

DC 전력망 구축을 위한 VPI 제어 기반 MMC-HVDC 시스템의 순환전류 제어 기법

김시환¹, 이준선¹, 조영표², 김래영[†]

Circulating Current Control of a Modular Multi-level Converter(MMC)-HVDC System based on VPI(Vector-PI) Control for DC Power Network

Si-Hwan Kim¹, June-Sun Lee¹, Young-Pyo Cho², and Rae-Young Kim[†]

Abstract

This paper proposes a novel circulating current control method for an MMC-HVDC system based on Vector PI control. The method can suppress second-order harmonics of the circulating currents under balanced and unbalanced grid conditions. The proposed method is robust to grid frequency variation. The effectiveness of the proposed method is verified through frequency response and time domain simulation.

Key words: MMC(Modular Multilevel Converter), HVDC(High Voltage Direct Current), Circulating current control, VPI(Vector PI)

1. 서 론

최근 대전력 분야에서 고압 직류(HVDC, High voltage direct current) 송전에 대한 관심 높아지고 있다. HVDC 송전 방식은 장거리 송전 시 고압 교류(High voltage alternating current) 송전 방식에 비해 송전 효율이 높고 무효전력이 발생하지 않아 송전 전력을 더 높일 수 있으며 주파수가 다른 계통 간의 연계가 용이하다^[1-3].

HVDC 송전 시스템은 전력 변환 용 컨버터(Converter)의 종류에 따라 크게 전류형 HVDC 시스템과 전압형 HVDC 시스템으로 구분된다. 전류형 HVDC 시스템은 사이리스터 밸브 기반의 컨버터로 구성되어 변환 손실이 적고 대용량 전력 전송에 용이하다. 반면, 전압형 HVDC 시스템은 IGBT(Insulated gate bipolar transistor) 밸브 기반의 컨버터로 구성되어 유효전력과

무효전력의 독립 제어가 가능하고 무효전력 보상 설비가 필요하지 않으며 고조파 필터의 크기를 크게 줄일 수 있다. 최근에는 컨버터 기술의 발전으로 다양한 계통 환경에서도 전력 전송이 가능한 전압형 HVDC 시스템이 주목을 받고 있다^[4,5].

모듈형 멀티레벨 컨버터(MMC, Modular multilevel converter)는 동일한 구조의 2-레벨 또는 3-레벨 컨버터를 서브모듈(SM, Submodule)의 형태로 직렬 연결한 구성을 갖는다. SM 구성으로 인해 전압 레벨 확장이 용이하고 고조파 특성이 우수하며 신뢰성이 높은 장점을 갖는다^[6,7]. 이러한 장점들로 인해 전압형 HVDC 시스템에서 MMC에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

MMC의 전압은 다수의 SM 커패시터 전압을 합성하여 형성되는데 각 상 또는 각 암의 전압 차이는 MMC 내부를 순환 하는 전류를 발생시킨다. 이렇게 발생한 전류는 MMC 내부를 순환 하며 암전류를 왜곡 시키고 전력 손실을 증가시키는 요인이 된다^[8]. MMC의 내부 순환전류는 계통이 평형 상태인 경우 2고조파의 역상분 형태로 나타나지만 계통 단상 지락과 같은 불평형 상황에서는 2고조파의 정상분, 영상분 성분도 함께 포함되어 나타난다^[9-11].

MMC 내부 순환전류 억제를 위해 2 고조파의 동기 좌표계 상에서 비례적분(PI, Proportional-integral) 제어기를 적용한 방법이 소개되었다^[9]. 이 방법은 계통 평형인 상황에서 효과적으로 순환전류를 제어 할 수 있다.

