



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](#)

2023년 2월
석사학위논문

MMC 기반 전압형 MTDC 계통의
공급 신뢰도 확보를 위한 한류 및
차단 기술에 관한 연구

조선대학교 대학원

전 기 공 학 과

김 건 응

MMC 기반 전압형 MTDC 계통의 공급 신뢰도 확보를 위한 한류 및 차단 기술에 관한 연구

A Study on the Current Limiting and Interruption
Technology for Securing Reliability of Power Supply in
MMC-based VSC-MTDC Grid

2023년 02월 24일

조선대학교 대학원

전 기 공 학 과

김 건 응

MMC 기반 전압형 MTDC 계통의 공급 신뢰도 확보를 위한 한류 및 차단 기술에 관한 연구

지도교수 최 효 상

이 논문을 공학 석사학위신청 논문으로 제출함

2022년 10월

조선대학교 대학원

전 기 공 학 과

김 건 응

김건웅의 석사학위논문을 인준함

위원장 조선대학교 교수 고 필 주 (인)

위 원 조선대학교 교수 최 연 옥 (인)

위 원 조선대학교 교수 최 효 상 (인)

2022년 12월

조선대학교 대학원

목 차

ABSTRACT	vii
I. 서론	01
II. HVDC	03
A. HVDC 시스템 개요	03
B. MMC	08
1. 동작원리	08
2. 변조기법	14
3. 밸런싱 알고리즘	19
B. MTDC 시뮬레이션	20
1. 모델링	20
2. 정상상태	22
3. 과도상태	25
III. 초전도 한류 모듈	32
A. 저항형 초전도 한류 모듈	35
B. Multi-filar meander	38
1. Finite Element Method (FEM)	38
2. 설계 및 제작	43
3. 실험	44
a. 구성	44
b. 실험 결과 및 모델링	46

IV. DC 차단 모듈	50
A. 종류	50
B. RCS-DC 차단 모듈	53
1. 이론	53
2. 모델링 및 분석	55
a. 모델링	55
b. 분석	57
V. 한류 및 차단 시뮬레이션	60
A. 차단 모듈 적용	61
B. 한류 및 차단 모듈 적용	64
C. 비교 분석	67
VI. 결론	69
참 고 문 헌	71

List of Tables

Table. 1. 초기 동작 시 전류 방향에 따른 SM 커패시터의 충전	10
Table. 2. MMC 동작 시 SM 출력 조건	10
Table. 3. 5-level MMC의 동작 및 출력 조건	13
Table. 4. Zhangbei MTDC 파라미터	21
Table. 5. 케이블 파라미터	21
Table. 6. 초전도 선재의 파라미터	45
Table. 7. R-SFCL의 유,무에 따른 각 시점의 사고전류 및 한류율	48
Table. 8. 시스템 구성	56
Table. 9. 각 DC 차단 모듈의 파라미터	56
Table. 10. 차단 특성 비교	68

List of Figures

Fig. 2-1. HVDC 변환기의 종류	04
Fig. 2-2. VSC-HVDC의 종류	05
Fig. 2-3. MTDC의 구성 방식	07
Fig. 2-4. MMC 회로도	10
Fig. 2-5. MMC 1 상 (1 phase)회로도	11
Fig. 2-6. 5-level MMC의 동작 예시	13
Fig. 2-7. MMC 변조 기법의 종류	15
Fig. 2-8. Phase-Shifted Carrier PWM 변조 기법	16
Fig. 2-9. Level-Shifted Carrier PWM 변조 기법	17
Fig. 2-10. NLC 변조 기법	18
Fig. 2-11. Basic BCA 순서도	19
Fig. 2-12. Zhangbei MTDC의 구성	20
Fig. 2-13. HVDC 케이블 단면도	21
Fig. 2-14. PSCAD/EMTDC로 모델링된 MTDC 계통	22
Fig. 2-15. 정상상태에서 각 변환기의 선간전압	23
Fig. 2-16. AC 전원에 의한 SM 커패시터 사전 충전 경로	23
Fig. 2-17. 전압제어에 의한 SM 커패시터 충전	24
Fig. 2-18. 정상상태에서 각 변환기의 전력 흐름	24
Fig. 2-19. 정상상태에서 SM 커패시터 전압	25
Fig. 2-20. MMC 시스템의 DC 선간 단락 Process 등가회로	26
Fig. 2-21. DC 단락사고 시 MMC 시스템 등가회로	27
Fig. 2-22. Diode freewheeling 단계	27
Fig. 2-23. AC feeding 단계	27
Fig. 2-24. 선간단락 및 1선지락 사고 모의 지점	29
Fig. 2-25. MMC 4에 흐르는 사고전류	30
Fig. 2-26. AC 4의 P-V 특성	31
Fig. 3-1. 초전도체의 임계곡면	34

Fig. 3-2. 켄치 시 초전도체의 상태 변화	34
Fig. 3-3. Bi-filar R-SFCL	37
Fig. 3-4. Meander R-SFCL	37
Fig. 3-5. FEM 분석을 위한 초전도 선재의 배치	39
Fig. 3-6. FEM 분석 예시	40
Fig. 3-7. FEM 분석 결과	43
Fig. 3-8. Multi-filar meander SFCL 지지대	44
Fig. 3-9. Multi-filar meander SFCL 시작용	45
Fig. 3-10. 초전도 선재의 구성	45
Fig. 3-11. 실험 회로도 및 장비	46
Fig. 3-12. R-SFCL의 유, 무에 따른 사고전류	47
Fig. 3-13. R-SFCL에 인가되는 전압	48
Fig. 3-14. PSCAD를 이용한 R-SFCL 저항 모델링	49
Fig. 3-15. 실험과 시뮬레이션의 SFCL 저항 비교	49
Fig. 4-1. 공진 DC 차단 모듈	52
Fig. 4-2. 반도체 DC 차단 모듈	52
Fig. 4-3. 하이브리드 DC 차단 모듈	52
Fig. 4-4. RCS-DC 차단 모듈	54
Fig. 4-5. 공진전류 및 FB 스위칭 파형	54
Fig. 4-6. 공진 DC 차단 모듈 회로도	55
Fig. 4-7. RCS-DC 차단 모듈 회로도	56
Fig. 4-8. 공진 DC 차단 모듈의 차단 그래프	58
Fig. 4-9. RCS-DC 차단 모듈의 차단 그래프	58
Fig. 4-10. 각 DC 차단 모듈의 공진전류 비교	59
Fig. 5-1. 사고 모의를 위한 회로도	60
Fig. 5-2. 사고 시 MMC 4에 흐르는 전류	60
Fig. 5-3. 보호기기가 적용된 MMC 4	61
Fig. 5-4. 사고전류 차단 그래프 (한류 모듈 미적용)	63
Fig. 5-5. C_s 전압 그래프 (한류 모듈 미적용)	64
Fig. 5-6. 사고전류 차단 그래프 (한류 모듈 적용)	66

Fig. 5-7. C_s 전압 그래프 (한류 모듈 적용) 67

Fig. 5-8. P-V 특성 (AC 4) 68

ABSTRACT

A Study on the Current Limiting and Interruption Technology for Securing Reliability of Power Supply in MMC-based VSC-MTDC Grid

Kim Geon-Woong

Advisor: Prof. Choi Hyo-Sang Ph.D.

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Chosun University

Currently, power supply facilities are being expanded and developed at the national level because of the continuously increasing demand for electricity. In particular, renewable energy such as wind and solar energy is in the spotlight in terms of low-carbon and eco-friendly energy utilization. However, most renewable energy sources are concentrated in certain areas favorable to power generation and are quite far from urban areas where power demand is concentrated. Accordingly, there is a growing need for HVDC systems with low loss during long-distance transmission. However, since the DC system does not have a frequency, it is difficult to interrupt because the fault current does not pass zero-point when the fault occurs. Therefore, there is a need for research on a reliable DC protection technology capable of quickly and stably interrupting the fault current during a transient period. In this paper, R-SFCL and RCS-DC circuit breaker are proposed as protection technologies to improve the power reliability of the MMC-based VSC-MTDC grids. The purpose of this study is to review the applicability and prove the necessity of R-SFCL and RCS DCCB in the MMC-based

VSC-MTDC grid. First, to secure the MTDC grid infrastructure, the mechanism of the MMC converter was analyzed and PSCAD/EMTDC modeling was performed by referring to the actual system parameters. After that, the operation characteristics of the MMC converter according to the steady and transient states were analyzed. Second, in order to improve the problems of the traditional R-SFCL, the Ansys maxwell program was used to analyze the magnetic field according to the arrangement of the superconducting wire. Through this, the multi-filar meander winding method was proposed, the characteristics of R-SFCL were confirmed through various experiments, and PSCAD/EMTDC modeling was performed. Third, An RCS-DC circuit breaker with a resonant current amplification method was proposed and was modeled using PSCAD/EMTDC. In addition, it is compared and analyzed with traditional DC circuit breakers having the same specifications by simulation. Fourth, Interruption characteristics were analyzed by applying R-SFCL and RCS DC circuit breaker to MMC VSC-MTDC using PSCAD/EMTDC. As a result, the RCS DC breaker stably performed the interrupting operation for the MTDC grid, and the R-SFCL effectively limited the rapidly rising fault current.

I. 서론

현재, 지속적으로 증가하는 전력 수요 충족 및 전력 공급량 증대를 위한 설비 확충 및 개발이 국가적인 차원에서 진행되고 있다. 특히 풍력 및 태양광 에너지와 같은 재생에너지는 저탄소, 친환경에너지 활용 측면에서 각광 받고 있다 [1]. 국내에서는 2030년까지 48.7 GW의 신규 재생에너지 발전설비를 보급하여 누적 63.8 GW를 달성하기 위한 RE3020 정책이 추진 중이며, 2050년까지 기업 내에서 사용하는 전력의 100 %를 재생에너지로 대체하자는 RE100 국제 협약 프로젝트에 여러 기업이 참여하는 등의 재생에너지 보급 확대가 활발히 이루어지고 있다 [2]. 그러나, 대부분의 재생에너지원은 발전에 유리한 특정 지역에 밀집되어 있고, 전력 수요가 집중되는 도심지와 상당한 거리를 두고 있다. 이러한 이유로 기존 AC 전압의 승압을 통한 초고압 교류송전 (High Voltage Alternating Current, HVAC)이 고려되었으나, 전자파에 의한 민원 및 송전 손실 문제로 인한 경제성 및 효율성에 대한 의문이 제기되어 왔다 [3]. 현재, 이러한 단점들을 해소하기 위해 장거리 송전 시 손실이 없는 초고압 직류송전 (High Voltage Direct Current, HVDC)의 필요성이 증대되고 있다. DC 시스템은 AC 시스템과 달리 무효전력 및 유효전력 제어가 가능하다. 또한, AC 시스템은 송전거리가 길어짐에 따라 리액턴스의 증가로 송전용량이 감소하지만, DC는 주파수가 존재하지 않기 때문에 손실이 발생하지 않는다. 이러한 장점으로 인해, HVDC 시스템은 일본 및 북유럽 등의 여러 국가에서 지역 간 비동기 연계 및 국가 간 전력연계를 위해 적극적으로 활용되고 있다 [4-6].

일반적으로 3개 이상의 HVDC 변환소가 연계되는 계통을 다중 터미널 (Multi-terminal HVDC, MTDC)이라고 한다. 이는 기존의 1대1 방식에 비해 계통 구성에 필요한 변환소의 수와 케이블의 설치 비용을 줄일 수 있으며, 공급 신뢰도를 확보 할 수 있다. 그러나 구조 및 제어가 복잡하고, 사고 파급에 대한 보호 설계가 매우 중요하다.

HVDC 시스템에서 사고가 발생하면 사고전류는 DC 시스템의 낮은 인덕턴스로 인해 급격히 상승하여 변환기 내 구성요소나 케이블에 영구적인 손상을 줄 수 있다. 또한, DC 시스템은 주파수가 존재하지 않기 때문에 과도 시 사고전류가 영점을 지나지 않아 AC 시스템에 비해 차단이 어렵다. 이를 해결하기 위해 지금까지 여러 형태의 보호 기술이 연구되어왔다. 일반적으로, DC 보호 기술에는 급격히 상

승하는 사고전류를 제한하는 한류 기술과 사고전류를 빠르고 안정적으로 차단하기 위한 차단 기술로 나눌 수 있다.

현재, 사고전류의 상승을 억제하기 위한 한류 기술로는 인덕터를 적용하는 방법이 일반적이다. 그러나, HVDC 시스템에서 높은 레벨의 사고전류를 억제하려면 수백 mH의 용량을 가진 인덕터가 필요하다. 이는 시스템의 응답 성능 및 안정성이 저하된다. 또한, 차단 시 인덕터에 높은 에너지가 저장됨으로써 차단 모듈은 높은 전력 부담을 갖는다. 따라서, 인덕터의 적용은 차단용량의 증가와 차단시간이 지연되는 문제가 발생함으로 효과적인 방법으로 볼 수 없다.

지금까지 여러 형태의 차단 모듈이 연구 개발되고 있다. 그러나 HVDC 시스템의 높은 정격에 따른 차단 요구사항으로 인해 대다수의 HVDC 시스템에는 DC 차단 모듈이 적용되지 않고 있으며, 차단 모듈에 대한 기준이 확립되지 않은 실정이다. DC 시스템은 과도 시 차단 모듈의 접점을 개방하더라도 아크의 재점화로 인한 차단 실패의 우려가 크다. 이는 화재, 변환기의 동작 불능, 인명피해 그리고 경제적 손실을 불러올 수 있다. 따라서, 과도 시 사고전류를 빠르고 안정적으로 차단할 수 있는 신뢰성 높은 차단 모듈 연구가 필요하다.

본 논문은 DC 시스템에서 사고 시 사고전류의 크기를 효과적으로 감소시키기 위해 저항형 초전도 한류 모듈 (Resistive Superconducting Fault Current Limiter, R-SFCL)을 제안한다. R-SFCL은 초전도 상태에서 거의 영 (zero) 저항을 유지할 수 있어, 정상 전류를 손실 없이 흐르게 한다. 하지만, 사고 시 퀘칭 (Quench) 저항을 발생시켜 사고전류를 효과적으로 제한할 수 있다.

또한, 기존의 DC 차단 모듈의 단점을 해소하고, DC 시스템의 사고전류를 안정적으로 차단하기 위해 공진 전류 소스 (Resonant Current Source, RCS) DC 차단 모듈을 제안한다. RCS-DC 차단 모듈은 정상상태에서 손실이 발생하지 않으며, 수동 소자와 능동소자를 결합함으로써 안정성과 동작 신뢰성이 높은 장점이 있다.

본 연구의 목적은 모듈형 다단계 변환기 (Modular Multilevel Converter, MMC) 기반의 MTDC 계통에서 RCS-DC 차단 모듈의 적용 가능성을 검토하고, R-SFCL의 필요성을 입증하는 것이다. MTDC 계통, R-SFCL, RCS-DC 차단 모듈을 PSCAD/EMTDC, Ansys Maxwell 프로그램을 활용하여 모델링 및 분석을 수행하고 제안하는 보호기기의 적용 가능성을 검토하였다.

II. HVDC

A. HVDC 시스템 개요

HVDC는 초고압 직류송전을 뜻하며, 주파수가 다른 지역의 비동기 연계, 대규모 해상풍력 발전원 연계, 국가 간 전력 연계를 위해 주로 사용된다. 일반적으로 교류 발전원에서 생산되는 전력을 직류로 송전하기 위해 컨버터 (Converter)를 사용하고, 반대쪽에서는 교류 수용가로 수전 받기 위해 인버터 (Inverter)를 사용한다. 최초의 HVDC 시스템은 1954년 스웨덴 본토와 Gotland 섬 사이에 Mercury arc 밸브를 사용하여 최초의 상용 운전을 시작했다 [7]. 해당 프로젝트는 90 km의 거리를 해저 케이블을 통해 연계한 20 MW 규모의 HVDC 시스템이다. 이후 HVDC 시스템은 전력 반도체의 정격, 크기, 가격 및 동작 신뢰도 향상에 발맞춰 빠르게 발전하였다.

현재, 최대 규모의 HVDC 설비는 중국의 Changji-Guquan HVDC이며, 이는 인구가 적은 북쪽에서 생산된 전력을 인구가 많은 중국 동부지역에 전력을 송전하기 위해 건설되었다. 이는 정격전압 $\pm 1,100$ kV, 송전용량 12,000 MW, 총 연장 약 3,324 km로 약 2,650만 명의 수요를 충족할 수 있는 HVDC 선로이다 [8-10]. 국내의 경우, 과거 제주도 내 전력수요가 급격히 증가하는 문제를 해결하고자 제주-해남 HVDC #1 연계선을 시작으로 제주-진도 HVDC #2 연계선까지 연결되어 운전 중이다. 또한, 765 kV 송전선로 고장에 대비하여 안정적인 전력 계통 연계와 대규모 산업단지 및 수도권 전력공급의 목적을 두고 북당진-고덕 HVDC 선로가 운전 중이다. 현재, 동해안 지역의 대규모 발전전력을 수도권으로 송전하기 위한 동해안-신가평 (East West Power Grid, EP) 프로젝트와 제주 내의 잉여 재생에너지 전력을 육상으로 전송하기 위한 제주-완도 HVDC #3 연계선이 추진 중이다.

과거 HVDC 시스템은 사이리스터 밸브 기반의 전류형 (Line Commutated Converter, LCC)에서 시작하여, 현재는 IGBT 기반의 전압형 (Voltage Source Converter, VSC)형태로 발전하였다. 그림 2-1은 HVDC 변환기의 종류이다. 그림 2-1 (a)는 LCC이며, 그림 2-1 (b)는 VSC이다. 두 시스템의 근본적인 차이는 변환기 내부 정류 소자의 종류이며, 소자의 구성, 동작 및 제어 메커니즘이 다르기 때문에 과도 시 특성 또한 달리 나타나는 것으로 알려져 있다 [11].

VSC 방식은 그림 2-2 (a)의 펄스 폭 변조 (Pulse Width Modulation, PWM) 방

식인 2-level ($+V_{dc}$, $-V_{dc}$)에서 시작하여, 그림 2-2 (b)의 중성점 클램프 (Neutral Point Clamped, NPC) 방식 및 플라잉 커패시터(Flying Capacitor, FC)방식인 3-level ($+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$)로 발전하였다 [12-15]. 하지만, 고속 스위칭을 해야 하는 2-level 또는 3-level의 조건에서 스위칭에 의한 손실이 높아져 시스템의 대용량화에 따른 경제성과 기계적 수명이 떨어지는 단점이 있다. 기존의 VSC-HVDC의 단점을 보완하기 위해 2002년 독일의 R. Marquardt 교수는 MMC 기술을 제안하였다 [16]. MMC는 그림 2-2 (c)와 같이 multi-level 방식이다. 이는 기존의 VSC와 달리 손쉽게 전압 레벨을 높일 수 있고, 다중 레벨 구현이 용이하다. 따라서, 단위 시간당 전압 및 전류 상승률(dv/dt , di/dt)이 매우 낮으므로 깨끗한 정현파 형태의 교류 전압을 가질 수 있는 장점이 있다. 또한, 계통의 과도 시 고장 선로에 해당하는 모듈만 bypass 함으로써 전체 시스템에 큰 영향을 주지 않아 지속적이고 안정된 정상 운전이 가능하다.

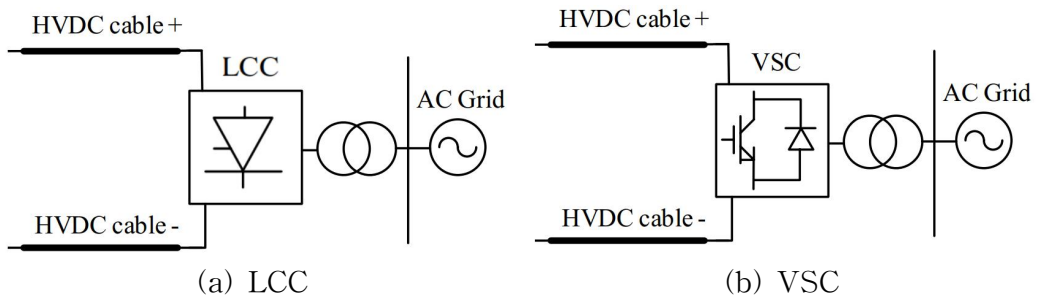
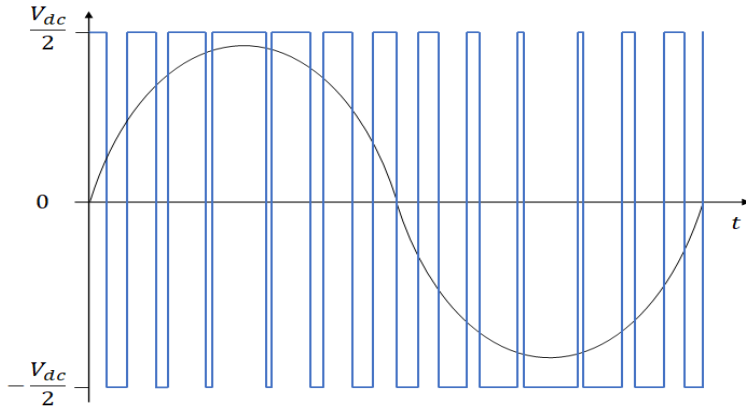
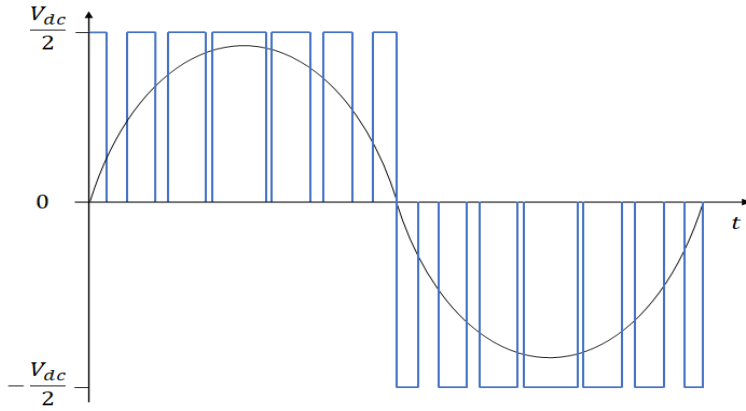


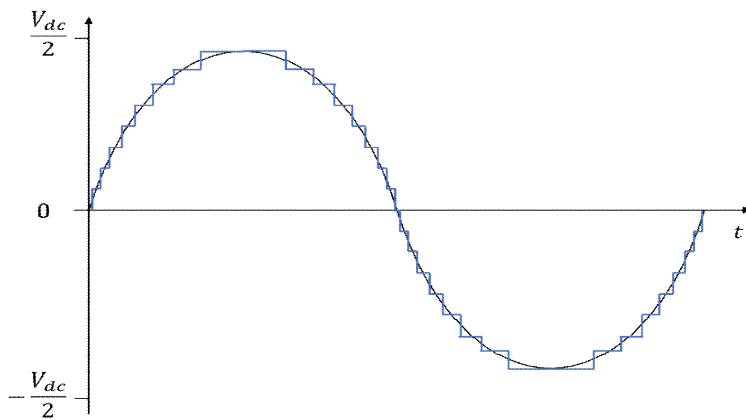
Fig. 2-1. HVDC 변환기의 종류



(a) 2-level VSC



(b) 3-level VSC



(c) Multi-level VSC

Fig. 2-2. VSC-HVDC의 종류

HVDC는 연계 방식에 따라 일대일 방식 (Point-to-Point, PTP), 비동기 방식 (Back-to-Back, BTB), 다단자 방식 (Multi-terminal, MTDC)으로 구분할 수 있다.

PTP 방식은 장거리 가공 및 해저 케이블을 사용하여 대용량 전력전송에 사용된다. 두 개의 변환기는 전력의 송신 및 수신을 위한 목적으로 설치되고 변환기 사이에는 DC 케이블이 연결된다. 국내를 비롯하여 대다수의 HVDC 선로는 PTP 방식이다. 귀로 방식에 따라 mono-pole과 bi-pole, double mono-pole과 double bi-pole 등의 다양한 구성이 있다 [17].

BTB 방식은 교류계통의 비동기 연계 및 고장전류 저감 등을 목적으로 사용되며, 변환기 사이의 송전선이 존재하지 않기 때문에 PTP 방식에 비해 경제적이다. 또한, 각 변환기의 제어를 동시에 할 수 있어 세밀한 제어가 가능하나, 설계 시 송전용량은 PTP 방식보다 낮게 설계된다. 대표적인 사례로 일본의 관동 지역과 관서 지역을 연계한 Shin-Shinano BTB와 Sakuma BTB가 있다 [18]. 이는 주파수 변환기(Frequency Converter, FC)로 동작하는 사이리스터 기반 BTB 시스템이다.

최근에는 유럽의 Super grid와 같이 국가 간 전력 연계 및 대규모 해상풍력 통합을 위한 목적으로 하는 MTDC 시스템이 각광받고 있다. MTDC 시스템은 단순히 전력을 전송하는 것뿐만 아니라 연계된 계통의 주파수 및 유·무효전력을 제어하고 고장 복구를 지원하는 등 연계 전력망의 유연한 운전이 가능하다. 따라서, 정교한 제어 및 통신 시스템이 요구된다. 대표적으로, MTDC 시스템의 구성방식은 Radial 방식과 Mesh 방식이 있다. 그림 2-3은 MTDC의 구성 방식을 보여준다. 그림 2-3 (a)는 Radial 방식이며, 그림 2-3 (b)는 Mesh 방식이다. Radial 방식은 회로 구성이 간단하지만, 하나의 변환기 또는 선로에서 사고가 발생할 경우, 하나에 대한 전력 공급이 중단된다. Mesh 방식은 각각의 변환기가 상호적 연결 되어있어, 하나의 변환기에서 전력 공급이 중단되어도 나머지 변환기에서 전력 공급이 가능하여 공급 신뢰도가 높은 장점이 있다. 그러나, Radial 또는 Mesh 방식으로 구성된 MTDC 계통은 사고 시 연계된 모든 계통에 악영향을 미칠 수 있어 DC 차단 모듈이 필수적으로 요구되고 있다.

