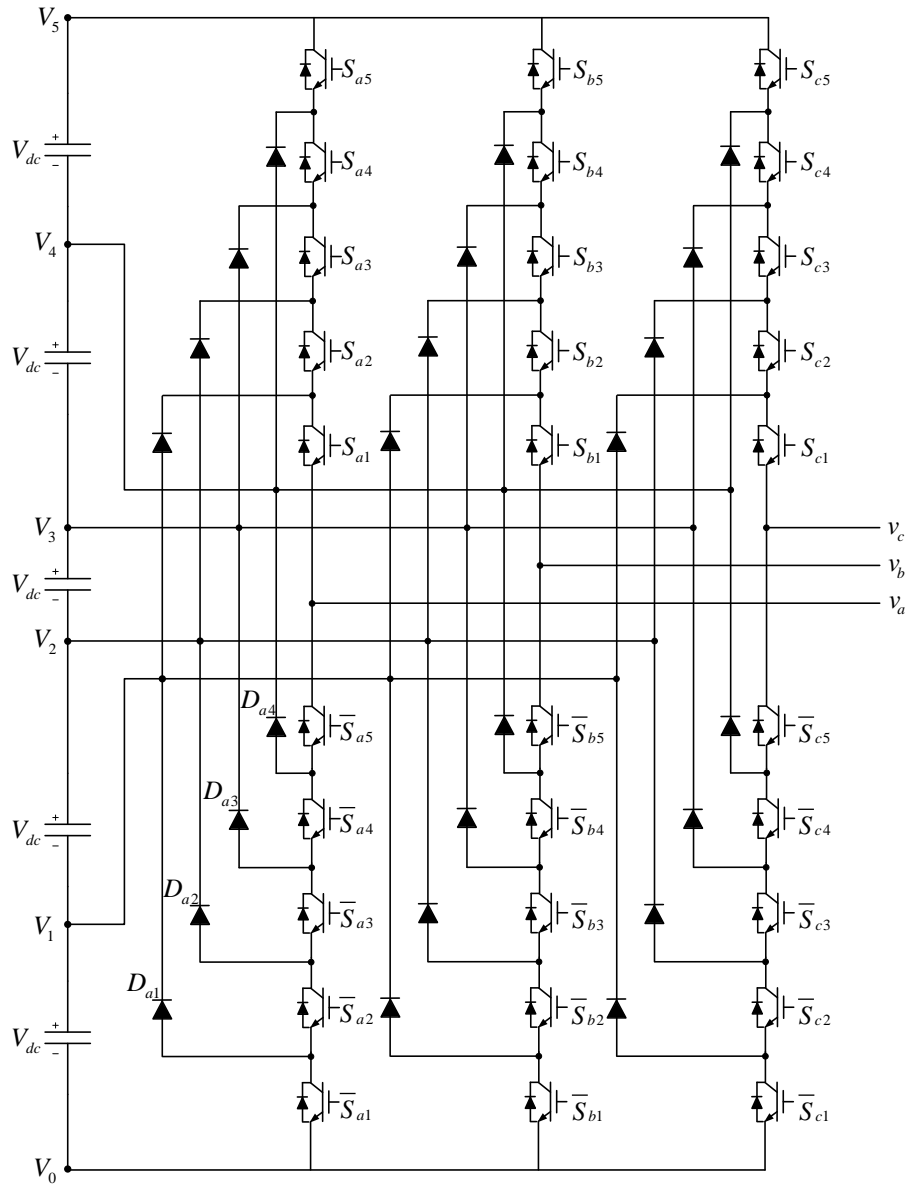


그림 2.1.3상 6-레벨 다이오드 클램프형 멀티레벨 인버터의 구조.

표 2.1.6-레벨 다이오드 클램프형 인버터의 전압과 스위칭 상태.

v_{ao}	스위칭 상태									
	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	\bar{S}_{a5}	\bar{S}_{a4}	\bar{S}_{a3}	\bar{S}_{a2}	\bar{S}_{a1}
$5V_{dc}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
$4V_{dc}$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$3V_{dc}$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$2V_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
V_{dc}	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

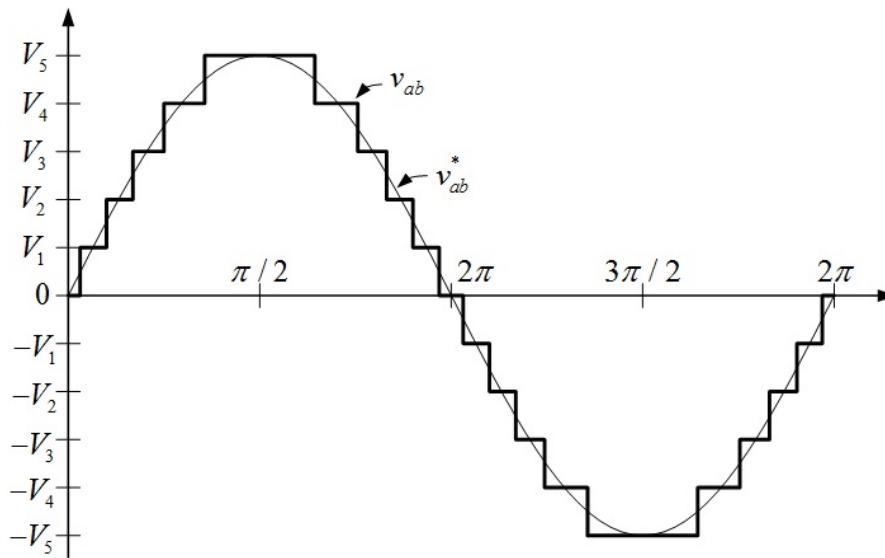


그림 2.2. 6-레벨 다이오드 클램프형 인버터의 선간 전압 파형.

2.2.2. 플라잉(flying) 캐패시터 멀티레벨 인버터[19]

플라잉 캐패시터 개념을 이용한 인버터는 1992년에 Meynard와 Foch에 의해 소개되었다. 플라잉 캐패시터 인버터는 2.1.1절에서 소개한 다이오드 클램프형 인버터와 비슷한 구조를 가지는데, 클램핑 다이오드 대신에 캐패시터를 적용한 구조이다. 회로 구조는 그림 2.3과 같다. 그림에서 보듯이, 두 개의 인접한 캐패시터 레그의 전압 차가 출력 전압의 전압 증가분(voltage step)이 된다. 표 2.2에서는 6-레벨 플라잉 캐패시터 인버터의 상 전압 합성을 위한 스위칭 상태를 나타내고 있다. 표에서 보듯이, 플라잉 캐패시터는 하나의 출력 전압에 대하여 두 개 이상의 내부 레그 전압 레벨의 중복성(redundancy)을 가지는 경우가 있다는 장점이 있다.

다이오드 클램프형 인버터와 달리, 직렬로 인접한 스위치가 함께 켜지게 할 필요가 없다. 즉, 다이오드 클램프형 인버터는 선간 전압의 합성 중복성만 가지지만, 플라잉 캐패시터 인버터는 상 전압 합성 중복성도 가지고 있다. 이 중복성은 개별 캐패시터의 충·방전 선택을 가능하게 하고, 이를 이용하여 캐패시터 전압 균형 제어를 할 수 있다. n-레벨 플라잉 캐패시터 인버터는 (n-1)개의 DC 링크 캐패시터를 가지며, 캐패시터 전압 정격이 각 능동 스위치 소자의 정격과 같다면 각 상 당 $(n-1) \times (n-2) / 2$ 개의 캐패시터가 필요하다. 플라잉 캐패시터 멀티레벨 인버터는 상 전압 중복성이 있어서, 이를 이용한 캐패시터 전압 균형 제어가 가능하지만, 모든 캐패시터의 전압레벨을 센싱하여 제어하는 것이 복잡하고, 초기 구동 시에 모든 캐패시터를 초기 충전하여 같은 전압 레벨을 가지도록 하는 과정이 필요하다. 또한, 유효전력 전송에 있어서 스위칭 이용률과 효율이 나쁘다고 알려져 있다. 그리고 레벨이 높아지면서, 많

은 수의 캐패시터의 존재로 인해 비용과 부피의 부담이 크다는 단점이 있다.

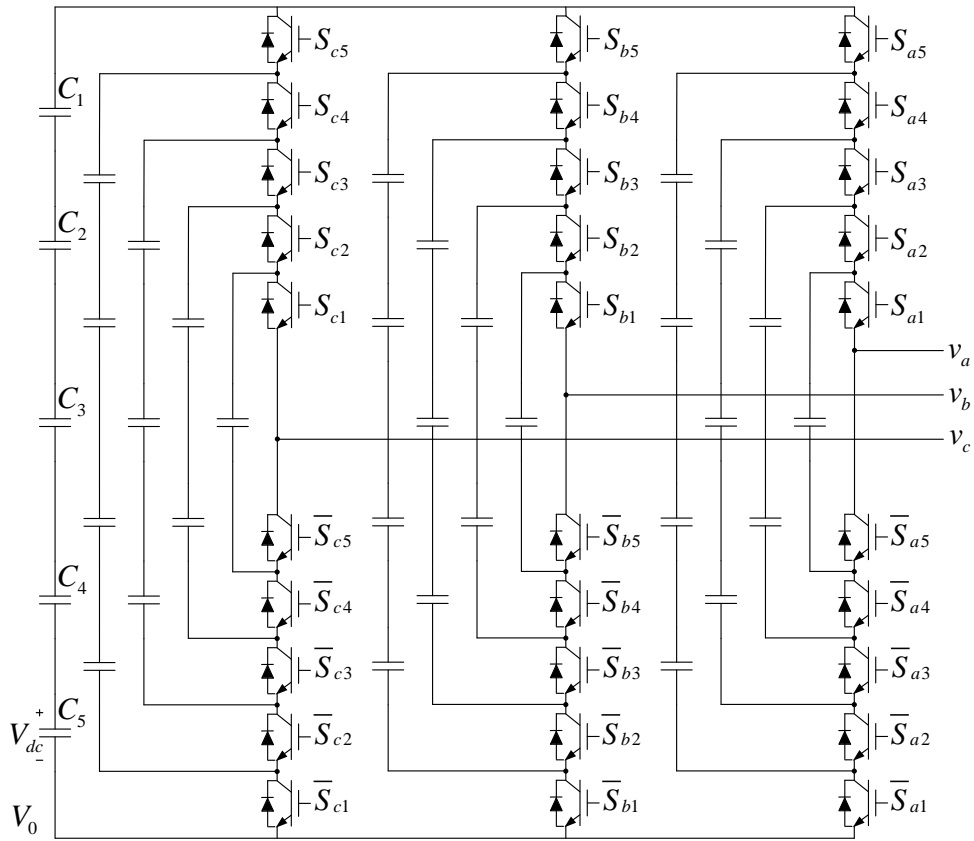


그림 2.3. 6-레벨 플라잉 캐패시터 멀티레벨 인버터의 구조.

표 2.2. 6-레벨 플라잉 캐패시터 인버터 전압과 스위칭 상태.

v_{ao}	스위칭 상태									
	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	\bar{S}_{a5}	\bar{S}_{a4}	\bar{S}_{a3}	\bar{S}_{a2}	\bar{S}_{a1}
$5V_{dc}$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$4V_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0
	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0
$3V_{dc}$	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1
	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1
	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0
	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0
$2V_{dc}$	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0
	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1
	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0
	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
V_{dc}	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1
	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1
	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1
	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	

2.2.3. 직렬연결 H-브릿지 멀티레벨 인버터[20]

그림 2.4는 n-레벨 직렬연결 H-브릿지 멀티레벨 인버터의 회로 구성을 보여준다. 독립된 DC 전원은 단상 H-브릿지 인버터에 연결되어 있다. H-브릿지 인버터의 출력은 $+V_{dc}$, 0, $-V_{dc}$ 로 세 가지의 출력 전압을 낼 수 있다. 출력 상 전압은 각 H-브릿지 인버터의 출력으로 합성된다. 출력 상 전류의 레벨은 독립된 DC 전원의 개수(s)에 의해 결정되며, $n=2s+1$ 의 관계를 가진다. 즉, 5개의 DC 전원을 가지는 직렬연결 H-브릿지 인버터는 11개의 레벨을 가진다. 또한 상 전압은 $v_{an} = v_{a1} + v_{a2} + v_{a3} + v_{a4} + v_{a5}$ 의 관계를 가진다.

직렬연결 H-브릿지 멀티레벨 인버터는 MMC와 같이 모듈화된 구조를 가진다. 따라서 회로 구조 및 제어 방식이 MMC와 유사하다. 하지만, 직렬연결 H-브릿지 인버터는 독립된 DC단 전원으로 복잡한 변압기를 사용한다. 변압기의 2차측 간에 위상 차이를 통해 입력측 역률을 개선한다. 직렬연결 H-브릿지 인버터는 모듈화 구조로 손쉽게 전압 레벨을 높여 고품질의 전력 생산이 가능하다. 따라서, 신재생 에너지 관련 분야 등에 폭넓게 사용되고 있다. 또한 DC-전원을 배터리와 울트라 캐패시터들로 구성하여, 전기자동차의 주요 견인력을 위한 모터 구동에도 사용 가능하다. 반대로 정류기로 작용하여 배터리를 충전할 수도 있다. 직렬연결 H-브릿지 멀티레벨 인버터의 장·단점은 다음과 같다. 앞서 언급하였듯이, 각 DC 전원과 H-브릿지 인버터는 모듈화가 가능하여 대량생산과 조립, 유지보수가 용이하다. 또한, 각 상 전압 레벨은 DC 전원의 개수의 2배 이상으로, 손쉽게 출력 전압 레벨을 올릴 수 있다. 그리고 낮은 스위칭 주파수에서도 출력 고조파가 적게 발생한다. 하지만, H-브릿지 인버터의 DC 전원은 서로 독립적이어야 하므로, 개별 전원이 전기적으로 절연되어야

하며, DC 전원을 변압기로 절연된 정류기를 통해 얻을 경우, 부피가 매우 커지는 단점이 있다.

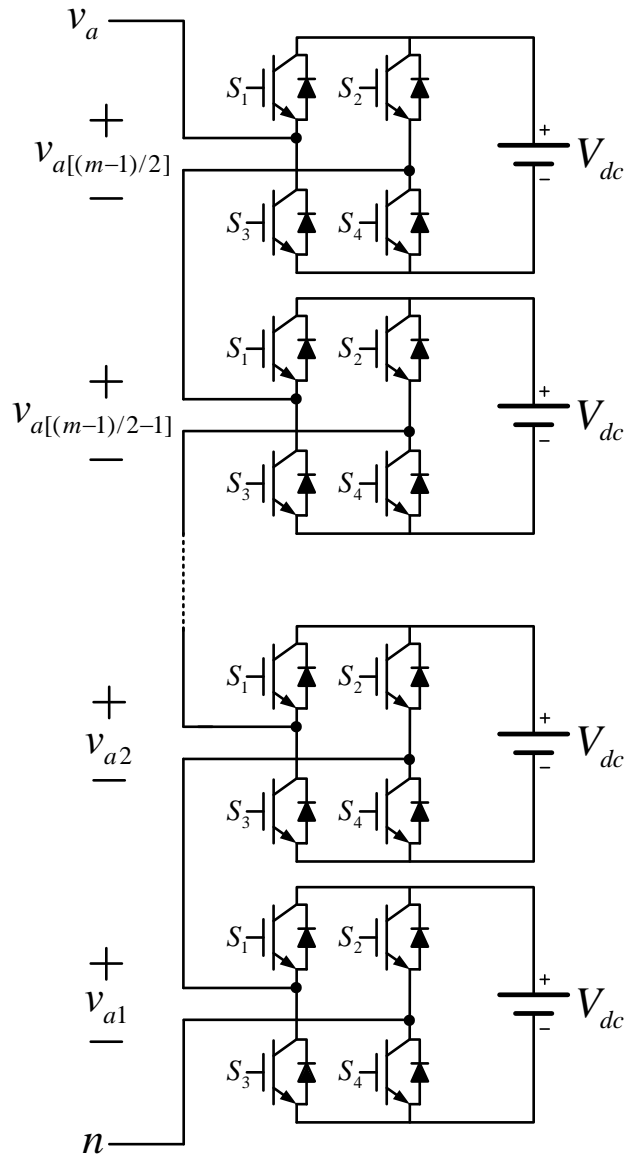


그림 2.4. 직렬연결 H-브릿지 멀티레벨 인버터의 단상 회로도.

3. MMC 시스템의 개요

3.1. 모듈형 다단 컨버터

모듈형 다단 컨버터(Modular Multilevel Converter; MMC)는 새로운 형태의 전압원 컨버터 중 하나로써, 중·고전압 DC 전력 전송과 신재생 에너지 등에 사용할 수 있는 회로방식이다. MMC는 다음과 같은 장점 및 특징이 있다. 첫째, 하위 모듈 셀의 직렬 연결로 손쉽게 전압 레벨을 높일 수 있어서 수 십 kV에서 수 백 kV에 이르는 송·배전급 고전압에도 적용할 수 있다. 이 경우, 통상 수 십~ 수 백 개의 셀이 직렬 연결되어 레그를 구성하므로, 각 셀의 스위칭 주파수를 출력 주파수 부근으로 유지하더라도 출력 전압 파형의 고조파 함유율이 매우 낮아진다. 따라서, AC 출력 단에 수동 필터(passive filter)를 대폭 줄이거나 없앨 수 있다. 또한, 모듈 구조를 가지므로, 구조의 유연성이 있고, 각 셀의 양산에 의해 전체 전력 변환 장치의 가격을 줄일 수 있다. 또, 동일 셀의 반복 사용에 따라 유지 보수 측면에서도 유리하다. 둘째, DC-링크 캐패시터가 각 셀에 분산 설치되므로, 전압형 인버터에서 초래되는 집중된 직류단 에너지 저장에 따른 소자 단락 시 발생할 수 있는 여러 사고 가능성으로부터 비교적 자유로울 수 있으며, 각 셀에 분포된 직류단으로 인하여 포유 인덕턴스의 크기도 같은 용량의 전압형 인버터에 비해 크게 줄일 수 있다. 셋째, 여러 개의 셀이 직렬 연결되어 출력 파형을 구성하므로, 같은 출력 전압 품질을 유지하는 전압형 인버터에 비해 PWM 캐리어 주파수가 대폭 낮아질 수 있다. 따라서 전력 스위치 소자에서 발생하는 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 넷째, 각 하위모듈 셀의 고장 시, 해당 고장 셀만 우회(bypass)시켜 캐패시터를 방전시

김으로써 전체 시스템에 큰 영향을 주지 않고, 연속적인 정상 운전이 가능하다. 다섯째, 직렬연결 H-브릿지 인버터와 형태는 비슷하지만, 독립된 직류단 전원이 따로 필요하지 않다. 따라서 특수한 형태의 변압기가 필요하지 않고, 상용 교류 변압기를 사용할 수 있으므로 비용과 크기를 대폭 줄일 수 있다.

위와 같은 장점 및 특징을 이유로, HVDC등의 고전압 분야의 적용에 있어서, 기존의 전류원 컨버터나 2-레벨 컨버터가 멀티레벨 인버터로 대체되고 있으며, 특히 MMC를 이용한 멀티레벨 시스템이 주목 받고 있다. 또한, 저비용, 경량화의 장점으로 MMC는 전기 추진 선박 등 배전급 고전압(**medium voltage**)에 사용되는 여러 전동기 구동 분야에도 적용 가능성이 큰 회로 방식이다.

하지만 MMC도 여타 멀티레벨 컨버터와 같이, 기존의 2-레벨 컨버터에 비해 보다 복잡한 제어가 필요하다는 단점이 있다. 안정적인 시스템의 구동을 위해 하위 모듈 셀들의 캐패시터 전압 균형을 맞추기 위한 제어가 필수적이다. 또한, 레그 당 암 전류의 평균으로 정의되는 순환전류의 크기를 줄이는 노력도 필요하다. 본 절에서는 MMC 시스템의 전체적인 구성에 대하여 설명하고, 각 하위 모듈의 구조와 암 인덕터에 대하여 설명한다. 또한, MMC 시스템의 모델링을 통해 본 논문의 이론적인 전개를 위한 기본적인 시스템 구동 원리 및 배경 이론에 대하여 정의하고 서술한다.

3.2. MMC 시스템의 구성

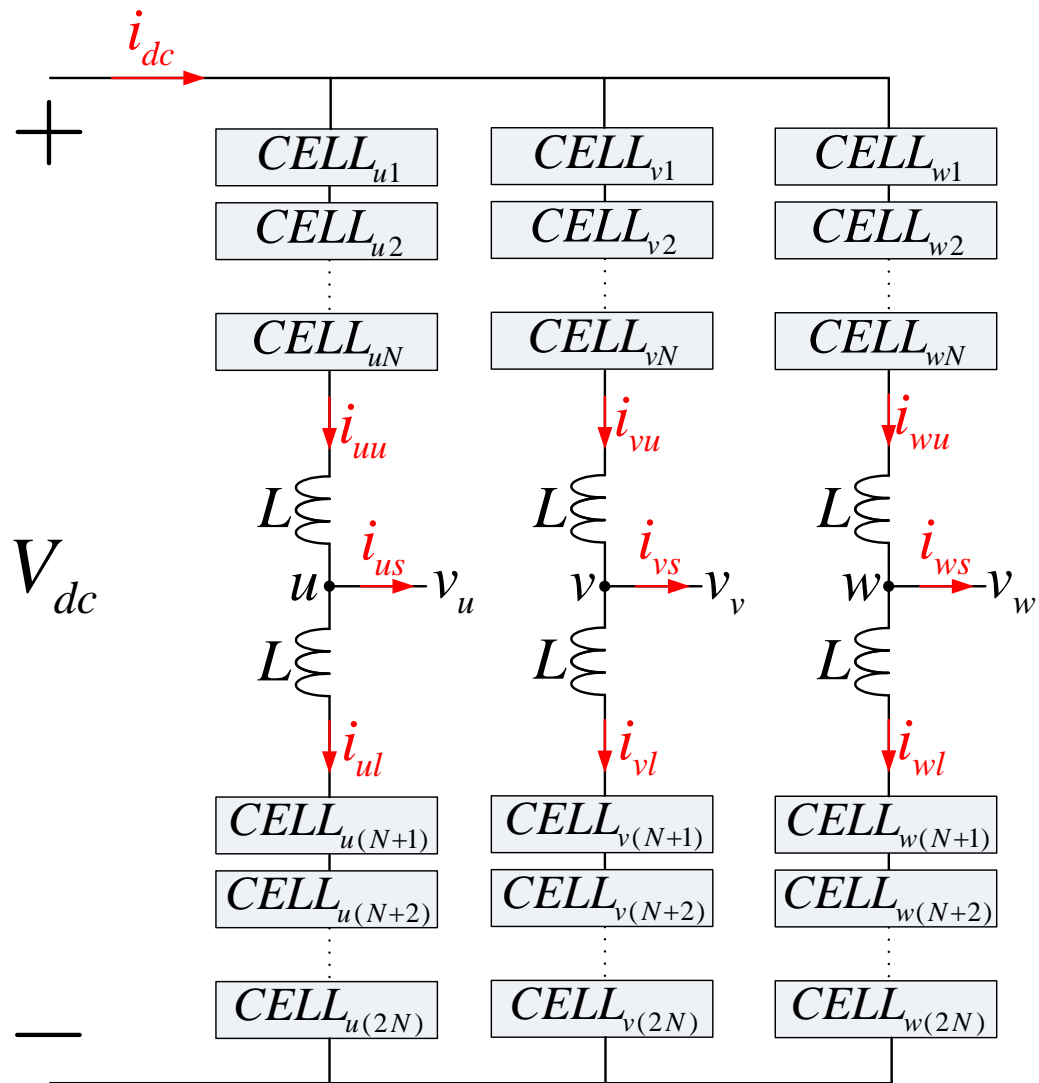


그림 3.1. $N+1$ 레벨 3상 MMC 시스템의 회로 구성.