Paper number: TKPE-2017-22-3-11

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: rykim@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical Bio-Engineering, Hanyang University
Tel: +82-2-2220-0341 Fax: +82-2-2220-4825

¹ Dept. of Electrical Engineering., HYPEC-EECS Lab., Hanyang University

² Smart Power Distribution Lab. Korea Electric Power Corporation Research Institute

Manuscript received Feb. 14, 2017; revised Mar. 13, 2017; accepted Mar. 24, 2017

하지만, 계통 단락과 같은 불평형 전압 상황에서 발생하는 순환전류의 2고조파 정상분, 영상분 성분을 억제하기는 어렵다. 이런 단점을 개선하기 위해 공진(Resonant) 제어기를 통해 2고조파의 정상분, 역상분, 영상분 성분을 억제하는 방법이 제안되었다^[10]. 공진 제어기를 적용한 순환전류 제어 방법은 평형 계통 상황뿐만 아니라 불평형 상황에서도 2고조파 순환전류를 효과적으로 억제할 수 있지만 계통 주파수 변동에 취약한 단점이 있다. 계통 주파수 변동에 강인한 특성을 갖도록 하기 위해 공진 주파수 부근에서 적절한 제어 이득 값을 갖도록 하는 준공진(Quasi-resonant) 제어기를 적용한 방법이 제안되었다^[11]. 이 방법의 경우 2고조파의 주파수 대역에서 무한대의 이득 값을 얻을 수는 없으나 큰 이득 값을 가질 수 있으며 대역폭을 적절히 조절하여 주파수 변동에 강인한 특성을 갖는다. 이 방법은 대역폭을 적절하게 조정하지 않으면 위상 여유가 감소될 수 있으며 제어 주파수 대역 부근에서 불필요한 이득이 발생되어 시스템 응답 특성이 저하될 수 있다.

본 논문에서는 MMC 내부 순환전류 제어를 위해 벡터 PI(VPI, Vector PI) 제어기를 적용한 제어 기법을 제안한다. VPI 제어기는 공진 대역폭을 넓혀도 위상 여유가 감소되지 않으며 제어 주파수 대역 부근에서 원하지 않는 이득을 발생시키지 않는 특성이 있다^[12-14]. 따라서 제안한 순환전류 제어 기법은 평형 및 불평형 계통 상황에서 순환전류의 2고조파 정상분, 역상분, 영상분 성분을 효과적으로 억제할 수 있으며, 공진 대역폭의 조절이 시스템 응답 특성에 영향을 주지 않으므로 주파수 변동에 대해 높은 강인성을 갖는다. 주파수 영역에서 시스템 응답 특성을 분석하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안한 방법의 효과를 검증한다.

2. 모듈형 멀티레벨 컨버터

2.1 MMC의 기본 구조 및 모델링

그림 1은 MMC의 기본 구조를 보여주고 있다. MMC는 다수의 SM과 인덕터를 직렬 연결하여 암(Arm)을 구성하며 통상 3상 계통 연계형 MMC는 6개의 암으로 구성되며 각 상의 레그는 2개 암의 직렬 연결로 구성된다.

그림 2에 MMC의 수학적 해석을 위한 등가회로를 도시하였다. 그림 2의 등가회로에서 상단 및 하단 암에 각각 키르히호프의 전압 법칙(KVL, Kirchhoff's voltage law)를 적용하면 식 (1), (2)와 같다.

$$v_{gk} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{pk} - R_o i_{pk} - L_o \frac{di_{pk}}{dt} - R_g i_{gk} - L_g \frac{di_{gk}}{dt} \quad (1)$$

$$v_{gk} = -\frac{V_{dc}}{2} + V_{nk} + R_o i_{nk} + L_o \frac{di_{nk}}{dt} - R_g i_{gk} - L_g \frac{di_{gk}}{dt} \quad (2)$$

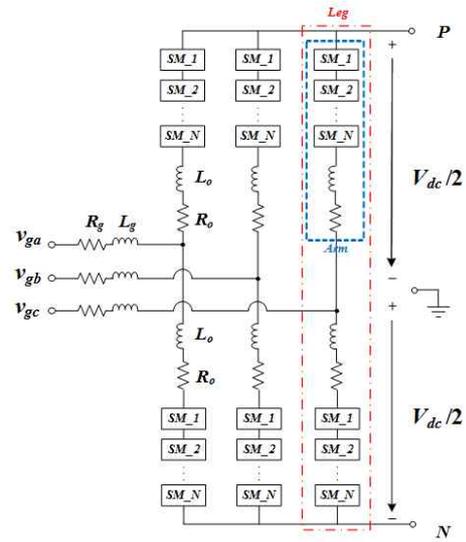


Fig. 1. Configuration of MMC.

