

# 양극성 직류 배전망에 적용 가능한 3포트 NPC 기반의 DAB 컨버터에 대한 연구

윤혁진<sup>1,2</sup>, 김명호<sup>1</sup>, 백주원<sup>1</sup>, 김주용<sup>3</sup>, 김희제<sup>†</sup>

## A Study of the Three Port NPC based DAB Converter for the Bipolar DC Grid

Hyeok-Jin Yun<sup>1,2</sup>, Myoung-ho Kim<sup>1</sup>, Ju-Won Baek<sup>1</sup>, Ju-Yong Kim<sup>3</sup>, and Hee-Je Kim<sup>†</sup>

### Abstract

This paper presents the three-port DC-DC converter modeling and controller design procedure, which is part of the solid-state transformer (SST) to interface medium voltage AC grid to bipolar DC distribution network. Due to the high primary side DC link voltage, the proposed converter employs the three-level neutral point clamped (NPC) topology at the primary side and 2-two level half bridge circuits for each DC distribution network. For the proposed converter particular structure, this paper conducts modeling the three winding transformer and the power transfer between each port. A decoupling method is adopted to simplify the power transfer model. The voltage controller design procedure is presented.

In addition, the output current sharing controller is employed for current balancing between the parallel-connected secondary output ports. The proposed circuit and controller performance are verified by experimental results using a 30 kW prototype SST system.

**Key words:** SST(Solid State Transformer), DAB(Dual Active Bridge), 3-Port, 3-winding transformer, Current sharing controller

### 1. 서 론

최근 저탄소 녹색성장의 일환으로 신재생 에너지원, 분산전원 시스템, ESS (Energy Storage System) 등의 직류 전원과 IDC (Internet Data Center) 등 고효율 전력이 필요한 빌딩의 등장 및 직류 기반 디지털 부하 등의 수요가 증가하고 있다. 이에 따라 기존의 교류 배전의 단점을 보완할 수 있는 직류 배전에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다<sup>[1]</sup>.

교류 배전의 단점을 보완할 수 있는 직류 배전의 장점은 다음과 같다. 직류는 리액턴스 성분이 없어 무효전력으로 인한 손실이 없다. 주파수가 0이므로 송전 시 표피 효과가 없고, 계통 연계 과정에서 위상각을 제외한 전압 크기만 고려하면 된다. 또한, 절연 비용이 교류보다 1.4배 저렴하다. 더구나 분산전원 등에서 생산된 직류 전력을 배전 시 교류로 변환하지 않아도 되므로 효율적인 연계가 가능하고, 컴퓨터, TV 등의 디지털 부하에서의 교류를 직류로 변환하는 정류 과정이 필요 없으므로 전력효율을 높일 수 있다<sup>[2]</sup>.

이러한 많은 장점을 가지는 직류 배전망을 구축하기 위해서는, 이미 널리 사용되고 있는 교류 배전망과 연계시킬 수 있는 별도의 전력변환장치가 필요하다. 그 중에서 교류 배전망의 교류 전력을 받아서 직류 전력으로 변환해 주는 SST (Solid State Transformer)가 각광받고 있다. SST는 전력전자기술을 활용하여 현재 교류계통에서 보편적으로 사용되는 배전용 변압기를 대체할 수 있다. 기존 배전용 변압기가 상용주파수에서 동작하는데 비해 SST에 적용되는 변압기는 높은 대역의 주파

Paper number: TKPE-2017-22-4-8

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

<sup>†</sup> Corresponding author: heeje@pusan.ac.kr

Dept. of Electrical Eng., Pusan Nat'l University

Tel: +82-51-510-2364 Mobile: +82-10-2295-0613

<sup>1</sup> Power Conversion and Control Research Center, HVDC Research Division, KERI, Korea

<sup>2</sup> Dept. of Electrical Eng., Pusan Nat'l University, Korea

<sup>3</sup> Smart Power Distribution Lab. Power Distribution ICT Group. KEPCO, Korea.