그림 3.1은 N+1레벨 3상 MMC 시스템의 회로 구성을 보여준다. 입·출력은 DC단 (V_{dc})과 3상 AC단 (v_u, v_v, v_w)으로 구성되어 있다. 인버터로 동작할 경우, DC 전원으로부터 원하는 AC 출력을 얻는다. 반대로, 정류기(rectifier)로 동작할 경우, 계통 등의 AC 전원으로부터 원하는 크기의 DC 출력을 얻을 수 있다. 또한, 두 개의 MMC 회로를 DC 링크를 공유하는 Back-to-Back 형태로 연결시킬 수도 있다. 그림에서 'CELL'로 표시된 블록은 하위모듈(sub-module) 셀, 또는 간단히 셀이라고 명명한다. 셀은 본 시스템의 최소 단위 모듈로 그림 3.2과 같이 반파 브릿지 인버터(half-bridge inverter) 또는 전파 브릿지 인버터(full-bridge inverter or H-bridge inverter)와 캐패시터의 병렬 연결로 구성된다. 그림 3.1에서 보듯이, MMC 시스템은 N개의 셀이 직렬 연결되어 하나의 암(arm)을 구성한다. 그리고, 상단 암과 하단 암이 하나의 레그(leg)를 구성하는데, 3상 시스템에는 3개의 레그가 존재한다.

각 암에는 하나의 암 인덕터가 존재하는데, 이는 시스템 사고 시에 급격한 전류의 증가를 막는 역할을 한다. 또한, 암 인덕터는 순환전류를 제어하지 않는 직접 구동 방식(Direct Modulation)에서는 순환 전류의 크기를 제한하기 위해서도 필요하며, 반대로, 순환 전류 제어방식에서는 암 인덕터에 걸리는 전압을 제어하여 순환 전류를 제어하는데 이용된다.

3.2.1. 하위모듈 셀(Sub-Module Cell)의 구조

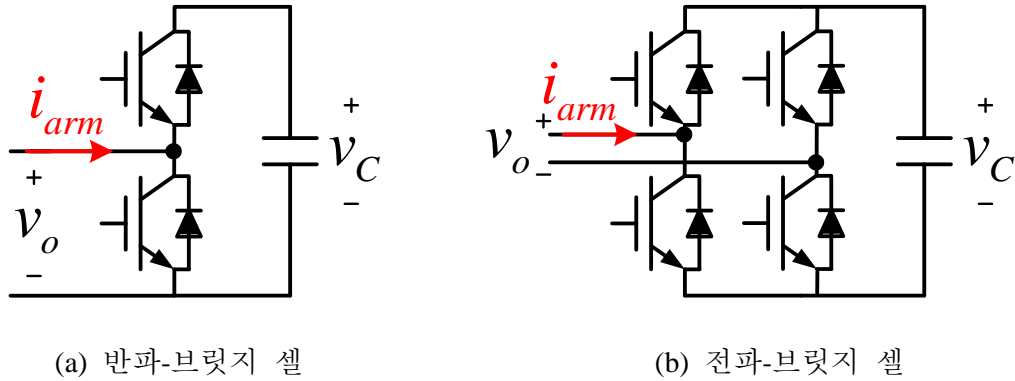


그림 3.2. 두 가지 형태의 개별 하위모듈 셀의 구조.

그림 3.2(a)에 반파-브릿지 형태의 셀 구조가 나타나 있다. 이는 양방향 능동 스위치 2개와 캐패시터로 이루어져 있다. 그리고, 출력 전압(v_o)은 v_c 또는 0으로 두 가지 값을 가질 수 있다. 그림 2.7(b)는 전파-브릿지 형태의 셀 구조이며, 스위치 4개와 캐패시터로 구성된다. 전파-브릿지 셀의 출력전압은 $-v_c$, 0, v_c 로 세가지 값을 갖는다. 스위치 개수의 측면에서, 일반적으로 반파-브릿지 셀은 전파-브릿지 형태보다 비용과 손실 면에서 이득이다. 전파-브릿지 셀로 구성된 MMC 시스템의 경우, 셀의 출력 전압 종류가 더 많으므로 상대적으로 고조파 특성이 더 좋다. 또한, DC단 사고 발생시 암 양단 전압의 극성을 바꾸어 간단히 암 전류의 발산을 막을 수 있다. 하지만, 본 논문에서는 제조 원가와 전력 변환 효율에 있어 장점이 있는 반파-브릿지 셀로 구성된 MMC 시스템에 관해 다루도록 한다[1].

MMC 셀의 캐패시터는 스위칭 상태와 셀에 흐르는 전류(암전류)의 방향에

따라 충·방전이 결정된다. 본 논문에서 다루는 반파-브릿지 셀의 경우에는 전류의 방향에 따라 셀 캐패시터 에너지의 충·방전이 결정된다. 반파-브릿지 셀을 구성하는 스위치는 서로 상보적(complementary)으로 동작하며, 각 스위치 상태와 셀 출력 단 전류의 방향에 따라 가능한 캐패시터 에너지 충·방전 형태는 표 3.1과 같다. 스위칭 함수(s)가 0인 경우, 반파-브릿지 회로의 하단 스위치가 켜지고 출력 전압은 0이 된다. 이때의 셀 출력 단 전류는 셀 내부 캐패시터를 통과하지 않기 때문에, 셀 캐패시터 전압에 영향을 주지 않는다. 스위칭 함수가 1인 경우, 반파-브릿지 회로의 상단 스위치가 켜지고 셀 캐패시터 전압이 출력된다. 셀 출력 단 전류는 셀 내부 캐패시터를 통과하기 때문에, 전류의 부호가 양을 때는 캐패시터 에너지를 증가시켜 내부 셀 전압이 증가하게 된다. 반대로, 셀 출력 단 전류의 부호가 음일 때는 캐패시터 에너지를 감소시켜 셀 내부 전압이 감소한다.

표 3.1. 스위칭 상태에 따른 반파-브릿지 셀의 캐패시터 에너지 변화.

	S = 0	S = 1
$i_{arm} > 0$		
	v_C 변화 없음	v_C 증가
$i_{arm} < 0$		
	v_C 변화 없음	v_C 감소

3.2.2. 암 인덕터(Arm Inductor)의 선정 [2],[3]

기존의 2-레벨 전압원 인버터와 달리, MMC의 상·하단 암에는 각각 하나의 인덕터가 존재한다. 이를 암 인덕터(Arm Inductor)라 명명하며, 주로 두 가지 중요한 기능을 한다.

첫째, 암 인덕터는 순환전류 크기를 억제한다. 3상 MMC 시스템에서 3개의 레그의 양 끝 단은 DC 측의 양 끝 단과 각각 연결되어 있다. 따라서 상·하단 암에서 합성되는 전압의 합이 DC단 전압(V_{dc})과 같지 않다면, 이런 불균형을 해소하기 위한 전류가 흘러 두 전압의 차 크기의 전압이 암 인덕터에 걸리게 된다. 이러한 전압 불균형으로 인해 발생하는 전류를 일반적으로 순환전류(circulation current)라 정의한다. 따라서 암 인덕터를 적절히 설계하여, 순환전류의 크기를 제한하여 순환전류가 제어 불가능한 크기로 커지지 않게 막아 주어야 한다. 따라서 순환전류의 최대값(peak value), $I_{2\omega_s}$ 이 주어진다면, 암 인덕터의 인덕턴스는 (3.1)와 같이 유도된다[3].

$$L = \frac{N}{8\omega_s \cdot C} \left(\frac{i_{dc}}{3I_{2\omega_s} \cdot \cos\varphi} + 1 \right) \quad (3.1)$$

여기서, ω_s 는 출력 기본파 주파수이며, C 는 셀 캐패시터의 크기, N 은 암 당 하위모듈 셀의 개수를 의미한다. i_{dc} 는 그림 3.1에서 DC단 전류를 의미하고, φ 는 출력 전압과 전류의 부하 각(load angle)을 의미한다.

둘째, 암 인덕터는 MMC 시스템의 사고 시, 급격한 전류의 증가를 막는다. 시스템 내외적으로 사고가 발생하면, 사고를 감지하여 모든 셀을 우회(bypass)시키거나 기타 적절한 조치를 취할 수 있다. 하지만 사고 대처 시까지 걸리는 시간 동안 사고 전류의 급작스런 증가에 대한 대응이 필요한데, 암 인덕터의

적절한 설계를 통해 사고 시 각 셀에 통과하는 전류를 시스템 최대 허용 전류 이하가 되게 해야 한다.

이를 위한 암 인덕터의 인덕턴스는 (3.2)과 같이 유도된다.

$$L = \frac{V_{dc}}{2\alpha} \quad (3.2)$$

여기서, α 는 사고 시 전류의 증가율을 의미하고, 단위는 [kA/s]이다. 따라서 V_{dc} 의 단위는 [kV]이다.

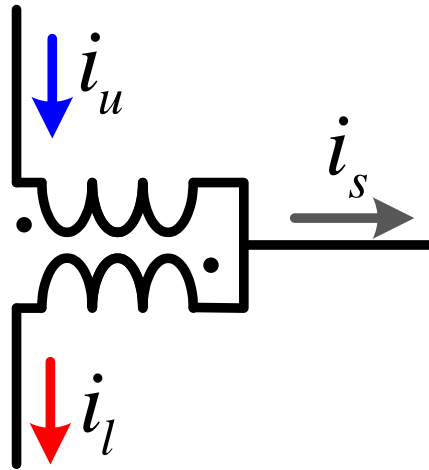


그림 3.3. 탭 인덕터를 적용한 출력단 회로도.

암 인덕터 형태에 있어서, 상·하단 암에 각각 개별 인덕터를 사용할 경우, 인덕턴스에 의한 전압강하가 발생하여 그로 인해 교류 출력 전압을 제어하기 위한 직류 단 전압 여유분이 부족해질 수 있는 가능성이 있다. 하지만, 탭 인덕터를 사용하여 중간 탭을 교류 출력단과 연결하여 사용할 경우, 자기 결합 (magnetic coupling) 효과로 인해 출력 전류 입장에서 보면 상호 인덕턴스

(mutual inductance)가 자기 인덕턴스(self inductance)를 감소시키는 방향으로 작용하기 때문에 출력전압에 인덕턴스 전압 강하 현상을 현저히 줄일 수 있는 장점이 있다. 그림 3.3과 같이 탭 인덕터를 출력단 회로 부에 적용하면, 암 인덕터를 개별적으로 사용하는 경우에 비해 자기 코어(magnetic core)를 줄일 수 있으므로, 전체 인덕터의 부피와 무게를 현저히 줄일 수 있다[2].

3.3. MMC 시스템 모델링

MMC 시스템은 그림 3.4와 같이 다시 나타낼 수 있다.

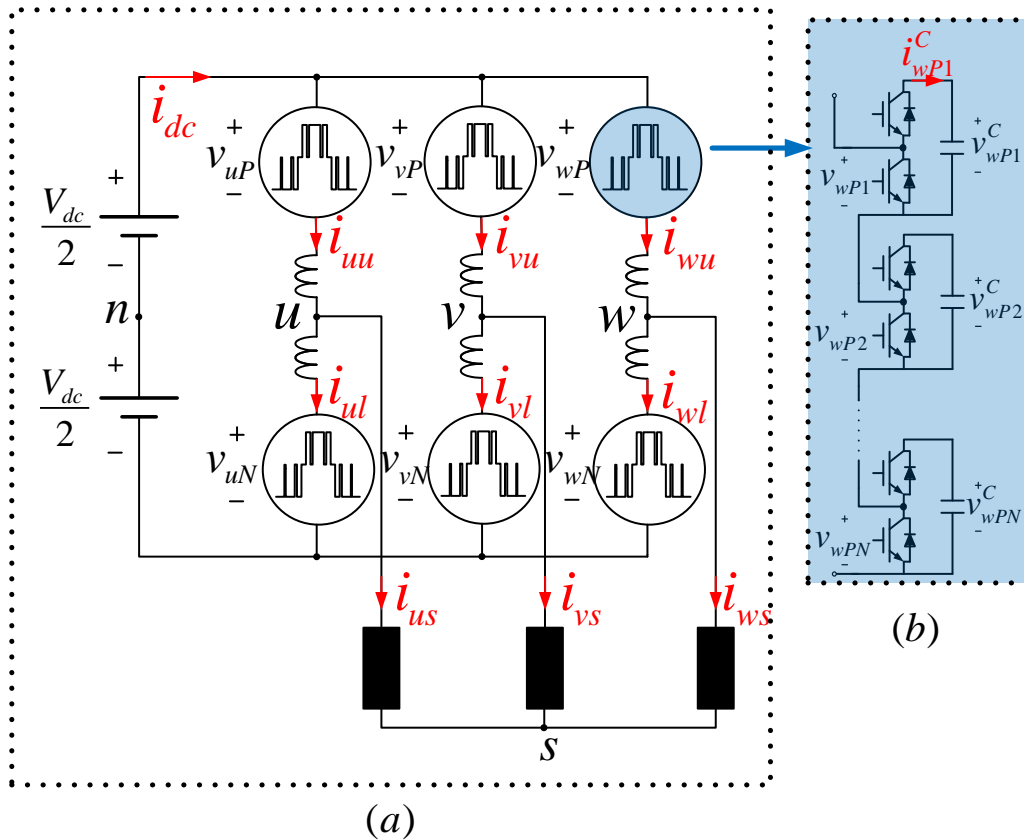


그림 3.4. 3상 MMC 시스템의 모델링.

그림 3.4에서 n 은 직류단의 가상 중성점, s 는 3상 교류 시스템의 중성점, u , v , w 는 각 레그의 출력 기준점을 나타낸다. 그리고 V_{dc} 는 직류단 전압, i_{dc} 는 직류단 전류를 나타내며, (v_{uP}, v_{vP}, v_{wP}) 는 각 상의 상단 암에서 합성되는 출력전압을, (v_{uN}, v_{vN}, v_{wN}) 는 각 상의 하단 암에서 합성되는 출력전압으로 정의

된다. 또한, (i_{uu}, i_{vu}, i_{wu}) 는 각 상의 상단 암에 흐르는 암 전류를, (i_{ul}, i_{vl}, i_{wl}) 는 각 상의 하단 암에 흐르는 암 전류를 의미한다. 그리고 3상 출력 전류는 (i_{us}, i_{vs}, i_{ws}) 로 나타낸다. 이를 바탕으로 x 상($x=u,v,orw$)의 레그에 대한 일반적인 MMC 시스템의 모델링을 그림 3.5와 같이 표현할 수 있다.

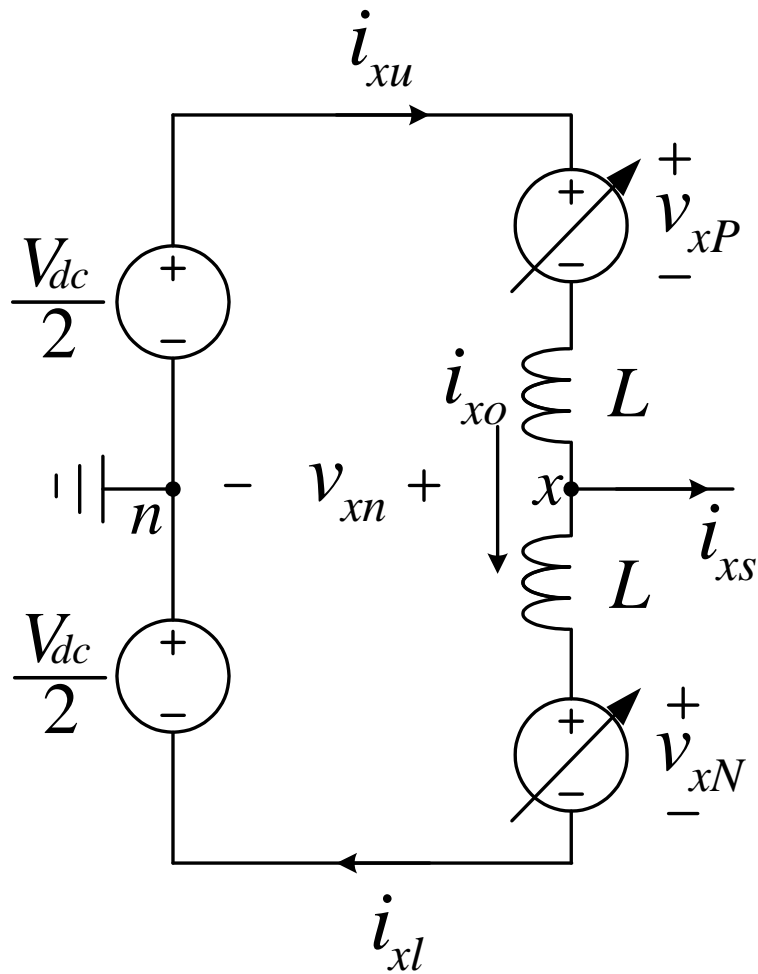


그림 3.5. 일반적인 MMC 시스템의 레그 모듈 모델링.

위 그림에서 (v_{xP}, v_{xN}) 은 x 상의 상, 하단 암의 출력 합성 전압을 나타내며,

(i_{xu}, i_{xl}) 은 x 상의 상, 하단 암 전류를 의미한다. 그리고 i_{xs} 는 x 상의 출력 상 전류를, i_{xo} 는 x 상의 상·하단 암에 공통으로 흐르는 순환전류를 의미하며, 지로(branch)에서 직접 측정할 수 있는 값이 아니라 계산을 통해 얻을 수 있는 값이다. 순환전류는 각 상의 상단 암 전류와 하단 암 전류의 평균으로 정의한다. v_{xn} 은 출력 단과 직류단의 가상 중성점(n) 간의 전위 차, 즉, 극 전압(pole voltage)으로 정의한다. 위 그림을 이용하면 (3.3)-(3.6)과 같은 전류 방정식을 유도할 수 있다[2].

$$i_{xs} = i_{xu} - i_{xl}. \quad (3.3)$$

$$i_{xo} = \frac{i_{xu} + i_{xl}}{2}. \quad (3.4)$$

$$i_{xu} = \frac{1}{2}i_{xs} + i_{xo}. \quad (3.5)$$

$$i_{xl} = -\frac{1}{2}i_{xs} + i_{xo}. \quad (3.6)$$

또한, 키르히호프의 전압법칙(Kirchhoff's Voltage Law; KVL)을 사용하여 (3.7)-(3.8)과 같은 전압 방정식을 유도할 수 있다.

$$-\frac{V_{dc}}{2} + v_{xUL} + v_{xP} + v_{xn} = 0. \quad (3.7)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} - v_{xLL} - v_{xN} + v_{xn} = 0. \quad (3.8)$$

여기서, v_{xUL} 은 상단 암의 인덕터에 인가되는 전압이고, v_{xLL} 은 하단 암의 인덕터에 인가되는 전압을 의미한다.

암 인덕터의 저항 성분과 인덕턴스를 R , L 로 나타내면, 암 인덕터 전압은 (3.9)-(3.10)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{xuL} = Ri_{xu} + L \frac{di_{xu}}{dt}. \quad (3.9)$$

$$v_{xlL} = Ri_{xl} + L \frac{di_{xl}}{dt}. \quad (3.10)$$

순환 전류와 합성 전압의 관계는 (3.7)과 (3.8)의 차로 나타낼 수 있으며, v_{xuL} 과 v_{xlL} 을 각각 (3.9)와 (3.10)으로 치환하면 (3.11)과 같이 표현할 수 있다.

$$\left(R + L \frac{d}{dt} \right) (i_{xu} + i_{xl}) = V_{dc} - (v_{xP} + v_{xN}). \quad (3.11)$$

위 식을 (3.4)의 순환 전류 식으로 다시 나타내면 (3.12)와 같다.

$$V_{dc} - (v_{xP} + v_{xN}) = 2 \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_{xo}. \quad (3.12)$$

한편, 극 전압과 합성 전압의 관계는 (3.7)과 (3.8)의 합으로 나타낼 수 있으며, 마찬가지로 v_{xuL} 과 v_{xlL} 을 각각 (3.9)와 (3.10)로 치환하면 (3.13)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{xn} = -\frac{v_{xP} - v_{xN}}{2} - \frac{1}{2} \left(R + L \frac{d}{dt} \right) (i_{xu} - i_{xl}). \quad (3.13)$$

위 식에 (3.3)을 대입하면, (3.14)와 같이 유도할 수 있다.

$$v_{xn} = -\frac{v_{xP} - v_{xN}}{2} - \frac{1}{2} \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_{xs}. \quad (3.14)$$

(3.14)로부터, 실제 합성되는 극 전압에는 암 인덕터에 걸리는 전압 강하가 존재함을 알 수 있다. 이러한 암 인덕터스에 의한 전압 강하 성분을 줄이기 위해 3.2.2절에서 소개한 탭 인덕터가 사용되기도 한다. 상호 인덕터스(L_m)와 자기 인덕터스(L_s)를 고려한 극 전압은 (3.15)와 같다. 3.2.2절에서 언급한 바와 같이 탭 인덕터를 사용할 경우, 암 인덕터에 의한 전압 강하가 상당히 줄어들

것임을 예상할 수 있다.

$$v_{xn} = -\frac{v_{xP} - v_{xN}}{2} - \frac{1}{2}Ri_{xs} - \frac{1}{2}(L_s - L_m)\frac{d}{dt}i_{xs}. \quad (3.15)$$

3.4. MMC 시스템의 전압 지령 생성

3.3절에서 언급한 모델링을 바탕으로 MMC 시스템의 구동을 위한 적절한 전압 지령을 유도할 수 있다. 첫 번째로 3상 시스템을 구동하기 위한 적절한 극 전압 합성을 위한 전압 지령 생성 방법과 두 번째로 순환 전류를 제어하기 위한 전압 지령 생성 방법을 본 절에서 언급한다.

3.4.1. 극 전압 합성을 위한 전압 지령 생성

식 (3.14)로부터, 상 전압 지령을 v_{xn}^* 으로 가정할 시, 이를 합성하기 위한 전압 지령은 만약 특별하게 탭 인덕터를 사용하지 않는다면, 암 인덕터에 의한 전압 강하 성분을 고려해야 한다. 이를 v_{xs}^{**} 과 오프셋(offset) 전압 지령 v_{sn}^* 을 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{xn}^* = -\frac{v_{xP} - v_{xN}}{2}. \quad (3.16)$$

$$v_{xn}^* = v_{xs}^{**} + v_{sn}^*. \quad (3.17)$$

$$v_{xs}^{**} = v_{xs}^* + \frac{1}{2}\left(R + L\frac{d}{dt}\right)i_{xs}. \quad (3.18)$$

즉, 상 하단 암에서 합성되는 극 전압은 상 전압 지령과 오프셋 전압 지령의 합으로 표시됨을 확인할 수 있다. 이를 바탕으로 상 전압을 합성하기 위한 극 전압을 다음과 같이 상·하단 암의 PWM 전압 지령으로 인가해야 함을 알 수 있다.

$$v_{xP}^* \Big|_{out} = -v_{xN}^*. \quad (3.19)$$

$$v_{xN}^* \Big|_{out} = v_{xN}^*. \quad (3.20)$$

만약, 상·하단 암에서 PWM에 의해 합성되는 전압이 실제 전압과 같다면 (3.16)이 만족됨을 확인할 수 있다. 식 (3.19), (3.20)에 의해 합성되는 극 전압 지령은 상·하단 암의 합성되는 전압 차에 의해서만 결정되므로 순환전류에는 영향을 미치지 않는다.