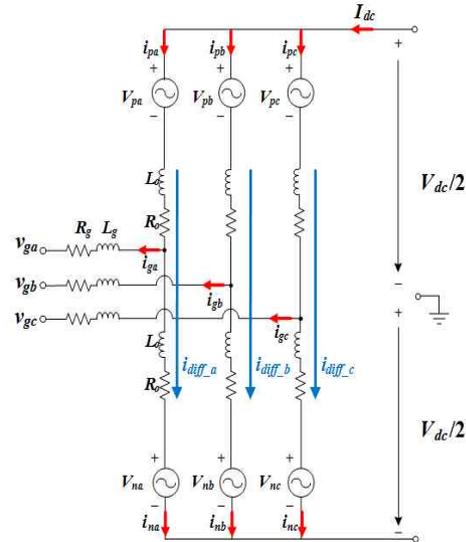


Fig. 2. Equivalent circuit of MMC.

여기서, v_{gk} 는 AC 단 전압, i_{gk} 는 AC 전류, V_{dc} 는 DC 단 전압, I_{dc} 는 DC 전류, V_{pk} 와 V_{nk} 는 각각 상단 암 및 하단 암 전압, i_{pk} 와 i_{nk} 는 각각 상단 및 하단 암 전류, L_g 와 L_o 는 계통 인덕터와 암 인덕터, R_g 와 R_o 는 기생 저항 성분을 나타내고, 첨자 k 는 a, b, c 상을 의미한다.

MMC의 내부 전류는 DC 전류와 AC 전류로 구성되는데 AC 전류는 주로 2고조파 성분으로 나타내게 되며 식 (3)과 같이 표현 할 수 된다^[15].

$$i_{diffk} = \frac{i_{pk} + i_{nk}}{2} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{ark} \quad (3)$$

식 (1)에서 식 (2)를 뺀 후 정리하면 식 (4)과 같이 MMC 내부 순환전류 제어를 위한 전압 방정식이 도출된다.

$$V_{diffk} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{pk} + V_{nk}}{2} = L_o \frac{di_{diffk}}{dt} + R_o i_{diffk} \quad (4)$$

여기서 V_{diffk} 는 MMC 내부 불평형 전압을 나타낸다.

2.1 MMC의 기본 구조 및 모델링

계통 전압이 평형인 상황에서 식 (3)에서 표현된 MMC 내부 전류의 AC 성분 i_{circ} 는 주로 2고조파의 역상분 성분 i_{circ}^- 로 나타나며 식 (5)와 같이 표현된다^[15].

$$i_{circ}^- = \begin{bmatrix} i_{cira}^- \\ i_{circb}^- \\ i_{circc}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cos(2\omega t + \phi^-) \\ I_m \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^-) \\ I_m \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^-) \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, I_m 는 2고조파 순환전류의 최대 값이며 ϕ^- 는 초기 위상각이다.

계통 전압이 평형인 상황에서는 2고조파의 역상분 성분이 주로 나타나지만 계통 전압이 불평형인 상황에서는 식 (6)과 같은 2고조파의 정상분, 역상분, 영상분 성분이 나타난다.

$$i_{circ} = i_{circ}^+ + i_{circ}^- + i_{circ}^0 = \begin{bmatrix} i_{cira}^+ \\ i_{circb}^+ \\ i_{circc}^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{cira}^- \\ i_{circb}^- \\ i_{circc}^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{cira}^0 \\ i_{circb}^0 \\ i_{circc}^0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} I_m^+ \cos(2\omega t + \phi^+) \\ I_m^+ \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^+) \\ I_m^+ \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^+) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_m^- \cos(2\omega t + \phi^-) \\ I_m^- \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^-) \\ I_m^- \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^-) \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} I_m^0 \cos(2\omega t + \phi^0) \\ I_m^0 \cos(2\omega t + \phi^0) \\ I_m^0 \cos(2\omega t + \phi^0) \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 I_m^+ , I_m^- , I_m^0 는 각각 2고조파 순환전류 정상분, 역상분, 영상분 성분의 최대값이며 ϕ^+ , ϕ^- , ϕ^0 는 초기 위상각이다.