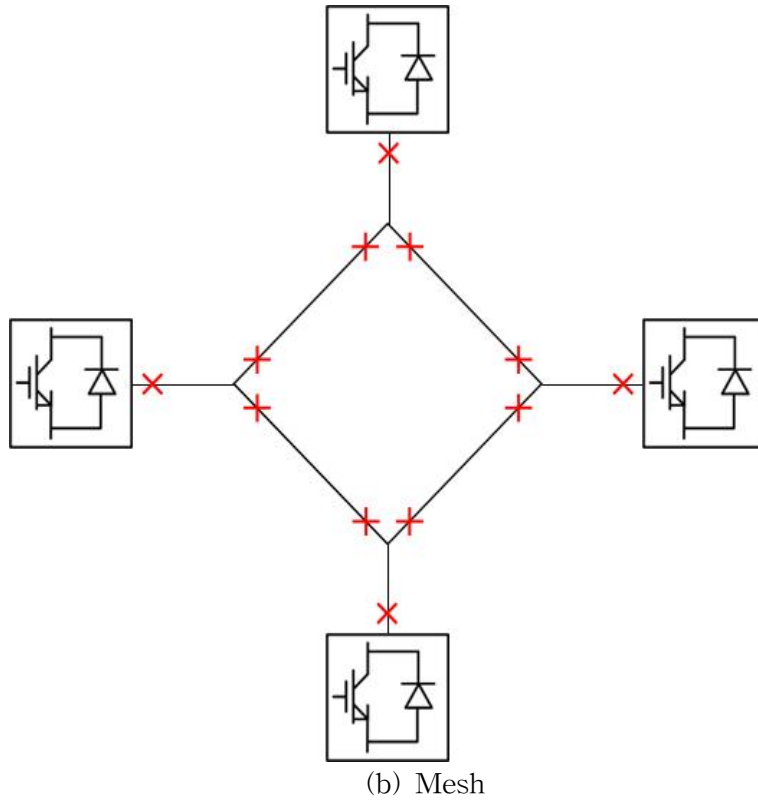
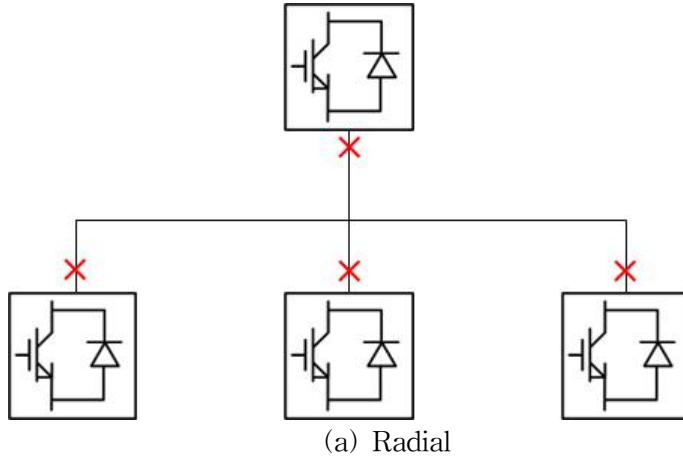


Fig. 2-3. MTDC의 구성 방식

A. MMC

1. 동작원리

MMC는 그림 2-4과 같이 3상 AC와 DC가 입·출력으로 구성되며, AC 계통의 각 상 (phase)당 N개의 Sub-Module (SM)이 직렬 연결되어 구성된다. MMC는 정류기와 인버터로 사용할 수 있으며, 정류기일 때에는 AC 계통 측 전원을 제어하여 원하는 DC 출력을 얻을 수 있고, 인버터일 때에는 DC 전원에서부터 원하는 AC 출력을 얻을 수 있다는 장점이 있다. MMC 시스템에서 하나의 상을 leg라고 하며, 각 하나의 leg에는 upper arm과 lower arm으로 구성된다. MMC 시스템은 총 3개의 leg가 설계된다. 또한, MMC 시스템 사고 시에 급격히 상승하는 과도전류 방지와 순환 전류의 크기를 제한하기 위한 arm 인덕터가 각 상과 leg 사이에 존재한다 [19]. 일반적으로 SM은 Half-Bridge (HB) 회로로 구성되며, HB는 IGBT, 다이오드, 커패시터로 구성된다. SM은 상·하단 IGBT 스위칭 상태에 따라 세 가지 동작을 구현할 수 있다 [20].

HB 구조의 SM은 각 스위치 상태와 arm 전류의 방향에 따라서 커패시터 충·방전 및 출력전압이 형성된다. 표 1은 SM이 스위칭 동작을 하지 않는 상태로서 전류 방향에 따른 SM의 커패시터 충전 경로이다. HB 구조에서 초기 동작 시 상, 하단 IGBT는 OFF 상태에 있다. i_{arm} 은 arm 전류를 뜻하며 방향에 따라 양(+) 전류와 음(-) 전류로 구분된다. i_{arm} 이 양(+)일 때에는 다이오드를 통해 커패시터를 충전하게 되고, i_{arm} 이 음(-)일 때는 커패시터가 아닌 다이오드를 통해 bypass 하게 되어 커패시터에 충전이 이루어지지 않는다.

표 2는 스위칭 함수(S)와 i_{arm} 의 방향에 따른 SM의 출력 조건을 정리한 표이다. 서로 상보적 (complementary)으로 동작하는 상·하단 스위치의 스위칭 함수(S)가 1인 경우에는 HB의 상단 스위치가 ON되어 SM 출력단에는 커패시터 전압이 형성된다. 스위칭 함수(S)가 0인 경우에는 HB의 하단 스위치가 ON되어 SM 출력단에는 0 전압이 발생 된다. 이때 i_{arm} 은 SM 커패시터를 통해서 흐르지 않기 때문에 SM 커패시터 전압은 일정한 상태를 유지한다. 따라서, 하나의 arm이 최대 출력할 수 있는 전압은 NV_c 이며, 최소 전압은 0이다.

그림 2-5는 DC 버스에 연결된 MMC의 1상 (1-phase)에 대한 회로도이다. U_{DC} 는 DC 전압, U_{ao} 는 1상에 대한 AC 전압, insert된 SM에 의해 생성되는 arm 전압

은 상·하단 각각 U_u , U_l 이다. arm 인덕터 및 저항의 전압강하를 무시하였을 때, 식 (2.1)과 같이 계산할 수 있다.

$$U_{ao} = -U_u + \frac{U_{DC}}{2} = U_l - \frac{U_{DC}}{2} \quad (2.1)$$

upper arm 모든 SM은 OFF 상태이고, lower arm의 모든 SM은 ON 상태라고 가정하였을 때, $U_u = 0$, $U_l = N_c$ 을 대입하면, SM 커패시터의 평균 전압은 식 (2.2)로 표현할 수 있다.

$$U_c = \frac{U_{DC}}{N} \quad (2.2)$$

또한, upper arm과 lower arm에 insert된 SM이 개수를 N_u , N_l 라고 할 때, 식 (2.3)으로 표현할 수 있다.

$$U_{a0} = -N_u \frac{U_{DC}}{N} + \frac{U_{DC}}{2} = N_l \frac{U_{DC}}{N} - \frac{U_{DC}}{2} \quad (2.3)$$

따라서, N_u 와 N_l 는 다음과 같다.

$$N_u + N_l = N \quad (2.4)$$

1 상의 AC 출력 전압은 식 (1.5)로도 표현할 수 있다.

$$U_{a0} = \frac{U_l - U_u}{2} = \frac{N_l - N_u}{N} \frac{U_{DC}}{2} \quad (2.5)$$

식 (2.5)에서 1상의 AC 출력전압의 최대값은 $U_{DC}/2$ 이고 최소 출력전압 단계는 $U_{DC}/(2N)$ 임을 알 수 있다. 따라서, 각 arm에 N개의 하위 모듈이 있는 MMC 시스템은 최소 N+1개의 출력전압 레벨을 생성할 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 SM

은 설정된 제어 시퀀스에 의해 두 변환기 사이에 커패시터(V_c)를 insert 또는 bypass하여 arm 전압을 형성할 수 있으며, insert된 전압은 upper arm과 lower arm의 합이 계통 전압과 일치하여야 한다. 따라서 상부 upper arm의 전압이 증가하면 Lower arm 전압은 감소해야 하며 그 반대의 경우도 동일하다. 그림 2-6와 표 3은 5-level MMC에 대한 arm의 동작 원리를 보여준다. upper arm과 lower arm의 SM들이 ON 또는 OFF 동작을 함에 따라, 출력전압은 총 5개의 전압 레벨을 가질 수 있다.

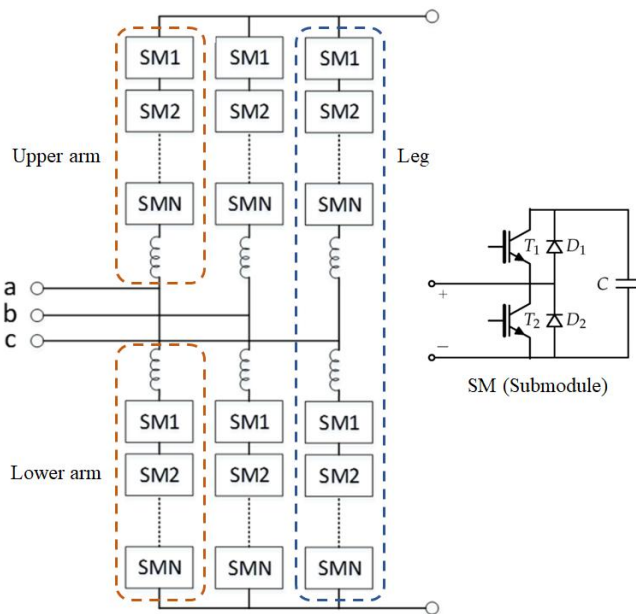


Fig. 2-4. MMC 회로도

Table. 1. 초기 동작 시 전류 방향에 따른 SM 커패시터의 충전

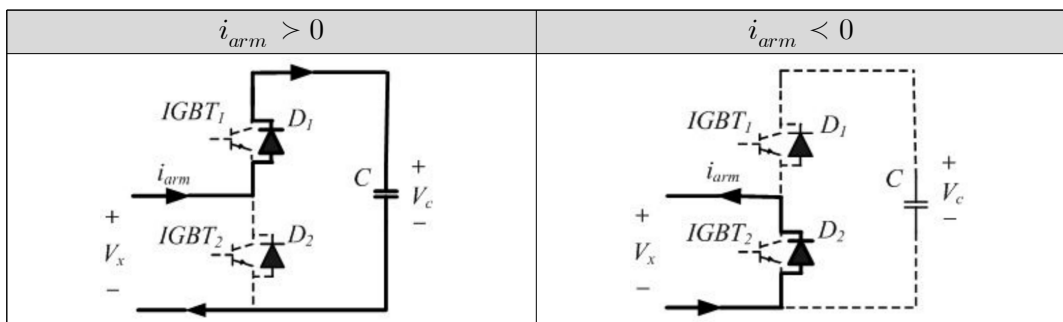
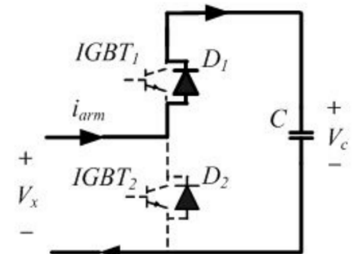
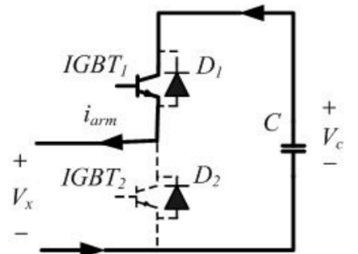
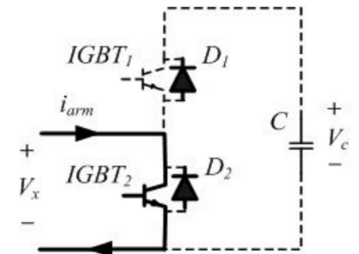
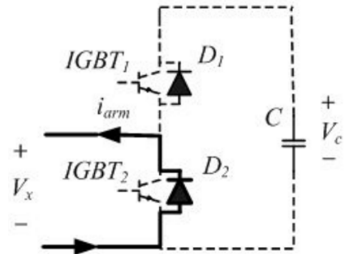


Table. 2. MMC 동작 시 SM 출력 조건

	$i_{arm} > 0$	$i_{arm} < 0$	출력전압
$S = 1$			$V_x = V_c$ (insert)
$S = 0$			$V_x = 0$ (bypass)

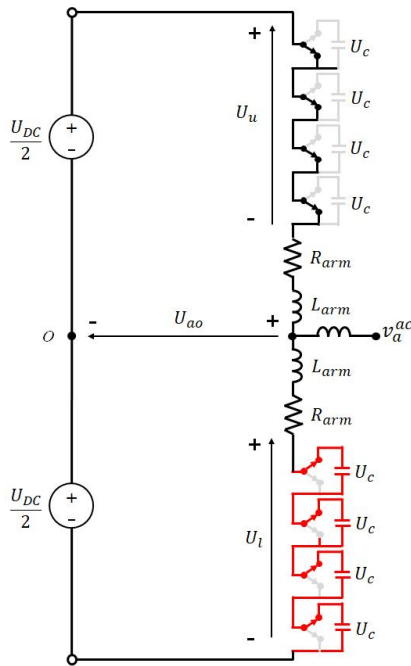
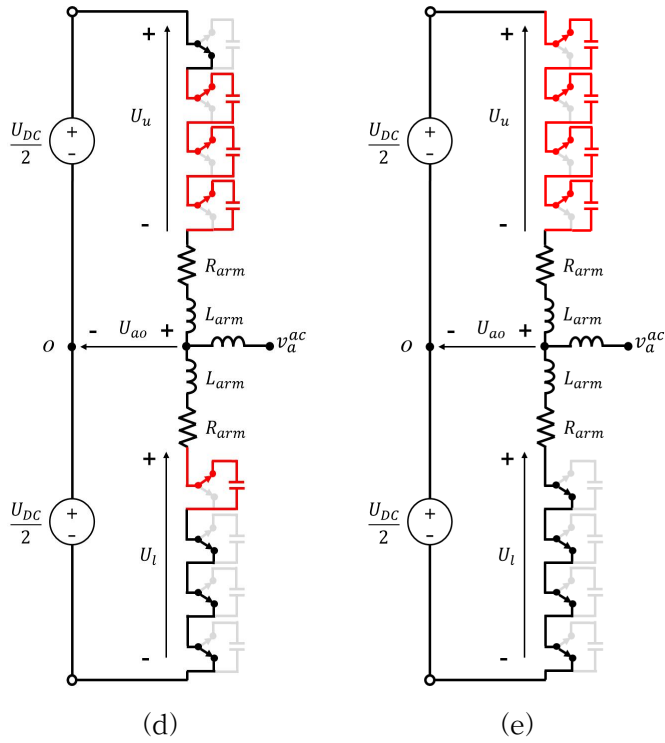
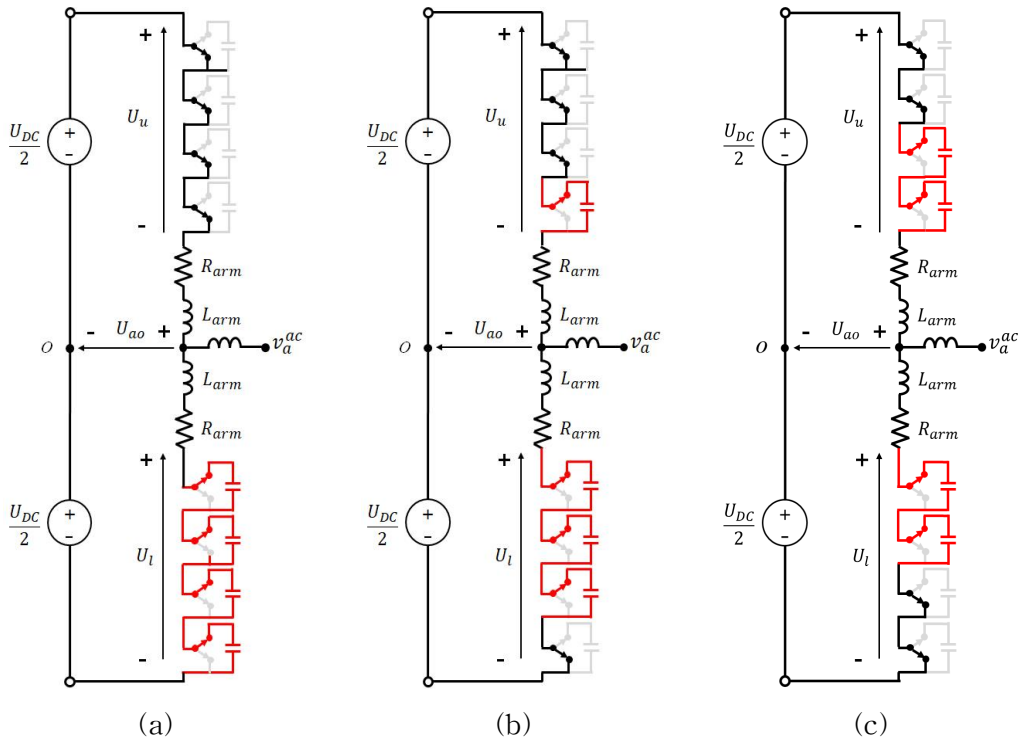


Fig. 2-5. MMC 1상 (1 phase)의 회로도



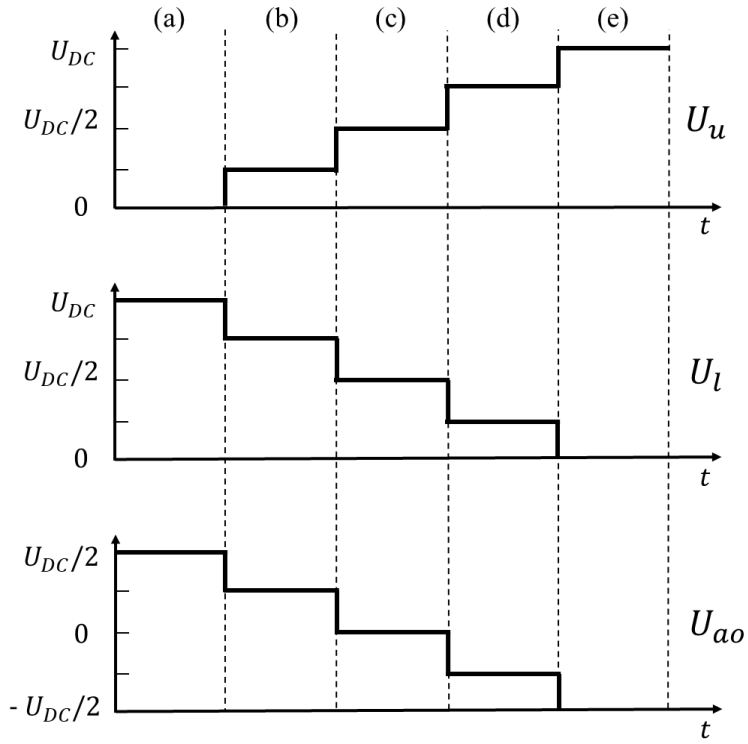


Fig. 2-6. 5-level MMC의 동작 예시

Table. 3. 5-level MMC의 동작 및 출력 조건

	N_u	N_l	U_{ao}
(a)	0	4	$U_{DC}/2$
(b)	1	3	$U_{DC}/4$
(c)	2	2	0
(d)	3	1	$-U_{DC}/4$
(e)	4	0	$-U_{DC}/2$

2. 변조 기법

MMC의 전압 변조 기법은 그림 2-7과 같이 공간벡터 방식과 전압 레벨 형성 방식으로 구분된다. 공간벡터 방식은 전압 레벨 수에 따라 실제로 구현이 복잡하다는 단점을 가지고 있고, 전압 레벨 형성 방식은 상대적으로 레벨 수가 많아도 구현이 쉬운 장점이 있다. 일반적으로, MMC에 적용되는 변조 기법은 전압 레벨 형성 기법이 사용되고 있다. 여기서, 전압 레벨 형성 방식은 반송파 (carrier)를 이용한 펄스 폭 변조 방식 (Pulse Width Modulation, PWM) 과 계단과 변조 방식으로 구분된다 [21].

PWM 방식은 반송파를 이용하여 기준 전압에 대한 SM의 전압 출력값의 결정을 도와준다. PWM의 전압 변조 방식은 기본적으로 반송파 주파수에 의해 스위칭 주파수가 결정되며, 반송파 한 주기 내에서의 스위칭 변환을 제어할 수 없는 동작 특징이 있다.

계단과 변조 기법은 선택 고조파 제거 (Selective Harmonic Elimination, SHE)와 근사 계단 변조 (Nearest Level Control, NLC)로 나뉜다. SHE 변조는 푸리에 급수 (fourier series)를 통한 고조파 분석을 이용하여 출력전압의 고조파를 소거하는 방법이다. 이를 위해, 고조파 저감을 위한 스위칭 시점을 결정해야 하며, 초월 함수의 비선형 연립 방정식의 해를 구해야 하는 단점이 있다. 또한, 레벨 수와 연산시간이 비례하므로 전압 레벨 수를 높게 적용할수록 연산의 오류나 지연이 발생할 수 있다.

NLC 기법은 반송파에 의한 스위칭 변환이 없고, 기준 전압에 대한 반올림 (ROUND)함수의 스위칭 변환만 존재하기 때문에 PWM 변조 기법보다 스위칭 횟수가 적다. 또한, 이는 전력손실이 적고 직렬로 연결된 SM의 개수가 많을수록 고조파에 대한 영향을 덜 받게 된다 [22].

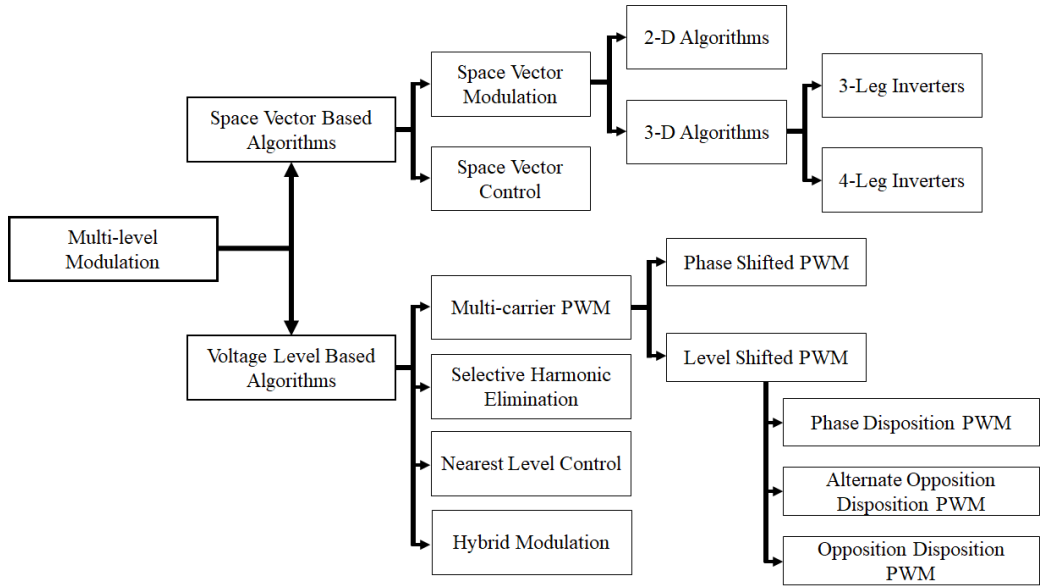


Fig 2-7. MMC 변조 기법의 종류

(1) Pulse Width Modulation (PWM)

PWM 기법은 위상 천이 (Phase-Shifted Carrier, PS-PWM)와 레벨 천이 (Level-Shifted Carrier, LS-PWM)로 구분된다. arm에 N개의 SM이 존재하는 MMC 시스템에서 위상 천이 PWM 기법을 사용하려면 arm 당 N개의 삼각 반송파 (triangular carrier wave)가 필요하다. 각 SM에 해당되는 반송파와 기준 전압을 비교하여 반송파보다 기준 전압이 큰 개수만큼 SM은 DC 커패시터 전압(V_c)을 출력하고 반대의 경우 0 전압을 출력하게 되며 각 SM이 출력하는 전압을 합산하여 arm 출력 전압을 형성하게 된다. 위상 천이 PWM 기술에서 모든 반송파는 동일한 주파수와 동일한 침두치 진폭을 가지며, 단일 두 반송파 사이의 위상차 (λ_c)는 식 (2-6)로 표현할 수 있다. 또한, 위상 천이 PWM 방식에서는 모든 삼각 반송파는 동일 주파수와 침두 (peak-to-peak)간 같은 크기를 가진다.

그림 2-8는 위상 천이 PWM 변조 기법에 대한 변조 및 출력 파형이다. 그림 2-8 (a)는 기준 전압과 반송파의 흐름을 보여주며, 그림 2-8 (b)는 기준 전압과 반송파의 비교를 통해 출력되는 값을 보여준다. 그림 2-9는 레벨 천이 변조 기법의 출력 그래프를 보여준다. 레벨 천이 PWM 방식은 삼각 반송파를 arm 당 N개를 사용하여 반송파 사이의 높이에 차등을 두어 발생시키는 것을 기본으로 하며, 서로

다른 삼각 반송파들은 수평적으로 인접하게 배치된다. 상위 제어기로부터 생성된 각 arm의 기준 전압과 삼각 반송파를 비교하여 기준 전압이 반송파보다 높은 경우의 수만큼 SM의 ON 동작 수를 결정하여 arm 출력 전압을 형성한다. 삼각 반송파는 SM의 개수에 따른 인가전압의 크기를 갖는다.

레벨 천이 PWM 방식은 N 개의 반송파 사이의 위상차 조합에 따라 아래와 같이 구분된다.