3.4.2. 순환전류 제어를 위한 전압 지령 생성

식 (3.9)-(3.12)로부터 순환전류를 결정하는 전압은 상·하단 암 인덕터 전압의 합에 의해 결정되는 것을 알 수 있다. 따라서 다음과 같이 순환전류 제어를 위한 전압 지령 v_{xo}^* 를 정의할 수 있다.

$$v_{xo}^* = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_{xo}. \quad (3.21)$$

본 논문에서는 위 전압 지령을 간단히 레그 옵셋 전압으로 정의한다. (3.21)을 (3.12)에 대입하면, (3.22)와 같다.

$$v_{xo}^* = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{(v_{xP} + v_{xN})}{2}. \quad (3.22)$$

식 (3.22)에서 레그 옵셋 전압은 직류단 전압과 상·하단 암의 합성되는 전압 간의 차이에 의해서만 발생하며, 이는 극 전압에 영향을 미치지 않는다. 순환전류 제어를 위한 전압 지령 ($v_{xP}^* \Big|_{cir}, v_{xN}^* \Big|_{cir}$)을 만족하기 위해 각 암에는 다음과 같은 전압 지령이 인가되어야 한다.

$$v_{xP}^* \Big|_{cir} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{xo}^*. \quad (3.23)$$

$$v_{xN}^* \Big|_{cir} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{xo}^* . \quad (3.24)$$

마찬가지로, 상·하단 암에서 PWM에 의해 합성되는 전압이 실제 지령 전압과 같다면 (3.22)가 만족됨을 확인할 수 있다.

3.4.3. 전체 전압 지령 생성

3.4.1절과 3.4.2절에서 볼 수 있듯이, 극 전압 지령은 상·하단 암의 합성 전압의 차에 의해 결정되고, 레그 옵셋 전압은 상·하단 암의 합성 전압의 합에 의해서만 결정된다. 따라서, 각 지령은 독립적으로 존재하고 이를 중첩(superposition)하여 (3.25), (3.26)과 같이 상·하단 암의 지령을 정의할 수 있다.

$$v_{xP}^* = v_{xP}^* \Big|_{out} + v_{xP}^* \Big|_{cir} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{xn}^* - v_{xo}^* . \quad (3.25)$$

$$v_{xN}^* = v_{xN}^* \Big|_{out} + v_{xN}^* \Big|_{cir} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{xn}^* - v_{xo}^* . \quad (3.26)$$

3.5. MMC 시스템의 전압 합성 방법과 셀 간의 균형제어 방법[8]

3.5.1. 위상 천이 PWM (phase-shifted PWM)[2]

일반적으로, m -레벨의 멀티레벨 인버터는 $(m-1)$ 개의 삼각 반송파(triangular carrier)가 필요하다. 그림 3.6에서 볼 수 있듯이, 위상 천이 PWM 방식에서는 모든 삼각 반송파들이 같은 주파수와 같은 첨두 간(peak-to-peak) 크기를 가지지만, 인접한 두 개의 반송파는 $2\pi/(m-1)$ rad의 위상차이를 갖는다. 따라서, 한 암에 N 개의 셀이 존재하는 MMC시스템은 $N+1$ 레벨 인버터가 되므로, 각 암의 셀 간의 반송파는 $2\pi/N$ radian의 위상차이를 가진다. 또한 상단 암 셀과 하단 암 셀의 반송파의 위상차는 서로 π/N radian이다. 위상 천이 PWM 방식은 각 셀의 합성 전압을 더하여 암 출력 전압을 형성하는 방법이므로, 각 셀마다 제어기가 별도로 필요하다. 따라서 각 셀 제어기가 셀 간의 전압 균형을 맞추는 제어를 수행한다. 모든 셀의 캐패시터 전압이 같아지는 방향으로 제어기가 작동하므로, 3.5.2절에서 설명할 레벨 천이 PWM처럼 셀 캐패시터 전압 분류(sorting)과정이 필요 없다. 또한 유효 스위칭 주파수가 반송파의 개수만큼 증가하게 되므로, 셀의 개수가 늘어날수록 매우 낮은 전 고조파 왜율(Total Harmonic Distortion; THD)을 갖는다. 하지만, 셀의 개수가 늘어날수록 제어기의 부담이 커지게 되는 단점이 존재한다.

3.5.2. 레벨 천이 PWM (level-shifted PWM)[9]

위상 천이 PWM과 유사하게, N레벨 MMC는 N개의 동일 주파수, 동일 크기의 삼각 반송파를 가진다. 하지만, 레벨 천이 PWM은 N개의 삼각 반송파를 수직적으로 인접하게 배치시키는 방식으로 그림 3.7과 같다. 레벨 천이 PWM 방식은 수직적 반송파의 레벨 사이의 위상 차 조합에 따라 모든 반송파가 동상(in phase)인 in-phase disposition(IPD), 각 반송파가 교대로 반대 위상을 가지는 alternative phase opposite disposition(APOD), 그리고 지령 0을 기준으로 양의 위치에 있는 반송파와 음의 위치에 있는 반송파가 서로 반대 위상을 가지는 phase opposite disposition(POD)의 세 종류로 나뉜다. 레벨 천이 PWM을 MMC 시스템에 적용할 경우에도 마찬가지로 위상 천이 PWM에서와 같이 셀 캐패시터들의 전압 불평형을 해소하는 방법이 필요하다. 따라서 3.2.1절에서 설명한, 스위칭 상태에 따른 셀 캐패시터 전압의 변화를 이용하여, 암 전류의 방향에 따라 켜지는 스위치를 결정해야 한다. 또한, 매 샘플링 마다 각 셀의 캐패시터 전압을 측정하여, 전압 크기 순 분류(sorting) 과정을 통해 각 셀의 통류율(duty ratio)을 배치해야 한다[9]. 만약, 암 전류가 양의 방향으로 흐른다면, 셀의 캐패시터 전압이 가장 낮은 것부터 차례로 큰 통류율을 배치하여 캐패시터의 전압을 증가시킨다. 반대로, 암 전류가 음일 경우, 켜진 셀의 캐패시터 전압이 감소하므로, 가장 셀의 캐패시터 전압이 높은 것부터 차례로 큰 통류율을 배치하여 캐패시터 전압을 감소시킨다. 이런 과정을 통해, 하나의 암의 셀들 간의 상호 전압 불평형을 해소할 수 있다.

3.5.3. 위상 천이 PWM과 레벨 천이 PWM의 비교

전압 합성을 위한 PWM 방법은 DC 단의 맥동(ripple)에 영향을 준다. 따라서 반송파 주파수 및 PWM 종류의 선정은 시스템 제어를 위한 중요한 설계 요건이 되므로 많은 연구가 진행되어 왔다. 그림 3.6과 그림 3.7은 7-레벨 MMC 시스템(N=6)의 모의실험을 통한 출력 선간 전압 파형 및 고조파 스펙트럼을 보여준다. 위상 천이 PWM 방식과 3가지 레벨 천이 PWM 방식으로 총 4개의 방식을 서로 비교하였다. 모든 방식에서 출력 전압 변조지수는 0.9로 하였으며, 출력 전압 주파수는 60Hz로 동일하게 설정하였다. m-레벨 멀티레벨 시스템의 위상 천이 PWM 방식에서의 스위치 소자의 스위칭 주파수($f_{sw,device}$)와 반송파 주파수(f_{cr})의 관계는 (3.27)과 같다.

$$f_{cr} = f_{sw,device} \cdot \quad (3.27)$$

레벨 천이 PWM 방식의 경우에는 (3.28)의 관계를 가진다.

$$f_{cr} = (m-1) \cdot f_{sw,device} \cdot \quad (3.28)$$

또한, 두 경우에서 인버터 스위칭 주파수($f_{sw,inv}$)는 $f_{sw,device}$ 의 (m-1)배의 주파수로 동일하게 나타난다. 따라서, 모의실험에서는 모든 경우에서 $f_{sw,device}$ 가 같도록 반송파 주파수를 설정하였다.

4가지 경우 중 레벨 천이 PWM-IPD 방식이 가장 낮은 선간 출력 전압 THD를 보였다. 레그 읍셋 전압을 무시하는 경우에, 상단 및 하단 암의 전압 지령은 각각 (3.25), (3.26)과 같이 서로 180도 위상차이를 가지고 있고, 각 암의 전압 지령을 반송파와 비교한 후, (3.16)에 따라 극 전압을 합성한다. 또한, 각 암의 지령의 합은 DC단 전압인 V_{dc} 와 같다. 이러한 전압 합성 방법의 경우, 위상 천이 PWM과 레벨 천이 PWM-IPD 방식은 상·하단 암의 합을 순시적으로

V_{dc} 로 맞추는 것이 아니라, 평균적으로 V_{dc} 로 맞춘다. 이러한 이유로 위상 천이 PWM과 레벨 천이 PWM-IPD의 경우 전압 레벨이 POD와 APOD보다 2배 많이 나타난다. 따라서 POD와 APOD의 경우 5kHz 대역부터 고조파가 나타나는데, IPD는 10kHz 대역에서부터 고조파가 나타나며 고조파의 크기 또한 매우 작다. 한편, 위상천이 PWM의 경우에도 5kHz 고조파 성분이 거의 나타나지 않았지만, 10kHz 성분이 매우 크게 나타나므로 IPD 방식보다 THD가 크게 나타났다. 결론적으로, MMC의 암 전압 합성을 위해서는 출력 선간 전압의 고조파 측면에서 IPD 방식이 유리하다는 것을 모의실험을 통해 알 수 있다. 일반적으로도 IPD 변조 방식이 출력 전압의 고주파 특성 면에서 가장 우수하다고 알려져 있다[9].

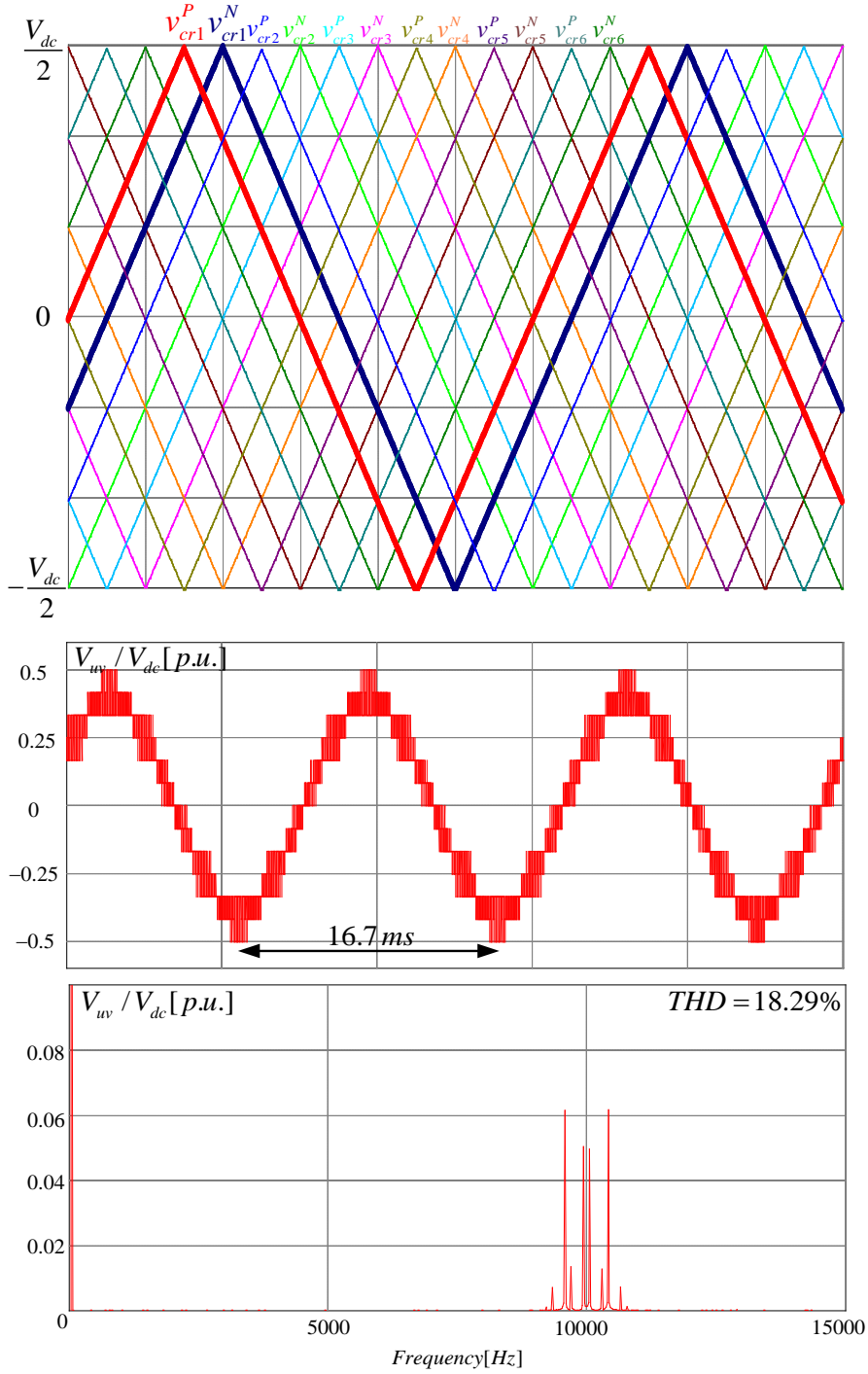
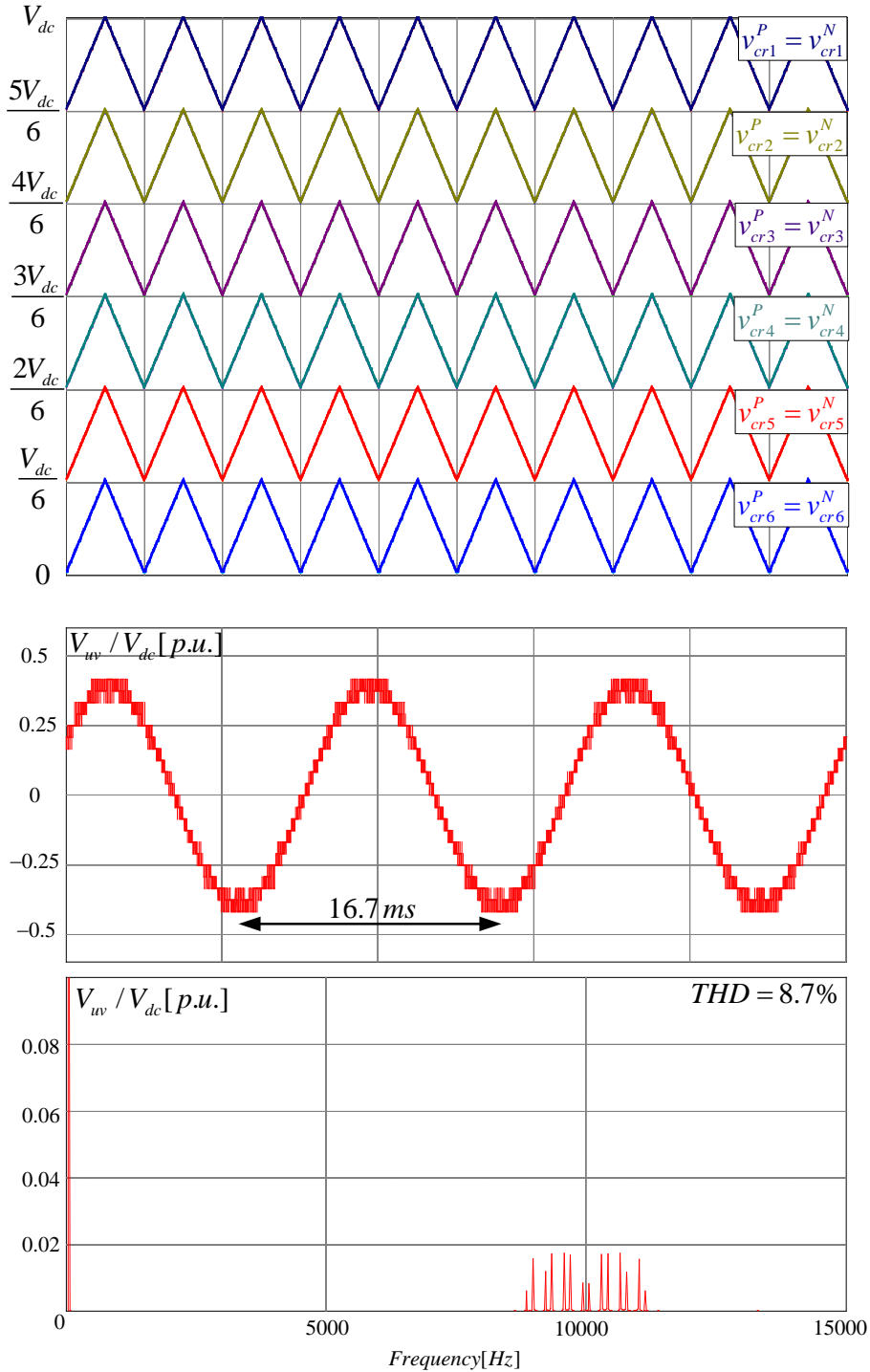
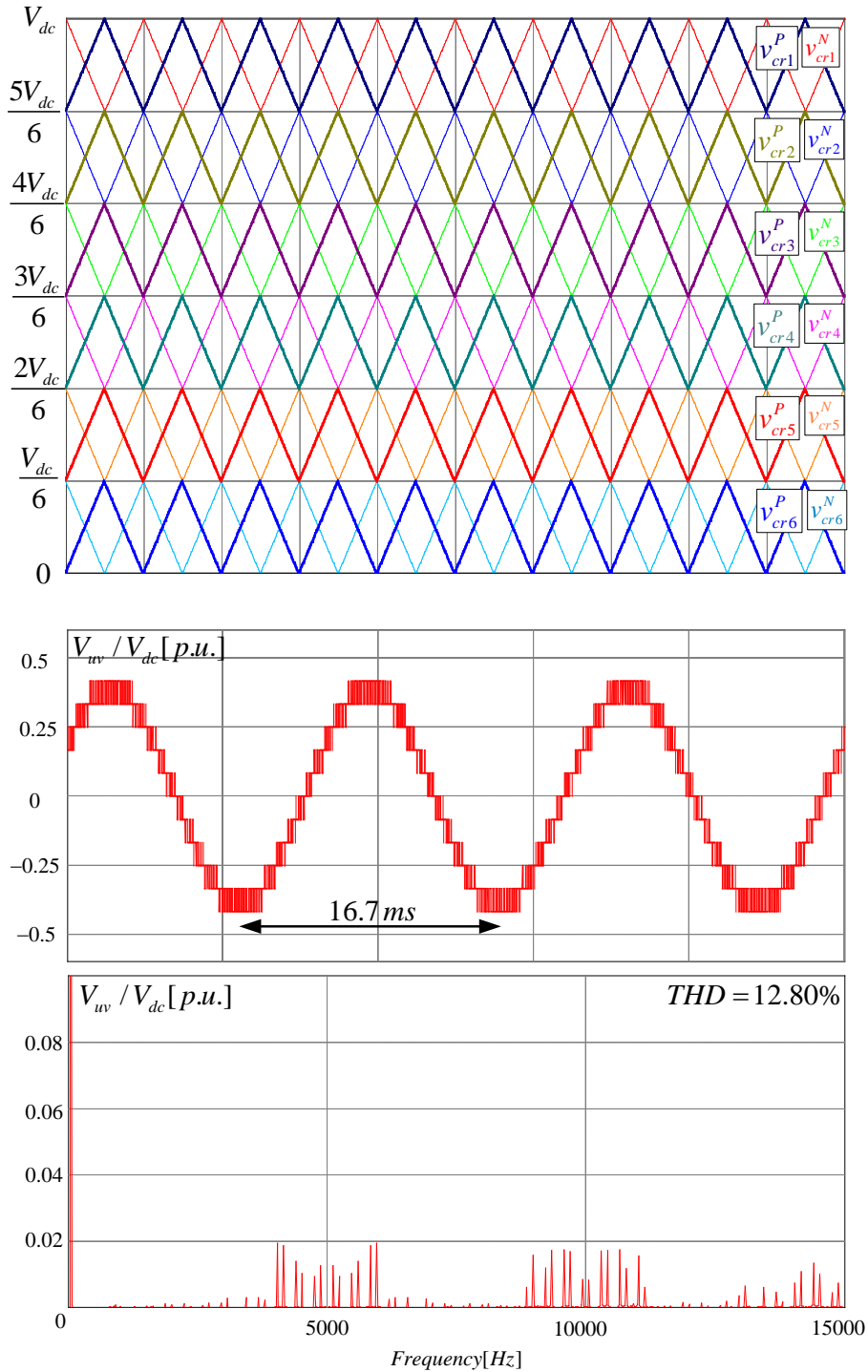


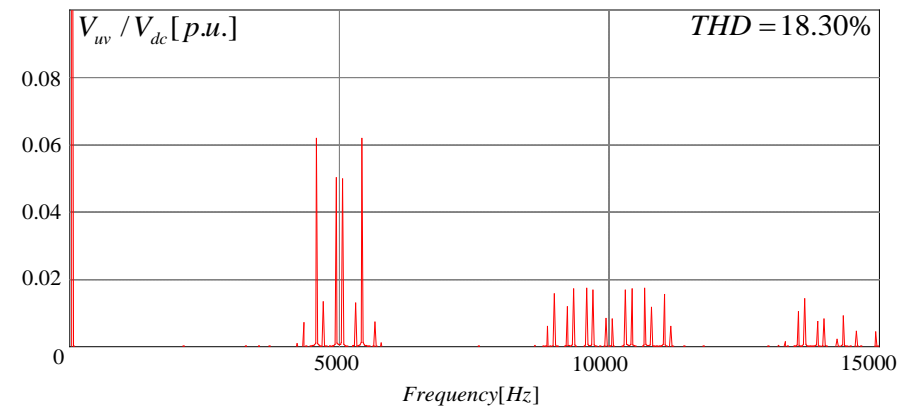
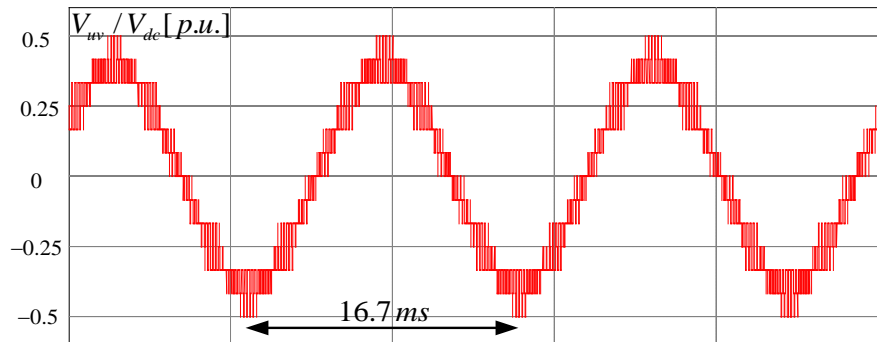
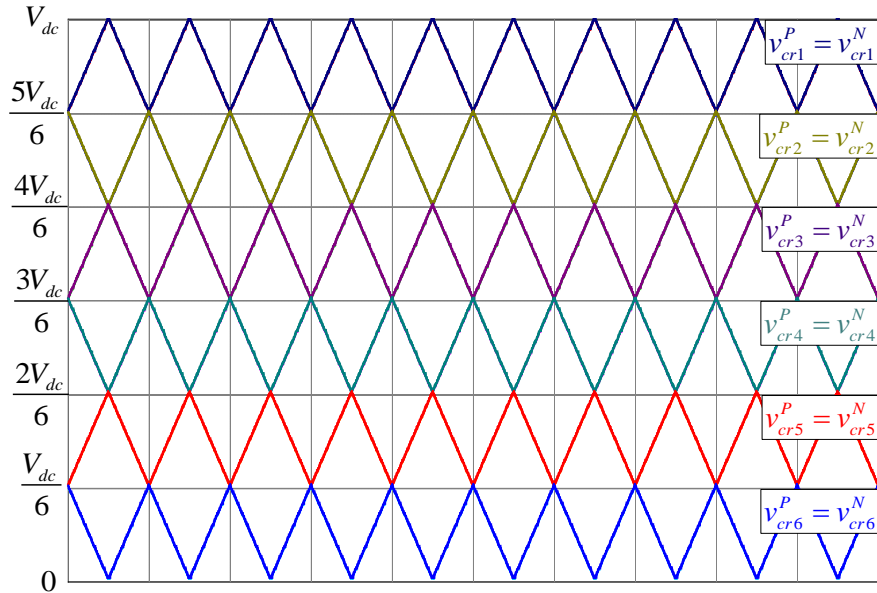
그림 3.6. 위상천이 PWM의 삼각 반송파와 출력 선간 전압 및 주파수 스펙트럼.