Manuscript received Feb. 12, 2017; revised Feb. 25, 2017; accepted Apr. 28, 2017

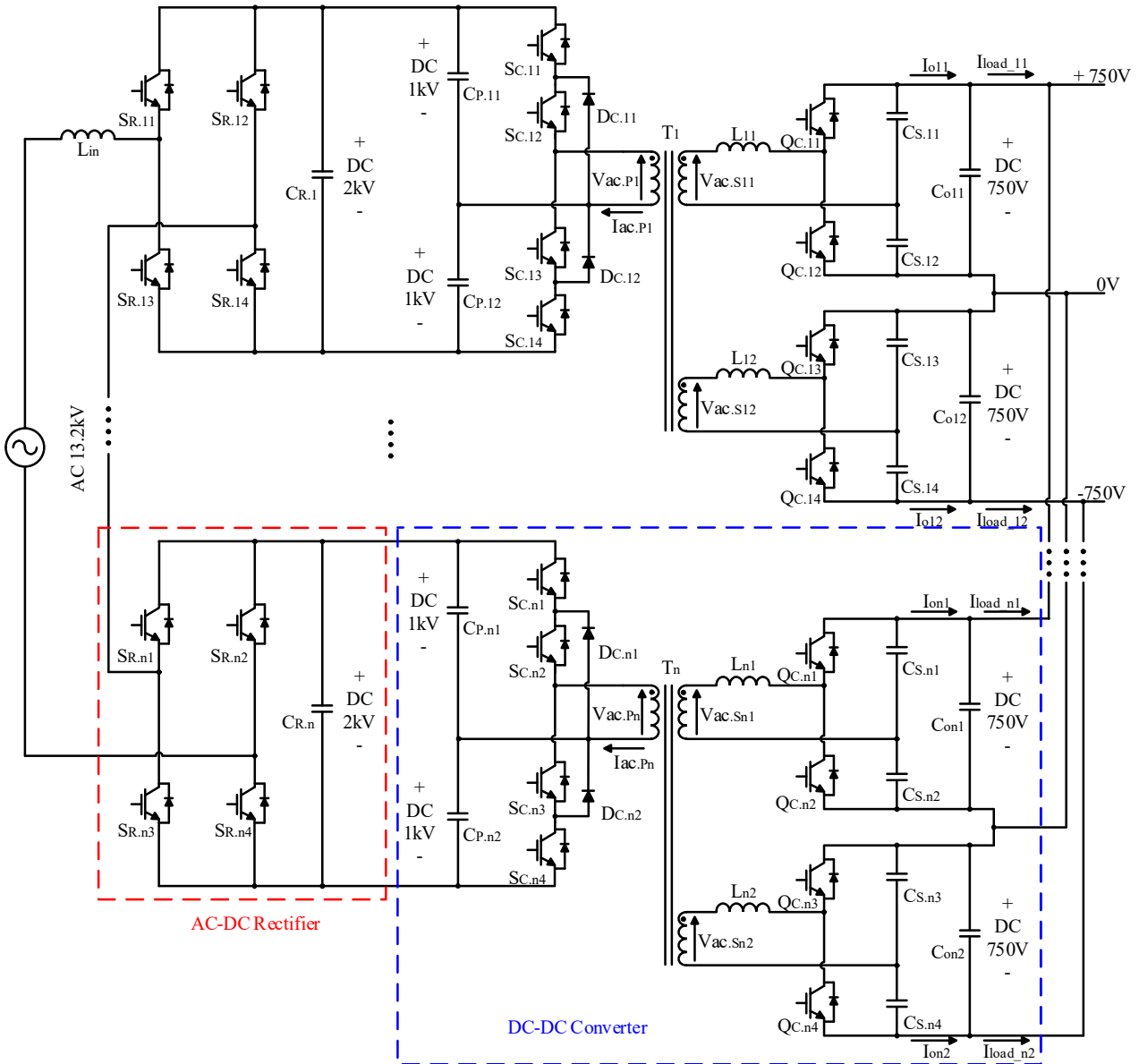


Fig. 1. Entire system configuration of the SST topology.

수를 사용하므로 기기의 소형화 및 경량화가 가능하다. 또한 기존의 배전용 변압기는 교류전압의 크기만 조절 가능하고 전력공급에 있어서 입력되는 전력품질에 전적으로 의존하는 반면, SST는 상대적으로 Voltage Sag 보상, 순시전압 통제, 고조파 보상 등을 통해 고품질의 전력공급이 가능하다는 장점이 있다<sup>[3]</sup>. 더구나 SST를 구성하는 전력변환장치들은 모듈화가 가능하기 때문에, 다양한 전압 및 주파수의 AC 배전망과 DC 배전망을 연계시키는 장치로 사용될 수 있다<sup>[4]</sup>.