- Phase Disposition PWM (PD-PWM) : 모든 반송파가 동상
- Phase Opposition Disposition PWM (POS-PWM) : 상단 arm의 반송파와 하단 arm의 반송파가 서로 180도 반대위상
- Alternative Phase Opposition Disposition PWM (APOD-PWM) : 각각의 인접 신호의 반송파가 180도 반대위상

$$\lambda_c = \frac{360^\circ}{N} \tag{2-6}$$

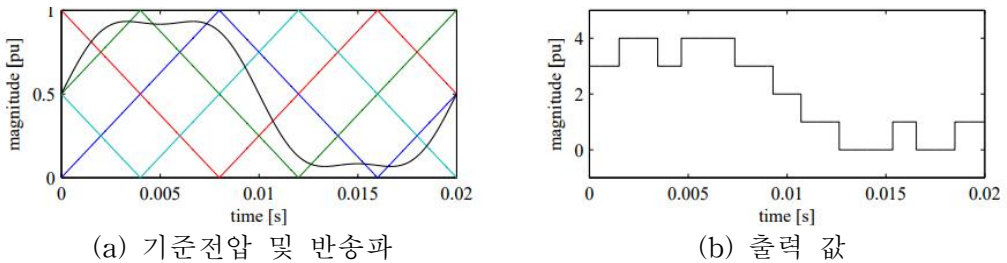
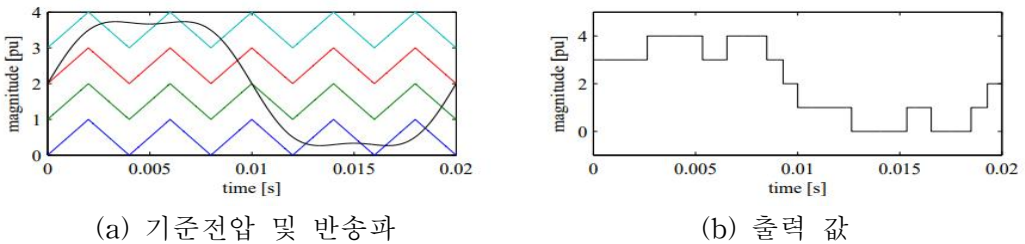
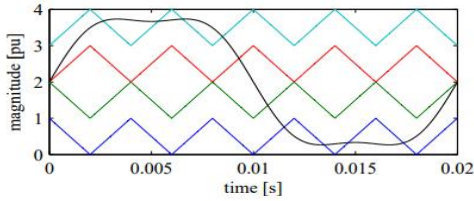


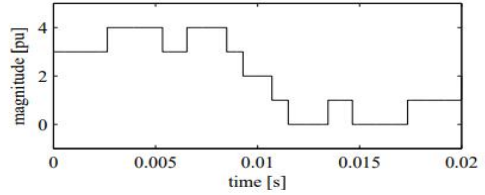
Fig. 2-8. Phase-Shifted Carrier PWM 변조 기법



(a) PD-PWM(Phase Disposition PWM)

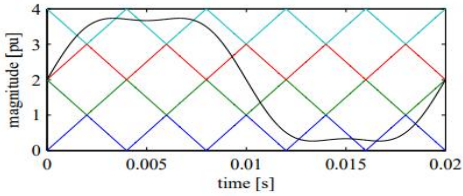


(a) 기준전압 및 반송파

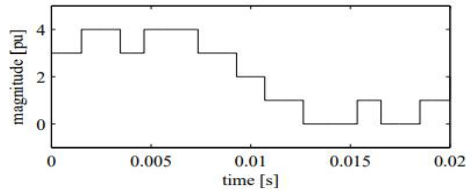


(b) 출력 값

(b) POD-PWM(Phase Opposition Disposition PWM)



(a) 기준전압 및 반송파



(b) 출력 값

(c) APOD-PWM(Alternative Phase Opposition Disposition PWM)

Fig. 2-9. Level-Shifted Carrier PWM 변조 기법

(2) Nearest Level Control (NLC)

NLC 방식은 MMC 시스템에서 처음 사용되었다. NLC는 PWM와 달리, 반송파를 사용하지 않는 방식(carrier-less)이며, 반올림 (ROUND)방식 이라고도 불린다. NLC는 높은 전압 레벨의 MMC에서 사용되는 기법이며, 사용자가 필요한 출력 기준 전압에 반올림 함수를 적용하여 샘플링 기간동안 전압 레벨에 맞춰 SM을 동작시키는 방식이다. 그림 2-10과 같이 기준 전압 파형을 SM의 개수로 나누고 각 레벨마다 반올림 함수를 적용하여 기준 전압에 대한 계단 파형을 생성하여 각 레벨이 변화되는 시점을 결정한다. NLC 방식에서 각 arm에 insert된 SM의 수는 다음과 같다.

$$\begin{cases} N_u = ROUND \ x \ \frac{u_m}{U_c} \\ N_l = ROUND \ x \ \frac{u_m}{U_c} \end{cases} \quad (2.7)$$

따라서, 한 상의 출력전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$U_{ao} = \frac{1}{2} U_c (N_l - N_u) \quad (2.8)$$

u_m 은 변조 파형의 진폭이며, x 의 값은 일반적으로 0.5로 설정된다. 따라서, N_u 와 N_l 는 그림 2-10 와 같이 0.5를 기준으로 반올림되어 기준 전압에 대하여 출력에 기여하는 SM의 수를 결정하고, 해당되는 SM의 IGBT에 동작 신호를 보낸다. 이 기법은 샘플링 주기마다 arm 중 ON 되어야 하는 SM의 수를 실시간으로 확인할 수 있다. 또한, SM 수가 증가함에 따른 출력 파형에 대한 고조파 개선과 커패시터 밸런싱 제어와 결합하여 구현이 쉽다는 장점이 있다.

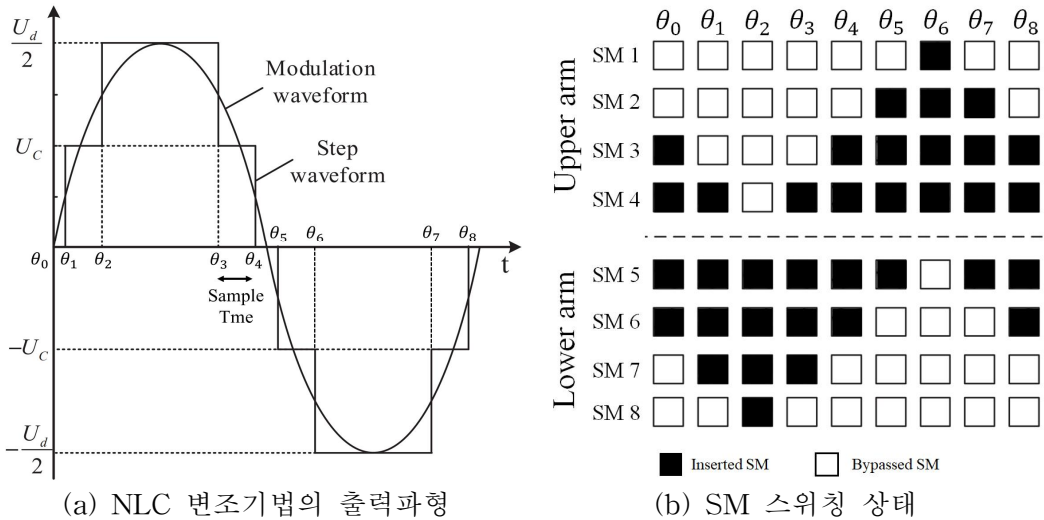


Fig. 2-10. NLC 변조 기법

3. 밸런싱 알고리즘

SM 커패시터의 밸런싱 컨트롤 알고리즘 (Balancing Control Algorithm, BCA)은 하나의 arm 내에서 SM의 커패시터 전압 균형을 유지하기 위해 arm에 대한 최상의 SM 구성을 유지하기 위한 목적으로 사용된다. SM을 통해 흐르는 전류와 SM 스위치 상태에 따라 커패시터 양단의 전압 증가, 감소 및 유지 상태가 결정된다. BCA는 서로 다른 SM들이 전압 밸런스를 유지하여 일정한 전압 출력이 발생하도록 제어한다. 특정 SM이 다른 SM보다 ON되는 횟수나 기간이 많아질 경우, 일부 SM은 과충전 또는 과방전하게 되어 전압 불균형이 발생하게 된다. 이를 방지하기 위해 BCA와 같은 알고리즘을 적용하여야 한다. 일반적인 BCA 알고리즘은 그림 2-11의 순서도와 같다. arm의 SM 커패시터 전압이 측정되어 내림차순으로 정렬되고 ON 되어야 하는 SM의 수가 정해진다. i_{arm} 이 양(+) 또는 0이면 가장 낮은 커패시터 전압을 가진 SM이 ON 되어 커패시터를 충전하고, arm 전류가 음(-)일 경우 가장 높은 커패시터 전압을 가진 SM이 ON 된다.

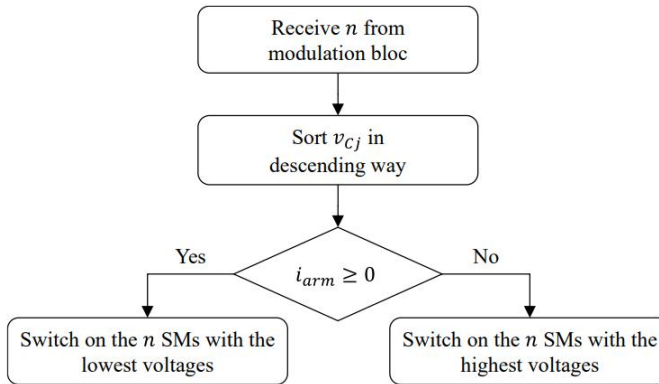


Fig 2-11. Basic BCA 순서도

B. MTDC 시뮬레이션

1. 모델링

MMC 기반의 MTDC 계통 모델링을 위해 PSCAD/EMTDC 계통 해석 프로그램을 사용하였다. 시뮬레이션 내 계통의 신뢰성 향상을 위해 중국의 실제 MTDC 계통인 Zhangbei MTDC의 파라미터를 참고하여 적용하였다. 그림 2-12은 Zhangbei MTDC 회로도를 보여준다. Zhangbei, Fenning, Changping 및 Kangbo 변환소는 풍력 발전원을 HVDC 계통에 통합하고 전력을 대규모 수요지인 베이징의 북서부의 Changping 변환소로 보내는 목적으로 건설되었으며, Bipolar 방식이 적용된다. 표 4은 각 변환기의 파라미터이다. [23-26]. DC 정격전압은 ± 500 kV이며, AC 정격전압은 230 kV 또는 525 kV이다. 각 변환소의 변조기법은 NLC 기법이 적용되었으며, 각 arm에 적용되는 SM의 수는 233개이다. 따라서 하나의 SM에 인가되는 전압은 DC 선간전압 1,000 kV를 leg에 연결된 SM 수인 466개로 나눈 값인 약 2.146 kV이다. 그림 2-13와 표 5는 계통에 적용된 XLPE (Cross Linked Polyethylene) 케이블 단면도 및 파라미터를 보여준다 [27]. 그림 2-14는 PSCAD/EMTDC를 활용하여 모델링 된 4단자 MTDC 계통이다.

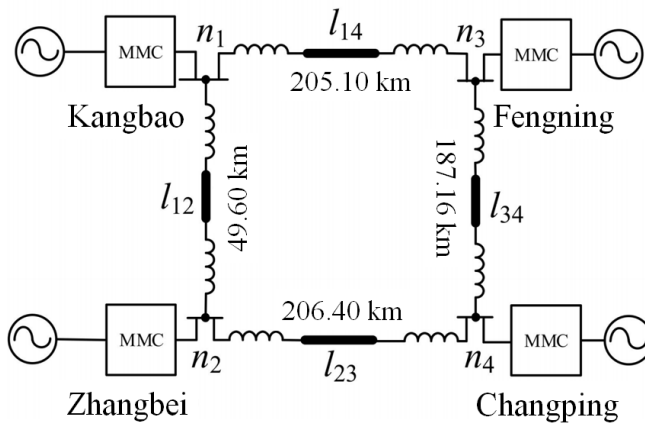


Fig. 2-12 . Zhangbei MTDC의 구성

Table. 4. Zhangbei MTDC 파라미터

Parameters	MMC 1	MMC 2	MMC 3	MMC 4
Rated capacity [MW]	1500	1500	3000	3000
DC rated voltage [kV]	±500	±500	±500	±500
AC rated voltage [kV]	230	525	230	525
Control mode	P-Q	Vdc-Q	P-Q	P-Q
Modulation	NLC	NLC	NLC	NLC
Number of SM	233	233	233	233
SM steady operating voltage [kV]	2.146	2.146	2.146	2.146
Rated voltage Tr. grid side [kV]	230	525	230	525
Rated voltage Tr. valve side [kV]	290.88	290.88	290.88	290.88
SM capacitance [mF]	8	8	15	15
Arm reactor [mH]	100	100	75	75
SM IGBT block delay [ms]	3	3	3	3
Max allowed valve current [kA]	5	5	5	5
Neutral line reactance [mH]	300	300	300	300

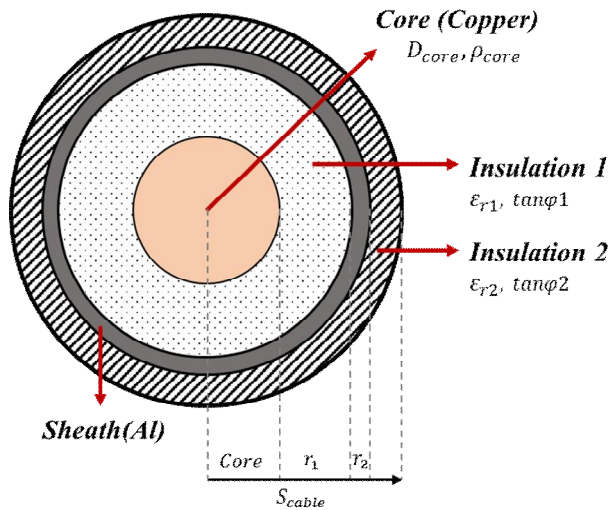


Fig. 2-13. HVDC 케이블 단면도

Table. 5. 케이블 파라미터

Core [mm]	ρ_{core} [Ωm]	ϵ_{r1}	$\tan\phi1$	r_1 [mm]
32	1.84×10^{-8}	2.3	0.0004	52
r_2 [mm]	ρ_{sh} [Ωm]	ϵ_{r2}	$\tan\phi2$	S_{cable} [mm]
55.1	2.8×10^{-8}	2.3	0.001	69.6

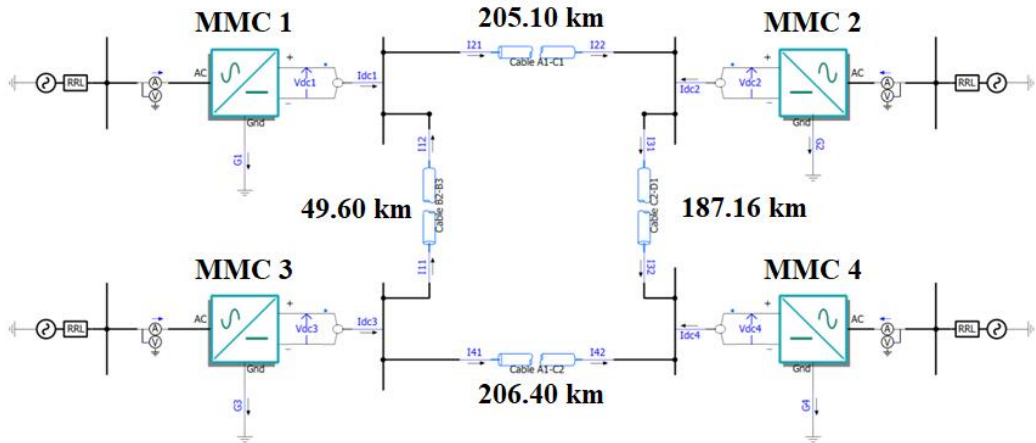


Fig. 2-14. PSCAD/EMTDC로 모델링된 MTDC 계통

2. 정상상태

그림 2-15는 정상상태에서 각 변환기의 선간전압 그래프이다. MMC는 초기 동작 시 DC 정격전압까지 승압하기 위해 SM 커패시터를 사전 충전해야 한다. 이때, SM 커패시터에 큰 과도전류가 흐르는 것을 방지하고 스위칭 장치나 필터에 대한 전류 스트레스를 감소시키기 위해 사전충전을 한다. 그래프에서 0.0 s에서 0.2 s 구간은 AC 전원에 의해 각 상의 leg의 SM 커패시터가 1차적으로 사전충전 되는 구간이다. 이때 DC 선간전압은 AC 전압의 $\sqrt{2} V_{LL}$ 값까지 충전되며, 충전경로는 그림 2-16과 같다. 첫 번째 사전충전 동안 모든 SM은 OFF 상태이므로 SM은 자체적인 제어 동작을 수행할 수 없다 [28]. 따라서, SM 커패시터는 돌입전류에 의해 전기적 충격을 받을 우려가 있어 일반적으로 차단 모듈과 병렬로 저항을 연결하여 돌입전류 억제한다 [29]. 이후 DC 선간전압을 약 1,000 kV까지 승압하기 위해 0.2 sec부터 그림 2-17과 같이 전압제어를 통해 2차 SM 커패시터 충전을 한다 [30]. 이 구간에는 특정 SM이 독립적으로 PWM 스위칭을 하고 Duty비에 의해 insert과 bypass를 반복한다 [31]. PWM 스위칭을 하는 SM이 insert에서 bypass로 변경되면 arm 전류가 상승하고, 그 외의 PWM 스위칭을 하지 않는 insert 상태의 SM 커패시터가 충전되어, DC 선간전압을 정격전압인 약 1,000 kV까지 승압시킨다. 그림 18은 각 변환기의 전력흐름을 보여준다. 전력의 경우 MMC 1 (1,300 MW) 와 MMC 3 (2,500 MW)에서 생산된 전력이 전력수요 밀집 지역인 MMC 2 (800

MW)와 MMC 4 (3,000 MW)로 송전시키는 형태이다. 그림 2-19은 정상상태에서 각 SM 커패시터 전압을 보여준다. 하나의 SM에 인가되는 평균 전압은 식 (2.2)에 의해 DC 선간전압 1,000 kV를 하나의 leg에 연결된 SM 수인 466개로 나눈 값인 약 2.146 kV이다.

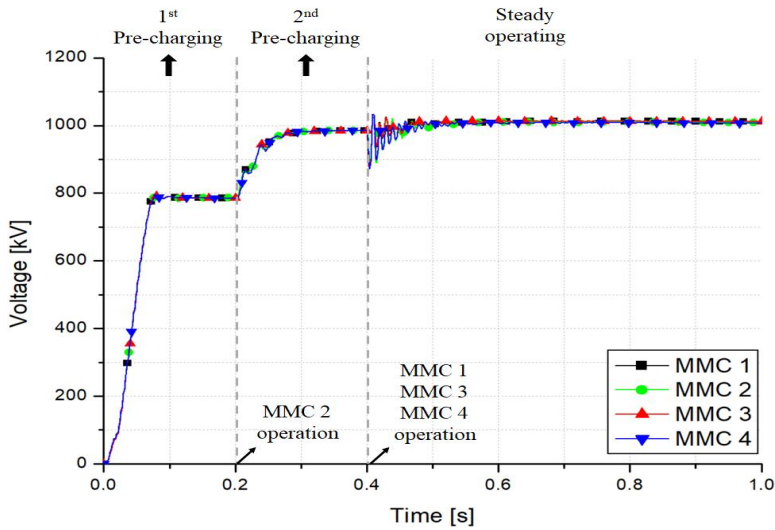


Fig. 2-15. 정상상태에서 각 변환기의 선간전압

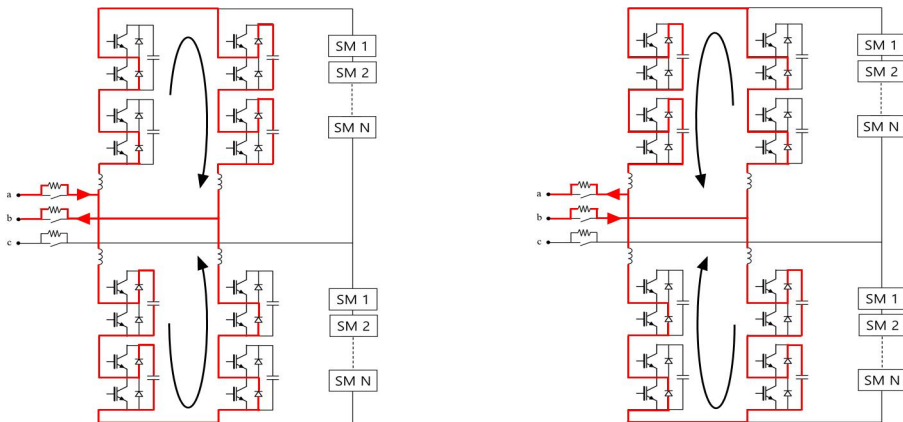


Fig. 2-16. AC 전원에 의한 SM 커패시터 사전 충전 경로

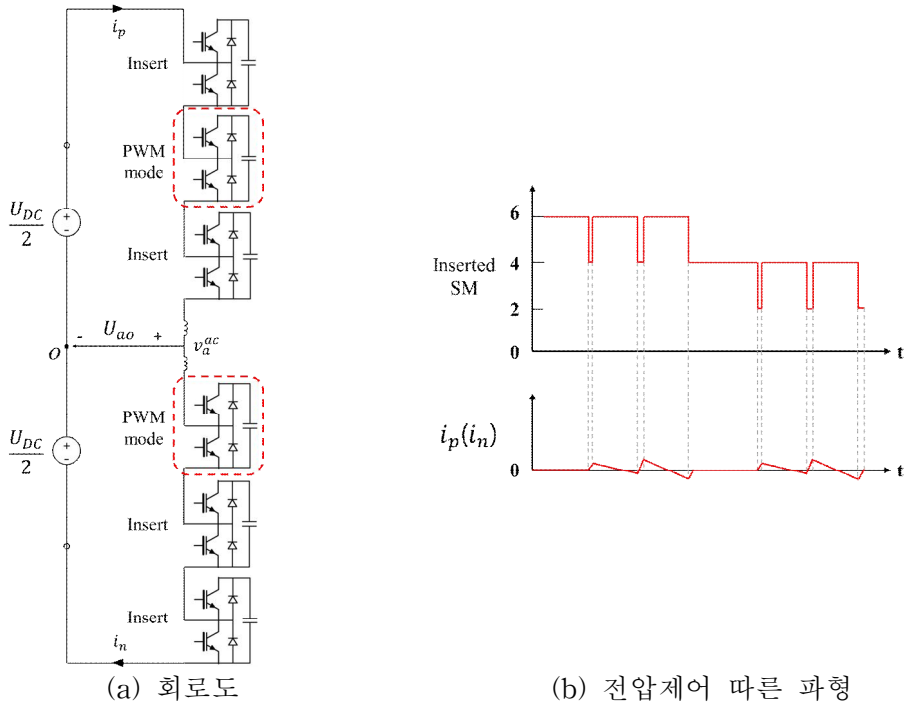


Fig. 2-17. 전압제어에 의한 SM 커패시터 충전

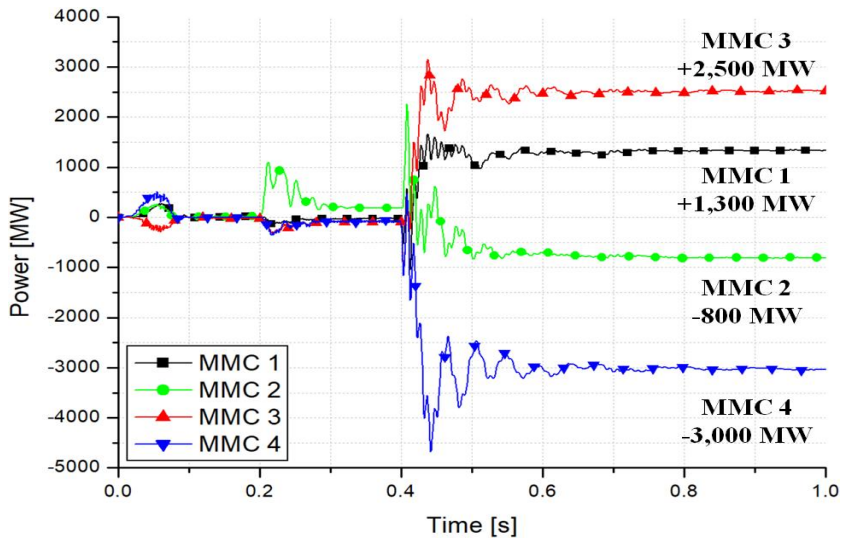


Fig. 2-18. 정상상태에서 각 변환기의 전력 흐름

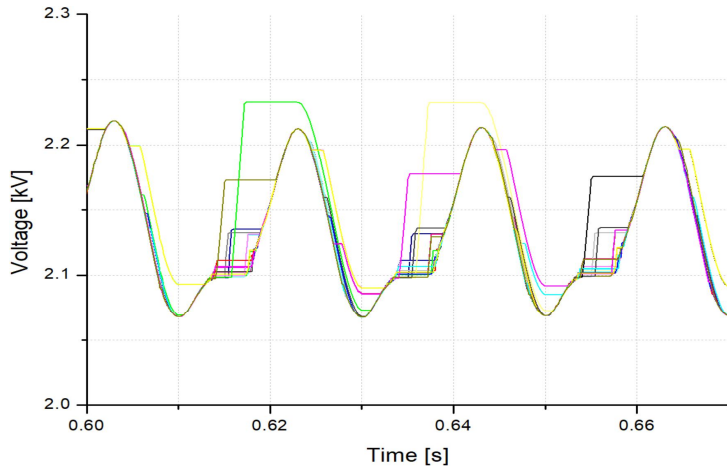


Fig. 2-19. 정상상태에서 SM 커패시터 전압

3. 과도상태

선간 단락사고는 HVDC 시스템에서의 가장 심각한 사고 유형이다. MMC 시스템의 선간 단락 프로세스는 그림 2-20과 같이 3개의 단계로 구분된다 [32].

DC 선로에 단락이 발생하면 삽입된 모든 SM의 커패시터가 방전된다. 이 방전 전류는 기존 사고전류에 합성되며, DC 시스템은 낮은 인덕턴스를 가지므로 이 방전전류는 약 1/4 주기 내에 시스템 손상 수준에 도달할 수 있는 수준까지 급격히 증가한다 [33-36]. 또한, 방전전류는 서지 전류의 형태로 발생되기 때문에 시스템 내의 반도체 장치에 높은 전기적 스트레스를 준다. 이를 방지하기 일반적으로 MMC 시스템은 사고 시 모든 SM의 IGBT를 block 시켜 설비 내 반도체소자를 보호하도록 설계한다. 일반적으로 IGBT block 는 약 3 ms의 딜레이가 있다. 이는 현재 HVDC 시스템 내에서 보호 장치가 달성할 수 있는 가장 빠른 속도로 알려져 있으며, 중국의 Zhangbei MTDC 시스템의 실제 설계값이다 [8].

그림 2-21은 DC 단락사고 시 MMC 시스템의 등가회로를 보여준다 [37]. AC 3상과 각 leg가 연결되고 각 leg당 arm 저항과 Arm 리액터 그리고 커패시터가 직렬로 연결되어있다. 등가회로에 Kirchhoff's 전압 법칙을 적용하고, $i_c = i_{cf}/3$ 이라 할 때, leg 하나의 SM 커패시터 전압 v_c 와 전류 i_c 는 식 (2-9)과 (2-10)으로 계산된다.

$$v_c = \left(\frac{2L_{arm}}{3} + 2L_{dc} \right) \frac{di_{cf}}{dt} + \left(\frac{2R_{arm}}{3} + 2R_{dc} + R_f \right) i_{cf} \quad (2-9)$$

$$i_c = \frac{i_{cf}}{3} = -C_{leg} \frac{dv_c}{dt} \quad (2-10)$$

사고지점으로 흐르는 전류 i_{cf} 는 커패시터 전압 v_c 가 감소하면 증가하게 된다. 이는 사고로 인해 커패시터가 방전되면 커패시터 전압 v_c 가 감소하게 되고 leg에 흐르는 커패시터 방전전류 i_c 는 증가하여 Kirchoff's 전류법칙에 의해 사고전류 i_{cf} 가 사고지점으로 흐르게 된다.

이후 MMC 시스템에서 사고를 인지하고 모든 SM IGBT를 block 시키면 역방향 다이오드만 남게 된다. 이 다이오드는 사고전류의 공급 경로를 형성하게 되고 각 leg의 다이오드는 순방향 바이어스 되어 arm 인덕터를 통해 freewheeling 한다. 그림 2-22는 다이오드 freewheeling 단계의 등가회로를 보여준다.