(a) IPD 삼각 반송파와 출력 선간 전압 및 주파수 스펙트럼.



(b) POD 삼각 반송파와 출력 선간 전압 및 주파수 스펙트럼.



(c) APOD 삼각 반송파와 출력 선간 전압 및 주파수 스펙트럼.

그림 3.7. 레벨 천이 PWM 방식에 따른 출력 선간 전압의 주파수 스펙트럼.

4. 전 영역 운전방안

MMC 시스템은 앞에서 언급했듯이 셀 캐패시터 전압 맥동은 동작 주파수에 반비례하고 출력 전류에 비례한다. 따라서 교류 전동기 구동 시, 기동 토크가 필요할 때 또는 저속 운전시 각 셀 캐패시터 전압이 불안정해져 동작이 불가능하다는 단점이 존재한다. 본 장에서는 이를 극복하기 위한 각 암 간, 또 각 셀 간의 전압 균형 제어 알고리즘을 제안한다. 먼저, 캐패시터 전압 분석을 통해 저·고주파 순환전류를 주입하는 방법을 제안하고, 동특성의 개선을 위해 레그 옵셋 전압 주입 방법을 제안한다.

4.1. 캐패시터 전압 분석

각 암의 셀 캐패시터 순시 전압은 해당 셀에 인가되는 전압 지령과 암 전류의 곱에 의해 유도될 수 있다. 그리고, 각 암의 순시 전압은 해당 암의 셀 캐패시터 순시 전압의 합이다. 먼저, 암 당 N 개의 셀을 갖는 MMC 시스템의 상단 암 캐패시터의 순시 전압, P_{xp} 는 (4.1)과 같이 각 셀 캐패시터 전압의 합으로 나타낼 수 있다.

$$P_{xp} = \sum_{i=1}^N v_{xp_i}^C i_{xp_i}^C. \quad (4.1)$$

그림 2.8과 같이, $v_{xp_i}^C$ 는 x 상의 상단 암 i 번째 셀의 캐패시터 전압, $i_{xp_i}^C$ 는 상단 암 i 번째 셀의 캐패시터 전류를 의미한다. 한편, 해당 셀에서 합성하는 전압과 셀 캐패시터 전류는 통류율(duty ratio)을 이용하여 구할 수 있다. x 상 상단 암 i 번째 셀의 전압 지령을 v_{xp_i} 이라 놓고, 통류율을 D_{xp_i} 라 놓으면 다음과 같다.

$$v_{xp_i}^C = D_{xp_i} v_{xp_i}. \quad (4.2)$$

$$i_{xPi}^C = D_{xPi} i_{xu}. \quad (4.3)$$

(4.2), (4.3)을 (4.1)에 대입하면, (4.4)와 같다.

$$P_{xP} = i_{xu} \sum_{i=1}^N v_{xPi}. \quad (4.4)$$

$\sum_{i=1}^N v_{xPi}$ 는 상단 암의 각 셀 전압 지령의 합, 즉 상단 암의 전압지령을 의미하므로, (4.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{xP} = i_{xu} \sum_{i=1}^N v_{xPi} = v_{xP}^* i_{xu}. \quad (4.5)$$

상단 암과 마찬가지로, 하단 암의 캐패시터 전력은 (4.6)과 같이 유도된다.

$$P_{xN} = i_{xl} \sum_{i=1}^N v_{xNi} = v_{xN}^* i_{xl}. \quad (4.6)$$

(4.5)와 (4.6)에 (3.25), (3.26)을 대입하면, 상·하단 캐패시터 전력은 각각 (4.7), (4.8)과 같이 표현 가능하다.

$$P_{xP} = v_{xP}^* i_{xu} = \left(\frac{V_{dc}}{2} - v_{xn}^* - v_{xo}^* \right) \left(i_{xo} + \frac{1}{2} i_{xs} \right). \quad (4.7)$$

$$P_{xN} = v_{xN}^* i_{xl} = \left(\frac{V_{dc}}{2} + v_{xn}^* - v_{xo}^* \right) \left(i_{xo} - \frac{1}{2} i_{xs} \right). \quad (4.8)$$

극 전압 지령은 (3.17)과 같이 상 전류를 만들기 위한 상 전압 지령과 육섯 전압의 합으로 이루어진다. 이를 고려한 캐패시터 전력을 다시 정의하면, (4.7), (4.8)은 각각 (4.9), (4.10)으로 다시 표현할 수 있다.

$$P_{xP} = v_{xP}^* i_{xu} = \left(\frac{V_{dc}}{2} - v_{xs}^{**} - v_{sn}^* - v_{xo}^* \right) \left(i_{xo} + \frac{1}{2} i_{xs} \right). \quad (4.9)$$

$$P_{xN} = v_{xN}^* i_{xN} = \left(\frac{V_{dc}}{2} + v_{xs}^{**} + v_{sn}^* - v_{xo}^* \right) \left(i_{xo} - \frac{1}{2} i_{xs} \right). \quad (4.10)$$

이때, 상·하단 암 캐패시터의 전력의 합, 즉 전체 레그의 캐패시터 전력을 표시하면, (4.11)과 같다.

$$P_{leg}^x = P_{xP} + P_{xN} = V_{dc} i_{xo} - v_{xs}^{**} i_{xs} - v_{sn}^* i_{xs} - 2v_{xo}^* i_{xo}. \quad (4.11)$$

P_{leg}^x 는 x 상의 레그 캐패시터 전력을 의미한다. 이 전력 성분은 직류 단 입력 전력과 교류 단 출력 전력 간의 전력 차를 의미한다. 이 값이 직류 값을 갖는다면 전체 레그 캐패시터 전압은 불안정해진다. (4.11)의 오른쪽 두 번째 항인 $v_{xs}^{**} i_{xs}$ 는 기본파 성분들의 곱으로, 이는 직류와 2고조파 성분을 가진다. 영(zero)속 혹은 저속에서 해당 항 성분은 캐패시터 전력에 직류 성분 혹은 저주파의 큰 맥동을 야기시키는 원인이 된다. 따라서 (4.12)와 같이 교류 순시 전력 보상 개념으로 순환 전류를 제어하면 이러한 직류 또는 저주파 성분을 소거할 수 있다. 레그 옵셋 전압과 전류의 곱인 $v_{xo}^* i_{xo}$ 항의 직류 성분은 암 인덕터의 저항에 의한 성분이므로 그 영향이 미미하다.

$$i_{xo} = \frac{v_{xs}^{**} i_{xs} + v_{sn}^* i_{xs}}{V_{dc}}. \quad (4.12)$$

한편, 상단 암과 하단 암의 순시 전력의 차는 (4.13)과 같다.

$$P_{diff}^x = P_{xP} - P_{xN} = 0.5V_{dc} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} i_{xo} - 2v_{sn}^* i_{xo} - v_{xo}^* i_{xs}. \quad (4.13)$$

상단 암과 하단 암의 순시 전력의 차를 의미하는 P_{diff}^x 가 직류 성분을 가질 경우, 상·하단 암의 캐패시터 전압의 차는 지속적으로 벌어지게 된다. (4.13)의 오른쪽 첫 번째 항인 $0.5V_{dc} i_{xs}$ 은 기본 파 성분을 가진다. 따라서 만약 영속 혹은 저속 운전 시에는, 해당 항으로 인해 암 간 전력 차가 직류 성분을 갖거나

매우 큰 맥동 성분을 갖게 되고 이는 전체 시스템을 불안정하게 만드는 원인이 된다. 따라서 해당 항을 소거시켜 주기 위해서 적절한 제어 요소가 필요하다. 하지만, 우측 두 번째 항 $2v_{xs}^{**}i_{xo}$ 과 네 번째 항 $v_{xo}^*i_{xs}$ 은 이미 상 전류 혹은 상 전류를 제어하기 위한 전압으로 정해져 있으므로, 이 항들을 이용하여 직류 성분이나 저주파 맥동 성분을 보상하는 것은 불가능하다. 한편, 우측 세 번째 항 $2v_{sn}^*i_{xo}$ 에서 옹셋 전압은 선간 전압에 영향을 미치지 않으므로 별도의 제어 변수로 볼 수 있다. 하지만 옹셋 전압은 각 상 전류 및 상 전압 지령에 독립적으로 존재해야 하고, 이미 순환전류를 (4.12)와 같이 레그 전력을 보상하기 위해 사용하였으므로, 이와는 별도로 독립적인 주파수 성분을 갖는 순환 전류를 이용해야 한다. 또한, 옹셋 전압에 의해 생기는 셀 캐패시터 전압 맥동을 최소화하기 위해 옹셋 전압은 고주파로 주입하는 것이 바람직하다. 결론적으로 $2v_{sn}^*i_{xo}$ 에서 고주파 성분들의 곱을 통해 저주파 성분을 갖는 암 간 전력 차를 소거하는 것이 저속 운전 방안의 요점이다.

여기서 순환 전류를 다음과 같이 저주파 성분과 고주파 성분으로 분리하면 다음 식과 같이 쓸 수 있고 옹셋 전압은 고주파 전압으로 표기할 수 있다.

$$i_{xo} = \tilde{i}_{xo} + \hat{i}_{xo} . \quad (4.14)$$

$$v_{sn}^* = \hat{v}_{sn} . \quad (4.15)$$

여기서 “ \sim ”는 해당 물리 량의 저주파 성분을, “ \wedge ”는 고주파 성분을 의미한다. 앞서 언급하였듯이, 암 인덕터의 임피던스는 상대적으로 작으므로 이를 무시하고, 레그 캐패시터 전력과 상·하단 암 캐패시터 전력 차를 다시 쓰면, 각각 (4.16), (4.17)과 같다.

$$P_{leg}^x = P_{xP} + P_{xN} \approx V_{dc} \tilde{i}_{xo} + V_{dc} \hat{i}_{xo} - v_{xs}^{**} i_{xs} - \hat{v}_{sn} i_{xs}. \quad (4.16)$$

$$P_{diff}^x = P_{xP} - P_{xN} \approx 0.5V_{dc} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \tilde{i}_{xo} - 2v_{xs}^{**} \hat{i}_{xo} - 2\hat{v}_{sn} \tilde{i}_{xo} - 2\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo}. \quad (4.17)$$

4.2. 전류 주입 방법

4.2.1. 옵셋 전압을 이용한 저속 영역 운전 방안

4.2.1.1. 레그 평균 전압 제어

식 (4.16)에서 고주파 전력 맥동은 캐패시터 전압 변화에 크게 영향을 미치지 않으므로 저주파 전력 맥동만 고려해보면 (4.18)과 같다.

$$P_{leg}^x \Big|_{low\ freq.} = V_{dc} \tilde{i}_{xo} - v_{xs}^{**} i_{xs}. \quad (4.18)$$

저주파 전력 맥동을 소거하기 위해, 즉 (4.18)을 0으로 만들기 위한 순환 전류는 (4.19)과 같다.

$$\tilde{i}_{xo} = \frac{v_{xs}^{**} i_{xs}}{V_{dc}}. \quad (4.19)$$

이를 바탕으로 레그 평균 전압 제어를 설계하였다. 제어를 설계하기 위해서 순환전류에 의해 결정되는 저주파 성분 레그 전력을 (4.20)과 같이 정의하면, 이를 이용하여 제어기 출력, \tilde{i}_{xo} 를 정의할 수 있다.

$$P_{leg} = V_{dc} \tilde{i}_{xo}. \quad (4.20)$$

전체 레그 에너지는 (4.21)과 같다. 여기서 C_{cell} 은 셀 캐패시터의 크기를 의미하며, 모든 셀이 동일하다고 가정한다.

$$E_{leg} = \frac{1}{2} C_{cell} \left(\sum_{i=1}^N (v_{xPi}^C)^2 + \sum_{i=1}^N (v_{xNi}^C)^2 \right). \quad (4.21)$$

이때, 레그 각 셀의 평균 전압 지령을 v_c^* 로 가정하였을 때, 레그 평균 에너지

지 지령은 (4.22)와 같다.

$$E_{leg}^* = \frac{1}{2} \frac{C_{cell}}{2N} 4N^2 v_C^{*2} = NC_{cell} v_C^{*2}. \quad (4.22)$$

따라서 (4.23)과 같이 간단한 비례 적분 제어기를 레그 평균 에너지 제어기로 사용할 때, 레그 에너지를 제어하기 위한 폐루프 전달 함수는 (4.24)와 같다.

$$(E_{leg}^* - E_{leg}) \frac{sK_{VP} + K_{VI}}{s} = P_{leg} = sE_{leg}. \quad (4.23)$$

$$\frac{E_{leg}}{E_{leg}^*} = \frac{K_{VP}s + K_{VI}}{s^2 + K_{VP}s + K_{VI}}. \quad (4.24)$$

레그 평균 전압 제어기의 블록도는 그림 4.1과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 전향 보상항은 (4.19)에 근거하여 (4.25)과 같이 계산할 수 있다.

$$P_{leg}^{ff} = v_{xs}^{**} i_{xs}. \quad (4.25)$$

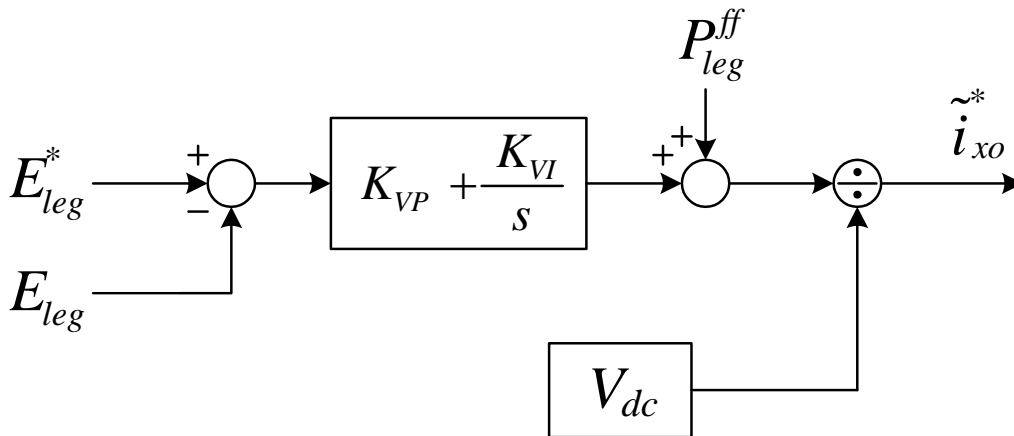


그림 4.1. 레그 평균 전압 제어기 블록도.

4.2.1.2. 암 균형 전압 제어

레그 평균 전압 제어기 설계와 마찬가지로 상·하단 암 캐패시터 전력 차를 표시한 (4.17)에서 고주파 전력 맥동은 캐패시터 전압 변화에 크게 영향을 미치지 않으므로 저주파 전력 맥동만 고려해보면 (4.26)과 같다.

$$P_{diff}^x \Big|_{low\ freq.} = \frac{1}{2} V_{dc} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \tilde{i}_{xo} - 2\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.}. \quad (4.26)$$

(4.26)에 저주파 순환전류 (4.19)를 대입하면 (4.27)을 얻을 수 있다.

$$P_{diff}^x \Big|_{low\ freq.} = \frac{1}{2} V_{dc} i_{xs} - 2 \frac{v_{xs}^{**2} i_{xs}}{V_{dc}} - 2\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.}. \quad (4.27)$$

상·하단 암 전력 차의 저주파 맥동을 소거하기 위해, 즉 (4.27)을 0으로 만들기 위해서 우측 세 번째 항인 $2\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo}$ 의 저주파 성분, 즉 $2\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.}$ 를 이용한다. 윗셋 전압을 (4.28)과 같이 고주파로 주입할 경우, 순환 전류 또한 윗셋 전압과 동일한 주파수 성분을 가질 수 있도록 (4.29)와 같이 주입한다.

$$\hat{v}_{sn} = V_{sn} \cos(\omega_h t). \quad (4.28)$$

$$\hat{i}_{xo} = \tilde{I}_{xo} \cos(\omega_h t). \quad (4.29)$$

여기서 ω_h 는 고주파 성분의 각속도를 의미하며, V_{sn} 은 윗셋 전압의 크기, 그리고 \tilde{I}_{xo} 는 순환 전류의 고주파 성분의 크기이며, 그 크기는 저주파 성분들을 갖게 되는데 이는 뒤에서 다시 설명한다.

식 (4.28)과 (4.29)로부터 윗셋 전압과 고주파 순환 전류의 곱에 의해 만들어지는 전력은 (4.30)과 같으며, 그 중 저주파 순환 전력 성분은 (4.31)과 같다.

$$\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} = V_{sn} \tilde{I}_{xo} \cos^2(\omega_h t) = \frac{1}{2} V_{sn} \tilde{I}_{xo} + \frac{1}{2} V_{sn} \tilde{I}_{xo} \cos(2\omega_h t). \quad (4.30)$$

$$\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.} = \frac{1}{2} V_{sn} \tilde{I}_{xo}. \quad (4.31)$$

따라서 (4.27)을 0으로 만들기 위해서는 (4.32)가 성립해야 한다.

$$V_{sn} \tilde{I}_{xo} = \frac{1}{2} V_{dc} i_{xs} - 2 \frac{v_{xs}^{**2} i_{xs}}{V_{dc}} \Leftrightarrow \tilde{I}_{xo} = \frac{1}{V_{sn}} \left(\frac{1}{2} V_{dc} i_{xs} - 2 \frac{v_{xs}^{**2} i_{xs}}{V_{dc}} \right). \quad (4.32)$$

식 (4.32)에서 볼 수 있듯이, \tilde{I}_{xo} 는 저속에서 저주파 성분을 갖게 된다.

제어기를 설계하기 위해서 암 균형 전압 제어기의 출력은 (4.33)과 같이 옵셋 전압과 고주파 순환 전류의 곱에 의해 만들어지는 저주파 전력 성분이라고 가정한다.

$$P_{err} = V_{sn} \tilde{I}_{xo}. \quad (4.33)$$

상단 암 에너지는 (4.34), 하단 암 에너지는 (4.35)와 같이 표현될 수 있으며, 이때 상·하단 암의 에너지 차이는 (4.36)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{upper} = \frac{1}{2} C_{cell} \sum_i^N (v_{xPi}^C)^2. \quad (4.34)$$

$$E_{lower} = \frac{1}{2} C_{cell} \sum_i^N (v_{xNi}^C)^2. \quad (4.35)$$

$$E_{err} = E_{upper} - E_{lower} = \frac{1}{2} C_{cell} \left\{ \sum_i^N (v_{xPi}^C)^2 - \sum_i^N (v_{xNi}^C)^2 \right\}. \quad (4.36)$$

(4.37)과 같이 간단한 비례 적분 제어기를 사용할 경우, 상·하단 암 에너지 차 제어의 폐루프 전달 함수는 (4.38)과 같이 구할 수 있으며, 암 간 에너지 차가 없도록 제어해야 하므로 상·하단 에너지 차이의 지령 E_{err}^* 는 0이 되어야 한다.

$$(E_{err}^* - E_{err}) \frac{sK_{BP} + K_{BI}}{s} = P_{err} = sE_{err}. \quad (4.37)$$

$$\frac{E_{err}}{E_{err}^*} = \frac{sK_{BP} + K_{BI}}{s^2 + sK_{BP} + K_{BI}}. \quad (4.38)$$

암 균형 전압 제어기의 블록도는 그림 4.2와 같이 나타낼 수 있다. 이때, 전향 보상항은 (4.33)에 근거하여 (4.39)와 같이 계산된다.

$$P_{err}^{ff} = \frac{1}{2}V_{dc}i_{xs} - 2\frac{v_{xs}^{**2}i_{xs}}{V_{dc}}. \quad (4.39)$$

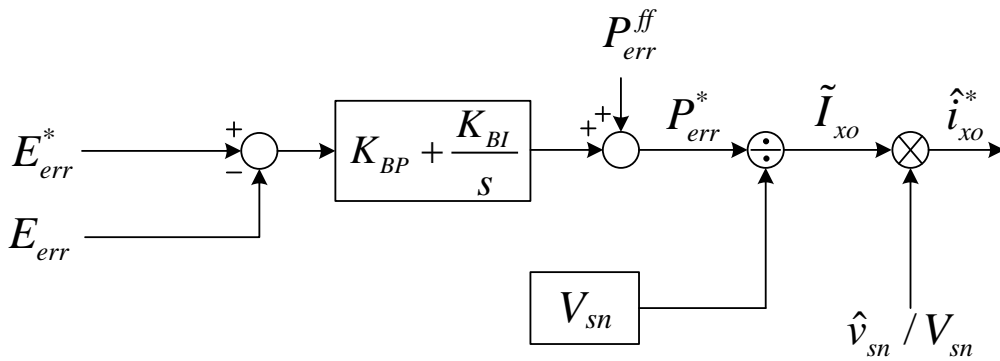


그림 4.2. 암 균형 전압 제어기 블록도.

그림 4.2에서 볼 수 있듯이, 제어기 출력을 순환 전류 고주파 성분의 크기로 환산하기 위해 윗셋 전압의 크기로 나누었고, 이를 윗셋 전압과 동기화 시키기 위해 윗셋 전압을 그 크기로 나눈 값과 곱하였다.

4.2.1.3. 순환 전류 제어

레그 평균 전압 제어기에서 출력되는 순환 전류 지령은 직류 및 2고조파 성분을 갖는다. 또한, 암 균형 전압 제어기에서는 고주파 성분을 가지는 지령을 출력한다. 따라서 해당되는 각각의 주파수 성분을 적절히 제어할 필요가 있다. 주파수 성분 분석을 위해 상 전압 지령과 상 전류를 각각 $v_{xs}^{**} = V_m \cos(\omega_s t)$,

$i_{xs} = I_m \cos(\omega_s t - \phi)$ 로 정의하자.