본 논문에서는 13.2kV의 중전압 (MV, Medium Voltage) 교류 계통 전원과 ±750V 양극성 직류 배전망 (Bipolar DC Grid) 을 연계할 수 있는 SST 시스템을 소개한다. 일반적으로 SST 시스템은 크게 AC-DC 정류기 부분과 DC-DC 컨버터 부분으로 나뉜다<sup>[5]</sup>. 본 논문은 그중에서도 양극성 직류 배전망에 적용하기 위한 3

포트 DC-DC 컨버터의 특성 및 제어기 설계에 대해서 중점적으로 다룬다.

## 2. 시스템 구조

본 논문에서 사용되는 전체 SST 시스템의 구조는 그림 1과 같다. 13.2kV의 중전압 교류 계통 라인에 연결하기 위해, SST는 모듈화된 전력변환장치들을 직렬로 연결한 멀티 레벨 방식을 사용한다. 각각의 모듈은 하나의 AC-DC 정류기와 하나의 DC-DC 컨버터로 구성된다. 정류기 출력과 컨버터의 입력이 만나는 부분인 DC 링크의 전압은 토폴로지 및 반도체 소자의 정격을 고려해서 2kV로 제어한다. 이 경우 계통의 안정적인 전류 품질을 위한 충분한 전압 확보를 위해 최소 10개의 모듈이 필요하다. 실제로 목표로 하는 시스템의 최종 사양은

13.2kV의 교류 입력 전원을  $\pm 750V$ 의 양극성 직류로 변환하는 150kW급의 SST 시스템이다. 하지만 본 논문에서는 10개의 모듈로 확장하기 전 단계로 멀티레벨 컨버터의 기본 특성 확인, 제어기 설계, 알고리즘 검증을 위해 2개의 모듈을 사용한 5-level SST 시스템을 구성하였다. 따라서 본 논문에서는 2640V의 교류 입력 전원을 공급 받아  $\pm 750V$ 의 양극성 직류로 변환하는 30kW급의 SST 시스템이 사용된다.

AC-DC 정류기는 풀 브릿지(full-bridge) 회로로 구성이 되며, 역률 제어 및 각각의 DC 링크의 전압 제어를 담당한다. AC-DC 정류기는 일반적인 직렬 풀브릿지(cascaded H-bridge) 구조에서 사용되는 직류단 전압 제어 방식을 이용하여 각 모듈의 직류단 전압이 일정한 값을 유지하도록 제어한다<sup>[6]</sup>.

DC-DC 컨버터는 양극성 직류 배전망에 적용하기 위해 2kV의 DC 링크 입력 전압을  $\pm 750V$ 의 양극성 DC 전압으로 변환해야 한다. 이 조건을 간단하게 충족시키는 방법은 각 모듈의 DC 링크마다 2개의 DAB를 연결하는 것이다. 하지만 이 방식은 컨버터와 변압기의 숫자가 많이 필요한 단점이 있다. 또한 두 개의 양극성 직류단 간에서 전력전달이 발생하는 경우, 전력이 DAB 컨버터의 1차측을 거쳐 전달되어 손실이 늘어난다. 따라서 3권선 변압기를 사용하는 3포트 방식의 DC-DC 컨버터를 사용하는 것이 유리하다. 이런 조건의 시스템에 적용하기 위해 2 레벨의 하프 브릿지나 풀 브릿지 형태의 DAB를 3포트로 확장하는 연구가 수행되어왔다<sup>[7]</sup>. 그런데 본 논문에서 다루는 응용 분야에서는 1차측의 직류단 전압이 높아 2레벨 컨버터를 적용하기 어렵다. 현재 산업계에서 쉽게 적용시킬 수 있는 1700V 정격의 상용 IGBT 소자를 사용해서 2kV의 고전압 입력에 대응하기 위해서는 1차측 회로를 3 레벨 컨버터로 만드는 것이 적절하다. 일반적으로 널리 사용되는 3 레벨 컨버터 회로 방식으로는 FCC (Flying Capacitor Converter) 혹은 NPC (Neutral Point Clamped) 토폴로지가 있다. 그런데 FCC의 경우 영전압에서 전류 방향 및 스위칭 동작에 따라 플라이 커패시터의 전압 충, 방전이 결정되고, 따라서 플라이 커패시터의 전압 밸런싱을 위한 스위칭 패턴이 복잡하고 동작 조건에 따라 스위칭 패턴에 제한이 발생하는 단점이 있다<sup>[8]</sup>. 반면 NPC 구조에서는 각 스위칭 및 변압기에 인가되는 전압이 DC 링크의 절반이 될 뿐만 아니라 상대적으로 간단한 스위칭 기법을 사용할 수 있는 장점이 있다. 따라서 본 논문에서 사용되는 SST 단위 모듈의 DC-DC 컨버터는 3권선 변압기를 사용하고 1차측에는 3L-NPC 회로, 2차측에는 2개의 하프 브릿지 회로로 양극성 전압을 만들어내는 3포트 형태로 구성된다.