MMC 내부 순환전류의 AC 성분은 정상 상태에서 암전류를 왜곡시키고 손실을 증가시키므로 이를 억제해야 한다. 암 인덕터의 크기를 증가시켜 순환전류의 크기를 억제할 수 있지만 이 경우 순환전류가 완전히 억제되기 힘들고 비용 측면에서 효율적이지 않다. 따라서 순환전류를 효과적으로 억제하기 위한 제어 기법이 필요하다.

3. 제안하는 MMC 순환전류 제어 기법

3.1 Vector PI 제어기

순환전류의 2고조파 성분을 제어하기 위한 적용되는 VPI 제어기의 전달함수는 식 (7)과 같다^[12-14].

$$G_{VPI}(s) = \frac{(k_{pr}s^2 + k_{ir}s)\omega_c}{s^2 + \omega_c s + (2\omega_g)^2} \quad (7)$$

여기서 k_{pr} 은 VPI 제어기의 비례 이득, k_{ir} 은 VPI 제어기의 적분 이득, ω_c 는 VPI 제어기의 대역폭, ω_g 는 계통의 각 주파수를 의미한다.

VPI의 제어기의 비례 이득 k_{pr} 과 적분 이득 k_{ir} 을 식 (8)과 같은 관계식을 통해 결정하면 시스템의 극점을 제어기의 영점으로 상쇄(Pole-zero cancellation) 시켜 제어기 이득으로만 제어 특성을 결정할 수 있게 된다.

$$k_{ir} = \frac{R_o}{L_o} k_{pr} \quad (8)$$

그림 3에 대역폭 ω_c 에 따른 VPI 제어기의 응답 특성을 주파수 영역에서 나타내었다. 대역폭 ω_c 를 5rad/s에서 10rad/s로 증가시킬 경우 제어 주파수 대역인 120Hz 부근에서의 이득 값이 상승하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 VPI 제어기의 대역폭 ω_c 를 적절하게 선정하면 제어하고자 하는 주파수 대역에서 주파수 변동에 강한 특성을 얻을 수 있다.

3.2 제안하는 MMC 순환전류 제어 기법

제안하는 MMC 순환전류 제어 기법의 블록 선도는 그림 4와 같다. 제안하는 방법은 3상 좌표계 상에서 VPI 제어기를 통해 제어가 수행되며 평형 계통 상황에서 발생하는 순환전류의 2고조파 역상분 성분뿐만 아니라 불평형 계통 상황에서 발생하는 정상분, 영상분 성분도 함께 제어할 수 있다. 제어 플랜트는 식 (4)의 전압 방정식으로부터 도출 될 수 있으며 고역 통과 필터를 통해 각 상에서 발생한 순환전류의 2고조파 성분을 추출 한다. 식 (4)를 라플라스 변환하여 정리하면 식 (9)와 같은 플랜트 전달 함수로 표현된다.

$$G_{plant}(s) = \frac{1}{sL_o + R_o} \quad (9)$$

제안하는 기법에 적용된 PI-VPI 제어기의 전달함수는 식 (10)과 같다.

$$G_{PI-VPI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{(k_{pr}s^2 + k_{ir}s)\omega_c}{s^2 + \omega_c s + (2\omega_g)^2} \quad (10)$$

제안하는 PI-VPI 순환전류 제어기는 플랜트의 극점을 제어기의 영점으로 상쇄시켜 제어기 이득만으로 적절한

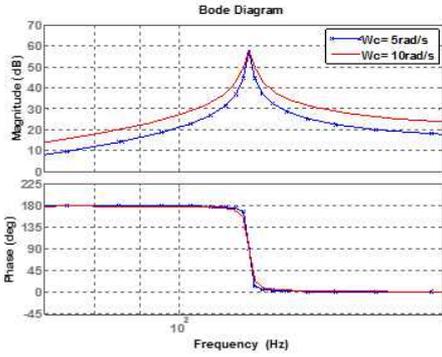


Fig. 3. Bode plot of vector PI controller.