레그 평균 전압 제어에서 (4.19)를 만족하는 순환 전류의 저주파 성분은 (4.40)과 같이 나타낼 수 있으며, 압 균형 전압 제어에서 (4.33)을 만족하는 순환 전류의 고주파 성분은 (4.41)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{i}_{xo} = \frac{v_{xs}^* i_{xs}}{V_{dc}} = \frac{V_m I_m}{2V_{dc}} (\cos \phi + \cos(2\omega_s t - \phi)). \quad (4.40)$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_{xo} &= \tilde{I}_{xo} \cos \omega_h t = \frac{0.5V_{dc} i_{xs} - 2v_{xs}^* \tilde{i}_{xo}}{V_{sn}} \cos \omega_h t \\ &= \frac{V_{dc} I_m}{2V_{sn}} \cos(\omega_s t - \phi) \cos \omega_h t \\ &\quad - \frac{V_m^2 I_m}{V_{dc} V_{sn}} \left[\cos(\omega_s t - \phi) \cos \omega_h t + \frac{1}{2} \{ \cos(3\omega_s t - \phi) \cos \omega_h t + \cos(\omega_s t + \phi) \cos \omega_h t \} \right]. \end{aligned} \quad (4.41)$$

따라서, 최종 순환 전류 지령의 주파수 성분은 직류(DC), $2\omega_s$, $\omega_h - 3\omega_s$, $\omega_h - \omega_s$, $\omega_h + \omega_s$, $\omega_h + 3\omega_s$ 임을 확인할 수 있다. 여기서 V_m 은 상 전압 지령의 크기이며, I_m 은 상 전류의 크기, ϕ 는 부하 역률 각을 의미하며, $\omega_s = 2\pi f_s$ 는 기본파 각속도이며, f_s 는 출력 운전 주파수이다.

위 식에서 순환 전류는 총 6개의 주파수 성분을 가지며, 각각의 주파수 성분에 대해 제어가 이루어져야 함을 알 수 있다. 이를 위해 해당 주파수에서 무한대의 이득을 가지는 비례-공진 제어기(Proportional and Resonant (PR) regulator)를 사용한다[4]. 그림 4.3에서 보듯이, 순환 전류 제어기는 하나의 비례 제어기와 여섯 개의 공진 제어기로 구성되었다. 따라서, 순환 전류 제어를 위한 전압 지령(v_{xo}^*)은 위의 PR 제어기 출력들의 산술적 합으로 이루어진다.

한편, PR 제어기의 적절한 이산화 작업을 위해 [5]에서 분석된 방법을 사용하

였다. 참고문헌 [5]에서 언급한 Impulse invariant 방식을 사용하여 PR 제어기의 이산화 작업을 시도하였다.

$$R(z) = Z \left\{ L^{-1} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_k^2} \right) \right\} = T_s \frac{1 - z^{-1} \cos(\omega_k T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_k T_s) + z^{-2}}. \quad (4.42)$$

여기서 T_s 는 제어기의 샘플링(sampling) 주기를 의미한다.

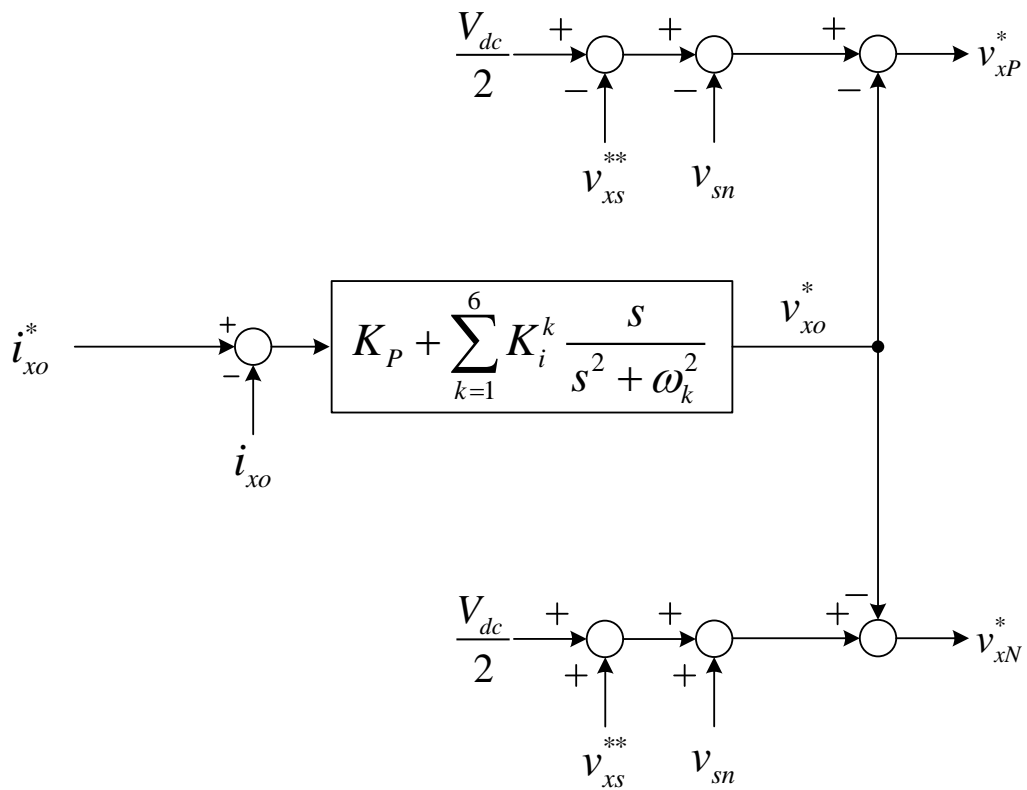


그림 4.3. 순환전류 제어기 블록도.

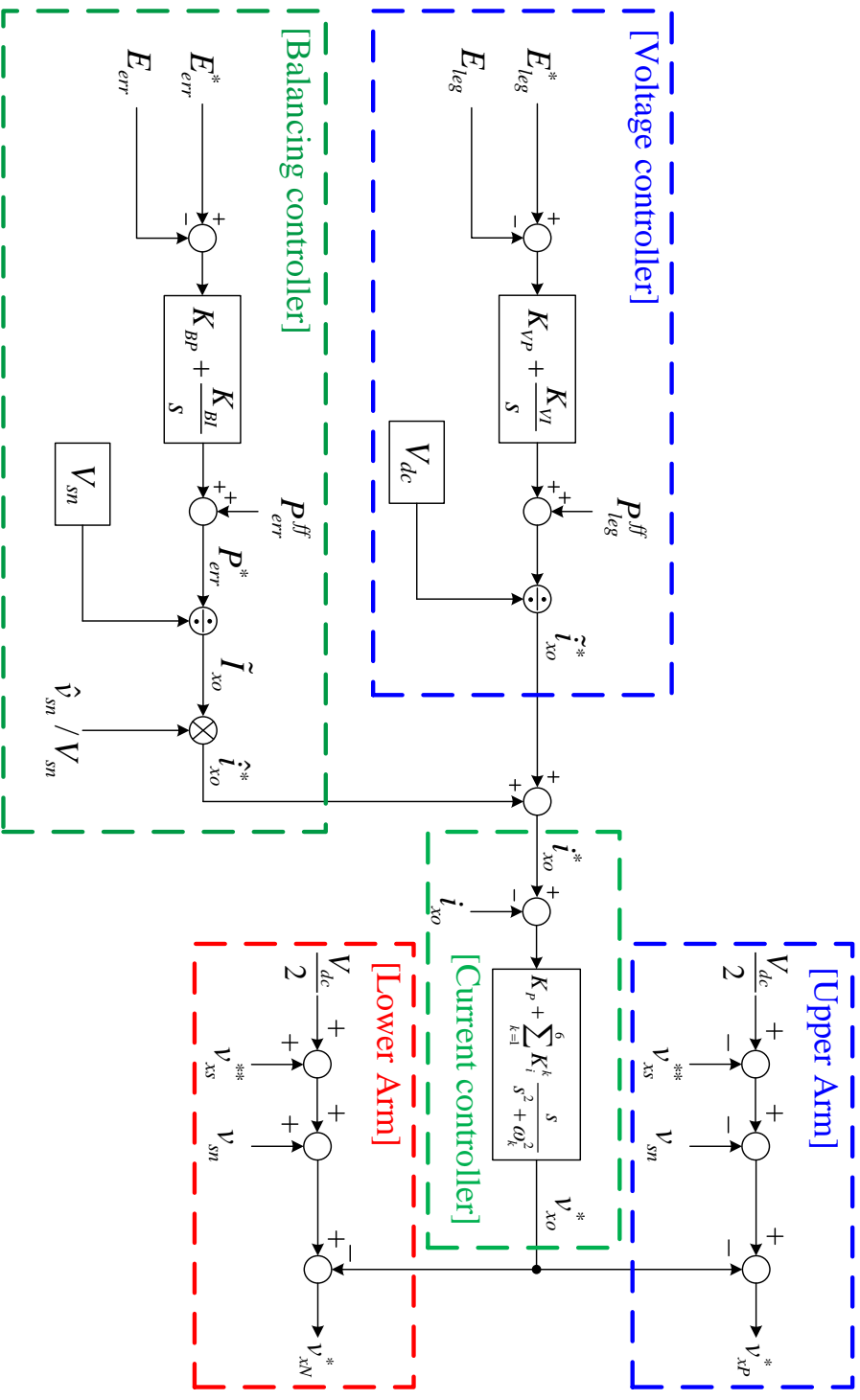


그림 4.4. 저속운전 영역에서의 전체 제어 블록도.

4.2.2. 전 영역 운전을 위한 절환 운전 방안

4.2.2.1. 레그 평균 전압 제어기

중·고속 정상 주파수 운전 영역에서는 셀 캐패시터 전압 맥동 저감을 위한 2고조파 전류 주입 방법 또는 순환 전류의 직류제어 등이 연구되어왔다[6]-[7]. 2고조파 순환 전류 주입 방법을 사용하려면, 그림 4.1의 전향 보상 항을 수정함으로써 간단히 구현 가능하다. 본 논문에서는 순환 전류에 의한 스위치 도통 손실을 최소화하기 위해 순환 전류를 직류로 제어하는 방법을 택하였다. 이를 위해 2 고조파 전류 제어를 위한 PR 제어기의 지령을 0으로 하여, 2 고조파 전류 억제 제어기로서 동작시킴으로써 순환전류가 직류로 제어되도록 한다.

4.2.2.2. 암 균형 전압 제어기

이상적인 경우, 중·고속 정상 주파수 운전 영역에서는 상 전류는 특정 주파수를 가진 교류 성분이므로 (4.13)에서 P_{diff}^x 는 직류 또는 저주파 전력 맥동 성분을 가지지 않는다. 하지만 각 모듈 셀의 제정수 오차나 결선의 포유 인덕턴스 등으로 인한 상·하단 암의 대칭적인 설계의 어려움 등, 여러 현실적인 문제로 P_{diff}^x 에는 작은 직류 성분이 존재할 가능성이 있다. 따라서 암 간 전력 차의 직류성분을 없애기 위해 암 균형 전압 제어기는 이 직류 값을 보상하기 위해 동작해야 한다. 만약 저속 운전 영역과 같은 방식으로 제어한다면 출력 운전 주파수가 증가하면서, 주입 가능한 윗셋 전압의 여유(margin)는 감소하고 오히려 이로 인해 주입해야 하는 고주파 순환 전류의 크기는 증가하여 캐패시터 전압 맥동에 악영향을 미치게 된다. 이를 위해 중·고속 영역에서는 윗셋 전압 주입이나 전향 보상 항 P_{diff}^x 을 사용하지 않고, 고속에서 큰 값을 갖는 상

전압 지령을 이용한다. 즉, (4.13)의 $v_{xs}^{**}i_{xo}$ 의 직류 성분을 이용하여 균형 제어를 수행한다. 제어 원리는 옵셋 전압 주입 방법과 같이 암 간에 불평형이 발생하면, 순환 전류를 상 전압 지령과 동기화시켜 제어하여 불평형을 해소한다. 즉, (4.43)에 근거하여 (4.44)와 같이 제어기 출력의 직류 성분을 기본파 주파수를 갖는 순환 전류 지령의 크기로 한다. 하지만, 고속 정상 주파수 운전 영역에서 상·하단 암 전력 차에는 필연적으로 기본파 주파수가 존재하므로 이를 없애기 위해 노치(notch) 필터를 사용하는 것이 바람직하다.

$$2v_{xs}^{**}i_{xo} = 2V_m \tilde{I}_{xo} \cos^2(\omega_s t) = V_m \tilde{I}_{xo} + V_m \tilde{I}_{xo} \cos(2\omega_s t). \quad (4.43)$$

$$\tilde{I}_{xo} = \frac{P_{err}^*}{V_m}. \quad (4.44)$$

4.2.2.3. 순환전류 제어기

위에서 언급하였듯이, 중·고속 영역에서는 레그 평균 전압 제어기의 순환전류 지령은 직류 성분으로 제어된다. 한편, 암 균형 전압 제어기에서는 암 간 전력 차이에 직류 성분이 생기면 순환 전류 지령에 기본파 주파수 성분을 주입한다. 하지만, 암 간 전력 차이에 있어 직류성분은 상대적으로 작기 때문에 주입되는 순환 전류의 기본파 성분의 크기는 작다. 따라서 이 영역에서 순환 전류는 직류 성분으로 제어됨을 기본으로 한다. 결론적으로 정상 주파수 운전 영역에서는 순환 전류 제어기에서 직류 성분 제어기 ($k=1, \omega_1=0$)을 제외한 모든 공진 제어기의 지령을 0으로 설정해야 한다.

4.2.2.4. 저속 영역과 중·고속 영역 제어의 절환 방법

본 논문에서는 두 가지 영역의 절환에 있어, 절환 시점에서 제어기의 급격한 변화로부터 발생 가능한 과도 왜곡 등을 방지하기 위하여, 운전 주파수에 따라 변경되는 가중치, α_w 를 사용하였다. 또한, 절환 주파수 부근에서 연속적인 운전 시 발생할 수 있는 진동(chattering)을 방지하기 위해, 히스테리시스 밴드(hysteresis band)를 적용하였다. 출력 주파수에 따른 가중치와 히스테리시스 밴드는 그림 4.5에 표시되어 있다.

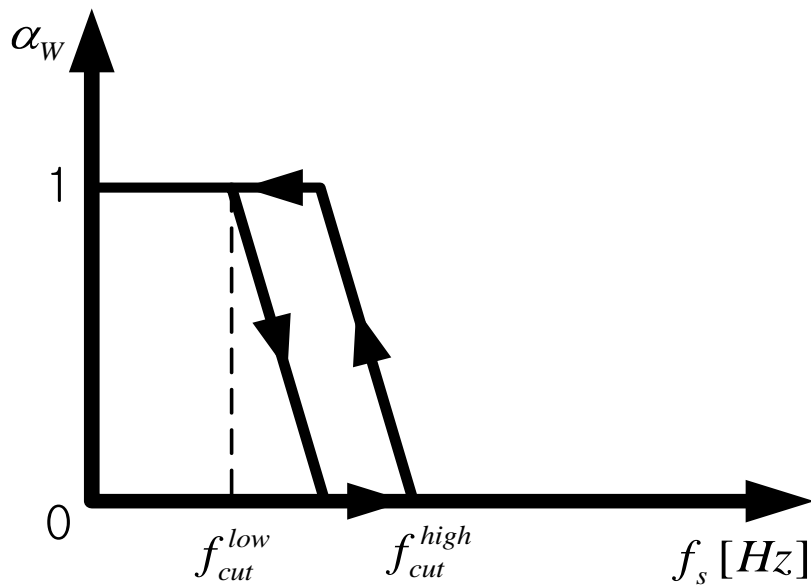


그림 4.5. 가중치(α_w)의 절환.

f_{cut}^{low} 는 저속 절환 주파수를, f_{cut}^{high} 는 고속 절환 주파수를 의미한다. 이러한 가중치를 적용한 전체 제어기는 그림 4.6과 같고 절환이 포함된 순환전류 제어기는 그림 4.7과 같다.

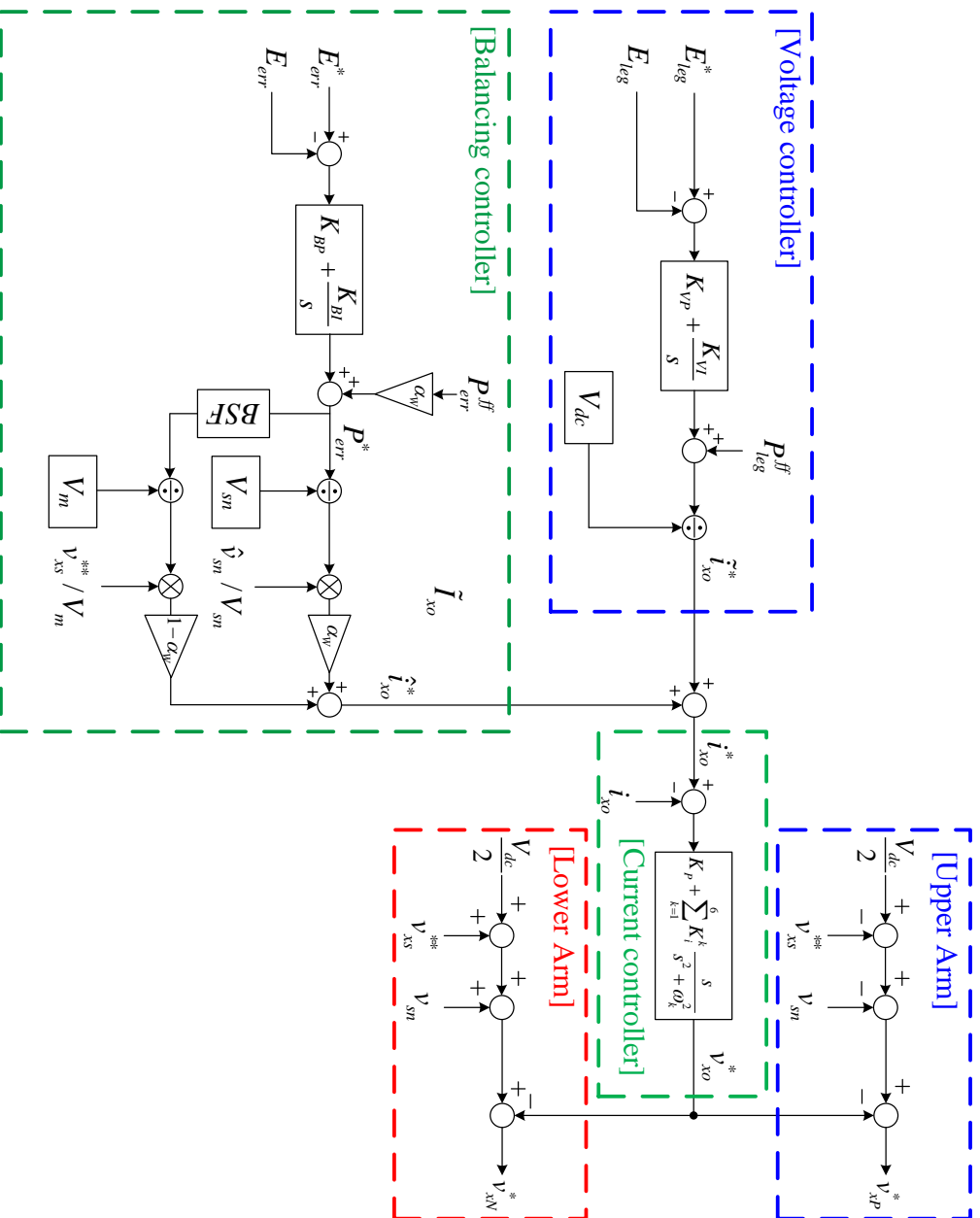


그림 4.6. 절환이 포함된 전체 제어기.

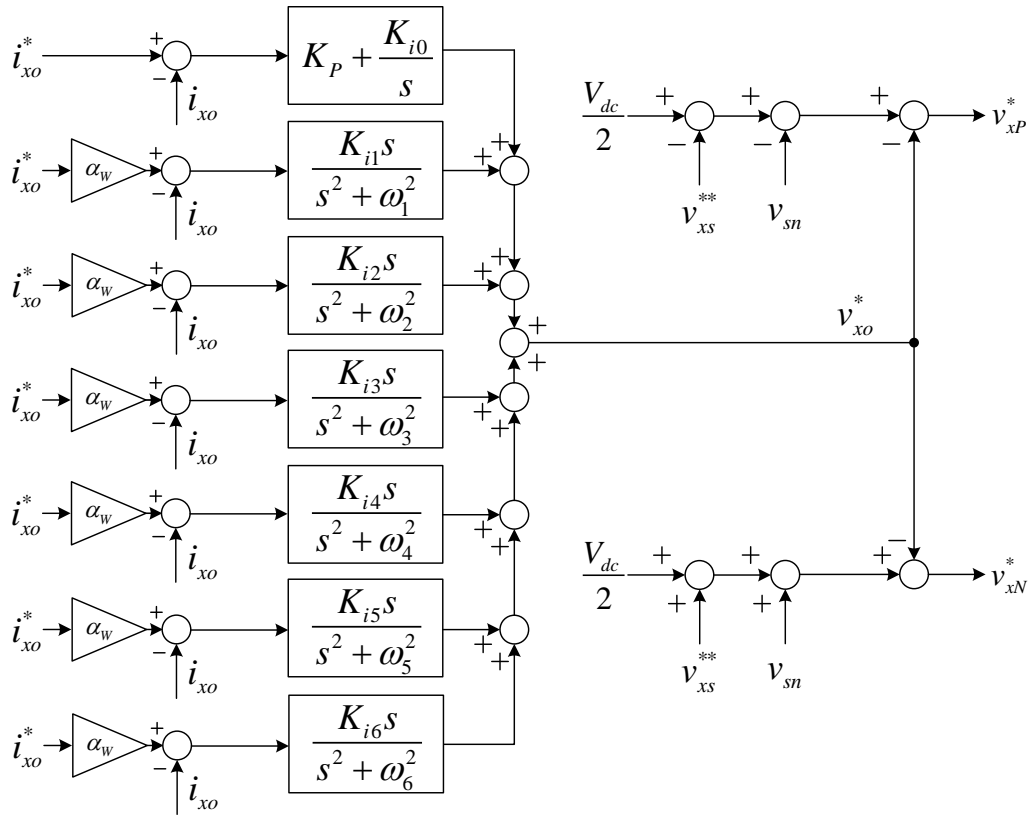


그림 4.7. 절환이 포함된 순환전류 제어기.

4.3. 전압 주입 방법

4.2절에서는 순환전류 제어기를 이용한 전류 주입을 통해 상·하단 암 간 에너지 균형을 맞추는 제어에 대하여 서술하였다. 본 절에서는 암 간 균형제어를 위한 순환전류 제어기를 이용하지 않고, 레그 읍셋 전압(\hat{v}_{xo}^*)을 주입하여 암 균형 제어를 수행하는 방법에 대하여 제안한다. 전압 주입 방법은 전류 주입 방법에 비하여 제어가 간단하며, 순환전류 제어기를 제거함으로써 제어의 동특성(dynamic characteristic)이 향상될 것이라 기대된다.