AC 유입 단계에서 다이오드는 제어가 불가능한 정류기와 같이 동작하며 그림 2-23과 같이 AC 전류가 다이오드를 통해 정류되어 DC 계통에 유입된다.

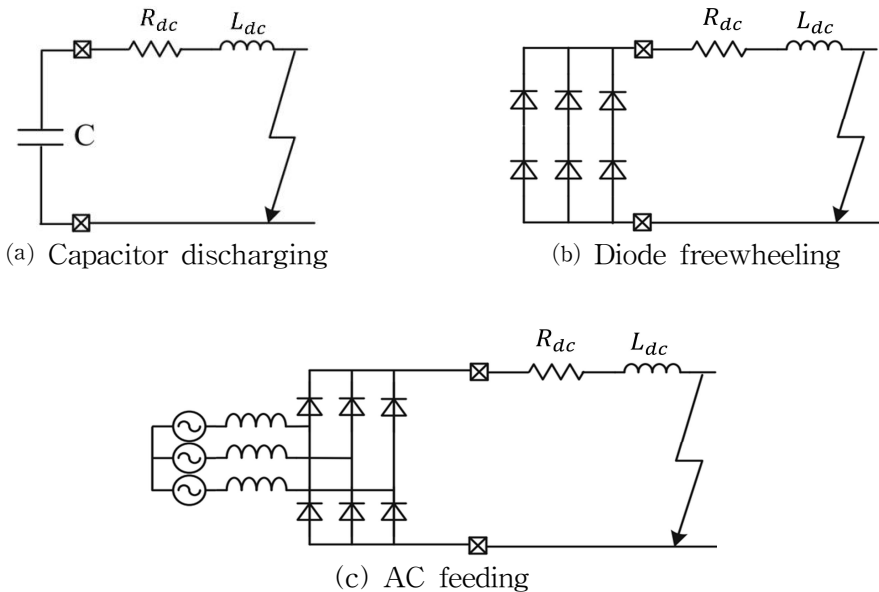


Fig. 2-20. MMC 시스템의 DC 선간 단락 Process 등가회로

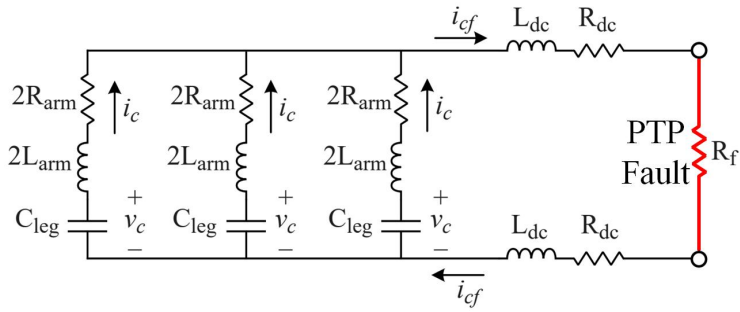


Fig. 2-21. DC 단락사고 시 MMC 시스템 등가회로

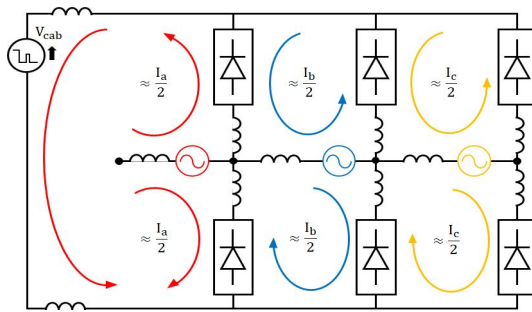


Fig. 2-22. Diode freewheeling 단계

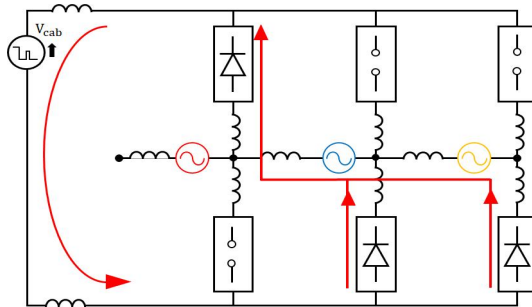


Fig. 2-23. AC feeding 단계

MMC 기반 MTDC 시스템에서 사고유형 (선간 단락, 1선 지락)에 따른 DC 구간의 고장전류와 AC 구간의 P-V 특성을 분석하였다. 모의 사고지점은 각 변환기 간 연결된 DC 선로에 설계하였고, 선로 임피던스에 따른 영향을 분석하기 위해 그림 2-24와 같이 각 케이블을 일정 거리의 3 구간으로 나누어 수행하였다. 앞서 언급한

바와 같이, MMC 1, 3을 송전단, MMC 2, 4를 수전단이라고 하였을 때, 가장 많은 전력을 수전 받는 변환기인 MMC 4를 기준으로 분석하였다.

그림 2-25는 MMC 4에 흐르는 고장전류 특성 그래프이다. MMC의 SM 커패시터 방전과 AC 유입까지의 변화를 확인하기 위해 30 ms 동안 분석하였다.

그림 2-25 (a)는 선간 단락 사고에 따른 고장전류 특성 그래프이다. 커패시터 방전 단계에서 각 사고지점의 전류는 급격하게 상승하였다. 이 사고전류는 허용전류인 5 kA를 초과하게 되면 약 3 ms 후 모든 SM의 IGBT는 block 되어 방전이 중단된다. 사고지점이 가까울수록 기울기와 전류 크기가 증가하는 경향을 보였다. 사고전류의 크기 및 상승률이 가장 큰 지점은 location 9와 location 12였으며, 각각 최대 약 21.52 kA, 21.67 kA였다. AC 유입 단계에서는 AC 전류가 다이오드를 통해 정류되어 유입된다. 이 시점 또한, 사고지점이 가까울수록 높은 사고전류가 유지되었으며, location 9와 location 12에서 가장 높은 사고전류가 유지되었다. 반대로, 사고전류의 크기 및 상승률이 가장 작은 지점은 location 4, location 5였다.

그림 2-25 (b)는 1선 지락 사고에 따른 고장전류 특성 그래프이다. 선간 단락 사고와 동일한 경향을 보였다. 커패시터 방전 단계에서 사고전류의 크기 및 상승률이 가장 큰 지점은 location 9와 location 12였으며, 각각 최대 약 8.84 kA, 8.60 kA였다. AC 유입 단계에서는 location 9와 location 12에서 가장 높은 사고전류가 유지되었다. 반대로, 사고전류의 크기 및 상승률이 가장 작은 지점은 location 1, location 3였다.

그림 2-26는 사고 시 50 ms 동안의 AC 4의 P-V 특성이다. 그림 2-26 (a)는 선간 단락 사고에 따른 P-V 특성이며, 그림 2-26 (b)는 1선 지락 사고에 따른 P-V 특성이다. DC 선로에서의 선간 단락 사고에 의해 AC 전력과 전압은 급격히 저하되었다. 그러나, 1선 지락 사고에서 AC 전력은 급격히 저하되었지만, AC 전압은 상대적으로 완만한 기울기를 보였다.

이와 같은 결과를 통해 MMC 기반 MTDC 시스템에서 선간 단락 사고는 지락 사고 보다 치명적인 사고 유형임을 확인하였으며, 선로 상 가까운 거리에서 사고가 발생할수록 치명적인 사고로 이어질 수 있음을 알 수 있다. 따라서, location 9에서의 선간 단락 사고를 가장 위험한 사고지점으로 선정하였다.

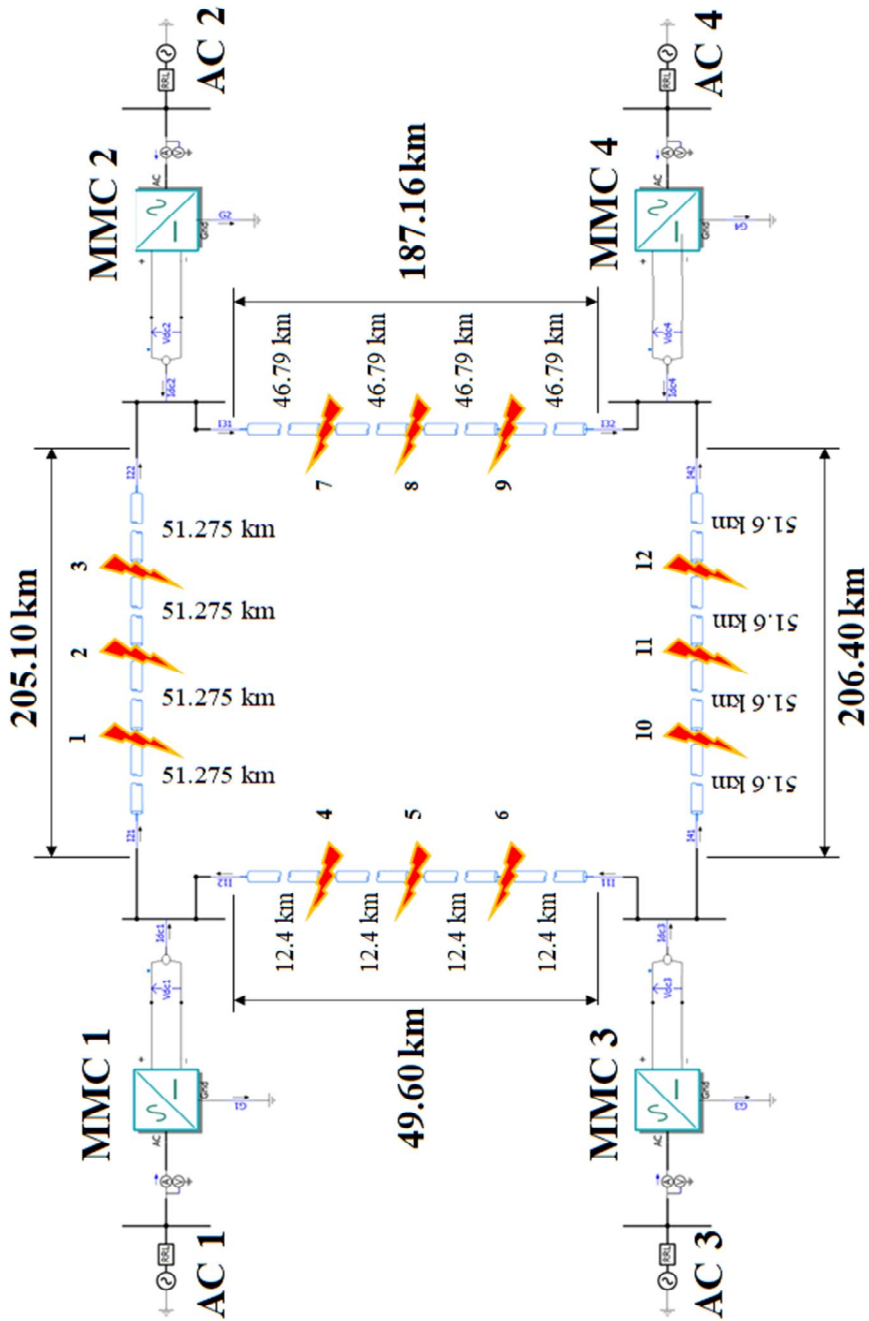
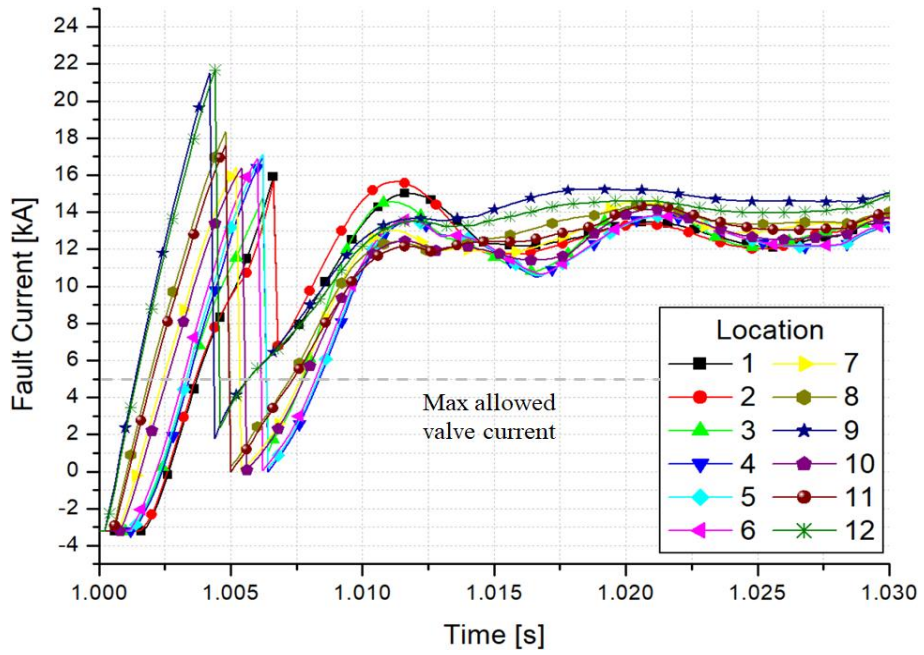
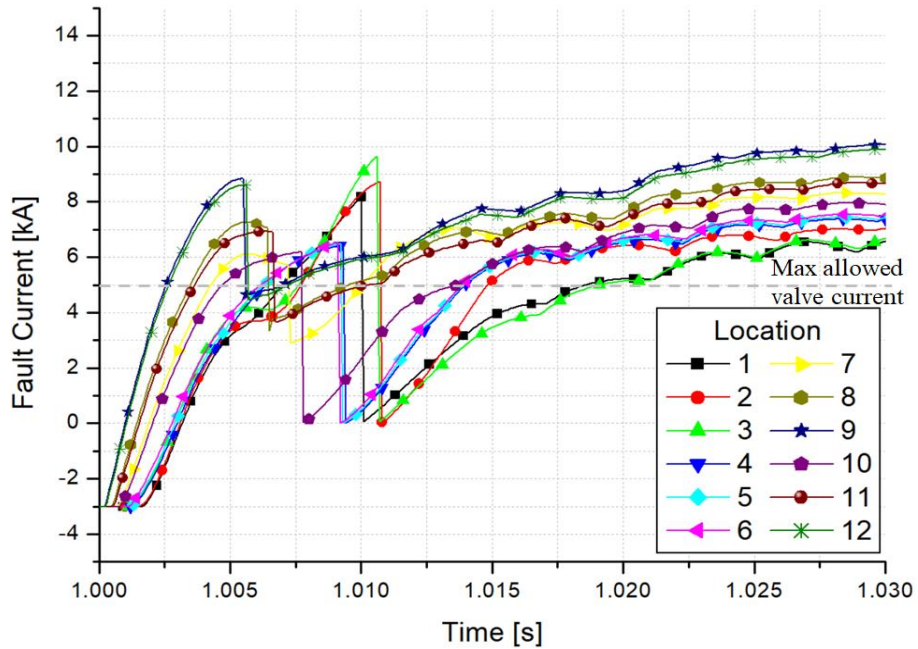


Fig. 2-24. 선간단락 및 1선지락 사고 모의 지점

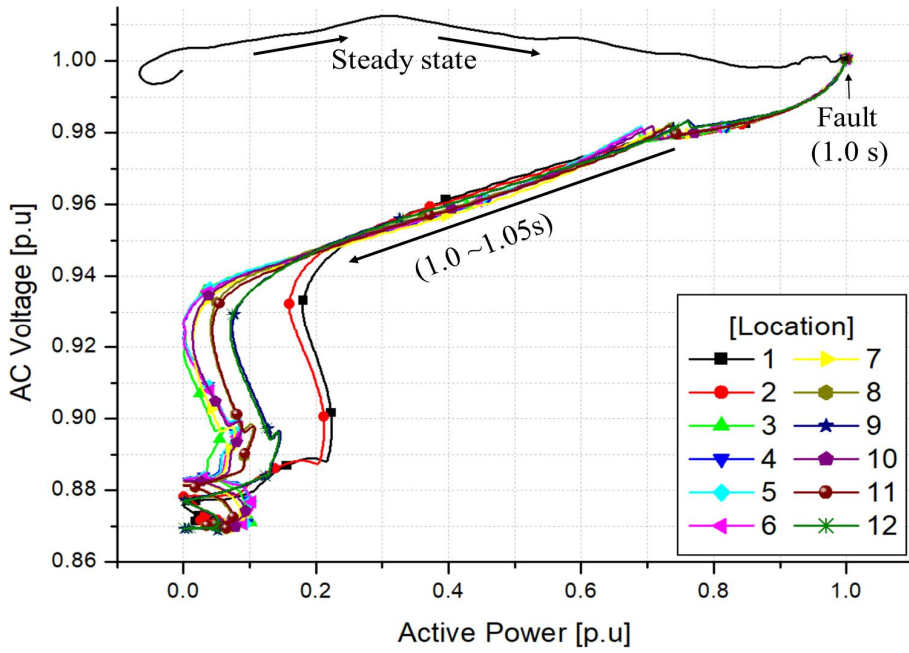


(a) 선간 단락

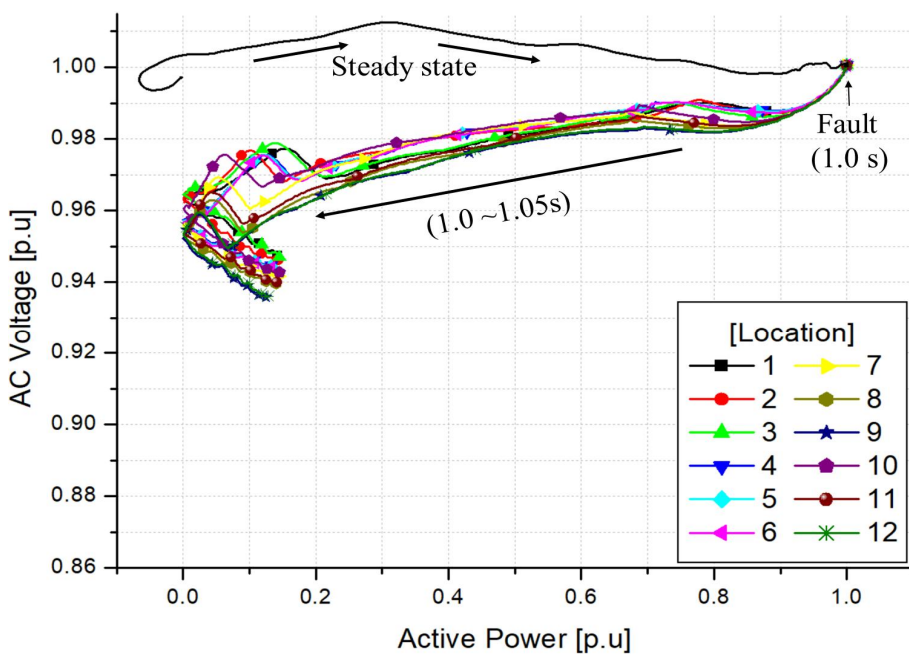


(b) 1선 지락

Fig. 2-25. MMC 4에 흐르는 사고전류



(a) 선간 단락



(b) 1선 지락

Fig. 2-26. AC 4의 P-V 특성

Ⅲ. 초전도 한류 모듈

현재, DC 시스템이 확대되면서 사고 시 안정적인 차단을 위해 높은 차단용량의 DC 차단 모듈이 요구되고 있다. 또한, MMC 시스템은 사고 시 급격히 상승하는 방전전류로 인해 변환기 내부 소자의 파괴, 케이블 손상 및 사고 파급의 우려가 있다. 따라서, 적용되는 DC 차단 모듈은 매우 빠르게 동작해야 하며, 이를 위해, 수천개의 차단 모듈을 병렬 스택으로 연결하여야 한다. 이는 제어의 복잡성, 부피 증가, 잦은 유지보수 및 비용상승의 원인이 된다. 따라서, DC 차단 모듈만을 적용하여 사고전류를 차단하기에는 신뢰성이 낮아 추가적인 보호 장치로 이를 보완할 필요가 있다.

한류 모듈은 인덕터를 적용하는 방법이 일반적이다. 그러나, HVDC 시스템에서 높은 레벨의 사고전류를 억제하려면 수백 mH의 용량을 가진 인덕터가 필요하다. 이는 시스템의 응답 성능 및 안정성이 저하된다. 또한, 인덕터에 높은 에너지가 저장됨으로써 차단 시 차단 모듈은 높은 전력 부담을 갖는다. 따라서, 인덕터의 적용은 차단용량의 증가와 차단시간이 지연되는 문제가 발생함으로 효과적인 방법으로 볼 수 없다.

초전도 한류 모듈은 초전도 물질의 퀘치만을 이용하여 사고전류를 제한할 수 있으며, 매우 빠른 응답속도를 가지고 있어 DC 차단 모듈이 동작하기 전에 저항을 발생시켜 사고전류의 크기를 저감 시킬 수 있는 장점이 있다. 따라서, 계통에 DC 차단 모듈과 함께 적용된다면, DC 차단 모듈의 차단용량을 감소시켜 계통의 안정성과 경제성을 향상시킬 수 있다.

그림 3-1은 초전도체의 임계곡면이다. 초전도체는 특정 임계전류밀도 (J_c), 임계자장 (B_c), 임계온도 (T_c) 이하에서 전기저항이 0 (zero)을 유지하며, 임계값을 초과하면 퀘치가 발생함과 동시에 저항이 급격히 상승한다. 퀘치란 초전도체가 초전도 상태에서 상전도로 상태 전이를 일으키는 현상을 말하며 이 과정에서 초전도체는 그림 3-2과 같이 초전도 상태, flux flow 상태, normal resistive 상태로 구분된다. 초전도 상태에서 전기장은 임계값 미만으로 유지된다 [38]. 이때 초전도체는 거의 0에 가까운 저항을 가지며, 전기장과 임계값은 식 (3-1)와 식 (3-2)로 나타낼 수 있다. 여기서, E_c 는 임계 전기장, J_c 는 임계 전류 밀도, T_0 는 초기 냉각수 온도, T_c 는 임계 온도, T 는 임계 전류 밀도가 계산되는 온도이다.

$$E(J, T) = E_c \left(\frac{J}{J_c(T)} \right) \quad (3-1)$$

$$J_c(T) = J_c(T_0) \left(\frac{T_c - T}{T_c - T_0} \right) \quad (3-2)$$

flux flow 상태는 전류밀도(J)가 임계전류밀도(J_c)를 초과할 때 발생한다. 전류밀도가 임계값을 초과하여 초전도체는 초전도 특성을 잃기 때문에 저항이 증가하고, 전력손실로 인해 온도가 증가하기 시작하여 임계전류밀도(J_c)가 감소한다. 이 상태에서 전기장은 식 (3-3)으로 나타낼 수 있다. 여기서 E_0 는 초전도 상태에서 변화하는 동안의 전기장이며, β 는 일반적으로 2 ~ 4이다.

$$E(J, T) = E_0 \left(\frac{E_c}{E_0} \right)^{\frac{\beta}{\alpha}} \left(\frac{J_c(T_0)}{J_c(T)} \right) \left(\frac{J}{J_c(T_0)} \right)^{\beta} \quad (3-3)$$

normal resistive 상태는 flux flow 상태로 인한 온도 상승이 임계 온도(T_c) 값을 초과할 때 발생하며, 이 상태에서 초전도체는 저항과 같이 동작한다. 전기장은 식 (3-4)로 나타낼 수 있으며, 초전도체 저항은 식 (3-5)로 나타낼 수 있다. 여기서, $\rho(T_c)$ 는 normal resistive 상태에서의 고유 저항이며, 대략 $1 \mu\Omega m$ 이다. l 은 초전도 물질의 길이, A 는 초전도 물질의 면적이다.

$$E(J, T) = \rho(T_c) (J) \left(\frac{l}{A} \right) \quad (3-4)$$

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (3-5)$$

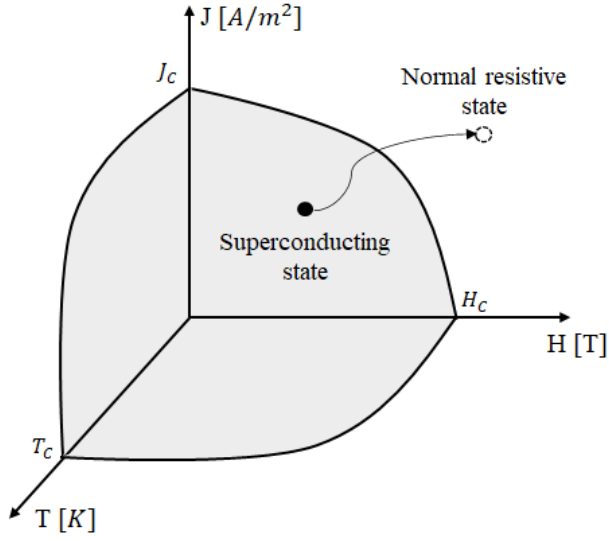


Fig. 3-1. 초전도 물질의 임계곡면

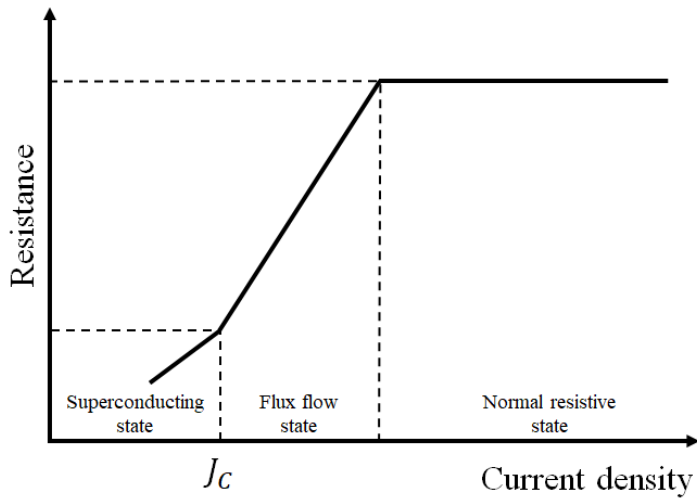


Fig. 3-2. 퀴치 시 초전도체의 상태 변화

A. 저항형 초전도 한류 모듈

초전도 한류 모듈은 저항형, 유도형, 포화철심형 등의 형태로 개발이 되어 왔다. 그 중, 저항형 초전도 한류 모듈 (R-SFCL)은 초전도 선재의 종류 및 형상만을 고려하여 설계되기 때문에, 켄치 저항을 쉽게 조절할 수 있고 구조가 간단하다. 또한, 계통에 직접적으로 연결되기 때문에 응답속도가 매우 빠르며 급격히 상승하는 사고전류를 제한하기에 유리하다.