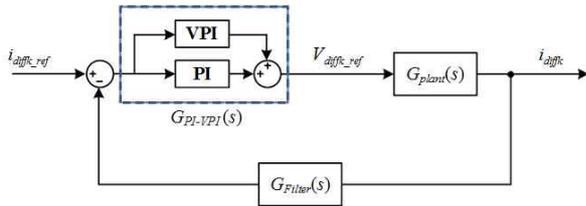


Fig. 4. Block diagram of proposed circulating current control method.

제어 특성이 달성될 수 있다.

대역폭 ω_c 변동에 따른 제어기의 특성을 비교 분석하기 위해 그림 5와 그림 6에 각각 PIR 제어기와 PI-VPI 제어기를 적용한 개루프 전달 함수의 주파수 응답 특성을 도시하였다. 두 그림에서 대역폭 ω_c 를 5rad/s에서 10rad/s로 변경했을 때 제어 주파수 대역인 120Hz에서의 이득 값은 두 제어기 모두 거의 변하지 않는 것을 확인할 수 있다. 또한 두 제어기 모두 대역폭 ω_c 를 증가시킬수록 제어 주파수 부근에서의 이득 값이 증가하므로 주파수 변동 상황에 강한 특성을 보임을 확인할 수 있다. 하지만 그림 5에서 대역폭 ω_c 가 5rad/s일 때 위상 여유가 약 45도 확보가 되었으나 10rad/s일 때는 39도로 감소되는 것을 확인할 수 있다. 위상 여유 감소는 순환전류 제어 시 과도 상태 응답 특성에 영향을 줄 수 있으므로 충분한 위상 여유 확보가 중요하다. 반면, 그림 6에서는 대역폭 ω_c 를 증가시켜도 위상 여유는 감소하지 않으며 90도를 유지하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 계통 주파수 변동에 강인하게 설계하기 위해 대역폭 ω_c 를 선정할 때 공진 제어기보다 유리함을 알 수 있다.

4. 시뮬레이션 검증

제안한 순환전류 제어 기법의 성능을 검증하기 위해 그림 7과 같이 MMC 시스템을 구성하여 시뮬레이션을 수행하였으며 시스템 파라미터(parameter)는 표 1에 나타내었다.

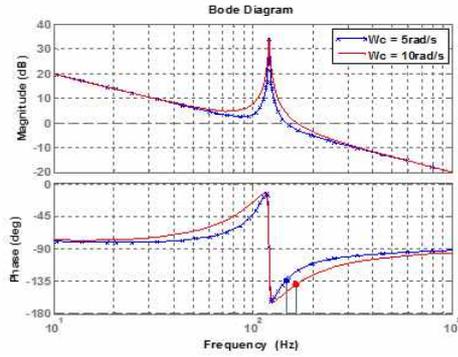


Fig. 5. Bode plot of open-loop transfer function based-on PIR.

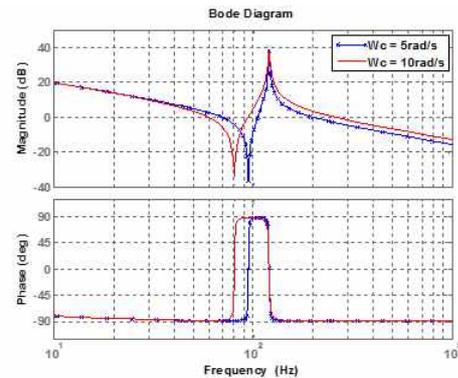


Fig. 6. Bode plot of open-loop transfer function based-on PI-VPI.