서술의 편의를 위해 (4.27)의 암 간 전력 차를 나타낸 식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$P_{diff}^x \Big|_{low\ freq.} = \frac{1}{2} V_{dc} i_{xs} - 2 \frac{v_{xs}^{**2} i_{xs}}{V_{dc}} - 2 \hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.} . \quad (4.45)$$

전류 주입 방법에서와 같이, 암 간 전력 차를 0으로 만들기 위해서 $\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.}$ 성분을 이용한다. 전압 주입 방법에서는 읍셋 전압을 정현파로 인가하는 방식과 구형파로 인가하는 방식의 두 가지 경우로 나누어 서술한다. 읍셋 전압의 실효치(RMS value)는 두 방식의 비교를 위해 V_{sn} 으로 동일하게 설정한다.

4.3.1. 정현파 읍셋 전압 주입 방법

읍셋 전압을 정현파로 인가하는 경우의 읍셋 전압은 (4.46)과 같다.

$$\hat{v}_{sn} = \sqrt{2} V_{sn} \cos(\omega_h t) . \quad (4.46)$$

순환 전류와 레그 읍셋 전압 사이의 관계는 3.4.2절에서의 (3.21)과 같다.

이를 고주파 성분에 관해서 다시 나타내면 (4.47)과 같다.

$$\hat{v}_{xo} = (R + L \frac{d}{dt}) \hat{i}_{xo} . \quad (4.47)$$

식 (4.45)에서 암 간 균형 제어를 위해, 고주파 순환 전류는 옅섯 전압과 위상이 같을수록 최소 전류의 크기로 DC 전력을 생성할 수 있으므로 (4.48)과 같이 제어되어야 한다.

$$\hat{i}_{xo} = \tilde{I}_{xo} \cos(\omega_h t). \quad (4.48)$$

따라서, (4.47)에 의해 순환전류가 (4.48)처럼 옅섯 전압의 위상과 동기화 되도록 제어하려면, 레그 옅섯 전압 지령은 (4.49)와 같이 인가되어야 한다.

$$\hat{v}_{xo}^* = \tilde{V}_{xo} \cos(\omega_h t + \phi). \quad (4.49)$$

여기서 ϕ 는 레그 옅섯 전압과 순환전류의 위상차를 의미하며, (4.50)의 관계를 가진다.

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega_h L}{R}\right). \quad (4.50)$$

암 인덕터의 저항 성분이 상대적으로 작고, 주입 주파수가 높다면, $R \ll \omega_h L$ 의 관계를 가지므로 암 인덕터의 임피던스는 $\omega_h L$ 로 근사할 수 있으며, ϕ 는 $\pi/2$ 로 근사 된다. 만약 주입 주파수(ω_h)가 충분히 크지 않아서, 암 저항 성분을 고려해야 하는 경우에는 생략한 암 저항 성분을 보상하는 과정이 필요하다. 위상차(ϕ)를 보상하는 방법은 부록 A에서 다루기로 한다.

식 (4.47)의 관계를 이용하고 (4.46)과 (4.49)를 대입하여, $2\hat{v}_{sn}\hat{i}_{xo}$ 의 저주파 성분을 근사하면 (4.51)과 같다.

$$\begin{aligned} 2\hat{v}_{sn}\hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.} &\approx 2\hat{v}_{sn} \frac{\hat{v}_{xo}}{sL} \Big|_{low\ freq.} = \frac{2\sqrt{2}V_{sn}\tilde{V}_{xo}}{\omega_h L} \cos(\omega_h t) \sin\left(\omega_h t + \frac{\pi}{2}\right) \Big|_{low\ freq.} \\ &= \frac{2\sqrt{2}V_{sn}\tilde{V}_{xo}}{\omega_h L} \left(\frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{2} \sin(2\omega_h t + \frac{\pi}{2}) \right) \Big|_{low\ freq.} = \frac{\sqrt{2}V_{sn}\tilde{V}_{xo}}{\omega_h L}. \end{aligned} \quad (4.51)$$

(4.51)을 (4.45)에 대입하여 이를 0으로 제어하기 위한, 고주파 레그 윗셋 전압 지령의 크기(\tilde{V}_{xo})는 (4.52)와 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \frac{\sqrt{2}V_{sn} \tilde{V}_{xo}}{\omega_h L} &= \frac{1}{2}V_{dc} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \frac{v_{xs}^{**} \dot{i}_{xs}}{V_{dc}} \\ \Leftrightarrow \tilde{V}_{xo} &= \frac{\omega_h L}{\sqrt{2}V_{sn}} \left(\frac{1}{2}V_{dc} i_{xs} - 2 \frac{(v_{xs}^{**})^2 i_{xs}}{V_{dc}} \right). \end{aligned} \quad (4.52)$$

따라서, (4.52)에서 구한 \tilde{V}_{xo} 로 (4.49)의 레그 윗셋 전압을 인가했을 때, 그에 따른 고주파 순환전류는 (4.53)과 같다.

$$\hat{i}_{xo} = \frac{1}{\sqrt{2}V_{sn}} \left(\frac{1}{2}V_{dc} i_{xs} - 2 \frac{(v_{xs}^{**})^2 i_{xs}}{V_{dc}} \right) \cos(\omega_h t). \quad (4.53)$$

정현파 윗셋 전압 주입 방식의 암 균형 전압 제어기의 블록도는 그림 4.8과 같이 나타낼 수 있다. 이때, 전향 보상항은 (4.52)에 근거하여, (4.54)과 같이 계산된다.

$$P_{err}^{V,ff} = \frac{1}{2}V_{dc} i_{xs} - 2 \frac{(v_{xs}^{**})^2 i_{xs}}{V_{dc}}. \quad (4.54)$$

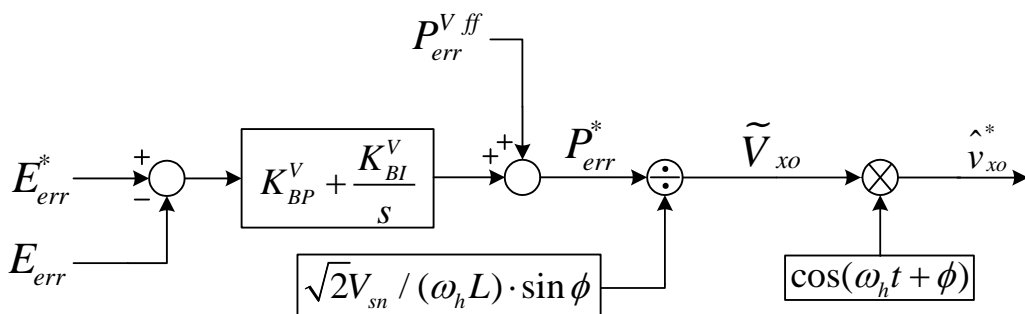


그림 4.8. 정현파 윗셋 전압 주입 방식의 암 균형 전압 제어기 블록도.

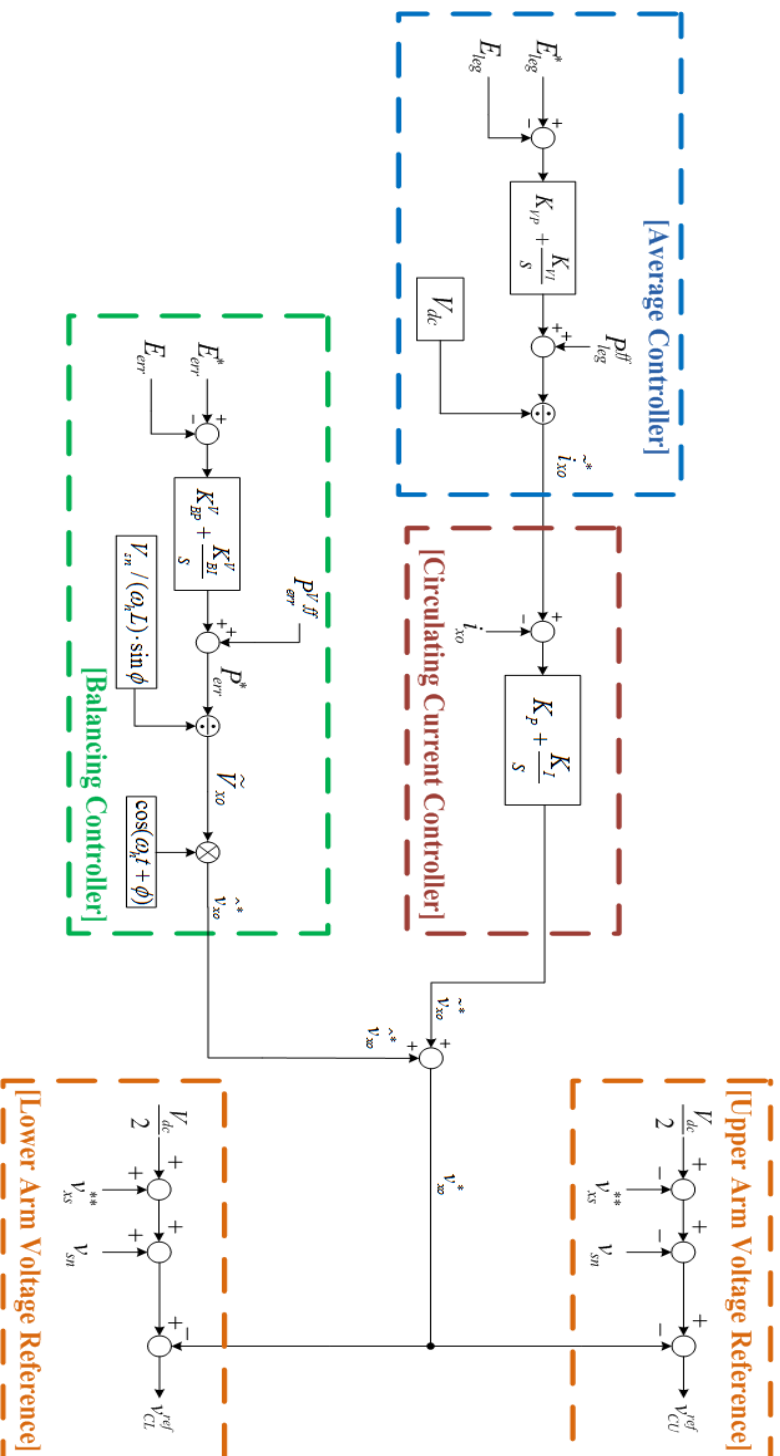


그림 4.9. 정현파 음극 전압 주입 방식의 저속운전 영역 제어 블록도.

4.3.2. 구형파 읍셋 전압 주입 방법

읍셋 전압을 구형파로 인가하는 경우의 읍셋 전압은 (4.55)와 같다. f_h 는 주입하는 고주파 읍셋 전압의 주파수이다.

$$\hat{v}_{sn} = \begin{cases} -V_{sn} & (0 \leq t < \frac{1}{2f_h}) \\ V_{sn} & (\frac{1}{2f_h} \leq t < \frac{1}{f_h}) \end{cases}. \quad (4.55)$$

식 (4.45)에서 암 간 균형 제어를 위해, 고주파 순환 전류와 읍셋 전압은 위상이 일치할수록 균형 제어를 위한 DC 전력 생성의 효율이 좋아진다. 따라서, (4.45)의 암 간 전력차를 0으로 만들기 위한 순환전류는 (4.56)과 같이 유도된다.

$$\hat{i}_{xo} = \begin{cases} -\frac{1}{2V_{sn}} \left(\frac{V_{dc}}{2} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \frac{v_{xs}^{**} i_{xs}}{V_{dc}} \right) & (0 \leq t < \frac{1}{2f_h}) \\ \frac{1}{2V_{sn}} \left(\frac{V_{dc}}{2} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \frac{v_{xs}^{**} i_{xs}}{V_{dc}} \right) & (\frac{1}{2f_h} \leq t < \frac{1}{f_h}) \end{cases}. \quad (4.56)$$

주입 주파수가 충분히 낮아 구형파의 과도 상태를 무시하고, 구형파 순환전류의 정상상태를 가정할 때, (4.56)와 같이 각 구간에서 고주파 순환전류는 직류이다. 정상상태에서는 암의 저항 성분만 보이므로, 순환 전류와 레그 읍셋 전압 사이의 관계는 (4.57)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{v}_{xo} = R \hat{i}_{xo}. \quad (4.57)$$

따라서, 레그 읍셋 전압 지령은 (4.58)과 같이 유도된다.

$$\hat{v}_{xo}^* = \begin{cases} -\frac{R}{2V_{sn}} \left(\frac{V_{dc}}{2} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \frac{v_{xs}^{**} i_{xs}}{V_{dc}} \right) & (0 \leq t < \frac{1}{2f_h}) \\ \frac{R}{2V_{sn}} \left(\frac{V_{dc}}{2} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \frac{v_{xs}^{**} i_{xs}}{V_{dc}} \right) & (\frac{1}{2f_h} \leq t < \frac{1}{f_h}) \end{cases}. \quad (4.58)$$

암의 저항성분인 R 의 측정 오차는 제어기의 적분기를 통해 보상할 수 있으므로, 구형과옴셋 전압 주입 방식을 적용한 암 균형 전압 제어기는 그림 4.10과 같이 표현될 수 있다. 이때, 전향 보상은 (4.58)에 근거하여, (4.59)과 같이 계산을 통해 구할 수 있다.

$$P_{err}^{Vff} = \frac{V_{dc}}{2} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \frac{v_{xs}^{**} i_{xs}}{V_{dc}}. \quad (4.59)$$

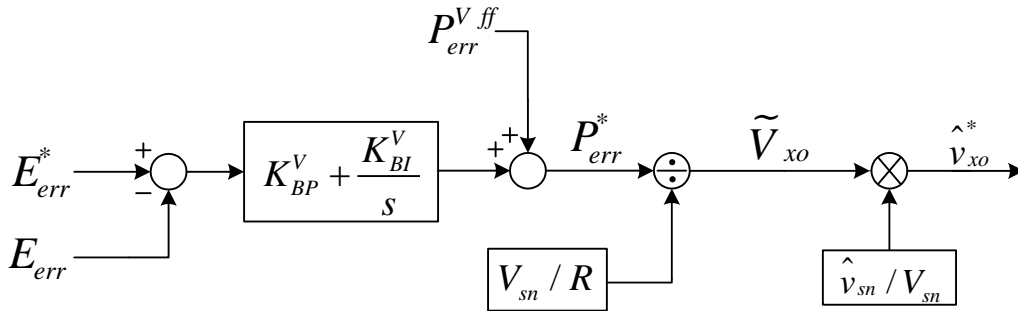


그림 4.10. 구형과 옴셋 전압 주입 방식의 암 균형 전압 제어기 블록도.

구형과 옴셋 전압 인가 시에는 4.3.1절에서 설명한 정현과 옴셋 전압 인가 방식의 경우보다 순환전류의 크기를 대폭 줄일 수 있다. 두 방식에서 순환 전류의 최고치를 비교했을 때, (4.56)이 (4.53)보다 $\sqrt{2}$ 배 작음을 볼 수 있다. 또한,

동일한 옴셋 전압 변조지수(modulation index; MI)를 적용하였을 때, 구형파 옴셋 전압이 전압을 $\sqrt{2}$ 배 더 크게 쓸 수 있다. 따라서, 이론적으로 구형파 옴셋 전압 인가 시에는 정현파의 경우보다 순환전류의 크기가 $1/2(=(1/\sqrt{2})^2)$ 로 줄어드는 효과를 볼 수 있다[21].

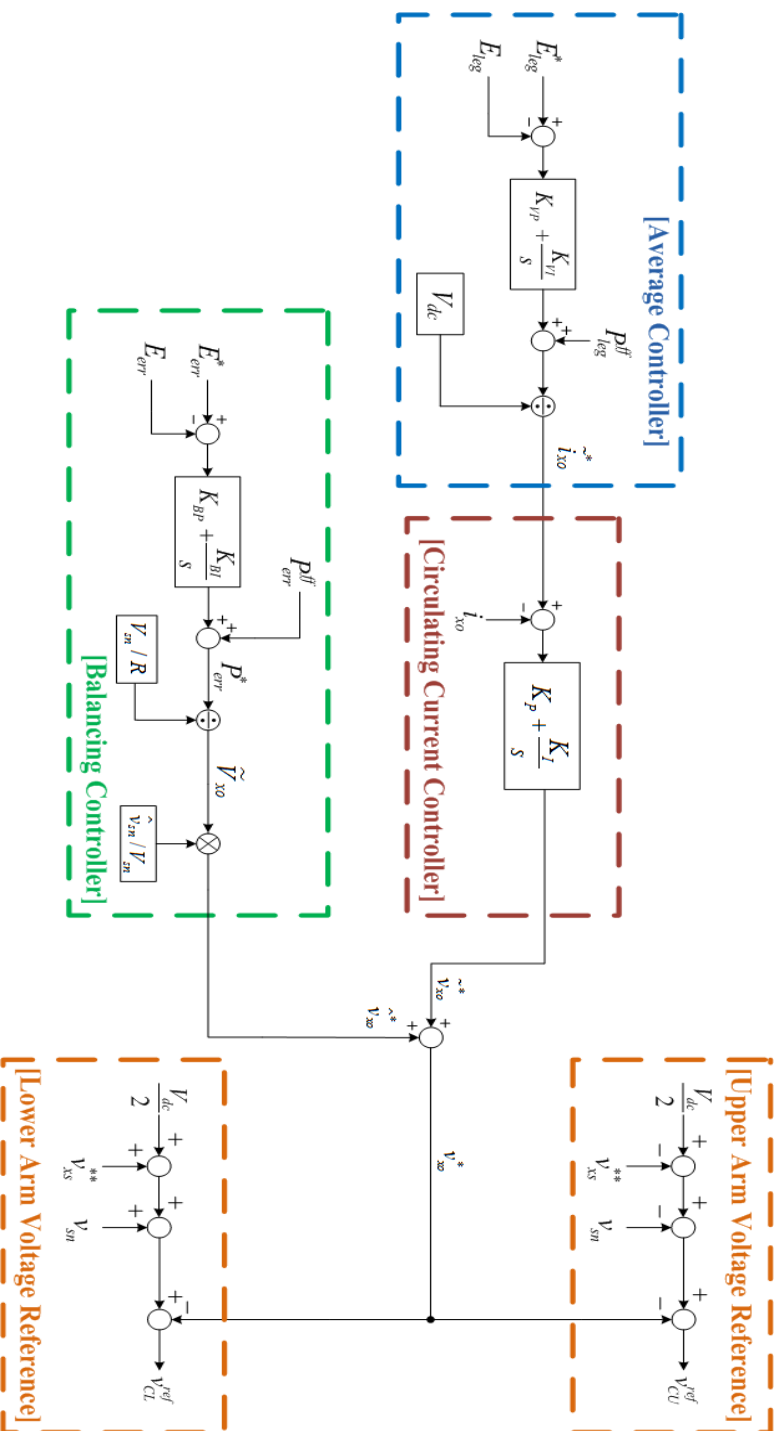


그림 4.11. 구형파 음펄스 전압 주입 방식의 저속운전 영역 제어 블록도.

5. 실험 결과

5.1. 실험 장치의 구성

그림 5.1는 실험에 사용한 암당 2개의 셀($N=2$)로 구성된 10kVA 축소형 MMC 시스템의 모습이다. 각 셀은 Infineon사의 F4-75R06W1E3 전력 스위치 소자 (600V/75A)를 적용한 반파-브릿지 인버터와 4.4mF 전해 캐패시터를 병렬 연결하여 구성하였다. 각 암의 인덕터는 2mH이다. 전체 직류 단 전원(V_{dc})은 310V로 공급하였으며, 각 셀의 캐패시터 직류단은 155V($=310V/2$)로 제어하였다.

12개의 셀 캐패시터 전압과 6개의 각 암 전류를 측정하기 위해, LEM사의LV-25P와 LA-55P를 각각 사용하였고, 센서로 받은 아날로그 신호를 14-bit의 디지털 값으로 변환하였다. DSP(Digital Signal Processor)는 Texas Instruments사의 TMS320C28346을 사용하였다. DSP는 제어 알고리즘을 통해 암 전압 지령을 생성한다. FPGA(Field Programmable Gate Array)는 Altera사의 cyclone3 EP3C25F324를 사용하였다. FPGA는 PWM을 위한 삼각 반송파를 생성하여, DSP에서 받은 암 전압 지령과 비교를 통해 암 전압 합성을 위한 게이팅 신호를 생성한다. 또한, 게이팅 fault 및 하드웨어 protection을 관리하여 시스템 제어의 안정성을 높이는 역할을 한다. 본 실험에서 삼각 반송파 주파수는 5kHz로 설정하였으며, 레벨 천이 PWM을 사용하였다.

그림 5.2는 전체적인 실험 장치 구성에 대한 개략도를 나타낸다. DC 전원은 California Instruments사의 MX30 시뮬레이터를 사용하였다. MMC는 영구자석 동기기(Permanent Magnet Synchronous Machine; PMSM)에 연결되어 있으며, 속도 제어를 한다. 한편, 같은 DC 전원을 공유하는 2-레벨 인버터는 유도기

(Induction Machine; IM)의 토크를 제어한다. PMSM과 IM은 직결(Coupling)되어 있다. MMC 시스템과 PMSM의 제정수는 각각 표 5.1과 표 5.2에 정리하여 나타내었다.

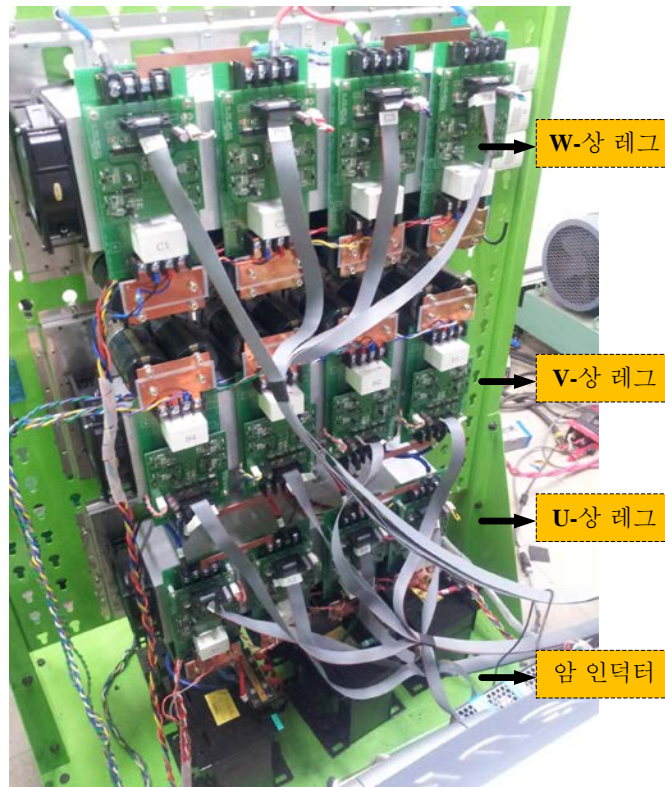


그림 5.1. 10kVA 3-레벨(N=2) MMC 시험세트.

표 5.1. 3-레벨 MMC 시험 세트의 회로 제정수.