### 3. DC-DC 컨버터 제어

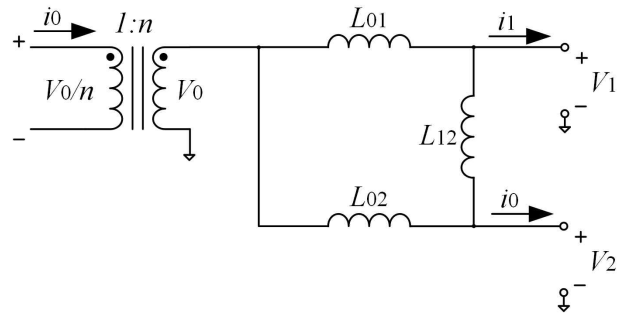


Fig. 2. Extended cantilever model for 3-winding transformer.

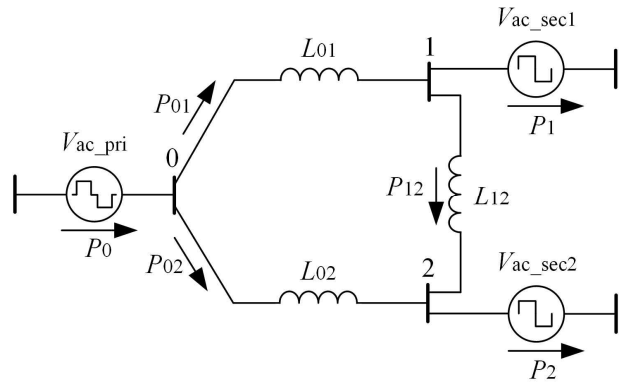


Fig. 3. Equivalent circuit for 3-port NPC based DAB converter.

#### 3.1 3권선 변압기 모델링

3포트 사이의 전력 전달 관계 모델링을 위해서는 우선 3권선 변압기의 모델링이 필요하다. 3권선이라는 특이성을 고려해서 일반적인 변압기의 T 모델이 아닌 그림 2와 같은 Extended Cantilever 모델을 적용하였다<sup>[9]</sup>. 3개의 권선을 가지는 변압기를 3개의 전압원이 연결된 포트와, 각 포트간 등가 인덕턴스를 가지는 모델로 나타냈다. 입력 포트와 각 출력 포트들 사이의 등가 인덕턴스는 ( $L_{0i} : i=1,2$ )으로 표시되고 출력 포트들 간의 등가 인덕턴스는  $L_{12}$ 로 표시된다.

이 모델을 적용한 3포트 DAB 컨버터의 모델은 그림 3과 같다. 모델링을 단순화하기 위해서 3포트의 각 브릿지 회로의 출력 전압은 등가 전압 소스로 대체되었다 ( $V_{ac\_pri}$ ,  $V_{ac\_sec1}$ ,  $V_{ac\_sec2}$ ). 여기서  $P_0$ 는 DC 링크에서 입력 포트에 전달되는 전력량, ( $P_i : i=1,2$ )는 출력 포트에서 각 부하로 전달되는 전력량을 의미한다. 입력 포트에서 각 출력 포트에 전달되는 전력량은 ( $P_{0i} : i=1,2$ )로 표시되고 출력 포트들 간에 전달되는 전력량은  $P_{12}$ 로 표시된다.

#### 3.2 3포트 DAB 전력전달 모델링

일반적으로 DAB 컨버터는 인덕터 양단의 등가 전압 소스들 간의 위상차에 의해 전달되는 전력량이 결정된

다. 그림3을 참고하면 3포트 DC-DC 컨버터에서 전달되는 전력의 종류는 크게 2가지로 나뉜다. 그 중 하나는 1차단에서 2차단으로 전달되는 전력이다. 이 때 전달되는 전력은 1차측 회로를 NPC로 하고 2차측 회로를 하프 브릿지로 하는 2포트 DC-DC 컨버터에서의 전력 전달과 동일하다. 이 때 전력 전달은 1차측 대비 2차측 브리지 출력 전압의 위상차에 따라 두 가지 경우로 나뉘어진다. 1차측 출력 전압의 영벡터 길이를  $2a$ , 1차측 출력 전압과 2차측 출력 전압 간의 위상차를  $\phi_i$ 로 정의하면 이들 변수의 관계에 따라 운전 조건을 다음의 두 가지로 구분하여 나타낼 수 있다.