지금까지 R-SFCL은 주로 교류 시스템에서 적용되었고, 교류 손실을 최소화해야 하는 구조로 제작되어왔다. R-SFCL에서 발생하는 교류 손실의 크기는 구리로 이루어진 기기에서 발생하는 저항 손실과 비교하면 무시할 수 있을 정도의 매우 적은 값이다. 그러나 실 계통에 적용되는 R-SFCL은 수십 km의 초전도 선재가 직·병렬로 구성되어 손실이 커질 우려가 있으며, 이러한 손실로 인해 초전도 선재 특정 부분의 국부적 온도 상승 (Hot spot)이 발생한다. 이러한 현상은 초전도 선재의 임계특성에 영향을 주고, 심할 경우 초전도 선재가 손상되거나 파괴될 수 있다.

R-SFCL의 손실에는 저항 손실 (I^2R)과 히스테리시스 손실 (Hysteresis loss)로 나뉜다 [39]. 저항 손실의 대부분 접속 단자 (초전도 선재와 전도성 물질이 연결되는 부분) 등에서 발생하며, 초전도 선재의 접속 불량에서 기인된다. 이러한 저항 손실은 초전도 선재에 국부적인 온도상승을 초래하기 때문에 설계 시 충분히 고려되어야 한다. 반면, 히스테리시스 손실은 초전도 선재에 전류가 흐를 때 발생하는 자기장으로부터 발생하는 자기자계 손실과 외부에서 발생하는 자기장으로부터 발생하는 외부자계 손실로 나뉜다. 교류 시스템일 경우, 정상상태에서 교번자계에 의한 교류 손실이 발생하지만, 직류 시스템일 경우 전원이 교번하지 않으므로 정상상태에서 손실은 발생하지 않는다. 그러나, 직류 시스템에서도 초전도 선재에 흐르는 전류에 의해 발생하는 자기장은 인접하는 초전도 선재의 고유 임계자장 특성에 영향을 주며, 이를 통해 초전도 선재에 불균일한 Quench가 발생할 수 있다. 따라서, R-SFCL은 교류 및 직류 시스템에서 손실 없이 안정적인 동작을 위해 무 유도성으로 제작되어야 한다.

R-SFCL은 권선형이나 직선형으로 제작되는 것이 일반적이며, 두 유형 모두 인덕턴스 발생을 최소화하는 형태로 설계된다.

권선형의 경우 스파이럴의 형태가 대표적이다. 그러나, 이러한 권선 형태는 물리적으로 큰 인덕턴스를 갖기 때문에 그림 3-3과 같이 bi-filar 형태의 이중 코일 방

식을 채택하고 있다 [40]. 이는 이중 코일의 형태로 나선형으로 감기는 방식이며, 수직 배열의 이중 코일에서 인접한 선재의 전류 방향은 반대이므로 자속이 상쇄되어 초전도 선재의 전체적인 형상에서 기인되는 인덕턴스를 감소시킬 수 있다. 또한, 동일 부피의 타 방식보다 사용되는 초전도 사용량이 많아 공간 활용성이 높다. 그러나 인접 선재 간 피치 간격이 매우 좁아 선재와 LN₂의 접촉면이 적고 쿨링시 열에 의한 기포 확산이 어려워 회복 특성이 저하될 우려가 있다. 선재와 LN₂의 접촉면을 넓히기 위해 특수 재질의 스페이서를 사용해야 하는 단점이 있다.

직선형은 그림 3-4와 같이 meander 형태의 배열을 채택하여 쇄교 자속밀도의 크기를 낮추어 외부 자계를 최소화할 수 있다 [41]. 인접한 선재의 전류 방향은 반대이므로 자속이 상쇄되어 인덕턴스를 감소시킬 수 있다. 그러나, 상대적으로 제작이 어려우며, 공간 활용도가 낮아 대용량 한류 모듈에 적용될 시 부피가 커질 수 있다. 또한, 선재와 연결부 사이의 접촉저항은 초전도 상태에서 열 손실 (I^2R)을 야기한다.

대표적인 R-SFCL의 형태인 권선형과 직선형은 구조적인 특성으로 인해, 성능 저하와 발생한다. 따라서, 새로운 형태의 R-SFCL을 개발하여 구조적 개선이 필요하다. 초전도 선재의 재질, 배열, 간격 등에 의해 인덕턴스가 결정되기 때문에 최적 설계가 필수적이다.

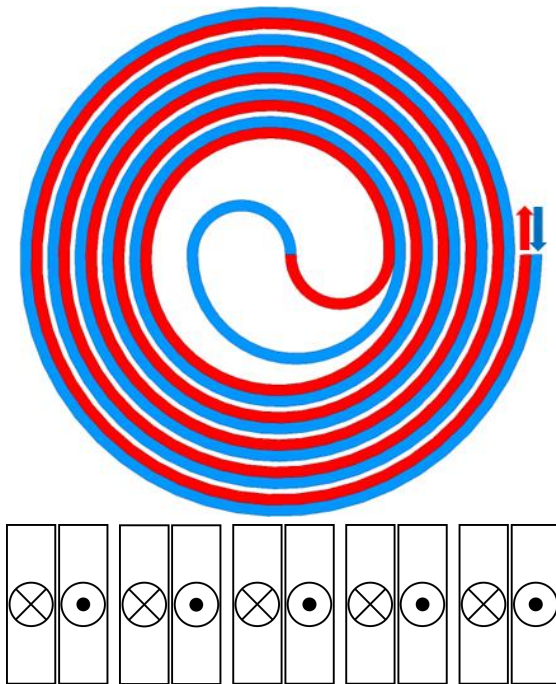


Fig. 3-3. Bi-filar R-SFCL

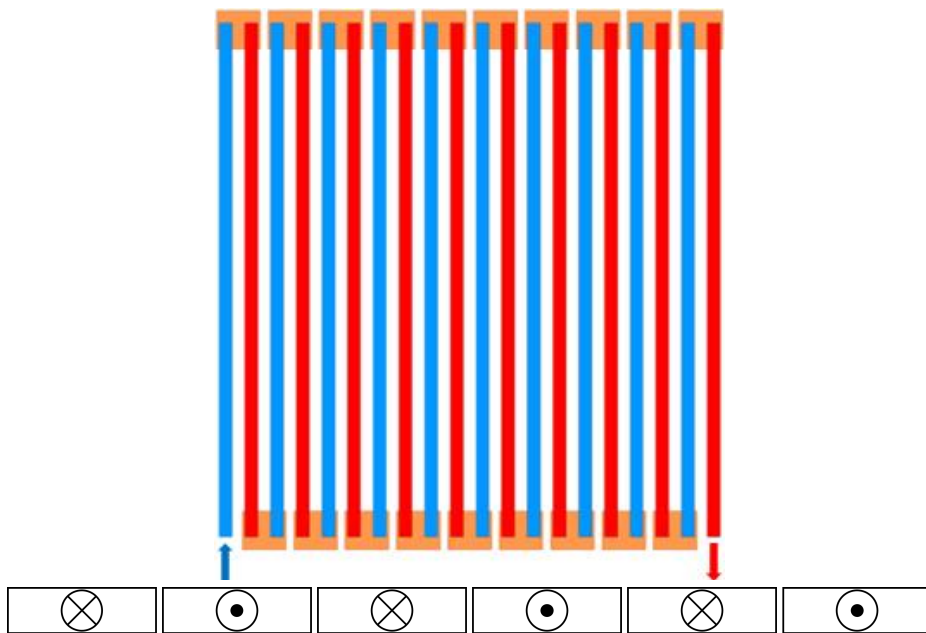


Fig. 3-4. Meander R-SFCL

B. Multi-filar meander

1. Finite Element Method (FEM)

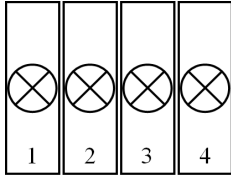
Ansys Maxwell 시뮬레이션 프로그램을 사용하여 선재의 배치에 따른 자장을 분석하였다. 도체는 두께 0.086 mm, 폭 4.1 mm이다. 최적 배치 선정을 위해 다양한 직선 배치 및 전류 방향을 고려하여 그림 3-5와 같이 나열하였다. 배치 선정에 있어 전류 방향의 중복성 높은 배치는 생략하였다.

그림 3-6은 FEM 분석의 예시이며, 그림 3-7은 각 case의 FEM 분석 결과이다. 각 도체에서 자속 결합 [Wb]의 평균값은 case 1 > case 4 > case 8 > case 6 > case 9 > case 10 > case 2 > case 7 > case 5 > case 3 순이었다. 자속 결합이 적을수록 임계자장 특성 저하의 우려가 적으므로 R-SFCL 제작에 유리한 조건을 가진다.

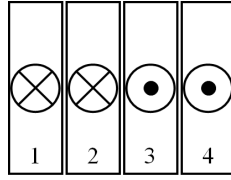
case 3의 배열은 1X4로 구성되며, 가장 낮은 자속 결합을 보였으나 이러한 배열로 권선될 경우 초전도 선재와 LN2의 접촉면이 적다. 따라서, 켄치 시 기포확산이 어려워 회복특성이 저하 될 수 있다.

case 5의 배열은 2X2로 구성되며, 모든 인접한 도체에 흐르는 전류의 방향이 반대이다. 그러나, 이러한 배치는 일련의 초전도 선재로 구현하기 위해 전류의 방향을 인위적으로 변경해야 한다. 이를 위해 선재 간 접속 단자를 사용해야 하므로 추가적인 저항이 발생함과 동시에 설계가 복잡해지고 부피가 증가할 우려가 있다.

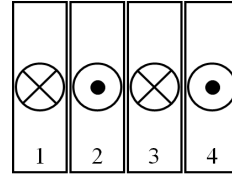
case 7의 배열은 2X2로 구성되며, 수직 상의 전류 방향은 동일, 수평 상의 전류 방향은 반대이다. 이러한 배열은 LN2와 접촉하는 면적이 상대적으로 넓어 냉각에 유리하며, 접속 단자를 생략하고 일련의 초전도 선재로 구현될 수 있다. 따라서, R-SFCL 제작에 있어 제작의 용이성이 높고 구조 및 기능적으로 유리한 case 7의 배열을 선정하였다.



(a) case 1



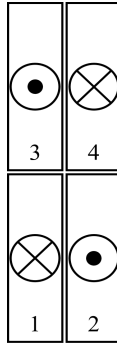
(b) case 2



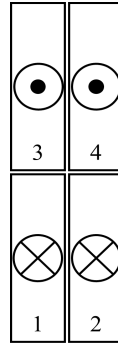
(c) case 3



(d) case 4



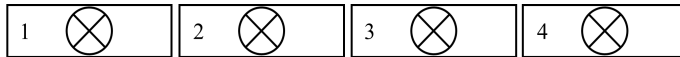
(e) case 5



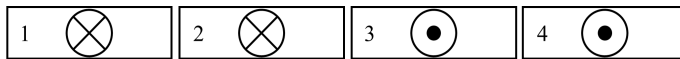
(f) case 6



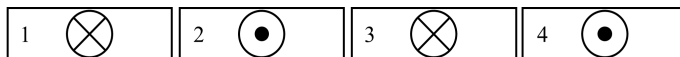
(g) case 7



(h) case 8



(i) case 9



(j) case 10

Fig. 3-5. FEM 분석을 위한 초전도 선재의 배치

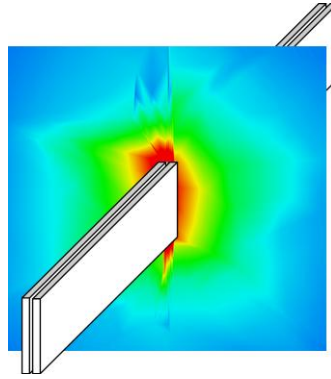
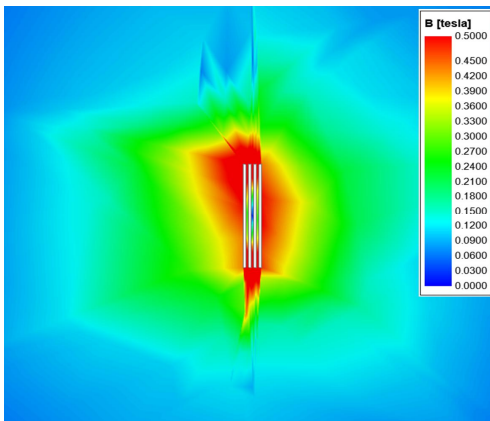
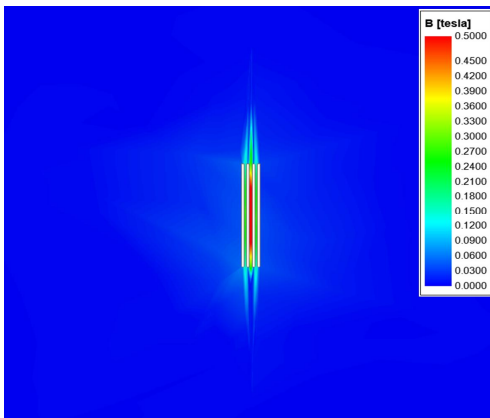


Fig. 3-6. FEM 분석 예시



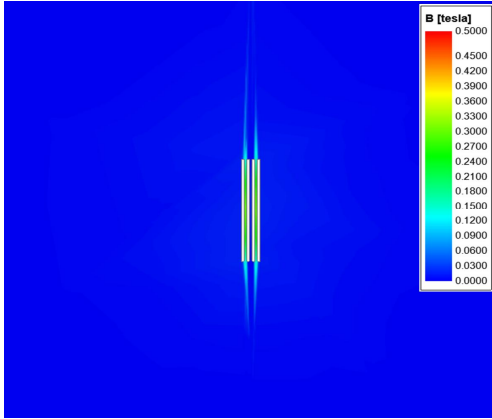
(a) case 1

Flux linkage [Wb]	
1	2.6422×10^{-4}
2	2.6883×10^{-4}
3	2.6881×10^{-4}
4	2.6416×10^{-4}



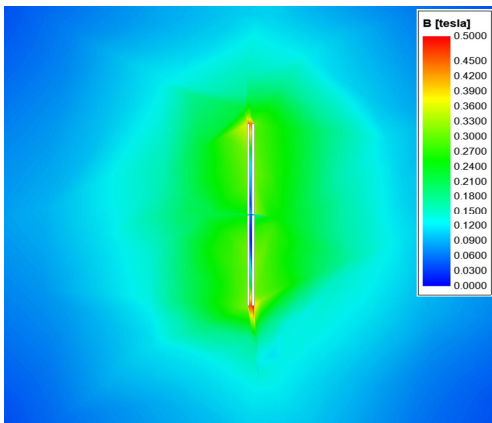
(b) case 2

Flux linkage [Wb]	
1	9.8762×10^{-6}
2	4.9030×10^{-6}
3	4.8416×10^{-6}
4	9.8125×10^{-6}



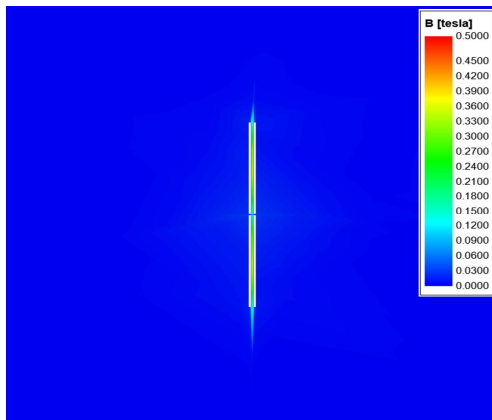
Flux linkage [Wb]	
1	4.7844×10^{-6}
2	-3.0126×10^{-7}
3	-2.2988×10^{-7}
4	4.7140×10^{-6}

(c) case 3



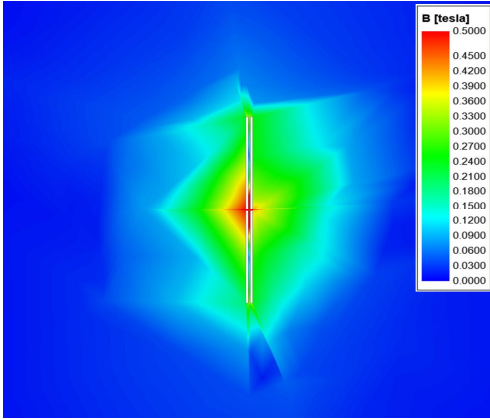
Flux linkage [Wb]	
1	1.6101×10^{-4}
2	1.6101×10^{-4}
3	1.6079×10^{-4}
4	1.6075×10^{-4}

(d) case 4



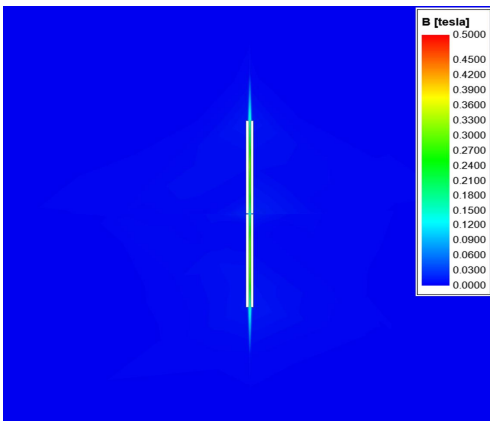
Flux linkage [Wb]	
1	2.3078×10^{-6}
2	2.2415×10^{-6}
3	2.2899×10^{-6}
4	2.2567×10^{-6}

(e) case 5



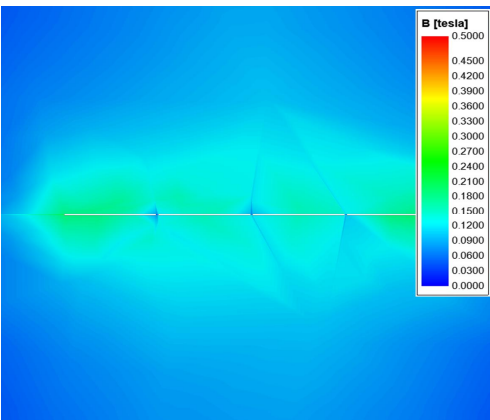
Flux linkage [Wb]	
1	5.8634×10^{-5}
2	5.8761×10^{-5}
3	5.8334×10^{-5}
4	5.8536×10^{-5}

(f) case 6



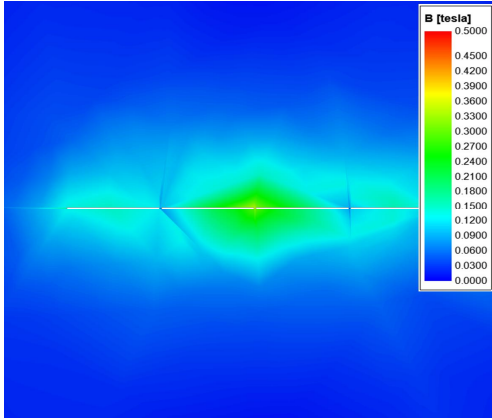
Flux linkage [Wb]	
1	2.3394×10^{-6}
2	2.3325×10^{-6}
3	2.3481×10^{-6}
4	2.3275×10^{-6}

(g) case 7



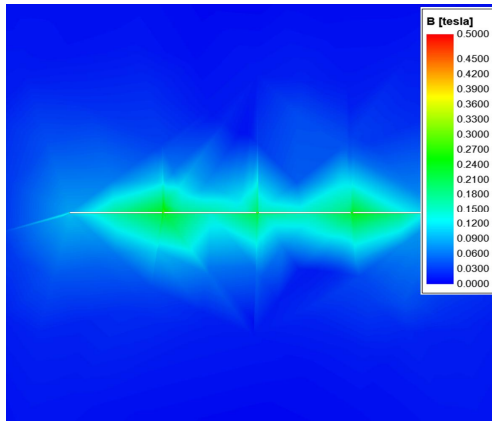
Flux linkage [Wb]	
1	1.0953×10^{-4}
2	1.3007×10^{-4}
3	1.3013×10^{-4}
4	1.0973×10^{-4}

(h) case 8



Flux linkage [Wb]	
1	6.3621×10^{-5}
2	4.3563×10^{-5}
3	4.3609×10^{-5}
4	6.3879×10^{-5}

(i) case 9



Flux linkage [Wb]	
1	3.6364×10^{-5}
2	1.6396×10^{-5}
3	1.6937×10^{-5}
4	3.7268×10^{-5}

(j) case 10

Fig. 3-7. FEM 분석 결과

2. 설계 및 제작

그림 3-8은 Multi-filar meander 방식의 R-SFCL 제작을 위한 기초 지지대와 원통형 절연물을 보여준다. 지지대의 부피는 300 x 300 x 10 mm이며, 원통형 절연물 고정하고 쿨링시 빠른 기포 확산을 위해 약 20 mm의 간격으로 긴 홈을 내었다. 재질은 LN2의 극저온의 환경을 고려하여 높은 절연 및 기계적 강도를 지닌 난연성 에폭시 수지 FR-4로 선정하였다. 원통형 절연물은 초전도 선재가 권선되는 부분으로써, 초전도 선재의 임계전류 저하를 방지하기 위해 최소 곡률반경을 고려하여 설계되어야 한다 [42]. 초전도 선재가 직접적으로 권선되는 부분의 지름은 15 mm로 선정하였다 [43-45]. 또한, 초전도 선재의 폭과 배열을 고려하여 상단과 하

단에 약 5 mm의 홈을 내었다. 재질은 가공의 편의 및 절연을 고려하여 Bakelite로 선정하였다.

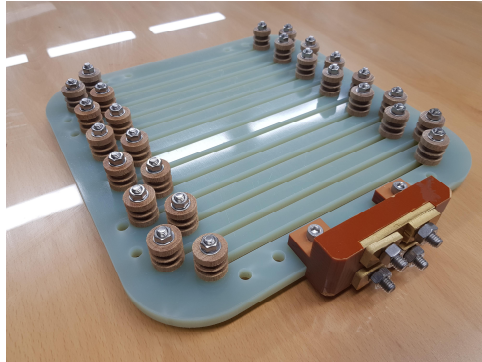
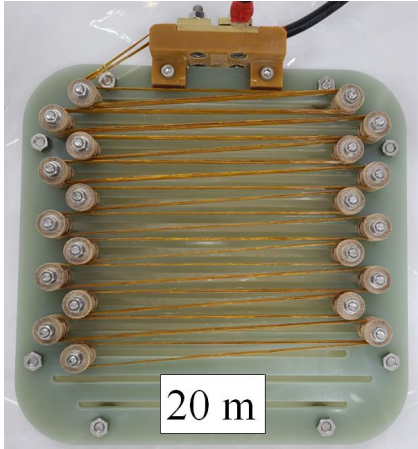


Fig. 3-8. Multi-filar meander SFCL 지지대

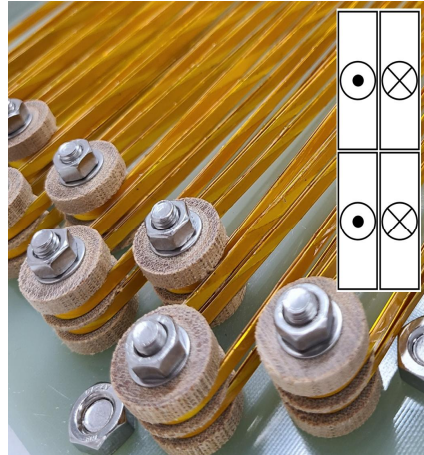
3. 실험

a. 구성

Multi-filar meander의 한류 특성을 확인하고자 그림 3-9와 같이 초전도 선재를 각 절연물에 권선하였다. 초전도 선재는 그림 3-10과 같은 구조의 SuNAM 社의 silver coated GdBCO를 사용하였으며, 세부 구성은 표 6과 같다. 제작에 사용된 초전도 선재의 길이는 약 20 m이며, 인입부터 인출까지 일련의 초전도 선재로 구성하였다. 제안한 권선 법에서 인접한 초전도 선재는 매우 좁은 피치 간격을 유지해야 하므로 선재 간 단락될 우려가 있다. 따라서, 선재의 절연이 필수적이다. 절연을 위해 polyamide 재질의 캡톤테이프를 감은 후 권선하였다. 실험 회로도는 그림 3-11과 같으며, DC 배터리는 약 501.6 V이다. R_m 은 정상부하, R_f 는 사고부하이며, 각각 약 10 Ω , 1 Ω 이다. R-SFCL은 회로와 직렬로 연결되며, SCR 스위칭을 통해 부하저항을 가변하여 사고전류를 발생시켰다.