정격 용량	S_{MMC}	10kVA	정격 주파수	f_s	60Hz
정격 전압	V_{l-l}	190V _{rms}	암 인덕터	L	2mH
정격 전류	I_s	52.7A _{rms}	셀 캐패시터	C_{cell}	4.4mF
DC 전원 전압	V_{dc}	310V	반송파 주파수	f_{cr}	5kHz

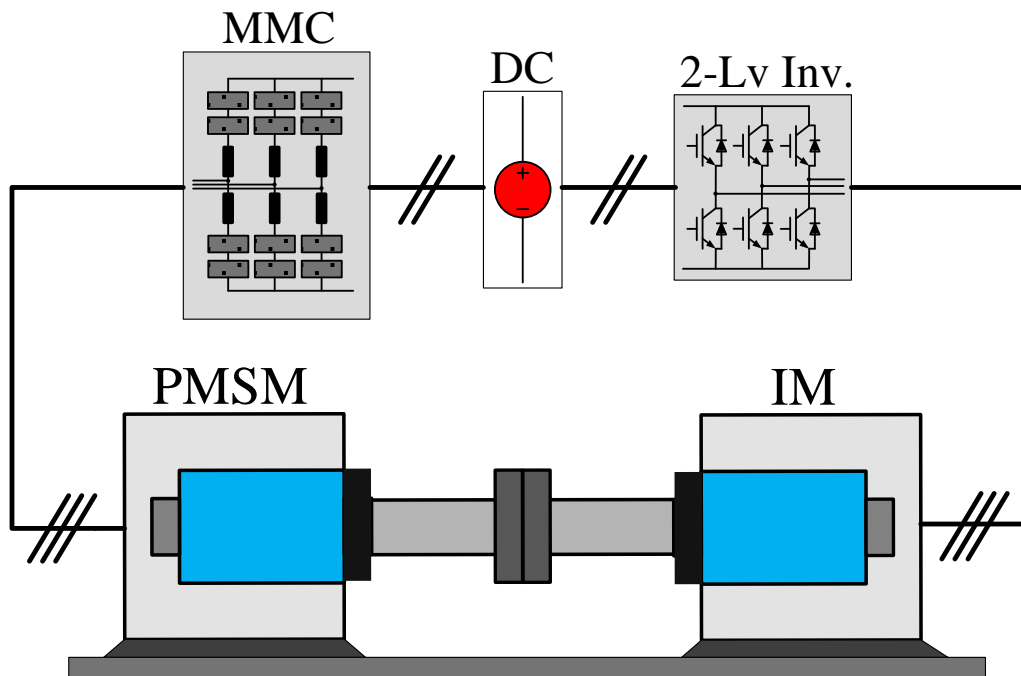


그림 5.2. 전체적인 실험 장치의 구성 개략도.

표 5.2. 영구자석 동기기의 제정수.

정격 용량	P_{PMSM}	11kW
정격 선간 전압	V	200V_{rms}
정격 전류	I	58.6A_{rms}
극 수	P	8
정격 속도	ω_{rm}	1750r/min
정격 토크	τ_L	60N · m

5.2. 전류 주입 방법

이 절에서는 전류 주입 방법에 대한 실험을 보여준다. 제안된 제어기의 성능을 검증하기 위하여, 저속 운전 영역에서 15r/min으로 PMSM의 속도를 제어하였고, 고속 운전 영역에서 1000r/min으로 제어하면서 셀 캐패시터 전압의 맥동과 순환전류 특성을 살펴본다. 또한, PMSM의 정지 상태에서부터 고속 구동까지 속도제어를 통해, 제어기의 절환과정을 확인한다.

5.2.1. 저속 영역 운전

그림 5.3은 저속 운전 시, 실험 결과 파형을 보여준다. 운전 주파수는 1Hz (15r/min)이며, 부하토크는 24N · m(40%)로 인가하였다. 또한 고주파 옵션 전압 주입 주파수로 180Hz를 주입하였다. u 상의 상단 암 첫 번째 셀의 전압(v_{uP1}^C)과 하단 암 첫 번째 셀의 전압(v_{uN1}^C)은 기본과 주파수의 맥동을 가지며, 약 15V내로 제어되고 있다. 이는 캐패시터 평균 직류 전압인 155V의 10%이하로 전압 맥동 제어가 잘 이루어지는 것을 확인할 수 있다. 다음으로, u 상의 상단 암

전류(i_{uu})와 하단 암 전류(i_{ul})를 측정하여 보여준다. 순환전류(i_{uo})와 상전류(i_{us})는 측정한 상·하단 암 전류로부터 계산한 값이다. 즉, 상전류와 순환전류는 각각 (3.3)과 (3.4)의 수식에서 알 수 있듯이, 상전류는 상단 암 전류에서 하단 암 전류를 뺀 값이며, 순환전류는 상·하단 암의 전류의 평균이다. 결과 파형에서 볼 수 있듯이, 순환전류에는 저속운전 방식에서 주입한 2고조파 성분과 180Hz의 고주파 순환 전류의 성분이 보인다. 4.2.2절에서 서술하였듯이, 이론상으로 순환전류는 6개의 주파수 성분으로 제어된다. 하지만, ω_s 가 ω_h 보다 매우 작으므로, $\omega_h \pm \omega_s$ 성분과 $\omega_h \pm 3\omega_s$ 성분에서 ω_h 성분이 지배적(dominant)으로 나타난다. u 상 전류는 기본파 주파수인 1Hz의 정현파로 출력되는 것을 볼 수 있다.

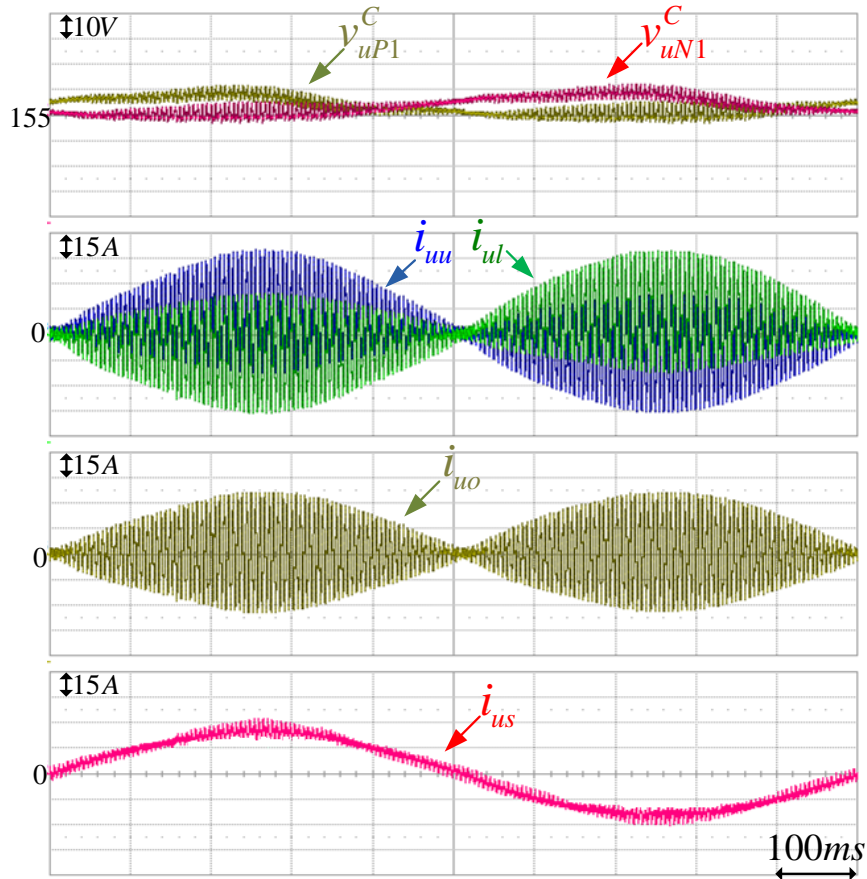


그림 5.3. 저속 영역 운전 실험 결과 파형.

5.2.2. 중·고속 영역 운전

그림 5.4는 중·고속 운전 시, 실험 결과 파형을 보여준다. 운전 주파수는 66.67Hz (1000r/min)이며, 부하토크는 60N·m (100%)로 인가하였다. u 상의 셀 캐패시터 전압 맥동은 약 12V (8%)내로 잘 제어되고 있음을 볼 수 있다. 중·고속 영역에서는 4.2.3절에서 언급하였듯이, 현실적으로 생기는 암 간 전력 차의 직류성분만 보상한다. 이는 순환전류에 기본파 주파수 성분을 주입하여 보

상한다. 하지만 암 간 전력 차의 직류성분은 일반적으로 작은 값이므로, 중·고속 영역에서는 순환전류가 거의 직류로 제어된다. 그림 5.4의 결과 파형에서 볼 수 있듯이, u 상 순환전류는 직류로 나타났다. u 상 상전류는 66.67Hz의 기본과 주파수로 출력됨을 확인할 수 있다.

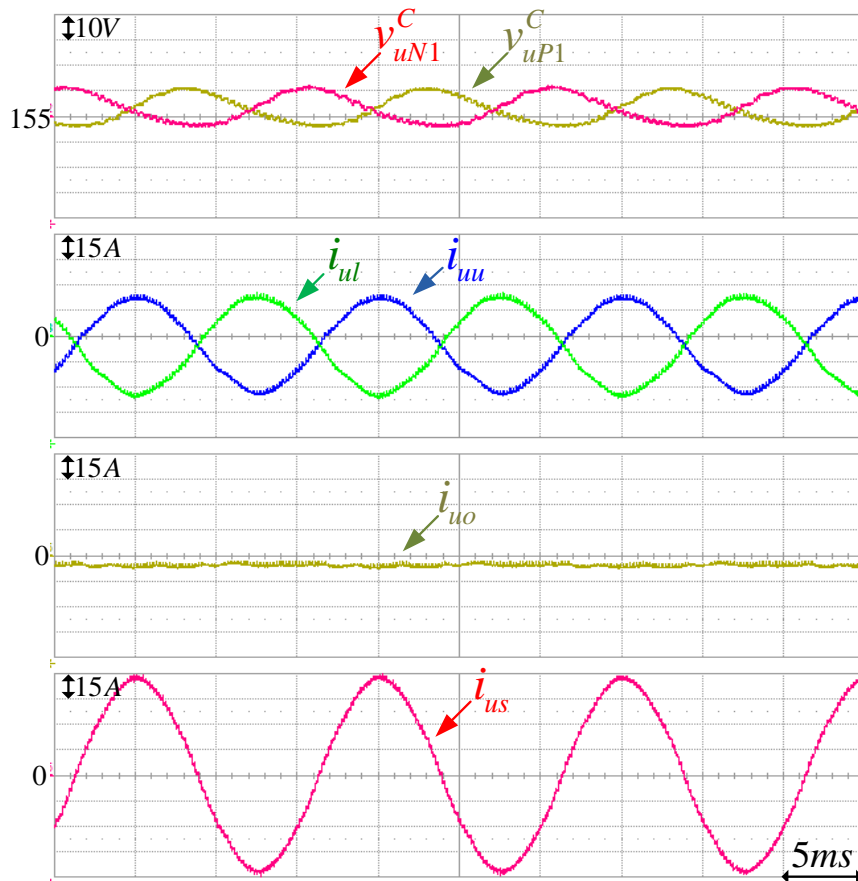


그림 5.4. 중·고속 영역 운전 실험 결과 파형.

5.2.3. 제어기의 절환을 통한 기동 및 전 영역 운전

제어기의 절환을 통한 전 영역 운전 알고리즘을 검증하기 위해, 속도지령을 기동 및 저속에서 중·고속 영역까지 일정 기울기로 증가시키는 실험을 수행하였고, 그 결과를 그림 5.5에 나타내었다. t_0 에서 속도(ω_m)가 일정하게 증가하기 시작하여, 1000r/min까지 도달하도록 속도제어를 하였다. 또한, 유도전동기에 인가한 부하는 팬, 블로어, 펌프 등의 부하를 가정하기 위하여, 그림의 T_L 과 같은 부하곡선으로 토크 제어를 통해 인가하였다. 이 부하곡선에서 볼 수 있듯이, 정지 시, 기동토크를 40% 인가하고, 속도가 증가하면서, 속도의 제곱에 비례하는 부하토크를 인가하도록 제어하였다. t_0 이전의 속도 지령은 0이며, 기동 토크가 40% 인가되어 있는 상태이다. 이때는 상전류(i_{us})가 직류로 제어되고 있다. t_0 와 t_1 사이에는 저속 운전 영역으로 순환전류가 주입한 고주파 성분들로 제어되고 있다. t_1 시점에서 제어기의 절환이 일어나며, 중·고속 제어 영역으로 전환된다. 절환 시점은 15Hz 부근으로 설정하였다. 이는 고주파 순환전류 주입을 하지 않을 경우, 셀 캐패시터 전압의 기본파 주파수 맥동의 크기가 15% 이하의 조건을 만족하는 기준으로부터 설정되었다. 또한, 절환 시점의 출력 주파수보다 낮은 주파수 범위에서는 일정 크기의 육섯 전압 주입이 가능할 수 있도록 전압 사용 여유율을 만족하여야 한다. t_1 시점 이후에는 제어기가 중·고속 제어 영역으로 절환되므로, 순환전류는 직류로 제어됨을 확인할 수 있다. 속도가 1000r/min에 도달한 이후, 속도는 1000r/min으로 제어되고 부하는 100%로 인가 되었다. 실험 결과로부터 전 영역 운전을 위한 제안된 알고리즘이 타당함을 검증할 수 있다.

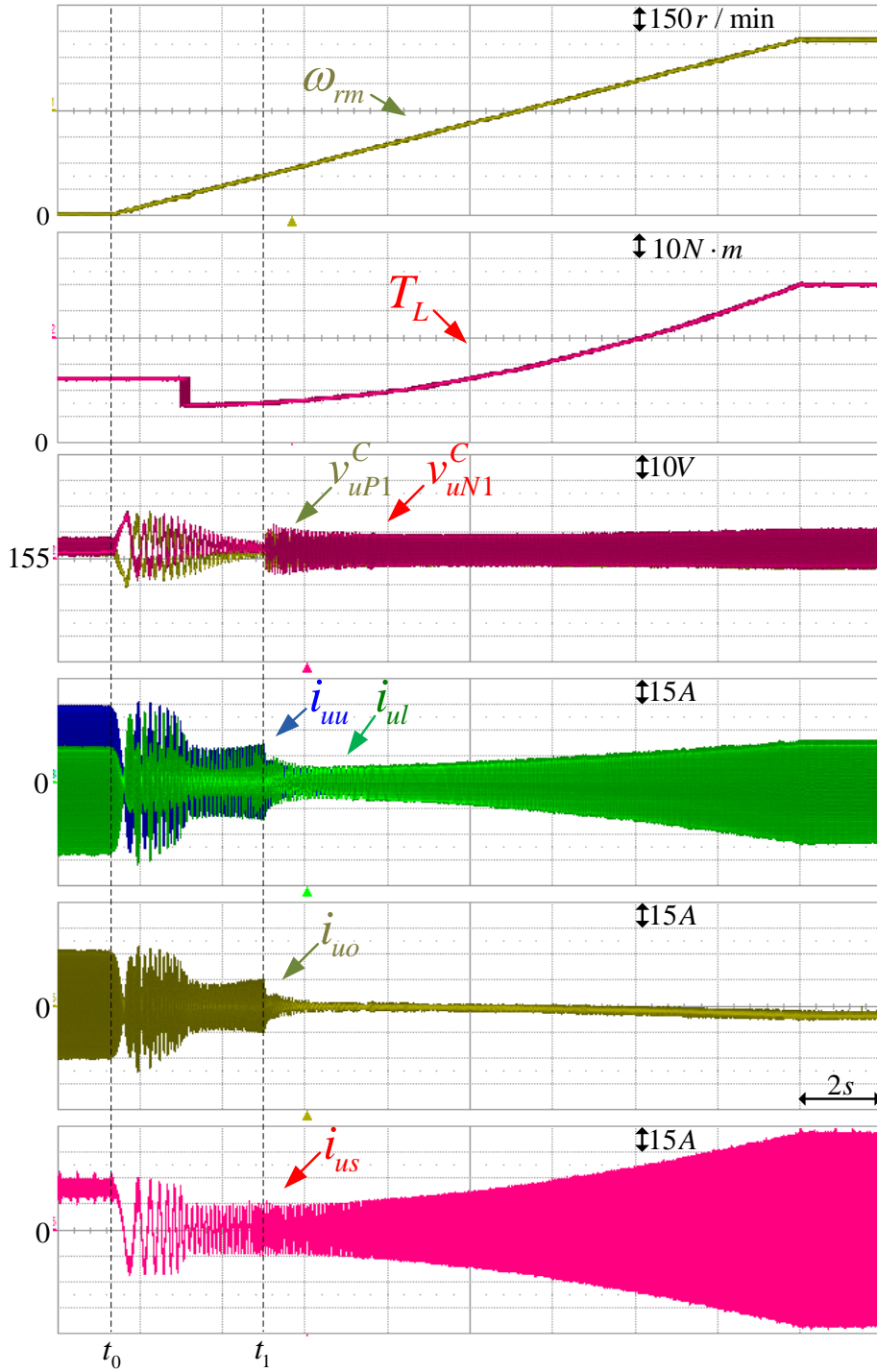
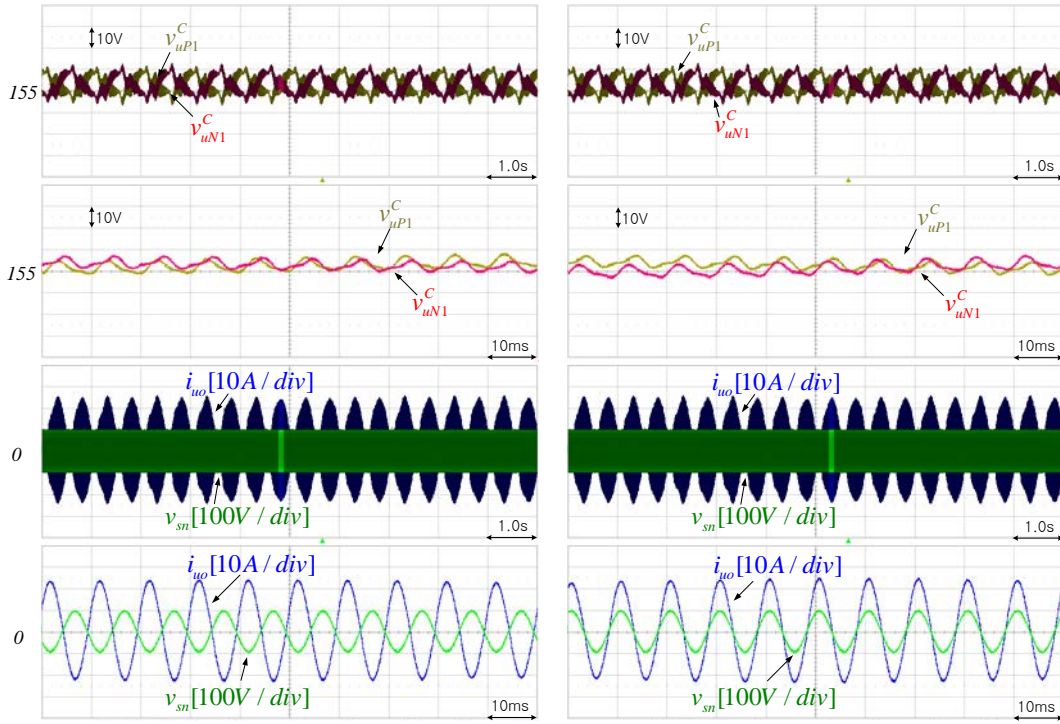


그림 5.5. 기동 및 전 영역 운전 실험 결과 파형.

5.3. 전압 주입 방법

5.3.1. 정현파 음펄스 전압 주입



(a) v_{sn} 과 \hat{i}_{uo} 가 역위상인 경우

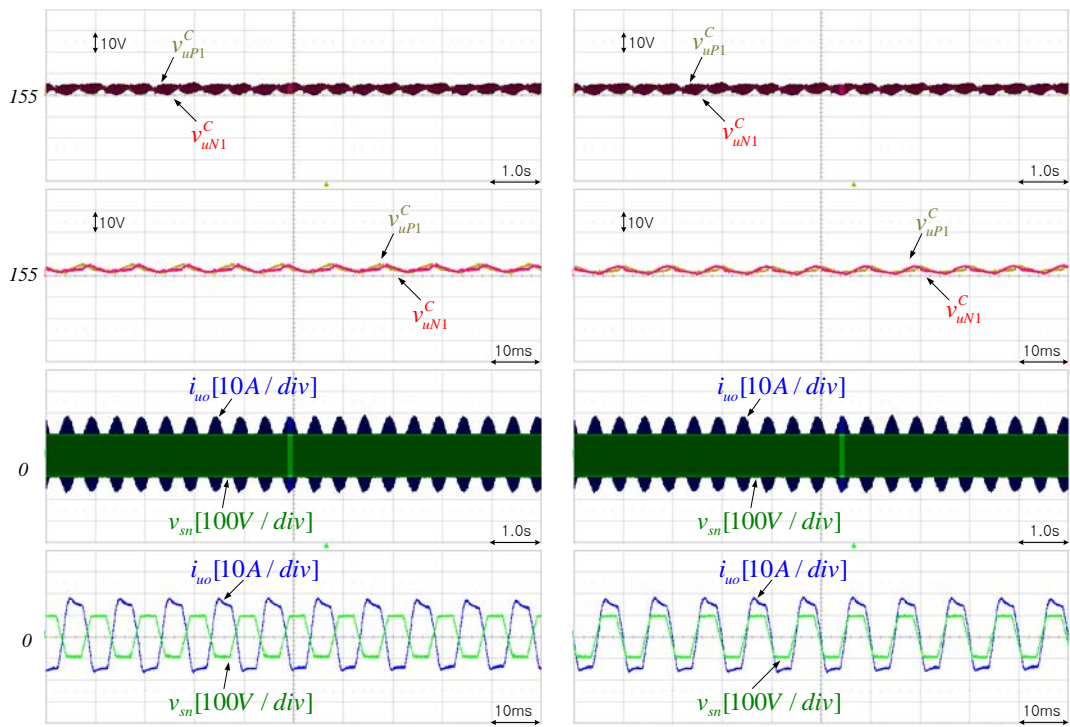
(b) v_{sn} 과 \hat{i}_{uo} 가 동위상인 경우

그림 5.6. 정현파 음펄스 전압 주입 방식의 실험 결과 파형.

그림 5.6은 정현파 음펄스 전압 주입 방식의 경우, 저속 운전 영역에서의 실험파형을 나타내고 있다. 상단 암과 하단 암의 캐패시터 전압과 100배 확대 파형을 보이고 있으며, 마찬가지로 음펄스 전압과 순환전류의 그 확대파형을 보이고 있다. 4.3.1절에서 제안한 제어 알고리즘을 적용하였으며, 고주파 음펄스 전압의 주입 주파수는 100Hz, 운전 주파수는 1Hz이다. 또한, 부록 A에서 설명한 암의 저항 성분에 의한 위상차를 보상하는 방법을 적용하였다.

암 간 전력 차이는 균형 제어를 위한 전력을 만드는 $\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.}$ 으로 전력 차이를 보상한다. 따라서, 암 간 전력 차이가 양일 경우, 그림 5.6(a)와 같이 고주파 윗셋 전압과 고주파 순환전류는 위상 차이가 180도가 되도록 제어되어, 음의 전력을 생성한다. 반대로, 그림 5.6(b)와 같이, 전력 차이가 음일 경우 위상이 같도록 제어되어 양의 전력을 생성한다.