$$\text{CASE I: } 0 < \phi_i < a, \quad \text{CASE II: } a \leq \phi_i < \pi/2 \quad (1)$$

두 가지 CASE에 대한 이론적인 정상상태 파형은 그림 4에 나타났다. 각각의 CASE에 대해 각 이론적인 2차측 출력 전류( $I_{oij}; i=1 \sim n, j=1,2$ )의 값을 도출할 수 있고, 이를 통해 아래와 같은 전력 전달식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} &\text{CASE I } (0 < \phi_i < a) \\ &P_{oi} = \frac{nV_0V_i}{2\omega L_{oi}} \phi_i \left(1 - \frac{2a}{\pi}\right) \quad (i=1,2) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} &\text{CASE II } (a < \phi_i < \frac{\pi}{2}) \\ &P_{oi} = \frac{nV_0V_i}{2\omega L_{oi}} \left(\phi_i - \frac{\phi_i^2}{\pi} - \frac{a^2}{\pi}\right) \quad (i=1,2) \end{aligned} \quad (3)$$

위 식에서  $n$ 은 변압기의 턴비이고,  $V_0$ 는 1차측 커패시터인 ( $C_{Pij}; i=0 \sim n, j=1,2$ )의 전압이 턴비를 반영해서 2차측으로 환산된 값이고,  $V_i$ 는 2차측 커패시터인 ( $C_{Sij}; i=0 \sim n, j=1,2$ )의 전압이고,  $\omega$ 는 스위칭 주파수를 각속도로 환산한 값이다.

그런데 실제 실험 환경에서는  $a$ 의 크기가 매우 작아 CASE II에서의 전력 전달은 (4)로 근사할 수 있다.

$$P_{oi} \cong \frac{nV_0V_i}{2\omega L_{oi}} \left(\phi_i - \frac{\phi_i^2}{\pi}\right) \quad (0 < \phi_i < \frac{\pi}{2}) \quad (4)$$

그리고 CASE I은  $\phi_i$ 가 작은 경부하에서 발생하는 데, 이 때 CASE I과 CASE II의 전력 전달식의 오차가 매우 작기 때문에 제어의 편의를 위해 1차단과 2차단 사이의 전력 전달 모델을 (4)로 표현할 수 있다. 3포트 DC-DC 컨버터에서 전달되는 또 다른 종류의 전력은 2차단들 사이에서 전달되는 전력이다. 이것은 두 출력단의 하프 브릿지 회로사이에서 전달되는 전력과 동일하며, 식 (4)와 동일하다. 그런데  $\phi_i$ 가 작은 경우 (4)는 각각의 출력 전압의 기본파 성분만 고려하여 (5)와 같이

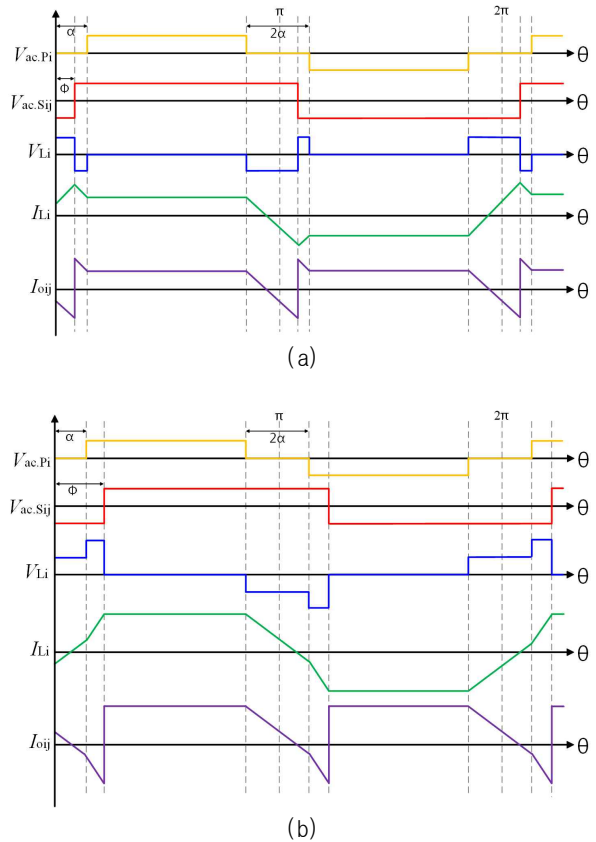


Fig. 4. Theoretical waveforms of the 2-port DC-DC converter (a) CASE I (b) CASE II.