불평형 상황에서 변압기의 델타(Δ) 결선에 의해 영상 분 성분은 없다고 가정하고 MMC 출력 AC 전류의 정상분 성분과 역상분 성분을 제어 했으며, 근사 계단 변조(NLM, Nearlest level modulation) 방법을 적용했다. 계통 불평형 상황에서의 제어 성능을 검증하기 위해 계통 측에 단상 지락(SLG, Single line-to-ground)을 발생시켜 결과를 확인 하였다.

그림 8은 순환전류 제어를 하지 않았을 때의 순환전류 파형이다. 순환전류 제어를 하지 않을 경우 계통 평형 및 불평형 상황에서 2고조파의 맥동성분이 발생하는 것을 확인할 수 있으며 불평형 상황에서 그 크기가 더욱 증가하는 것을 확인할 수 있다. 그림 9는 제안한 순환전류 제어기를 적용했을 때의 순환전류 파형이다. 계통 평형 및 불평형 상황에서 순환전류의 맥동 성분이 효과적으로 억제되고 있는 것을 확인할 수 있다.

그림 10과 그림 11에 대역폭 ω_c 의 변동에 따른 순환전류 파형을 도시하였다. 그림 10은 기존 PIR 제어기를 적용 했을 때의 파형이며 그림 11은 제안한 PI-VPI 제어기를 적용 했을 때의 파형이다. 그림 10에서 계통 주파수 변동에 강인하게 설계하기 위하여 대역폭 ω_c 를 5rad/s에서 10rad/s로 증가 시킬 경우 계통 불평형 발생 시 과도 응답 특성이 저하되는 것을 확인할 수 있다.

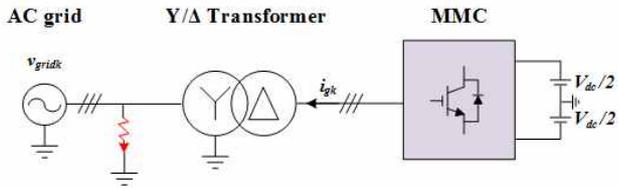


Fig. 7. Configuration of the simulation.

TABLE I
MMC SYSTEM PARAMETER

Parameter	Value[Unit]
Active power	10 [MW]
Reactive power	0 [Mvar]
AC grid voltage	9 [kV]
AC grid frequency	60 [Hz]
DC bus voltage	20 [kV]
Transformer leakage inductance	3.5 [mH]
Equivalent grid resistance	0.2 [Ω]
Arm inductance	13 [mH]
Equivalent arm resistance	0.2 [Ω]
SM capacitance	4 [mF]
Number of SMs per arm	10 [EA]

반면 제안한 VPI 기반의 순환전류 제어 기법을 적용했을 경우 대역폭이 증가하여도 과도 응답 특성이 저하되지 않는 것을 확인 할 수 있다.

그림 12와 그림 13은 계통 주파수 f_g 의 변동에 따른 순환전류 파형이다. 그림 12는 기존의 PIR 제어기를 적용했을 때의 파형이며 그림 13은 제안한 PI-VPI 제어기를 적용했을 때의 파형이다. 그림 12에서 기존의 PIR 제어기를 적용했을 경우 계통 주파수 변동 시 과도 상태에서 저주파수 맥동 성분이 증가하고 이 때 순환전류의 첨두 값도 증가하여 과도 응답 특성이 전반적으로 저하되는 것을 확인 할 수 있다. 반면 그림 13에서 제안한 PI-VPI 제어기를 적용했을 경우 주파수 변동 시 과도 상태 구간에서 맥동 성분이 거의 발생하지 않는 것을 확인 할 수 있고 첨두 값이 약간 증가하지만 PIR 제어기와 비교했을 때 그 크기가 더 작은 것을 확인 할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 불평형 전압 조건에서 MMC 내부에 흐르는 순환전류의 2고조파 성분을 억제하기 위해 VPI 제어기에 기반한 순환전류 제어 기법을 제안하였다. 제안한 방법은 계통에 불평형 전압이 발생한 상황에서 순환전류의 정상분, 역상분, 영상분 성분을 효과적으로 억제 할 수 있으며, 계통 주파수 변화에 강인한 특성을 가진다. 주파수 영역에서 응답 특성을 분석하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안하는 방법의 효과를 검증하였다.