(a) R-SFCL



(b) 권선 확대 사진

Fig. 3-9. Multi-filar meander SFCL 시작품

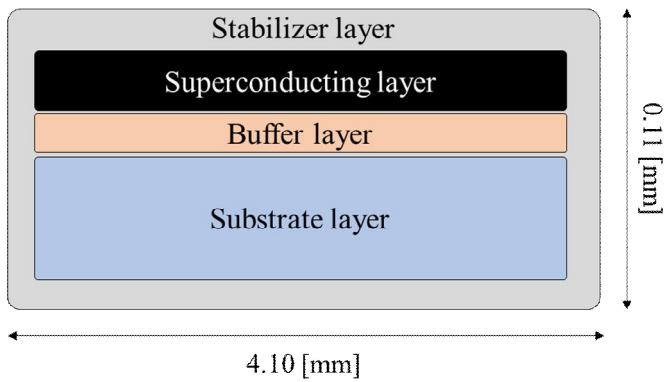


Fig. 3-10. 초전도 선재의 구성

Table. 6. 초전도 선재의 파라미터

Layer	Material	Thickness
Stabilizer layer	Silver	$\sim 2 \mu m$
Superconducting layer	GdBCO	$\sim 1.3 \mu m$
Buffer layer	$Al_2O_3 / Y_2O_3 / MgO / LMO$	few hundreds nm
Substrate layer	Non-magnetic stainless steel	$\sim 104 \mu m$

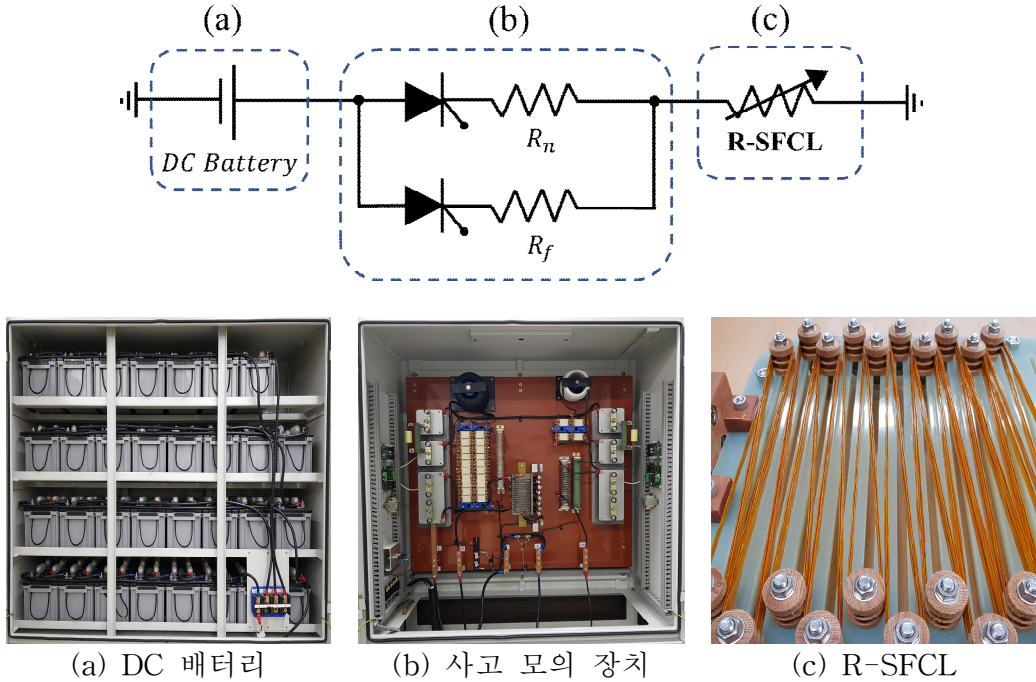


Fig. 3-11. 실험 회로도 및 장비

b. 실험 결과 및 모델링

그림 3-12는 SFCL 유무에 따른 사고전류 그래프이다. 약 1.0 ms에서 SCR 스위칭을 통해 사고를 발생시켰다. 초전도 한류 모듈이 연결되지 않을 경우, 사고전류는 최대 약 530 A까지 급격히 상승하였다. 반대로, 초전도 한류 모듈을 연결하였을 때는 사고전류가 효과적으로 제한되는 것을 확인하였다. 1.0 ms에서 10.0 ms까지 특정 시점에서의 사고전류의 수치와 한류율을 표 7에 나타내었다. 한류율은 식 (3-6)에 의해 계산할 수 있다.

$$\text{Current limit rate} [\%] = \frac{I_f(\text{without SFCL}) - I_f(\text{with SFCL})}{I_f(\text{without SFCL})} \times 100 \quad (3-6)$$

그림 3-13은 실험을 통해 측정된 사고 시 Multi-filar meander R-SFCL에 인가되는 전압 그래프이다. 직렬 회로에서 전압과 저항은 비례하므로, 인가전압 및 전압 상승률을 활용하여 사고 시 초전도 선재에서 발생하는 켄치저항의 변화를 유추

할 수 있다. 그래프에서 R_m 은 초전도 선재의 최대 저항, T_{SC} 는 시정수이며, 실험에서 초전도 저항의 시정수는 약 0.167 ms였다. 식 (3-7)과 식 (3-8)은 SFCL의 저항식이다. $R_{SFCL}(t)$ 는 SFCL의 저항이고, R_m 은 켄치 중 SFCL의 최대 저항이다. T_{SC} 는 초전도 물질의 시정수이며, t_0, t_1 은 각각 사고 발생 시간과 SFCL의 1차 회복 시간을 의미한다.

$$R_{SFCL}(t) = 0(t_0 > t) \tag{3-7}$$

$$R_{SFCL}(t) = R_m \sqrt{\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{SC}}\right)\right]} (t_0 < t < t_1) \tag{3-8}$$

식 (3-7)과 식 (3-8)를 PSCAD/EMTDC에 적용하여 그림 3-14과 같이 모델링하였다. 그림 3-15는 실험 데이터와 모델링된 시뮬레이션의 SFCL 저항 데이터의 비교 그래프이다. 두 곡선은 거의 유사한 상승 기울기 가졌으나, 계산식에서 초전도 물질 고유의 특성에 대한 변수는 고려되지 않았기 때문에 두 곡선에서 약간의 오차가 발생하였다.

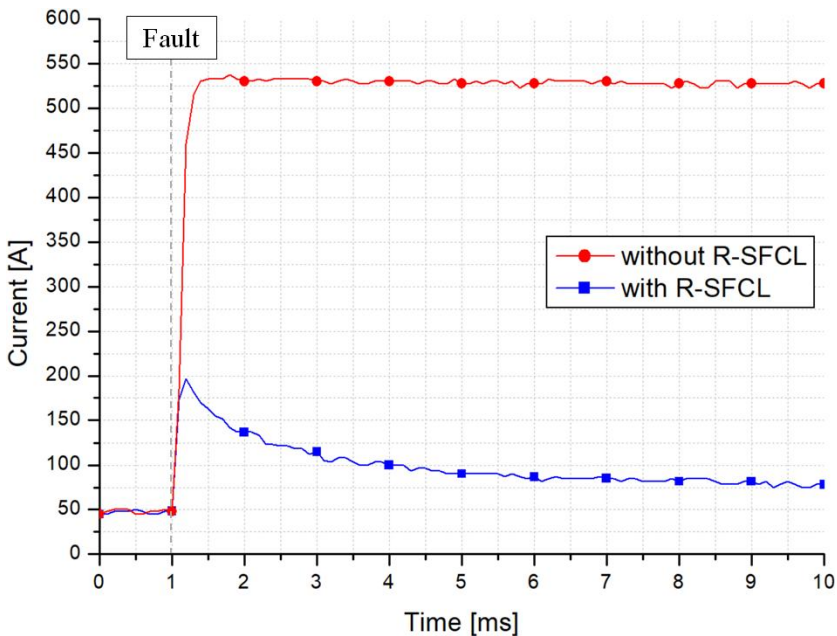


Fig. 3-12. R-SFCL의 유, 무에 따른 사고전류

Table. 7. R-SFCL의 유,무에 따른 각 시점의 사고전류 및 한류율

Time [ms]	Fault Current [kA] (without SFCL)	Fault Current [kA] (with SFCL)	Current limit rate [%]
1.2	460	196.75	57.22
2.0	530	136.75	74.19
3.0	530	115	78.30
4.0	530	100	81.13
5.0	527.5	90	82.93
6.0	527.5	86.75	83.55
7.0	530	85	83.96
8.0	527.5	81.75	84.50
9.0	527.5	81.75	84.50
10.0	527.5	78.25	85.16

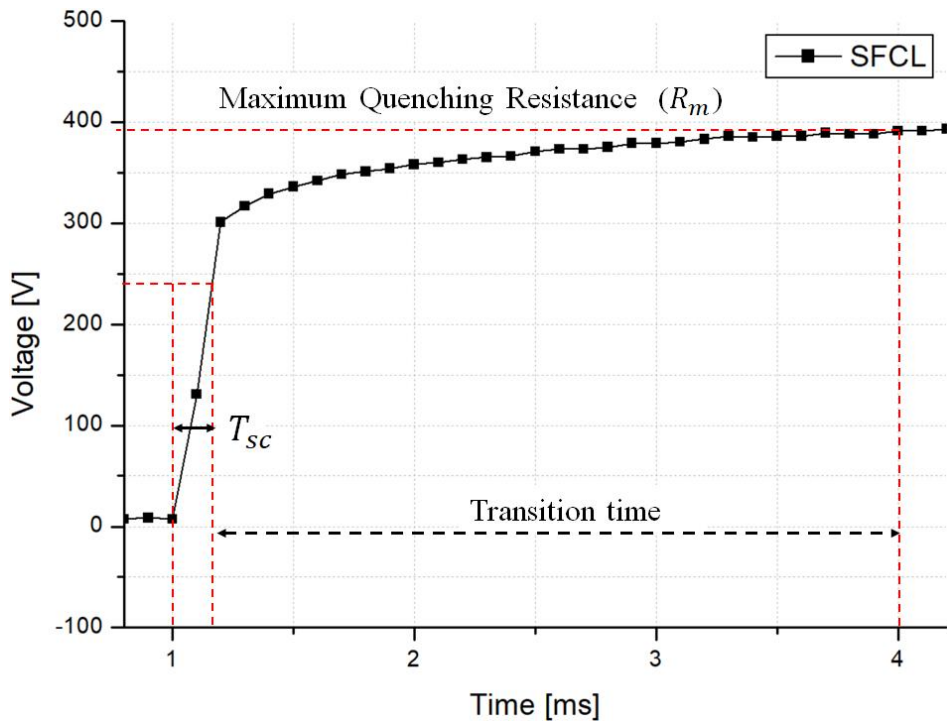


Fig. 3-13. R-SFCL에 인가되는 전압

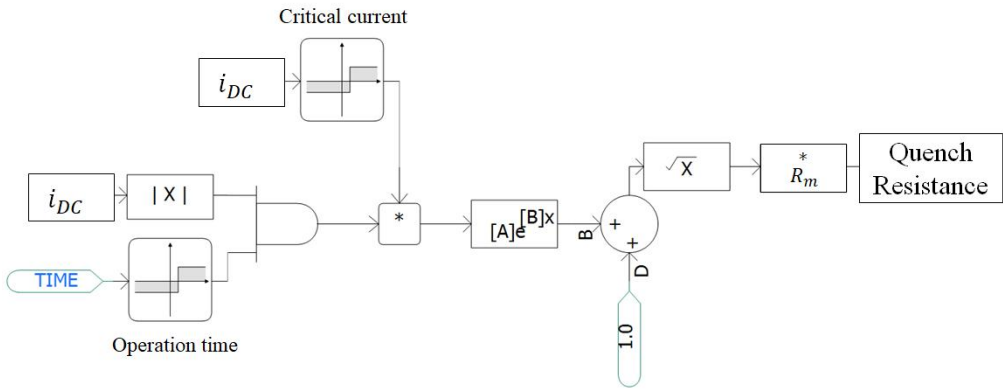


Fig. 3-14. PSCAD를 이용한 R-SFCL 퀘칭 저항 모델링

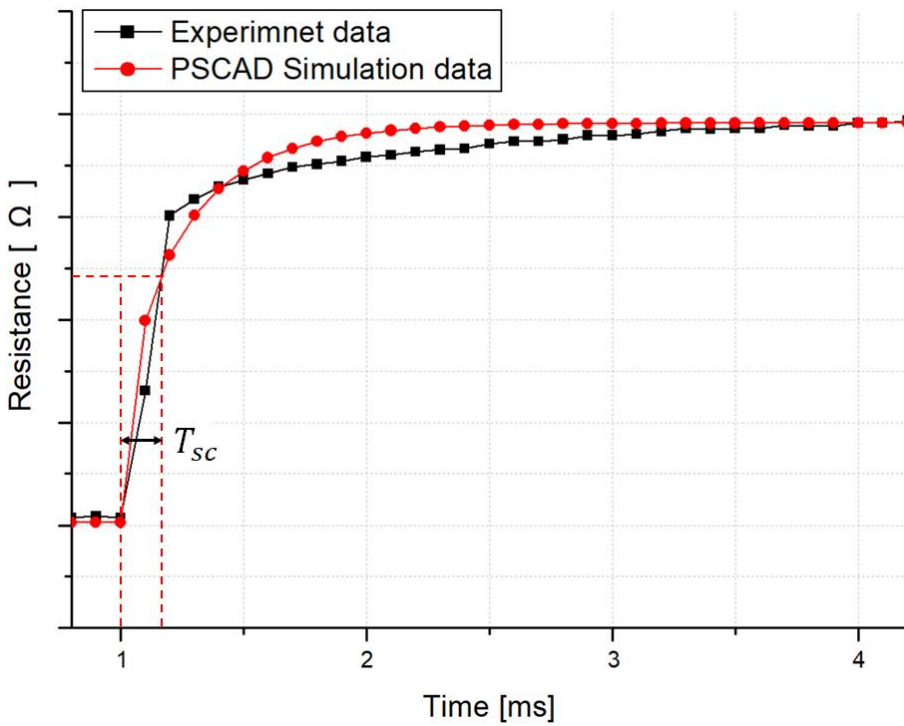


Fig. 3-15. 실험과 시뮬레이션의 SFCL 저항 비교

IV. DC 차단 모듈

MTDC 방식은 PTP 및 BTB 방식과 달리 다수개의 계통이 하나로 통합되어있는 형태로 다양한 장점을 갖고 있지만, 사고 시 계통 전체에 과급되어 전원을 포함한 변환기 내부 소자, 케이블 등이 손상 및 파괴될 우려가 있다. 따라서, 사고 시 사고 전류를 빠르고 안정적으로 차단할 수 있는 기술이 필수적으로 요구되고 있다.

AC 시스템은 주파수가 존재하기 때문에 한 주기에 2번의 영점을 지난다. 따라서, 기존의 기계식 차단 모듈을 사용하였을 때 사고전류가 영점을 지날 때 아크가 자연 소호 되기 때문에 차단에 큰 어려움이 없고 인위적으로 전류 영점을 유도할 필요가 없다.

DC 시스템은 회로 내 인덕턴스가 매우 작아 사고 시 사고전류의 크기가 급격히 증가하는 특징이 있다. 또한, AC 시스템과 달리 주파수가 없어 자연적인 영점이 형성되지 않는다. 기존의 기계식 스위치를 사용하더라도 사고전류가 영점을 지나지 않기 때문에 지속적인 아크가 발생하여 차단에 어려움을 겪는다. 이러한 이유로 사고 시 인위적으로 전류 영점을 유도할 필요성이 있고, 빠른 차단을 위해 점점 개방 시 발생하는 아크를 소멸시키는 것은 매우 중요하다 [46].

A. 종류

대표적으로 DC 차단 모듈은 공진 DC 차단 모듈, 반도체 DC 차단 모듈, 하이브리드 DC 차단 모듈로 구분된다.

공진 DC 차단 모듈은 그림 4-1과 같이 passive 방식과 active 방식으로 나눌 수 있으며, 두 차단 모듈의 차이는 커패시터 사전 충전의 유무이다. 각 차단 모듈은 main breaker branch, resonant branch, absorption branch로 구성된다. 시스템이 정상상태일 때 전류는 main breaker branch를 통해 흐르며, 일반적으로 main breaker branch의 기계식 스위치 (Mechanical Switch, MS)는 진공 차단 모듈 (Vacuum Circuit Breaker, VCB) 또는 가스 차단 모듈 (Gas Circuit Breaker, GCB)로 구성된다. resonant branch는 직렬 L과 C로 구성된다. 사고 시 MS가 접점을 분리하면 접점 사이에 아크가 형성되며 저항이 발생한다. 이때, 사고전류는 resonant branch를 통해 흐르게 되며, 직렬 LC 소자에 의해 발산 진동을 한다. i_{res}

이 사고전류의 크기 i_{DC} 와 같으면 i_{main} 의 전류가 0이 되고 아크가 소호된다. absorption branch는 금속 산화물 배리스터 (Metal Oxide Varistor, MOV)로 구성되며, MOV는 문턱전압 이하에서는 매우 높은 저항을 유지하다가 문턱전압을 초과하면 매우 작은 저항을 갖는 특징을 갖는다. 따라서, MOV는 차단 후 회로에서 과전압이 발생하면 에너지를 흡수하는 역할을 한다. 공진 DC 차단 모듈은 손실이 거의 없는 MS와 수동소자로 구성되기 때문에 효율성과 경제성이 우수하다. 그러나 HVDC에 적용할 경우 차단시간은 약 50 ms ~ 100ms로 매우 느리다는 단점이 있다 [47]. 따라서, 공진 DC 차단 모듈은 효율성, 단순성 및 비용 면에서 우수하지만, 느린 차단속도로 인해 HVDC 시스템에서 안정적인 보호 기술로 채택되기는 어렵다.

반도체 DC 차단 모듈은 그림 4-2와 같이 main breaker branch, absorption branch로 구성되며, IGBT 또는 SiC 등의 전력용 반도체소자와 MOV로 이루어져 있다. 시스템의 정상상태에서 전류는 main breaker branch를 통해 흐르게 되며, 사고 시 반도체 스위치를 OFF 시켜 사고전류를 영점에 도달하게 한다. 이후, 과전압이 발생하면 MOV가 전류를 흡수하여 차단을 완료한다. 반도체 차단 모듈은 사고 시 반도체를 OFF 시키는 것만으로 차단이 되기 때문에 매우 빠른 차단속도를 가질 수 있다. 차단속도는 약 100 μ s 이내이다 [48-50]. 그러나, 반도체소자는 ON 상태에서 저항 손실이 발생하기 때문에 효율이 상대적으로 낮다. 이러한 손실을 방지하기 위해 냉각 시스템이 필수적이다. 따라서, 반도체 DC 차단 모듈은 차단속도 면에서 매우 우수하지만, 높은 손실과 낮은 경제성으로 인해 아직 실 계통에 적용되지 않고 있다.

일반적인 하이브리드 방식의 DC 차단 모듈은 ABB社에서 개발한 차단 모듈이 잘 알려져 있으며, 그림 4-3과 같이 main breaker branch, commutation branch, absorption branch가 병렬로 구성된다 [51,52]. 정상상태에서 전류는 commutation branch로 흐른다. 반도체 DC 차단 모듈과 달리 기계식 접점을 추가하여 전력용 반도체소자의 수를 감소시킴으로써 반도체 차단 모듈의 단점인 손실을 최소화한 구조이다. 사고가 발생하면 기계식 접점을 개방하고, 동시에 commutation branch의 반도체소자를 OFF 하여 사고전류를 main breaker branch로 강제 bypass 시킨다. 이후 main breaker branch의 반도체소자를 OFF 하면 사고전류는 영점에 도달하게 되고, 과전압이 인가되면 MOV에 의해 소호된다. 하이브리드 DC 차단 모듈은 공진

DC 차단 모듈과 반도체 DC 차단 모듈의 단점을 보완할 수 있는 차단 모듈이다. 그러나, 이러한 구조의 하이브리드 DC 차단 모듈은 여전히 정상상태에서 손실이 발생하기 때문에, 이를 개선할 필요가 있다.

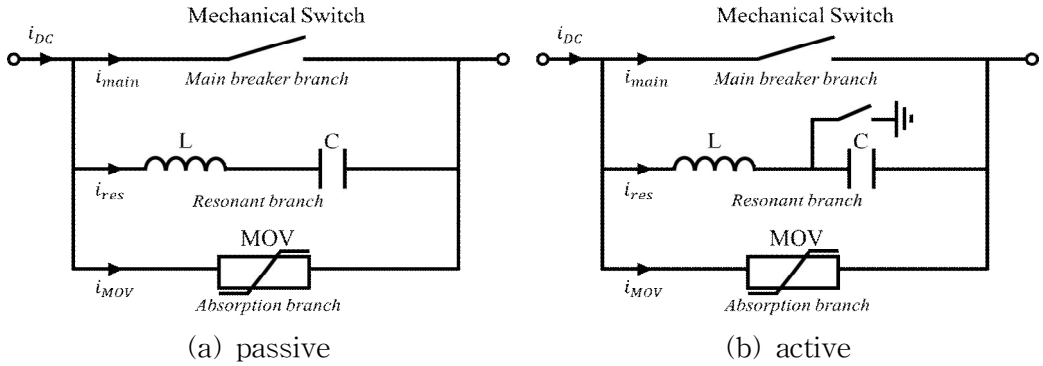


Fig. 4-1. 공진 DC 차단 모듈

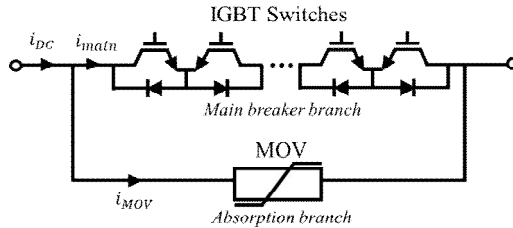


Fig. 4-2. 반도체 DC 차단 모듈

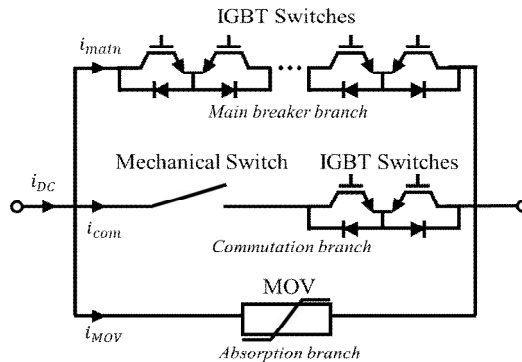


Fig. 4-3. 하이브리드 DC 차단 모듈

B. RCS-DC 차단 모듈

1. 이론

기존의 하이브리드 DC 차단 모듈은 반도체 차단 모듈의 단점인 손실을 감소하고 기계식 차단 모듈의 단점인 차단속도를 개선하였다. 그러나 여전히 정상상태에서의 손실은 무시될 수 없으며, 수많은 전력용 반도체가 사용되기 때문에 경제성이 낮다. 따라서, 기존의 공진 차단 모듈에 풀 브릿지 (Full Brige, FB) 모듈을 추가로 구성하여 공진을 증폭시킬 수 있는 새로운 구조의 하이브리드 DC 차단 모듈을 제안한다. 이 차단 모듈은 Resonant Current Source (RCS) 또는 VSC Assisted Resonant Current (VARC) 불리는 새로운 형태의 하이브리드 방식이다 [53-56]. RCS-DC 차단 모듈은 정상상태에서 손실이 없으며, 사고 시 공진을 증폭시켜 전류 영점 도달 시간을 단축할 수 있다. 또한, 전류 방향 및 주파수를 FB 모듈에 의해 제어할 수 있으므로 공진 DC 차단 모듈에 비해 L, C 용량 선정이 용이하고 활용 범위가 넓은 장점이 있다.

그림 4-4는 RCS-DC 차단 모듈의 회로도이며, main breaker branch, absorption branch, resonant branch로 구성된다. 차단 회로는 MS로 구성되며, absorption branch는 MOV로 구성된다. resonant branch는 FB로 구성되며, 다 수개를 병렬로 연결하면 공진전류의 최대전류를 증가시킬 수 있어 차단용량을 증가시킬 수 있다. FB 모듈 내 C_s 는 정상상태에서 외부 전원에 의해 사전 충전되며, 사고 시 방전되어 공진을 발진시킨다.

정상상태에서 전류는 MS를 통해 흐른다. MS는 무시할 수 있는 접촉저항을 갖기 때문에 전류는 손실 없이 흐를 수 있다. 사고 시 MS가 개방되면 접점에서 아크가 발생하며, MOV가 높은 임피던스를 가졌다고 하였을 때, i_{main} 에 흐르는 전류는 식 (4-1)과 같다.

$$i_{main} = i_{DC} - i_{res} \quad (4-1)$$

i_{res} 와 i_{MS} 의 크기가 같을 때 i_{DC} 는 0이 되어 전류를 차단할 수 있다. 이를 위해 그림 4-5와 같이 FB는 LC 공진 주파수와 동일한 스위칭 주파수를 갖도록 설정된다. 스위칭 시 사전 충전된 C_s 가 방전되며 공진전류를 발진시킨다. 공진 주파수는

식 (4-2)에 의해 계산할 수 있다.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4-2)$$

FB 모듈의 공진전류 i_{res} 가 i_{main} 와 같아지면 전류가 영점을 지나게 되고, 동시에 FB는 스위칭을 멈추게 된다. 이후, 과전압이 인가되면 MOV에 의해 에너지가 흡수되어 차단이 완료된다.

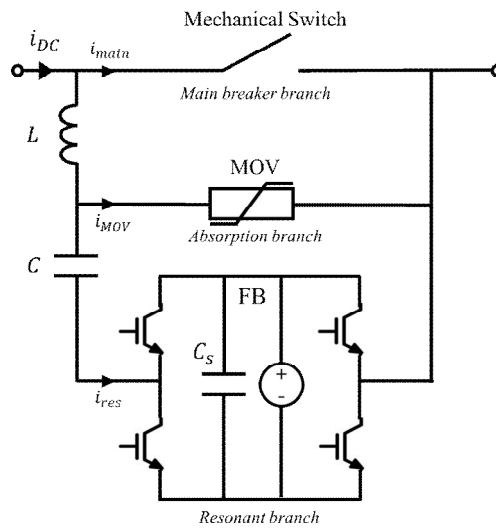


Fig. 4-4. RCS-DC 차단 모듈

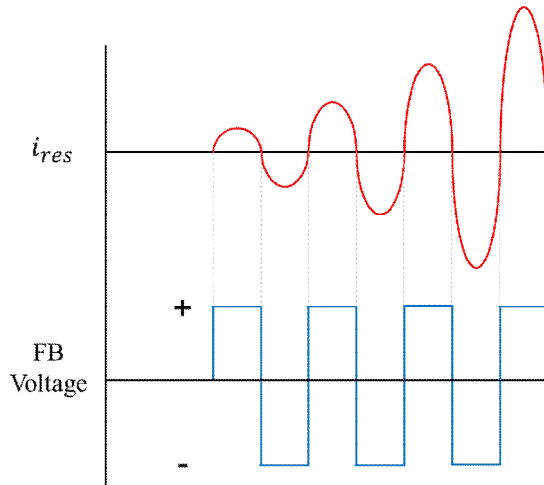


Fig. 4-5. 공진전류 및 FB 모듈의 스위칭 파형

2. 모델링 및 분석

a. 모델링

그림 4-6과 그림 4-7은 PSCAD/EMTDC를 활용하여 모델링 된 공진 DC 차단 모듈과 RCS-DC 차단 모듈의 회로도이다. 각 차단 모듈의 비교를 위해 이상적인 DC 전원에서 시뮬레이션을 수행하였다. 표 8은 시뮬레이션의 시스템 구성이며, 표 9는 각 차단 모듈의 파라미터 값이다.

공진 DC 차단 모듈의 MS는 기계식 스위치임을 고려하여 약 10 ms의 동작지연을 적용하였고, 개방 시 발생하는 Arc는 Mayr Arc모델을 적용하였으며 식 (4-3)과 같다 [57]. 공진회로의 L 용량은 50 μH , C 용량은 5.07 μF 과 5 mF이다. 공진 주파수는 약 10,001.05 Hz이며, MOV의 정격전압은 회로 전압의 1.5배인 52.5 kV로 설정하였다 [58].