근사화될 수 있다<sup>[10]</sup>. 본 논문에서는 3 포트 간의 전력 전달을 (5)로 모델링하여 사용한다.

$$P_{ij} \cong \frac{4}{\pi^2} \frac{V_i V_j}{\omega L_{ij}} \phi_{ij} \quad (0 < \phi_{ij} < \frac{\pi}{2}) \quad (5)$$

그림 3과 식 (4)를 참고하면 전력 전달식을 다음과 같은 행렬의 형태로 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{P} &= \vec{G} \cdot \vec{\phi} \\ \vec{P} &= \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix}, \quad \vec{\phi} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix}, \quad \vec{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서  $\vec{\phi}$ 는 각 출력 포트의 전력량인  $\vec{P}$ 를 결정하는 변수 성분인 위상차들로 이루어진 벡터이고, 나머지 고정된 변수들을  $\vec{G}$ 로 묶어 시스템 행렬로 구성하였다. 한 가지 주의할 점은 식 (4)에서 보이는 것과 같이 부하로 전달되는 출력 포트의 전력량과 2개의 위상각( $\phi_1, \phi_2$ ) 간에 간접 성분이 존재한다. 이 경우 MIMO (Multi Input Multi Output) 시스템이 되기 때문에 부하측으로 전달되는 전력 제어에 복잡도가 증가한다. 따라서 그림 5와 같이 분리 행렬( $\vec{D}$ )을 도입한 제어 블록도를 사용한다<sup>[11]</sup>. 분리 행렬을 도입했을 경우의 전력 전달 관계식은

다음과 같다. 비대각 항이 모두 0이 되도록  $\vec{D}$ 를 설정하면 각 출력 포트의 전력을 각각의 독립된 입력으로 제어할 수 있는 2개의 SISO (Single Input Single Output) 시스템이 된다.

$$\vec{P} = \vec{G} \cdot \vec{D} \cdot \vec{U}$$

$$\vec{U} = [u_1, u_2], \vec{D} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix}, \vec{T} \equiv \vec{G} \cdot \vec{D} = \begin{bmatrix} t_{11} & 0 \\ 0 & t_{22} \end{bmatrix} \quad (7)$$

**3.3 부하측 직류단 전압 제어 및 전류 공유 제어기**

정상 상태에서 출력 전압이 일정하다고 가정하면 직류단 전압 제어기를 전력이 아닌 전류를 기준으로 모델링 할 수 있다. 그림 6은 분리 행렬을 적용한 직류단 전압 제어기의 블록도이다. IP 제어기 출력값의 물리량을 전류로 만들기 위해서 각 노드의 전압 제어기인  $C_y$ 에  $t_y$ 의 역수 블록을 추가하였다.

IP 제어기 수식과 출력 커패시터의 전압 공식을 결합하면 다음과 같은 2차 전달함수 형태의 제어기 수식을 얻을 수 있다.

$$\frac{V_{oij}}{V_{oij}^*} = \frac{\frac{K_i}{C}}{s^2 + \frac{K_p}{C}s + \frac{K_i}{C}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} K_i &= C\omega_n^2 \\ K_p &= 2\zeta\omega_n C \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 식 (9)에 나타난 것과 같이  $K_i, K_p$ 를 설정함으로써 전압제어 폐루프의 대역폭을 설정할 수 있다.

식 (9)와 같이 전압제어 폐루프를 모델링하기 위해 몇 가지 가정이 필요하다. 첫째, 직류단 커패시터를 제외한 컨버터 토폴로지 및 제어기 출력값을 PWM 신호로 변경해 주는 PWM 블록 및 전력 회로의 동특성은 전압 제어기의 동특성에 비해 매우 빨라 식 (8)로 표현되는 전압 제어 전달함수에 미치는 영향이 미미하다. 둘째, 분리 행렬을 적용했기 때문에 직류단 전압 제어기는 SISO 구조를 가진다. 셋째, 실제 제어 환경에 맞추기 위해 200Hz의 컷 오프 주파수를 가지는 2차 저역통과필터를 2차측 직류단 전압 측정에 적용한다.

그림 7의 (a)와 (b)는 상기 사항을 토대로 각각 Matlab과 PSIM을 통해 그린 보데선도이다. Matlab의 보데선도는 앞서 풀이한 수식을 기반으로 하였고, PSIM의 AC SWEEP 기능을 통해 시뮬레이션으로 검증하였다. PSIM 상에서는 제어기와 PWM 블록 및 전력 회로가 모두 포함된 모델을 사용하였다. 그림 7의 비교를 통해 수식적으로 풀이한 제어기의 주파수 특성과 시뮬레이션을 통해 구현한 제어기의 주파수 특성이 거의 일치함을 확인할 수 있다.