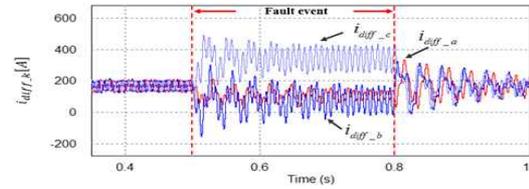


Fig. 8. Circulating currents without control.

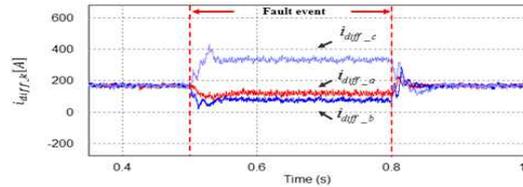
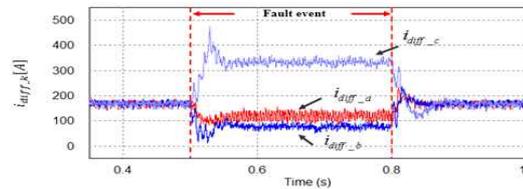
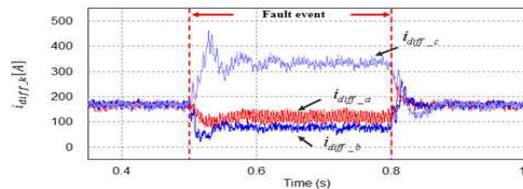


Fig. 9. Circulating currents with proposed controller.

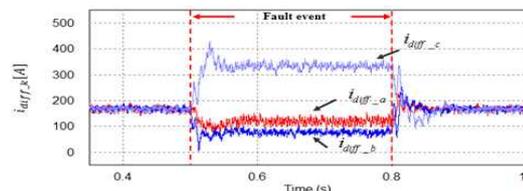


(a) $\omega_c = 5\text{rad/s}$

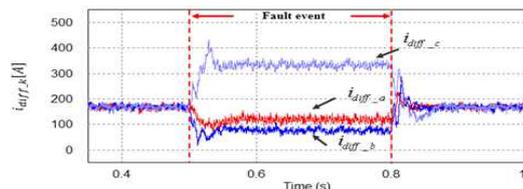


(b) $\omega_c = 10\text{rad/s}$

Fig. 10. Circulating currents according to bandwidth ω_c variation with PIR controller.



(a) $\omega_c = 5\text{rad/s}$



(b) $\omega_c = 10\text{rad/s}$

Fig. 11. Circulating currents according to bandwidth ω_c variation with proposed controller.

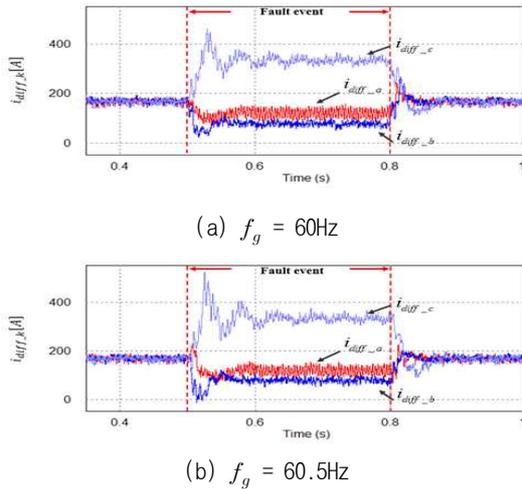


Fig. 12. Circulating currents according to grid frequency f_g variation with PIR controller.