RCS-DC 차단 모듈의 MS 동작지연 및 Arc 모델을 공진 DC 차단 모듈의 설정 값과 동일하게 적용하였다. 공진회로의 L 용량은 50 μH , C 용량은 5.07 μF 이며, FB 모듈의 C_s 의 용량은 5 mF이다. 공진 주파수는 약 10,001.05 Hz이며, FB 모듈의 스위칭 주파수는 10,000 Hz이다. MOV의 용량은 회로 전압의 1.5배인 52.5 kV로 설정하였다.

$$\frac{1}{g_m} \frac{dg_m}{dt} = \frac{1}{\tau_m} \left(\frac{u_{\text{arc}} \cdot i_{\text{arc}}}{P_0} - 1 \right) \quad (4-3)$$

g_m = arc conductance τ_m = arc time constant u_{arc} = arc voltage
 i_{arc} = arc current P_0 = arc power

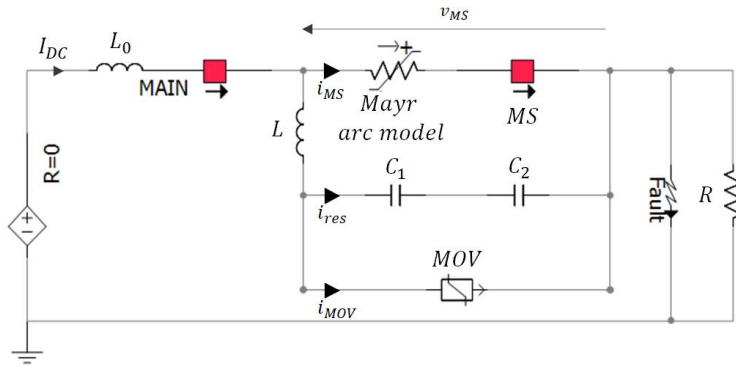


Fig. 4-6. 공진 DC 차단 모듈 회로도

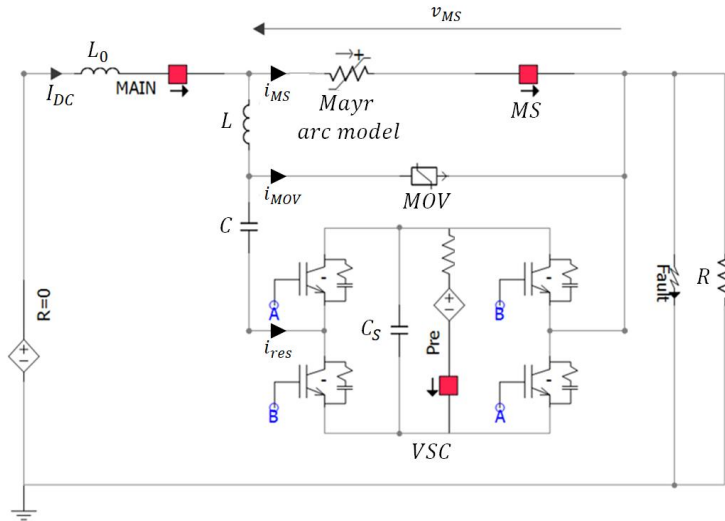


Fig. 4-7. RCS-DC 차단 모듈 회로도

Table. 8. 시스템 구성

Parameters	Values
DC Voltage	35 [kV]
Line inductance L_o	1 [mH]
Normal current I_n	1 [kA]
Fault current I_f	10 [kA]

Table. 9. 각 DC 차단 모듈의 파라미터

구분	Resonant DC 차단 모듈	RCS-DC 차단 모듈
MS delay	10 [ms]	10 [ms]
Arc model	Mayr	Mayr
L	50 [μ H]	50 [μ H]
C	$C_1=5.07$ [μ F] $C_2=5$ [mF]	5.07 [μ F]
C_s	-	5 [mF]
Resonant frequency	10,001.05 [Hz]	10,001.05 [Hz]
Switching frequency	-	10,000 [Hz]
MOV operation voltage	52.5 [kV]	52.5 [kV]

b. 분석

그림 4-8은 공진 DC 차단 모듈의 차단 그래프이다. 사고 시점은 약 1.0 ms 이며, 전류는 약 1.0 kA에서 약 10 kA까지 급격히 상승하였다. 약 10 ms 이후 MS가 개방되어 Arc가 발생되며, 공진회로에 사고전류가 유입된다. 공진전류는 약 1880 번의 전류반전을 하며 최대 약 14.645 kA까지 발산하였다. 약 1.1040 s에서 공진 전류의 크기가 사고전류의 크기와 같아지면서 MS는 완전 개방상태가 되었다. 이후, 과도전압은 약 90.76 kV까지 상승하였고, MOV가 동작하여 약 1.1041 s에서 차단이 완료되었다. 사고 시점으로부터 총 차단시간은 약 104.1 ms였다.

그림 4-9는 RCS-DC 차단 모듈의 차단 그래프이다. 사고 지점은 약 1.0 이며, 전류는 약 1.0 kA에서 약 10 kA까지 급격히 상승하였다. 약 10 ms 이후 MS가 개방되어 Arc가 발생되며, 공진회로에 사고전류가 유입된다. 동시에 공진 주파수와 유사한 스위칭 주파수를 가진 FB 모듈이 동작하여, 사전 충전된 C_s 가 방전된다. 이에 따라, 공진 전류가 증폭되어, 1.0 ms 미만의 시간 동안 20번의 스위칭 동작을 통해 약 1.0109 s에서 사고전류가 영점을 지났다. 이후 과도전압은 약 99.52 kV까지 상승하였고, MOV가 동작하여 약 1.0111 s에서 차단이 완료되었다. 사고 시점으로부터 총 차단시간은 약 11.1 ms였다.

그림 4-10은 MS 개방 시점으로부터 1.0 ms 까지 각 DC 차단 모듈의 공진회로에 흐르는 공진전류이다. 총 10 주기의 공진전류에 대한 차이를 확인할 수 있으며, 공진 DC 차단 모듈은 1회 공진에서 최대 0.299 kA, 20회 공진에서 최대 0.301 kA였다. RCS-DC 차단 모듈은 1회 공진에서 최대 0.163 kA였고, 20회 공진에서 최대 9.413 kA였다. RCS-DC 차단 모듈의 공진전류는 공진 DC 차단 모듈의 공진전류보다 매우 빠르게 증가함을 확인하였다. 이에 따라, 차단시간은 약 98 ms의 차이가 발생하였다.

RCS-DC 차단 모듈은 기존의 공진 DC 차단 모듈에 비해 추가적인 회로 구성이 요구되지만, 차단시간 및 동작 신뢰성이 우수하다는 장점이 있다.

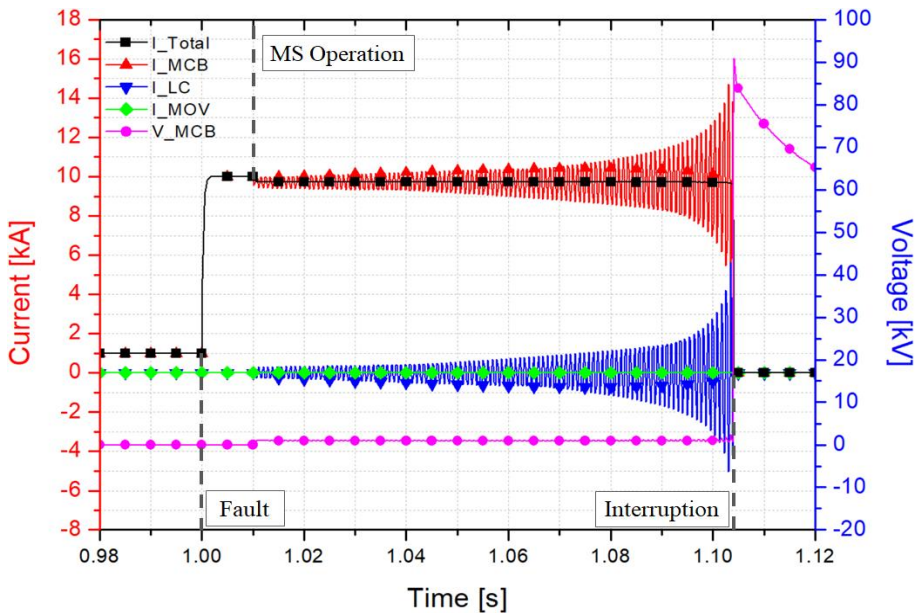


Fig. 4-8. 공진 DC 차단 모듈의 차단 그래프

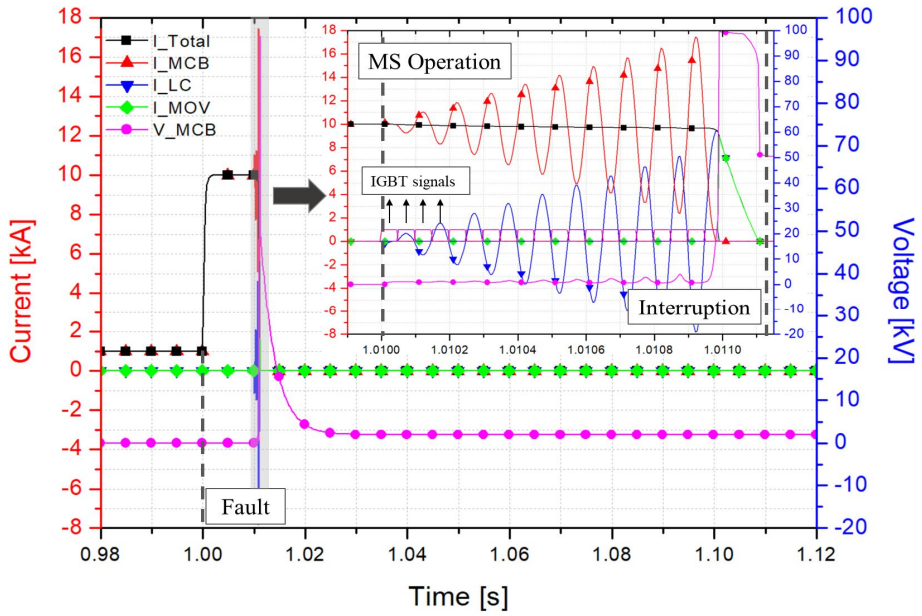


Fig. 4-9. RCS-DC 차단 모듈의 차단 그래프

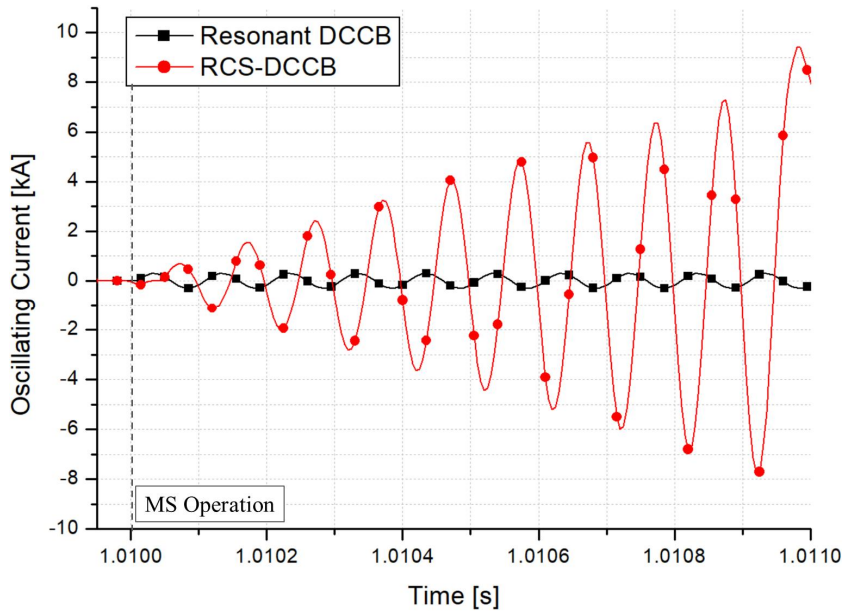


Fig. 4-10. 각 DC 차단 모듈의 공진전류 비교

V. 한류 및 차단 시뮬레이션

그림 5-1은 사고 모의를 위한 MMC 기반 MTDC 계통의 회로도이다. 사고지점은 MMC 4와 MMC 2가 연결되는 DC 선로에서 약 46.79 km 떨어진 지점으로 선정하였다. 그림 5-2은 사고 시 MMC 4에 흐르는 사고전류이다. 정상상태에서 약 3 kA가 흐르며, 1.0 s에서 사고가 발생하면서 전류의 방향이 반대로 반전되었고, 커패시터 방전에 의해 양쪽 극에 흐르는 전류는 21.67 kA와 21.89 kA까지 급격히 상승하였다. 보호기기가 적용되지 않았기 때문에 사고전류는 차단되지 않았으며, 방전 이후 양 극의 전류는 약 13.44 kA와 12.17 kA를 유지하였다.

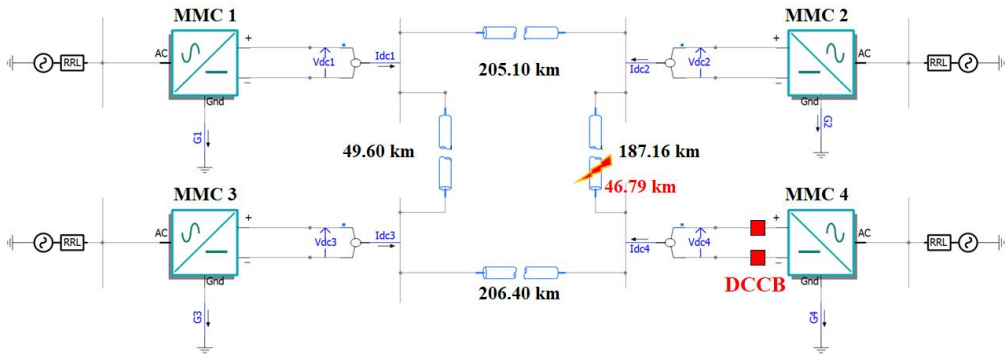


Fig. 5-1. 사고 모의를 위한 회로도

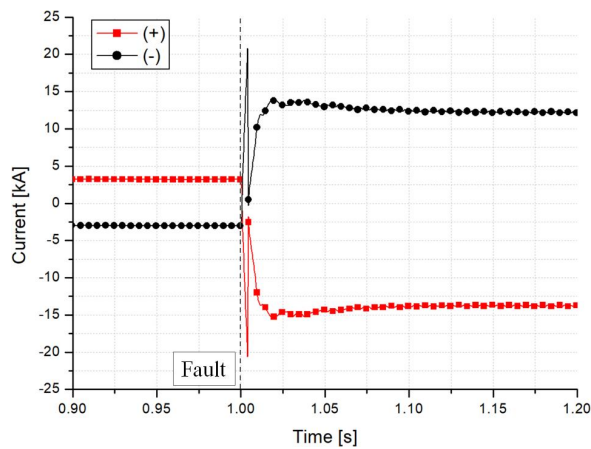


Fig. 5-2. 사고 시 MMC 4에 흐르는 전류

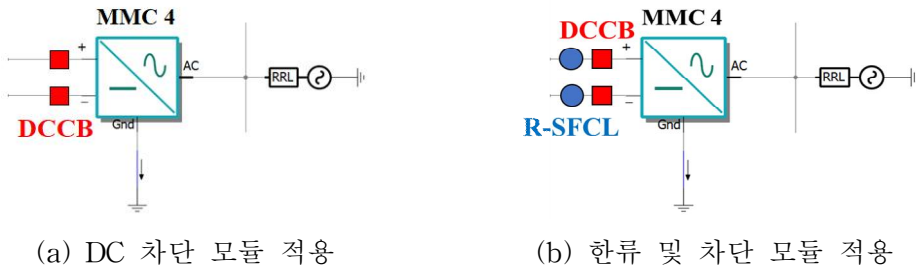


Fig. 5-3. 보호기기가 적용된 MMC 4

A. 차단 모듈 적용

그림 5-3 (a)와 같이 MMC 4에 RCS-DC 차단 모듈을 적용하여 사고 시뮬레이션을 수행하였다. MS의 개방 지연은 약 10 ms이며, L은 726.25 μH , L는 μF 30, C_s 는 10 mF로 선정하였다. 공진 증폭을 위한 C_s 사전충전 전압은 5 kV이다. 공진 주파수는 약 1,000.24 Hz이며, 스위칭 주파수는 1,000 Hz이다. MOV 동작 전압은 750 kV이다.

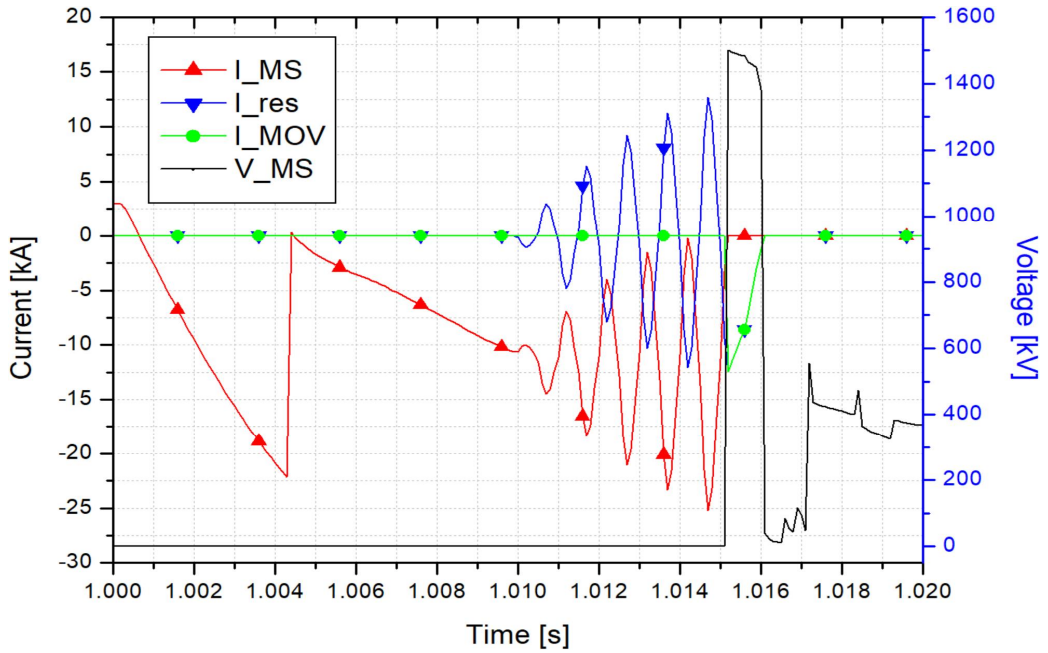
그림 5-4 (a)와 (b)는 각각 (+)극과 (-)극에 연결된 RCS-DC 차단 모듈의 차단 그래프이다. 1.0 s에서 사고가 발생하였으며, 전류의 방향이 바뀌면서 전류가 급격히 상승하였다.

(+)극에 적용된 DC 차단 모듈에 흐르는 전류는 약 +3.0 kA를 유지하다가 약 1.0 s에서 사고가 발생됨에 따라, 전류 방향이 반전되었고 방전전류에 의해 약 1.0043 s에서 최대 -22.159 kA까지 상승하였다. 사고 감지 시점으로부터 약 3 ms 이후 모든 IGBT가 block 동작을 수행하였고 이후 AC 전류가 유입되었다. 사고 시점으로부터 약 10 ms 이후인 약 1.01 s에서 사고전류는 약 -10.624 kA였으며, MS가 개방되면서 FB 모듈의 스위칭과 함께 공진이 시작되었다. 11 회의 반전을 통해 사고전류는 약 1.0152 s에서 영점을 지났다. 이후 MS 접점 사이에는 약 1499.51 kV의 과전압이 발생하였으며, MOV가 동작함에 따라 약 1.0161 s에서 사고전류가 차단되었다.

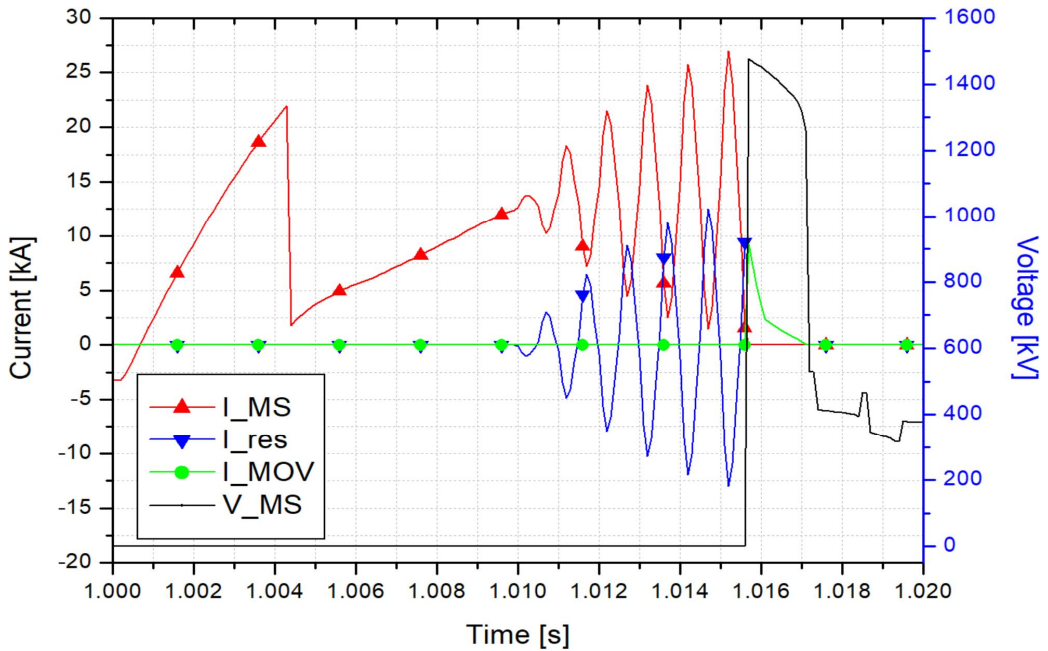
(-)극에 적용된 DC 차단 모듈에 흐르는 전류는 약 -3.0 kA를 유지하다가 약 1.0 s에서 사고가 발생됨에 따라, 전류 방향이 반전되었고 방전전류에 의해 약 1.0043 s에서 최대 +21.947 kA까지 상승하였다. 이후 모든 IGBT가 block 동작

을 수행하였고 AC 전류가 유입되었다. 약 1.01 s에서 사고전류는 약 +12.633 kA였으며, MS가 개방되면서 FB 모듈의 스위칭과 함께 공진이 시작되었다. 12 회의 반전을 통해 사고전류는 약 1.0157s에서 영점을 지났다. 과전압은 약 1476.37 kV까지 상승하였으며, MOV가 동작함에 따라 약 1.0171 s에서 사고전류가 차단되었다.

그림 5-5는 양쪽 극에 연결된 각 차단 모듈의 C_s 전압 그래프이다. 사전 충전된 C_s 는 공진 주파수에 맞춰 방전됨에 따라 전압이 감소하게 된다. 차단 완료 후 (+)극에 연결된 차단 모듈의 C_s 전압은 2.51 kV인 반면, (-)극에 연결된 C_s 전압은 2.20 kV 였다. 이는 양극에 적용된 차단 모듈의 공진전류의 반전 횟수 차이에 의한 결과이다.



(a) (+)극 차단 그래프



(b) (-)극 차단 그래프

Fig. 5-4. 사고전류 차단 그래프 (한류 모듈 미적용)

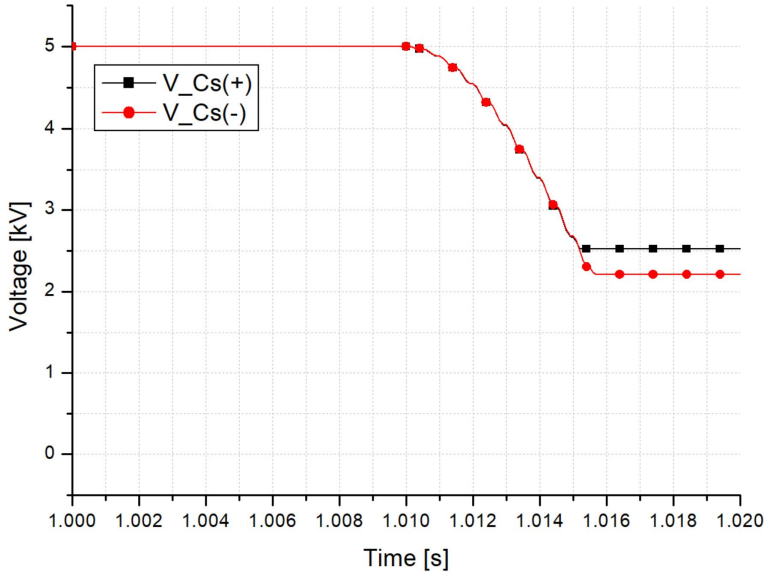


Fig. 5-5 C_s 전압 그래프 (한류 모듈 미적용)

B. 한류 및 차단 모듈 적용

그림 5-3 (B)와 같이 MMC 4에 R-SFCL과 RCS-DC 차단 모듈을 적용하여 사고 시뮬레이션을 하였다. 적용된 RCS-DC 차단 모듈의 파라미터는 앞서 언급한 파라미터와 동일하며, R-SFCL의 파라미터는 제작된 Multi-filar SFCL 시제품의 실험 데이터와 상업 운전중인 R-SFCL의 파라미터를 참고하였다 [59].

R-SFCL의 켄치 저항 상승 시정수는 약 0.167 ms 이며, 최대 저항은 약 40 Ω 이다. 임계전류는 5.0 kA로 설정됨에 따라, 사고전류가 5.0 kA를 초과하면 SFCL은 저항을 발생시켜 사고전류 상승을 억제한다.

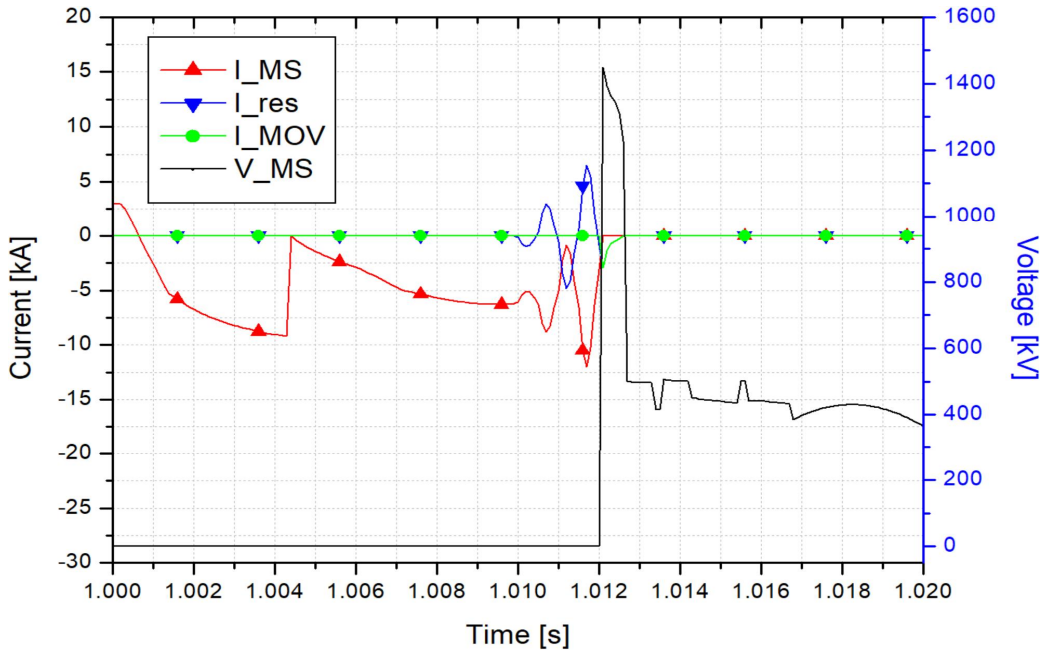
그림 5-6 (a)와 (b)는 양 극에 연결된 SFCL 및 RCS-DC 차단 모듈의 한류, 차단 그래프이다. 1.0 s에서 사고가 발생하였으며, 전류의 방향이 바뀌면서 전류가 급격히 상승하였다.