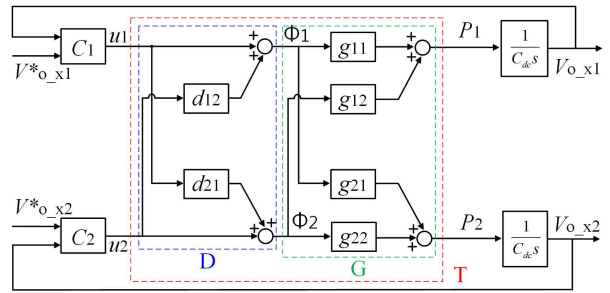


Fig. 5. Control block diagram applied decoupling matrix.

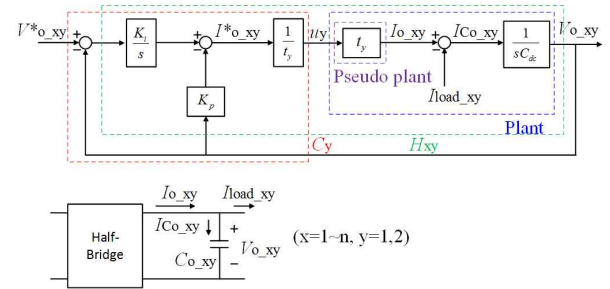


Fig. 6. Control block diagram for output controller.

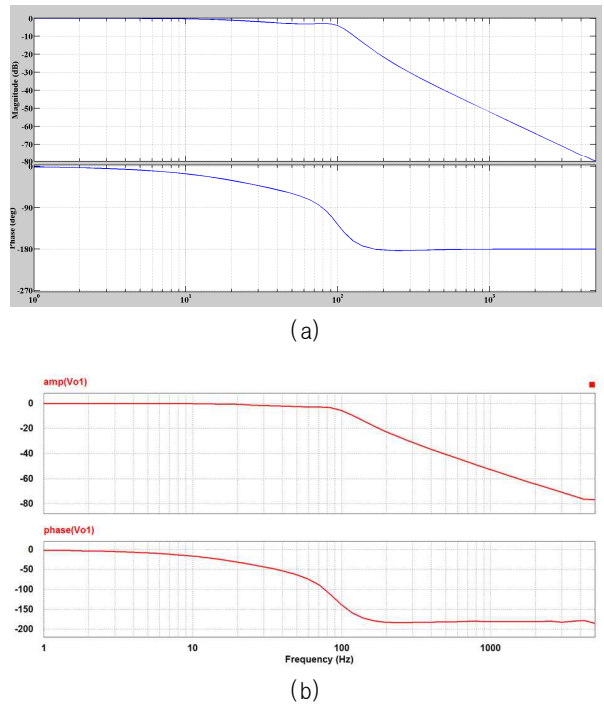


Fig. 7. The bode plot for output controller (a) Bode plot generated by the MATLAB (b) Bode plot generated by the PSIM.

컨버터의 출력단이 병렬로 연결 될 경우 센서 오차 및 직류단 권선 임피던스의 차이로 인해 부하측으로 흐르는 모듈간의 출력 전류 불균형이 발생할 수 있다. 일반적으로 이 전류 불균형은 시스템에 심각한 문제를 초래할 가능성이 있다.

이 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 그림 8과 같

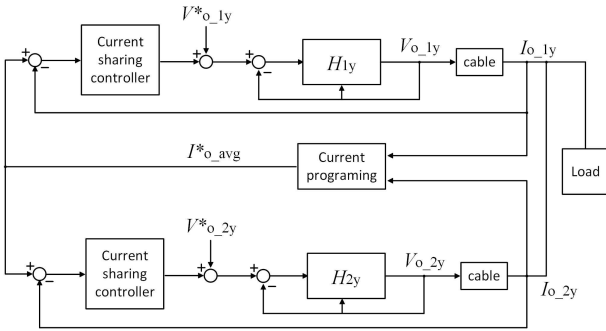


Fig. 8. Control block diagram of current sharing controller.