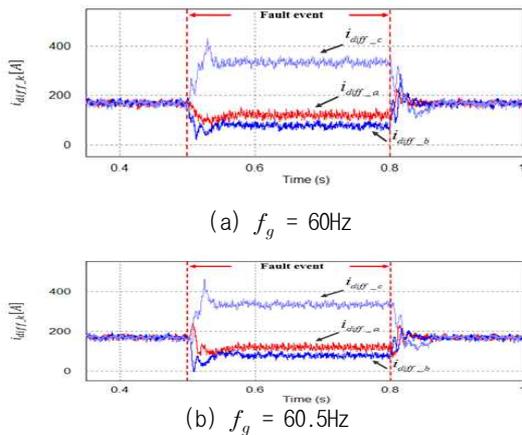


Fig. 13. Circulating currents according to grid frequency f_g variation with proposed controller.

본 연구는 “저압 직류 배전망 독립성 실증 연구”라는 프로젝트 하에 한국전력공사 전력연구원의 지원을 받아 수행된 과제임.

References

- [1] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen, and G. D. Demetriades, “Modular multilevel converters for HVDC applications: Review on converter cells and functionalities,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 18–36, Jan. 2015.
- [2] S. Bozhko, R. Giménez, R. Li, J. Clare, and G. Asher, “Control of offshore DFIG-based windfarm grid with line-commutated HVDC connection,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 22, No. 1, pp. 71–78, Mar. 2007.
- [3] N. M. Kirby, L. Xu, M. Luckett, and W. Siepmann, “HVDC transmission for large offshore wind farms,” *IEE Power Engineering Journal*, Vol. 16, No. 3, pp. 135–141, Jun. 2002.
- [4] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, “VSC-based HVDC power transmission systems: An overview,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 3, pp. 592–602, Mar. 2009.
- [5] B. Gemell, J. Dorn, D. Retzmann, and D. Soerangr, “Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission,” in *Proc. IEEE Transmission and Distribution Conf and Expo*, pp. 1–16, Apr. 21–24, 2008.
- [6] A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in *Proc. IEEE Bologna Power Tech Conf*, Vol. 3, pp. 3–6, Jun. 2003.
- [7] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, “Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 37–53, Jan. 2015.
- [8] Q. Tu, Z. Xu, H. Huang, and J. Zhang, “Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC,” in *Power System Technology (POWERCON’ 2010), International Conf on*, pp. 1–6, Oct. 2010.
- [9] Q. Tu, Z. Xu, and J. Zhang, “Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter,” in *Proc. 36th Annu. Conf IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 3198–3202, Nov. 2010.
- [10] J. Moon, C. Kim, J. Park, D. Kang, and J. Kim, “Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage,” *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 28, No. 3, pp. 1952–1959, Jul. 2013.
- [11] S. Li, X. Wang, Z. Yao, T. Li, and Z. Peng, “Circulating current suppressing strategy for MMC-HVDC based on nonideal proportional resonant controllers under unbalanced grid conditions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 387–397, Jan. 2015.
- [12] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 2, pp. 337–347, Feb. 2009.
- [13] Q. Trinh and H. Lee, “An advanced current control strategy for three-phase shunt active power filters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 12, pp. 5400–5410, Dec. 2013.
- [14] H. Nian, and Y. Song, “Direct power control of doubly fed induction generator under distorted grid voltage,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 2, pp. 894–905, Feb. 2014.
- [15] B. Bahrani, S. Debnath, and M. Saeedifard, “Circulating current suppression of the modular multilevel converter in a double-frequency rotating reference frame,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 1, pp. 783–792, Jan. 2016.



김시환(金是煥)

1986년 4월 11일생. 2012년 한양대 전기제어공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 석박사통합과정.



이준선(李浚鎡)

1987년 11월 6일생. 2013년 고려대 전자및정보공학부 졸업. 2017년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사).



조영표(曹永杓)

1986년 1월 3일생. 2010년 고려대 전기전자전파공학부 졸업, 2012년 동 대학원 전기전자전파공학과 졸업(석사). 2012년~현재 동대학원 전기전자전파공학과 박사과정. 현재 한국 전력공사 전력연구원 스마트배전연구소 연구원.



김래영(金來瑛)

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대(Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1999년~2004년 효성중공업 연구소 선임연구원, 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수.

당 학회 협력이사.