(+)극에 적용된 DC 차단 모듈에 흐르는 전류는 약 +3.0 kA를 유지하다가 약 1.0 s에서 사고가 발생됨에 따라, 전류 방향이 반전되었고 커패시터 방전의 영향으로 전류가 상승하였지만, 5 kA를 초과하는 시점에서 SFCL에 의해 한류되었다. 최대 사고전류는 약 1.0043 s에서 약 -9.183 kA였다. 이후, 모든 IGBT가 block 되고 AC 전류가 유입되었다. 약 10 ms 이후, 약 1.01 s에서 사고전류는 약 -6.075 kA였으

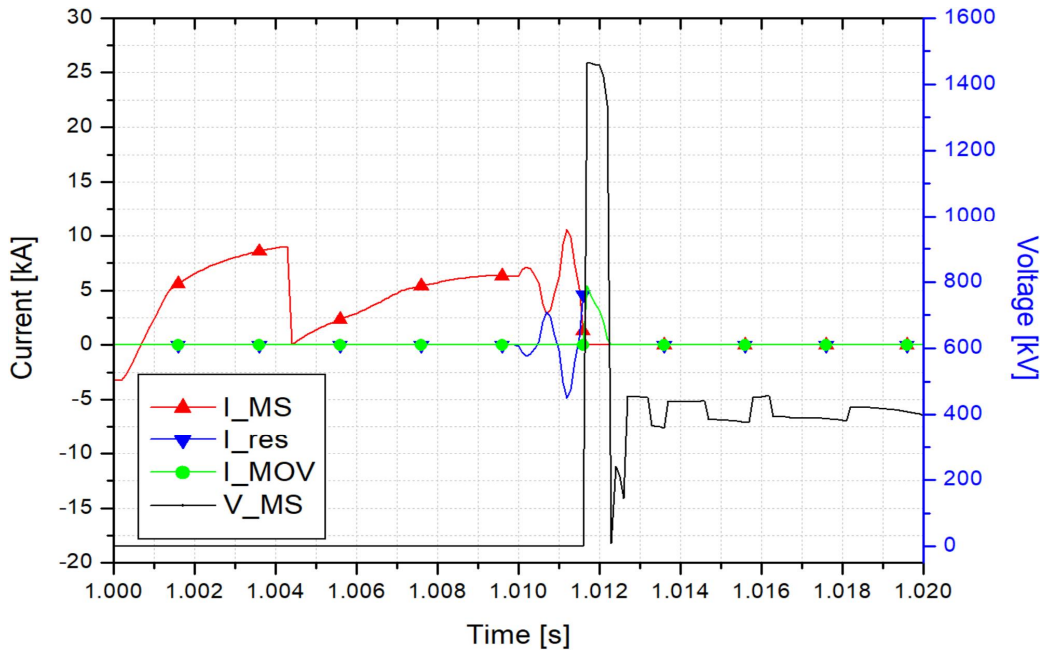
며, MS가 개방되면서 FB 모듈의 스위칭과 함께 공진이 시작되었다. 5회의 반전을 통해 사고전류는 약 1.0121 s에서 영점을 지났다. 이후 MS 점점 사이에는 약 1449.66 kV의 과전압이 발생하였으며, MOV가 동작함에 따라 약 1.0126 s에서 사고전류가 차단되었다.

(-)극에 적용된 DC 차단 모듈에 흐르는 전류는 약 -3.0 kA를 유지하다가 1.0 s에서 사고가 발생됨에 따라, 전류 방향이 반전되었고 1.0043 s에서 약 +9.012 kA까지 상승하였다. 이후, 모든 IGBT가 block 되고 AC 전류가 유입되었다. 약 10 ms 이후, 약 1.01 s에서 사고전류는 약 +6.343 kA였으며, MS가 개방되면서 FB 모듈의 스위칭과 함께 공진이 시작되었다. 4회의 반전을 통해 사고전류는 약 1.0117 s에서 영점을 지났다. 이후 MS 점점 사이에는 약 1464.91 kV의 과전압이 발생하였으며, MOV가 동작함에 따라 약 1.0123 s에서 사고전류가 차단되었다.

그림 5-7는 양 극의 C_s 전압 그래프이다. 차단 완료 후 (+)극에 연결된 C_s 전압은 4.67 kV, (-)극에 연결된 C_s 전압은 4.53 kV였다.



(a) (+)극 차단 그래프



(b) (-)극 차단 그래프

Fig. 5-6. 사고전류 차단 그래프 (한류 모듈 적용)

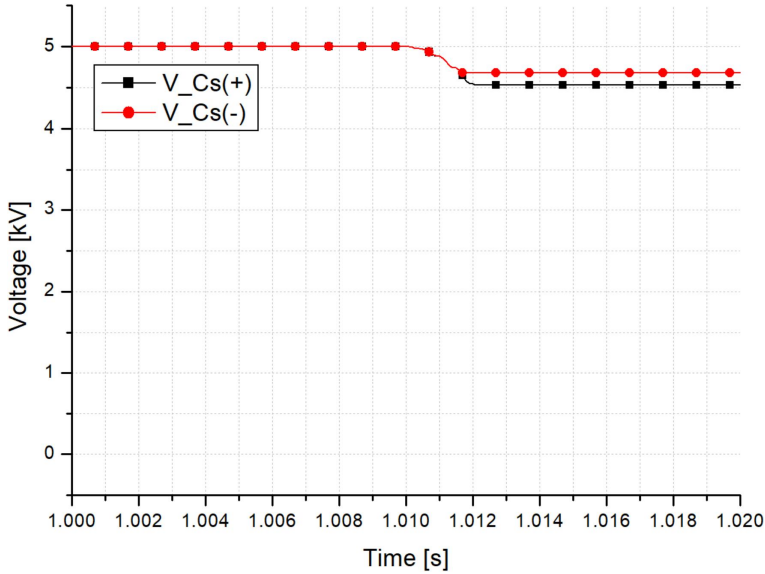


Fig. 5-7 C_s 전압 그래프 (한류 모듈 적용)

C. 비교 분석

표 10는 모델링된 MTDC에 DC 차단 모듈만 적용했을 경우와 SFCL과 DC 차단 모듈을 같이 적용했을 경우 차단 시뮬레이션 결과에 대한 비교 표이다. 표에서 각 전류의 크기는 방향을 무시한 값이다. 양극에 DC 차단 모듈만 적용했을 경우 방전에 의한 사고전류는 각각 약 22.159 kA, 21.947 kA 였으나, SFCL과 같이 적용하였을 경우 각각 약 9.183 kA, 9.012 kA였다. 방전전류에 대한 SFCL의 한류율은 각각 약 58.55 %, 58.93 %로 방전전류가 효과적으로 한류되었음을 확인하였다. 또한, DC 차단 모듈만 적용했을 경우 MS 개방 시 사고전류는 각각 약 10.624 kA, 12.633 kA였으나, SFCL을 적용할 경우 약 6.075 kA, 6.343 kA였다. 사고전류가 한류됨에 따라 영점 생성에 필요한 RCS-DC 차단 모듈의 반전횟수가 감소하였다. 반전횟수가 적을수록 C_s 에서 방전되는 전류가 감소하고, 전압강하가 적어지기 때문에 C_s 의 충전횟수를 줄일 수 있다. 총 차단시간은 DC 차단 모듈만 적용하였을 경우 약 16 ~ 17 ms였으나, SFCL을 적용하였을 경우 약 12 ms였다. 본 분석 결과를 통해 SFCL을 적용함으로써 방전전류의 급격한 상승을 억제하고, 차단시간을 단축하는 이점을 확인하였다.

그림 5-8은 각 보호기기의 유무에 따른 AC 4의 P-V 특성 그래프이며, 분석 범

위는 사고로부터 50 ms이다. MTDC 계통에 보호기기가 적용되지 않을 경우, AC 발전원의 전압은 0.868 p.u까지 감소 후 회복하지 못하였다. 이는 AC 발전원이 탈락 수준에 이르게 될 수 있음을 뜻한다. RCS-DC 차단 모듈만 적용될 경우, AC 발전원의 전압은 0.923 p.u까지 감소 후 서서히 회복되었으나, SFCL과 RCS-DC 차단 모듈이 같이 적용될 경우, 0.957 p.u까지 감소 후 상대적으로 빠르게 회복되었다.

Table. 10. 차단 특성 비교

	R-SFCL 미적용 (+)	R-SFCL 미적용 (-)	R-SFCL 적용 (+)	R-SFCL 적용 (-)
방전 전류 [kA]	22.159	21.947	9.183	9.012
한류율 [%]	-	-	58.55	58.93
MS 개방 시 전류 [kA]	10.624	12.633	6.075	6.343
한류율 [%]	-	-	42.81	49.79
반전 횟수	11	12	5	4
영점 생성 시점 [s]	1.0152	1.0157	1.0121	1.0117
TIV [kV]	1499.51	1476.37	1449.66	1464.91
차단 시점 [s]	1.0161	1.0171	1.0126	1.0123
C_s 전압 [kV]	2.51	2.20	4.67	4.53

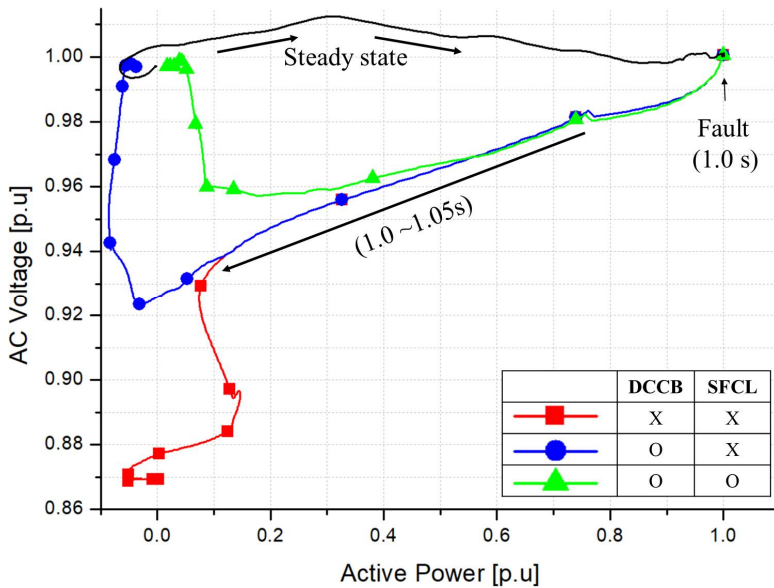


Fig. 5-8 P-V 특성 (AC 4)

VI. 결 론

HVDC는 HVAC와 달리 무효전력 및 유효전력 제어가 가능하고, 손실이 없다는 장점이 있다. 그러나, HVDC 시스템에서 사고가 발생하면 사고전류는 DC 시스템의 낮은 인덕턴스로 인해 급격히 상승하여 변환기 내 구성요소나 케이블에 영구적인 손상을 줄 수 있다. 또한, DC 시스템은 주파수가 존재하지 않기 때문에 과도시 사고전류가 영점을 지나지 않아 AC 시스템에 비해 차단이 어렵다.

본 논문에서는 MMC 기반의 VSC-MTDC 계통의 전력 공급 신뢰도 향상을 위한 보호 기술로 R-SFCL과 RCS-DC 차단 모듈을 적용하여 특성을 분석하는 연구를 수행하였다. 연구의 목적은 MMC 기반의 MTDC 계통에서 RCS-DC 차단 모듈을 적용하였을 때 적용 가능성을 검토하고, R-SFCL의 필요성을 입증하는 것이다.

신뢰도 높은 MTDC 계통 인프라를 구축하기 위해 상업 운전 중인 실 계통 파라미터를 PSCAD/EMTDC에 적용하여 모델링 하였다. 이러한 시뮬레이션 모델을 활용하여 MMC 변환기의 동작 메커니즘 분석과 정상 및 과도상태에 따른 MMC 변환기의 동작 특성을 분석하였다. 또한, 선로에서 구간별 사고지점을 선정하여 각 사고지점에 흐르는 DC 전류와 AC 전원의 P-V특성을 기반으로 사고특성을 분석하였다.

기존의 R-SFCL의 문제점을 개선하기 위해 Ansys maxwell 자장 분석 프로그램을 활용하여 초전도 선재의 배치에 따른 자장 분석하였다. 이를 통해, Multi-filar meander 방식의 권선법을 제안하고, 제작 및 실험을 통해 특성을 파악하고, PSCAD/EMTDC 모델링을 하였다.

공진 전류를 증폭시켜 차단시간을 단축시킬 수 있는 RCS-DC 차단 모듈을 제안하였고, 메커니즘 분석과 PSCAD/EMTDC 모델링을 하였다.

최종적으로, PSCAD/EMTDC를 활용하여 모델링 된 MMC VSC-MTDC에 R-SFCL과 RCS-DC 차단 모듈을 적용하여 차단 특성을 분석하였다. RCS-DC 차단 모듈만 적용하였을 경우, 사고전류는 안정적으로 차단되었지만, 높은 수치의 사고전류가 유지됨에 따라 차단을 위한 많은 공진이 요구되었다. R-SFCL을 같이 적용하였을 경우, DC 차단 모듈은 상대적으로 적은 공진으로 사고전류를 영점에 도달하게 하였고, 차단시간을 약 5 ms 단축할 수 있는 이점을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 또한, RCS-DC 차단 모듈만 적용하였을 경우, AC 발전원의 전압은 약

0.923 p.u까지 감소 후 회복되었으나, R-SFCL을 같이 적용하였을 경우, 0.957 p.u까지 감소 후 상대적으로 빠르게 회복되었다. 이와 같은 연구 결과들을 통해 MTDC 계통에서 RCS-DC 차단 모듈과 R-SFCL의 필요성을 입증하였다.

실제 계통에 제안하는 보호기술들을 적용하기 위해서는 추가적인 연구가 필요하다고 사료된다. 본 논문에서 시뮬레이션을 통해 모델링 계통 및 보호기기들은 경제성 분석이 고려되지 않았으며, R-SFCL과 RCS-DC 차단 모듈이 이상적인 동작 특성을 가진다고 가정하였기 때문에 실 적용시

기기에 대한 용량 산정, 동작 특성에 대한 자세한 분석이 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] X. Wu, Y. Hu, Y. Li, J. Yang, L. Duan, T. Wang, T. Adcock, Z. Jiang, Z. Gao, Z. Lin, A. Borthwick, and S. Liao, "Foundations of offshore wind turbines: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 104, pp. 379-393, 2019.
- [2] 이지우, 김승완, "RE100 달성을 위한 기업의 다양한 전력 조달 시나리오 별 비용분석," 2020년도 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 163-164, 2020.
- [3] T. W. May, Y. M. Yeap, and A. Ukil, "Comparative Evaluation of Power Loss in HVAC and HVDC Transmission Systems," *IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pp. 637-641, 2016.
- [4] D. V. Hertem, and M. Ghandhari, "Multi-terminal VSC HVDC for the European supergrid: Obstacles," *Obstacles. Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 14, no. 9. pp. 3156-3163, 2010.
- [5] T. K. Vrana, and O. B. Fosso, "Technical Aspects of the North Sea Super Grid," *CIGRE Electra*, 2011.
- [6] R. Itiki, M. Manjrekar, S. G. D. Santo, "Comparative Evaluation of Super Grid Topologies proposed for Europe and Latin America," *North American Power Symposium (NAPS)*, pp. 1-6, 2019.
- [7] A. Ekstrom, and L. Eklund, "HVDC Thyristor Valve Development," *IEEE transactions on power electronics*, vol. PE-2, no. 3, pp. 177-185, 1987.
- [8] Z. Liu, F. Zhang, J. Yu, K. Gao, and W. Ma, "Research on Key Technologies in ± 1100 kV UHVDC Transmission," *High voltage* vol. 3, no. 4, pp. 279-288, 2018.
- [9] K. He, J. Gu, S. Huang, K. Bian, Y. Ju, W. Chen, and J. Lu, "The corona space charge distribution of Changji- Guquan ± 1100 kV UHVDC transmission line within the Thundercloud Electric Field," *International Conference on High Voltage Engineering and Application*, pp. 1-4, 2020.
- [10] T. Hammer, R. Wimmer, and K. Loppach, "Testing methods for 1100 kV UHVDC transformer," *J, Global Energy Interconnection*, vol. 1, no. 2, pp.

103-107, 2018.

- [11] O. E. Oni, I. E. Davidson, and K. N. I. Mbangua, "A Review of LCC-HVDC and VSC-HVDC Technologies and Applications, " IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), p. 1-7, 2016.
- [12] B. Jacobson, Y. Jian-hafner, P. Rey, G. Asplund, M. Jeroense, A. Gustafsson, and M. Bergkvist, "HVDC with voltage source converters and extruded cables for up to ± 300 kV and 1000 MW," Proc. CIGRE, B4-105, 2006.
- [13] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 8, Aug. 2010.
- [14] J. Rodríguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications," IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 4, Aug. 2002.
- [15] A. Nami, L. Wang, F. Dijkhuizen, and A. Shukla, "Five level cross connected cell for cascaded converters," European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013.
- [16] A. Lesnicar, and R. Marquardt, "An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range," IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, pp, 6. vol. 3, 2003.
- [17] S. D. Boeck, P. Tielens, W. Leterme, and D. V. Hertem, "Configurations and Earthing of HVDC Grids," IEEE Power & Energy Society General Meeting, pp. 1-5, 2013.
- [18] T. Yoshino, "History and Trends of Converter Technology for DC and AC Transmission in Japan," International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA), pp. 3834-3841, 2014.
- [19] Ngoc-ThinkQuach, S. H. Lee, S. M. Lee, H. C. Kim, E. H. Kim, "Analyzing Modulation Techniques for the Modular Multilevel Converter," International Journal of Computer and Electrical Engineering, vol.8 no. 4,

2016.

- [20] M. V. Kurwale, P. G. Sharma. G. Bacher, “Performance Analysis of Modular Multilevel Converter (MMC) with Continuous and Discontinuous Pulse Width Modulation
- [21] A. Hassanpoor, “Modulation of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission,” PhD Dissertation, 2016.
- [22] M. H. Nguyen, S. S. Kwak, “Nearest-Level Control Method With Improved Output Quality for Modular Multilevel Converters,” *IEEE Access*, 2020.
- [23] M. Kong, X. Pei, H. Pang, J. Yang, X. Dong, Y. Wu, and X. Zhou, “A lifting wavelet-based protection strategy against DC line faults for Zhangbei HVDC Grid in China,” 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), 2017.
- [24] C. Dong, X. Tian, T. Nie, and Z. Yuan, “Power Transfer Control Strategy Based on True Bipolar MMC-MTDC System,” *Energies*, vol. 14, no. 24, 2021.
- [25] X. Pei, G. Tang, and S. Zhang, “Sequential auto-reclosing strategy for hybrid HVDC breakers in VSC-based DC grids,” *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 7, no. 3, pp.633-643 2019.
- [26] M. Guo, X. Li, Z. Gao, and G. Su, “Simulation and Analysis on Stability Improvement of Zhangbei Renewable Energy Transmission via VSC-HVDC Based on RTDS,” 4th International Conference on HVDC. IEEE, p. 299-303, 2020.
- [27] M. A. Abdel-Moamen, S. A. Shaaban, and F. Jurado, “France-Spain HVDC Transmission System with Hybrid Modular Multilevel Converter and Alternate-Arm Converter,” 2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT), 2017.
- [28] L. Zhang, J. Qin, X. Wu, and M. Saedifard, “A Generalized Precharging Strategy for Soft Startup Process of the Modular Multilevel Converter-Based HVDC Systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, no. 3, pp. 1298-1306, 2014.
- [29] R. Zeng, L. Xu, L. Yao, and D. J. Morrow, “Pre-charging and DC Fault

- Ride-Through of Hybrid MMC Based HVDC Systems,” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 30, no. 3, pp. 1298–1306, 2014.
- [30] K. M. Kim, J. H. Kim, D. H. Kim, B. M. Han, and J. Y. Lee, “Improved Pre-charging Method for MMC-Based HVDC Systems Operated in Nearest Level Control,” Journal of Power Electronics, vol. 17, no. 1, pp. 127–135, Jan. 2017.
- [31] K. Shi, F. Shen, D. Lv, P. Lin, M. Chen, and D. Xu, “A Novel Start-up Scheme for Modular Multilevel Converter,” 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 4180–4187, 2012.
- [32] J. He, K. Chen, M. Li, Y. Luo, C. Liang, and Y. Liu, “Review of protection and fault handling for a flexible DC grid,” Protection and Control of Modern Power Systems, vol. 5, no. 1, 2020.
- [33] B. Qin, W. Liu, R. Zhang, J. Liu, and H. Li, “Review on Short-circuit Current Analysis and Suppression Techniques for MMC-HVDC Transmission Systems,” Applied sciences, vol. 10, no. 9, 2020.
- [34] B. Li, J. He, J. Tian, Y. Feng, and Y. Dong, “DC fault analysis for modular multilevel converter-based system,” Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, vol. 5, no. 2, pp. 275–282, 2017.
- [35] Z. Xu, H. Xiao, L. Xiao, and Z. Zhang, “DC Fault Analysis and Clearance Solutions of MMC-HVDC Systems,” Energies, vol. 11, no. 4, 2018.
- [36] M. Ikhida, S. Tennakoon, A. Griffiths, S. Subramanian, and H. Ha, “Fault detection in Multi-Terminal Modular Multilevel Converter (MMC) based High Voltage DC (HVDC) transmission system,” 2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 1–4 Sep. 2015.
- [37] V. A. Lacerda, R. M. Monaro, R. Peña-Alzola, D. Campos-Gaona, D. V. Coury, and O. Anaya-Lara, “Control-based fault current limiter for modular multilevel voltage-source converters,” International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 118, Jun. 2020.
- [38] T. Shrivastava, S. C. Gupta, and A. M. Shandilya, “NSGA-II Based Multi Objective Design Optimization of Resistive Superconducting Fault Current Limiters,” International Journal of Recent Technology and Engineering

- (IJRTE), vol. 8, no. 6, Mar. 2020.
- [39] F. Grilli, E. Pardo, A. Stenvall, D. N. Nguyen, W. Yuan, and F. Gomory, "Computation of Losses in HTS Under the Action of Varying Magnetic Fields and Currents," *IEEE transactions on applied superconductivity*, vol. 24, no. 1, 2014.
- [40] N. Riva, F. Grilli, and B. Dutoit, "Superconductors for power applications: an executable and web application to learn about resistive fault current limiters," *European Journal of Physics* vol. 42, no. 4, 2021.
- [41] J. Y. So, S. Y. Lee, S. Y. Park, H. S. Choi, K. D. Choi, and W. S. Kim, "HTS FCL Module With Voltage of 500 V for DC Circuit Breaker," *IEEE transactions on applied superconductivity*, vol. 31, no. 5, 2021.
- [42] H. S. Shin, and M. J. Dedicataria, "Intrinsic strain effect on critical current in Cu-stabilized GdBCO coated conductor tapes with different substrates," *Superconductor Science and Technology*, vol. 26, no. 5: 055005, 2013.
- [43] K. B. Ashok, R. J. Thomas, J. P. Mathai, and A. Nijhuis, "Analytical and Numerical Investigations on the Degradation of REBCO Based Superconducting Tapes Under Bending," *IEEE transactions on applied superconductivity*, vol. 31, no. 7, 2021.
- [44] S. C. Richter, D. Schoerling, S. I. Schlachter, B. Ringsdorf, A. Drechsler, A. Bernhard, and A. S. Muller, "Bending Radius Limits of Different Coated REBCO Conductor Tape - An Experimental Investigation with Regard to HTS Undulators,"
- [45] S. Otten, A. Kario, A. Kling, and W. Goldacker, "Bending properties of different REBCO coated conductor tapes and Roebel cables at $T= 77$ K," *Superconductor Science and Technology*, vol. 29, no.12: 125003, 2016.
- [46] M. Callavik, A. Blomberg, J. H'afner, and B. Jacobson, "The hybrid hvdc breaker," *ABB Grid Systems Technical Paper*, Tech. Rep., Nov, 2012
- [47] X. Pei, O. Cwikowski, D. S. Vilchis-Rodriguez, M. Barnes, A. C. Smith, and R. Shuttleworth, "A review of technologies for mvdc circuit breakers," *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, pp. 3799-3805, 2016.

- [48] D. Jovcic and B. Wu, "Fast fault current interruption on high-power dc net-works," in IEEE PES General Meeting, pp. 1 - 6, 2010.
- [49] R. Rodrigues, T. Jiang, Y. Du, P. Cairoli, and H. Zheng, "Solid state circuit breakers for shipboard distribution systems," Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), pp. 406 - 413, 2017.
- [50] P. Cairoli, L. Qi, C. Tschida, V. Ramanan, L. Raciti, and A. Antoniazzi, "High current solid state circuit breaker for dc shipboard power systems," in 2019 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS). IEEE, pp. 468 - 476, 2019.
- [51] S. Khalid, A. Raza, U. Alqasemi, N. Sobahi, M. Z. Yousaf, G. Abbas, and M. Jamil, "Technical Assessment of Hybrid HVDC Circuit Breaker Components under M-HVDC Faults", *Energies*, vol. 14, no. 23, 2021.
- [52] L. Angquist, S. Norrga, and T. Mod'eer, "A new dc breaker with reduced need " for semiconductors," in 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). IEEE, pp. 1 - 9, 2016.
- [53] L. Angquist, S. Norrga, T. Modeer, S. Nee, "Fast HVDC breaker using reduced-rating power electronics," vol. 31, no. 6, 2017.
- [54] S. Liu, M. Popov, S. S. Mirhosseini, S. Nee, T. Modeer, L. Angquist, N. Belda, K. Koreman, and V. D. Meijen, "Modeling, experimental validation, and application of VARC HVDC circuit breakers, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, no. 3, 2020.
- [55] S. S. Mirhosseini, S. Liu, J. C. Muro, Z. Liu, S. Jamali, and M. Popov, "Modeling a voltage source converter assisted resonant current DC breaker for real time studies," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 117: 105678, 2020.
- [56] L. Angquist, A. Baudoin, T. Modeer, S. Nee, and S. Norrga, "VARC - a cost-effective ultrafast DC circuit breaker concept," In IEEE power & energy society general meeting (PESGM), pp. 1-5, 2018.
- [57] L. Yuan, L. Sun, and H. Wu, "Simulation of Fault Arc Using Conventional Arc Models," *Energy and Power Engineering*, vol. 05, pp. 833-837, 2013.
- [58] B. Xiang, J. Luo, L. Gao, J. Wang, Y. Geng, Z. Liu, T. Ding, "Protection

schemes using resistive-type superconducting fault current limiters with mechanical DC circuit breakers in MMC-MTDC grids,” *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 14, no. 17, pp. 3422–3432, 2020.

- [59] M. Moyzykh, D. Gorbunova, P. Ustyuzhanin, D. Sotnikov, K. Baburin, A. Maklakov, E. Magommedov, A. Shumkov, A. Telnova, V. Shcherbakov, D. Kumarov, L. Sabirov, M. Medovik, A. Kadyrbaev, S. Alexandrov, I. Mikoyan, S. Samoilenkov, and A. Vavilov, “First Russian 220 kV Superconducting Fault Current Limiter (SFCL) For Application in City Grid,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 31, no. 5, Aug. 2021.