5.3.2. 구형파 윗셋 전압 주입



(a) v_{sn} 과 \hat{i}_{uo} 가 역위상인 경우

(b) v_{sn} 과 \hat{i}_{uo} 가 동위상인 경우

그림 5.7. 구형파 윗셋 전압 주입 방식의 실험 결과 파형.

그림 5.7은 구형파 윙셋 전압 주입 방식의 경우, 저속 운전 영역에서의 실험파형을 나타내고 있다. 정현파 윙셋 전압 주입 방식과 동일하게 주입 주파수를 100Hz, 운전주파수를 1Hz로 구동하였다. 4.3.2절에서 제안한 제어 알고리즘을 적용하여 실험을 수행하였다. 하지만, 구형파를 인가할 경우, 데드 타임과 같은 인버터의 비선형성으로 인해 출력에 고조파 전류가 발생할 수 있다. 이런 고조파 전류로 인한 손실과 토크 맥동의 저감을 위해, 실제 실험에서는 사다리꼴 파형(trapezoidal wave)을 주입하였다.

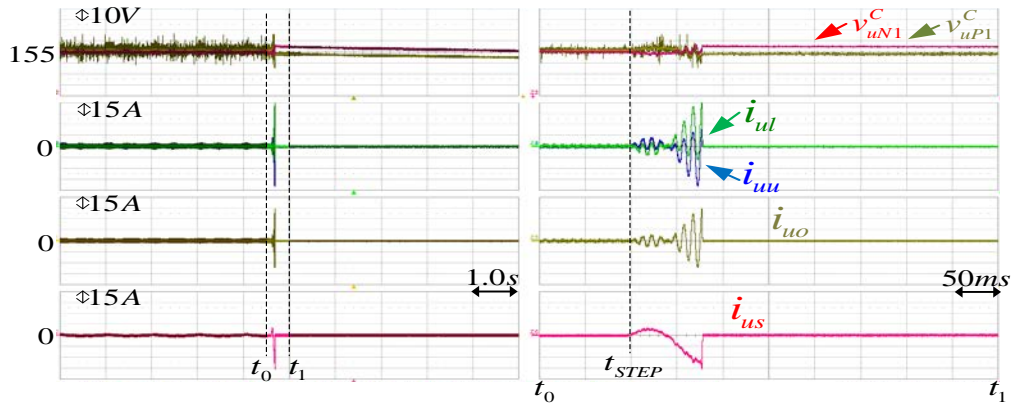
4.3.2절에서 언급한 것처럼, 구형파 윙셋 전압 주입의 경우에는 정현파의 경우와 비교하여 순환전류의 크기를 감소시킬 수 있다. 사다리꼴 파형 주입의 경우, 최고 값과 최저 값의 차이는 약 33A이다. 반면, 정현파의 경우, 최고 값과 최저 값의 차이는 약 47A이다. 따라서, 구형파 윙셋 전압 주입의 경우에 순환전류의 크기가 정현파보다 약 30% 정도 감소하는 것을 실험적으로 알 수 있다. 구형파 대신, 사다리꼴 파형을 적용하는 등의 이유로 이론 값인 50%의 감소효과를 나타내지는 못하였지만, 사다리꼴 파형 윙셋 전압을 인가함으로써, 순환전류의 크기를 줄일 수 있음을 확인할 수 있었다.

5.4. 전류 주입과 전압 주입 방식의 동특성 비교

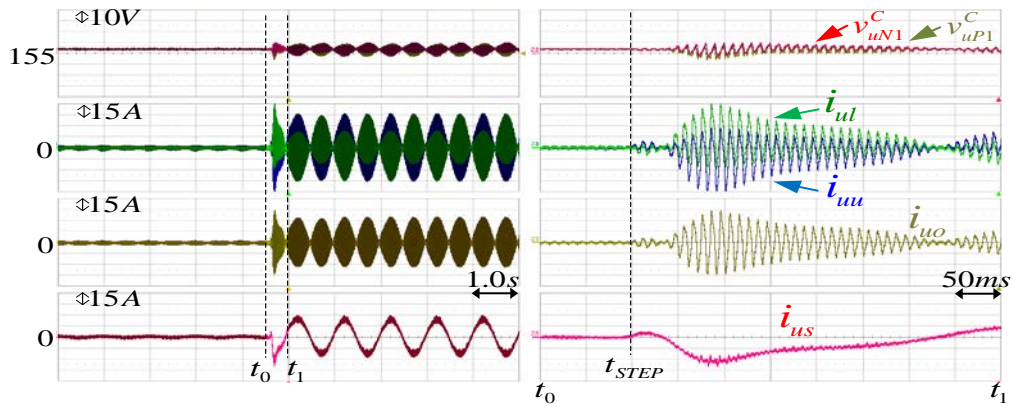
그림 5.8은 고주파 순환 전류 주입 방식과 고주파 레그 윗셋 전압 주입 방식에 따른 제어의 동특성을 비교한 실험을 나타낸다. 한편, 고주파 레그 윗셋 전압 주입 방식에서는 정현파 윗셋 전압을 사용하는 경우와 구형파 윗셋 전압을 사용하는 경우로 두 가지 실험을 수행하였다. 세가지 경우의 동특성 비교를 위하여, 윗셋 전압 주입 주파수를 100Hz로 동등하게 설정하였다. 또한, 레그 평균 전압 제어기와 암 균형 전압 제어기의 대역폭을 동일하게 설정하였다.

실험은 다음과 같이 수행되었다. MMC로 PMSM을 1Hz (15r/min) 속도제어를 하고 부하는 인가하지 않았다. 이 상황에서 스텝으로 24N·m (40%)를 인가한 후 ($t=t_{STEP}$), 셀 캐패시터 전압 맥동 및 암 전류 크기를 통해 시스템 안정도를 살펴보았다. 먼저, 고주파 순환 전류 주입의 경우, 부하 인가 시점에서 순환전류가 지령을 따라가지 못하면서, 암 전류가 발산하였다. 따라서 시스템의 균형 제어가 이루어지지 못하고 시스템의 구동이 정지되었다. 반면, 고주파 레그 윗셋 전압 주입의 경우, 정현파와 구형파 윗셋 전압 주입의 두 경우 모두 과도 상태를 지나 정상 상태로 진입하였다. 정현파 및 구형파 전압 주입의 경우, 오른쪽의 20배 확대 파형을 통해 0.2초 이내의 정상상태 수렴시간을 보임을 확인할 수 있다.

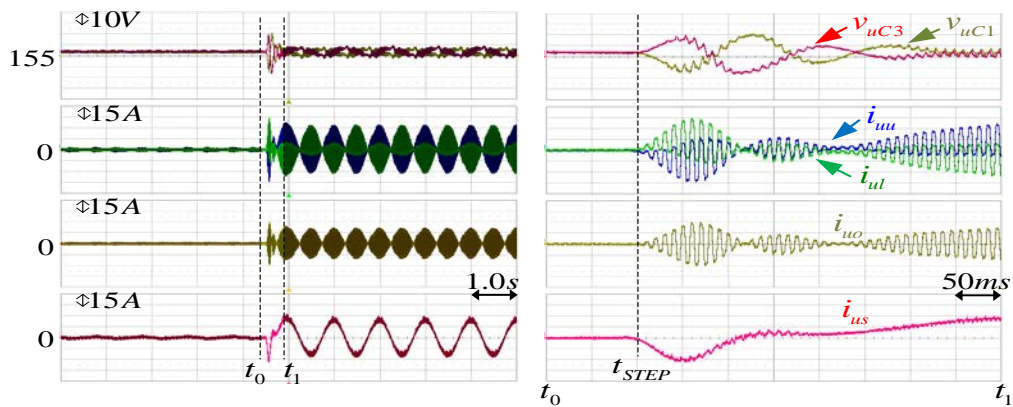
결론적으로, 전류 주입 방식의 고주파 순환전류 제어기(PR 제어기)가 고주파 암 전압 주입 방식에서 없어지면서, 전압 주입 방식에서는 전체적인 순환 전류 제어의 동특성이 향상되었고, 외란에 강인한 특성을 보였다.



(a) 고주파 순환 전류 주입의 경우



(b) 고주파 레그 윽셋 전압 주입의 경우(정현파 윽셋 전압)



(c) 고주파 레그 윽셋 전압 주입의 경우(구형파 윽셋 전압)

그림 5.8. 전류 주입 방식과 전압 주입 방식의 동특성 비교.

6. 결론

6.1. 연구 결과

본 논문에서는 가변속 전동기 구동을 위한 MMC의 전 주파수 영역 운전 제어 방법에 대하여 연구하였으며, 10kVA 암당 셀이 2개인 축소형 MMC 시험 세트를 이용하여 제안된 알고리즘의 성능을 검증하였다.

본 논문의 연구 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) MMC 모델링을 통하여, 상단 암과 하단 암의 캐패시터 전력의 합과 차를 수식적으로 정리하여, 레그 평균 전압 제어와 암 간 전압 균형 제어를 위한 원리에 대하여 서술하였다.
- 2) 고주파 육섯 전압과 순환 전류를 주입하여, 영 속 혹은 저속에서 운전이 가능함을 보였다. 이를 위해 저속 운전 영역에서의 제어기를 설계하였고, 절환 방법을 통해 출력 주파수 전 영역에서의 운전이 가능함을 이론적인 해석과 실험 결과를 바탕으로 검증하였다.
- 3) 고주파 육섯 전압과 레그 육섯 전압을 주입하여, 순환 전류 주입 방식의 경우보다 제어를 간단히 하고 동특성의 향상을 꾀하였다. 전압 주입 방식을 적용한 제어기를 설계하고, 저속 운전 영역 운전 실험을 통해 전압 주입 방식의 타당성을 검증하였다.

- 4) 레그 읍셋 전압 주입 방식은 정현파 읍셋 전압 주입의 경우와 구형파 주입의 경우로 나누어 실험을 수행하였다. 순환 전류의 교류 성분은 시스템의 도통 손실을 증가시키므로, 손실의 관점에서 순환 전류의 교류 성분이 작을수록 효율이 좋다. 실험을 통하여, 구형파를 근사한 사다리꼴 파형의 전압 주입의 경우 정현파 전압 주입 경우에 비해 순환 전류의 교류 성분의 크기를 30% 줄일 수 있음을 확인하였다.

- 5) 전류 주입 방식과 전압 주입 방식의 동특성 비교 분석 및 실험을 통해, 전압 주입 방식이 외란에 더 강인함을 확인하였다. 또한, 그 중에서도 구형파 읍셋 전압 주입 방식이 정현파보다 동특성이 우수함을 알 수 있었다.

6.2. 향후 과제

본 연구를 더욱 발전시키기 위한 향후 연구 과제는 다음과 같다.

- 1) 현재 제작된 시험 세트는 3레벨의 출력 전압을 갖는다. 따라서, 멀티레벨 인버터의 고유한 특징을 발현하기 어렵다. 암 당 셀의 개수를 늘린 세트를 제작 및 실험하고 분석하는 연구가 필요하다.
- 2) MMC 시스템의 능력 곡선을 통해, 절환 시점의 최적 지점을 합리적으로 찾아내고, 절환 시점의 영향을 수식적으로 분석할 필요가 있다.
- 3) 제안된 방법은 저속과 중·고속 영역의 두 가지 제어가 절환을 통해 제어되므로, 복잡하다. 하나의 제어 평면으로 통합하여, 제어를 보다 간단히 할 필요가 있다.

참고 문헌

- [1] R. Marquardt, "Modular Multilevel Converter topologies with DC-Short circuit current limitation," *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE&ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pp.1425-1431, May./Jun., 2011.
- [2] M. Hagiwara and H. Akagi, "Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters," *Power Electron., IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 7, pp. 1737–1746, July. 2009.
- [3] Qingrui Tu, Zheng Xu, Hongyang Huang, and Jing Zhang, "Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC," *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, pp. 1-6, 26-28, Oct. 2010.
- [4] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 814-822, May. 2003.
- [5] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O.Lopez, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesana, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controller," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2633-2641, Aug. 2010.
- [6] S. Engel and R. De Donker, "Control of the Modular Multi-Level Converter for Minimized Cell Capacitance," *Conf. Rec. of EPE*, pp. 1-10, Aug. 2011.
- [7] 정성호, "고조파 주입을 통한 Modular Multilevel Converter의 Cell 캐

- 패시터 전압제어에 관한 연구,” 석사 학위 논문, 2012 2월.
- [8] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*, New Jersey: Wiley, 2006.
- [9] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer, “Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on.*, vol. 57, no. 8, pp. 2633-3642, Aug. 2010.
- [9] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari, and G. Sciutto, “A new multilevel PWM method: a theoretical analysis,” *Power Electronics, IEEE Transactions on.*, vol. 7, no. 3, pp. 497-505, Jul. 1992.
- [10] U. N. Gnanarathna, A. M. Gole, R. P. Jayasinghe, “Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation program,” *IEEE Trans., Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 316-324, 2011.
- [11] M. Saeedifard, R. Iravani, “Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System,” *IEEE Trans., Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2903-2912, 2010.
- [12] Xiaofeng Yang, Jianghong Li, Wenbao Fan, Xiaopeng Wang, T. Q. Zheng, “Research on modular multilevel converter based STATCOM,” *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 2569-2574, 2011.
- [13] Y. Zhao, X. Hu, G. Tang, Z. He, “A study on MMC model and its current control strategies,” in *IEEE 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 259-264, 2010.
- [14] M. Hagiwara, K. Nishimura, and H. Akagi, “A Medium-Voltage Motor Drive With

- a Modular Multilevel PWM Inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 7, pp. 1786-1799, Jul. 2010.
- [15] J. Kolb, F. Kammerer, and M. Braun, “Straight forward vector control of the Modular Multilevel Converter for feeding three-phase machines over their complete frequency range,” *IECON 2011 – 37th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1596-1601, Nov. 2011.
- [16] A. J. Korn, M. Winkelkemper, and P. Steimer, “Low Output Frequency Operation of the Modular Multi-Level Converter,” in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2010*, pp. 3993-3997, Sept. 2010.
- [17] A. Antonopoulos, K. Ilves, L. Angquist, and H. -P. Nee, “On interaction between internal converter dynamics and current control of high-performance high-power AC motor drives with modular multilevel converters,” in *Conf. Rec. IEEE-ECCE 2010*, pp. 4293-4298.
- [18] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, I. E. Lizama, “A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters,” *Industrial Electronics, IEEE Transaction on*, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, Jul. 2010.
- [19] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *Industrial Electronics, IEEE Transaction on*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002.
- [20] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, M. A. Perez, “A Survey on Cascaded Multilevel Inverters,” *Industrial Electronics, IEEE Transaction on*, vol. 57, no. 7, pp. 2197-2206, Jul. 2010.

- [21] M. Hagiwara, I. Hasegawa, and H. Akagi, "Startup and Low-Speed Operation of an Adjustable-Speed Motor Driven by a Modular Multilevel Cascade Inverter (MMCI)," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp., Sept. 2012.
- [22] J. J. Jung, H. J. Lee, and S. K. Sul, "Control of the Modular Multilevel Converter for Variable-speed Drives," *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES 2012)*, pp., Dec. 2012.
- [23] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator," *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1-6, Jun. 2006.

부록 A. 전압 주입 방법에서의 위상차 보상 방법

본 부록에서는 4.3.1절에서 생략한 암 저항 성분을 보상하는 방법에 대해서 서술한다. 만약 주입 주파수(ω_h)가 충분히 크지 않아서, 암 인덕터의 임피던스에 비해 암 저항 성분을 무시할 수 없는 경우에는 암 간 전력 불균형을 해소하기 위한 전력생성의 효율이 상대적으로 떨어진다. 즉, 옵셋 전압과 순환 전류 사이의 위상이 0도나 180도의 위상차가 있을 때, $\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.}$ 의 값이 가장 크다. 하지만, 암 저항 성분을 생략할 수 없는 경우에는 위상차 보상을 통해서 $\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.}$ 의 크기를 최대로 제어해야 한다.

따라서, (4.51)에서 암 인덕터 저항 성분을 고려하면, (A.1)과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} 2\hat{v}_{sn} \hat{i}_{xo} \Big|_{low\ freq.} &= 2\hat{v}_{sn} \frac{\hat{v}_{xo}}{sL} \Big|_{low\ freq.} = \frac{2\sqrt{2}V_{sn} \tilde{V}_{xo}}{\omega_h L} \cos(\omega_h t) \sin(\omega_h t + \phi) \Big|_{low\ freq.} \\ &= \frac{2\sqrt{2}V_{sn} \tilde{V}_{xo}}{\omega_h L} \left(\frac{1}{2} \sin \phi + \frac{1}{2} \sin(2\omega_h t + \phi) \right) \Big|_{low\ freq.} = \frac{\sqrt{2}V_{sn} \tilde{V}_{xo}}{\omega_h L} \sin \phi. \end{aligned} \quad (A.1)$$

따라서, 고주파 레그 옵셋 전압 지령의 크기(\tilde{V}_{xo})는 (A.2)와 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \frac{\sqrt{2}V_{sn} \tilde{V}_{xo}}{\omega_h L} \sin \phi &= \frac{1}{2} V_{dc} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} \frac{v_{xs}^{**} i_{xs}}{V_{dc}} \\ \Leftrightarrow \tilde{V}_{xo} &= \frac{\omega_h L}{\sqrt{2}V_{sn} \sin \phi} \left(\frac{1}{2} V_{dc} i_{xs} - 2 \frac{(v_{xs}^{**})^2 i_{xs}}{V_{dc}} \right). \end{aligned} \quad (A.2)$$

여기서, 암 저항 성분을 무시하면 ϕ 는 $\frac{\pi}{2}$ 가 되고, 이는 (4.51)-(4.52)의 식과 같아진다.

서술상 편의를 위해, (3.21)의 암 전압과 순환 전류의 관계를 다시 나타내었다.

$$v_{xo}^* = \left(R_o + L_o \frac{d}{dt} \right) i_{xo}. \quad (3.21)$$

따라서, 암 전압 지령(v_{xo}^*)에 고주파(ω_{detec})를 주입한 후, 순환전류의 해당 주파수 성분을 검출하여 암 전압 지령(v_{xo}^{detec})과 순환 전류의 해당 주파수 성분(i_{xo}^{detec})과의 위상 차를 구할 수 있다. 따라서, i_{xo}^{detec} 의 각을 알아낼 필요가 있고, 암 전압 지령의 각은 알고 있는 값이다. 단, 주파수 성분끼리의 간섭을 피하기 위해, 여기서 주입하는 주파수는 암 간 균형제어를 위해 주입하는 주파수(ω_h)와 달라야 한다.

본 논문에서는 SOGI(Second Order Generalized Integrator)를 이용하여 해당 주파수(ω_{detec})에서 i_{xo}^{detec} 의 각(φ_{detec})을 검출하는 방법을 사용하였다. 그림 A.1에서와 같이, SOGI는 입력 중 해당 주파수 성분을 필터링하여 동위상 성분과 90도 위상차가 나는 성분을 출력으로 내보낸다. 따라서 간단한 계산을 통하여 입력의 해당 주파수 성분의 각을 검출 할 수 있다[23]. 식(A.3)은 입력(v)에 대한 동위상 성분(v')의 전달 함수를, (A.4)는 입력(v)에 대한 90도 위상차이가 나는 성분(qv')의 전달 함수를 나타낸다.

$$\frac{v'}{v} = \frac{k_s \omega_o s}{s^2 + k_s \omega_o s + \omega_o^2}. \quad (A.3)$$

$$\frac{qv'}{v} = \frac{k_s \omega_o^2}{s^2 + k_s \omega_o s + \omega_o^2}. \quad (A.4)$$

따라서, SOGI를 통해 알아낸 i_{xo}^{detec} 의 각과 인가하는 v_{xo}^{detec} 의 각의 차이(θ_{diff})를 이용하여, 윙셋 전압 주파수에서 윙셋 전압(v_{sn})과 고주파 순환전류(\hat{i}_{xo}) 사이

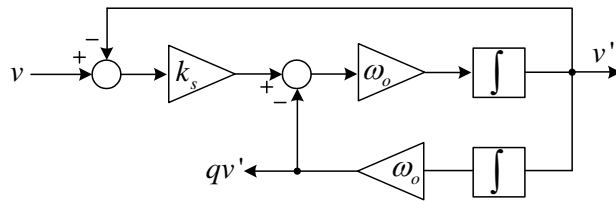
의 위상차(ϕ)로 환산할 수 있다. 환산을 위한 식은 (A.5)-(A.7)과 같이 유도될 수 있다.

$$\theta_{diff} = \varphi_{detec} - \omega_{detec} t. \quad (A.5)$$

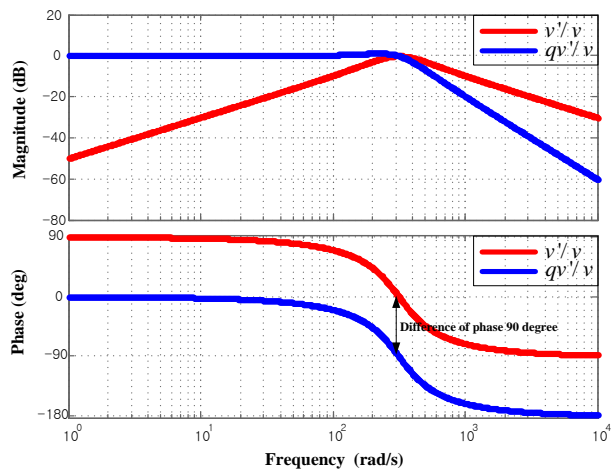
$$\theta_{diff} = \arctan\left(\frac{\omega_{detec} L}{R}\right) \Leftrightarrow \frac{\omega_{detec} L}{R} = \tan(\theta_{diff}). \quad (A.6)$$

$$\frac{\omega_h L}{R} = \frac{\omega_h}{\omega_{detec}} \cdot \frac{\omega_{detec} L}{R} = \frac{\omega_h}{\omega_{detec}} \cdot \tan(\theta_{diff})$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega_h L}{R}\right) = \arctan\left(\frac{\omega_h}{\omega_{detec}} \cdot \tan(\theta_{diff})\right). \quad (A.7)$$



(a) SOGI의 제어 블록도



(b) SOGI의 보데선도

그림 A.1. SOGI의 제어블록도와 보데(Bode)선도.

ABSTRACT

This paper presents the control strategy of the complete frequency operation of Modular Multilevel Converter (MMC) to drive AC machines. The structure of MMC essentially requires energy balancing control so as to mitigate the pulsation of the voltage in the cell capacitors of converter arms. In the proposed control strategy, two operation modes are employed. One is a low frequency mode for start-up and low speed operation of the AC machine, and the other is a normal frequency mode for higher speed operation of the AC machine. This paper describes inner energy balancing control strategies at each frequency mode. Theoretically, the energy in the capacitors is prone to be unstable at low frequency operation. In order to prevent the instability, a special control strategy is introduced. This paper proposes a control scheme using common mode voltage and circulating current with high frequency component in low frequency operation region.

Additionally, another strategy for the energy balancing control is addressed. It is the method that uses the leg offset voltage reference with high frequency component, instead of the circulating current injection. In respect of the control dynamics and control complexity, the leg offset voltage injection method is better and simpler than the current injection method.

With these proposed control schemes, the variable-speed drive of the AC machine can be achieved without excessive cell capacitor voltage ripples. Experimental results for the energy balancing control are shown to demonstrate the effectiveness of the proposed control schemes.

Key Words: Modular Multilevel Converter, inner circulation current control, power balancing control, variable speed drives.

Student Number: 2011-20931