TABLE I  
SIMULATION PARAMETERS OF DC-DC  
CONVERTER

Parameter	Value
Input voltage	2 [kV]
Output voltage	±750 [V]
Switching frequency	10 [kHz]
Transformer turn ratio	0.375
Secondary inductance	141 [μH]
Zero vector time	3 [μs]
Input capacitor	100 [μF]
Half bridge capacitor	35 [μF]
Output capacitor	1 [mF]

은 전류 공유 제어기를 사용하였다. 이 전류 공유 제어기는 PI 제어기로 구성되며, 그림 6의 전압 제어기 바깥쪽 루프에 위치한다. 전류 공유 제어기의 지령값은 각 모듈에서 부하로 공급하는 전류값의 평균값이며, 전류 공유 제어기의 출력이 각 모듈마다 독립적으로 동작하는 전압 제어기의 전압 지령값에 변동을 준다. 특정 모듈의 부하 전류가 평균값보다 크면 해당 모듈의 전류 공유 제어기가 전압 제어기의 지령값을 줄이는 방향으로 동작하고, 특정 모듈의 부하 전류가 평균값보다 작으면 해당 모듈의 전압제어기 지령을 늘리는 방향으로 동작한다.

#### 4. 시뮬레이션

본 논문에서 사용되는 3포트 NPC 기반의 DAB 컨버터의 성능을 확인하기 위해 표 1의 조건으로 PSIM 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 전압 제어기의 고유진동수  $\omega_n = 2\pi f_n$ 은  $f_n = 20Hz$ 로 설정하였고,

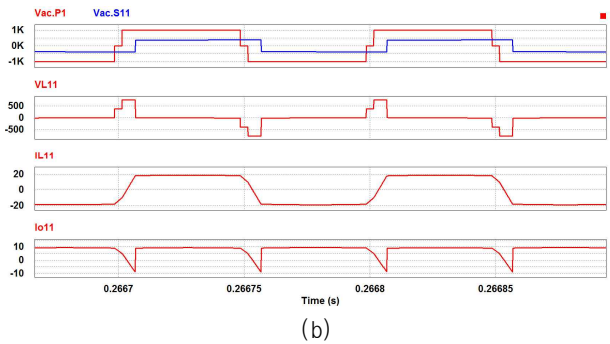
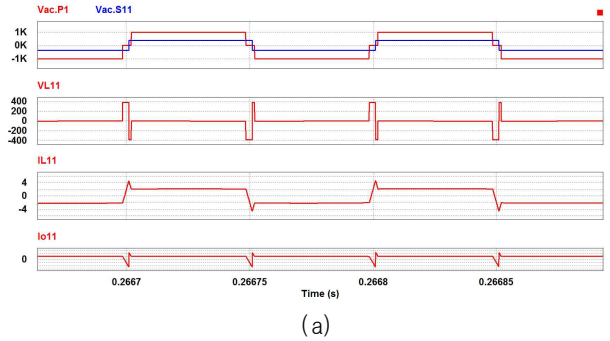


Fig. 9. Steady state waveforms of 2 Port DC-DC converter (a) 10% load condition (CASE I) (b) 80% load condition (CASE II).

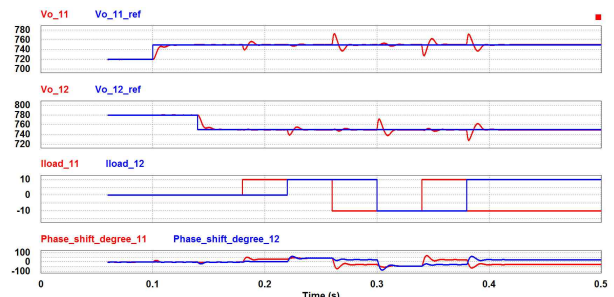


Fig. 10. Steady state waveform under rated power.

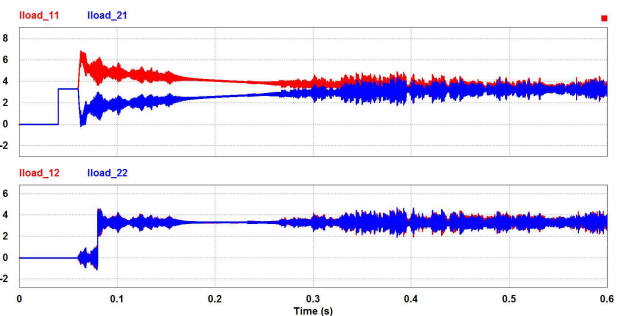


Fig. 11. Current sharing waveform under 50% load condition(upper figure: port 1, lower figure: port 2).

감쇠비  $\xi$ 는 0.707로 설정하였다. 그림 9의 (a)와 (b)는 이론적인 정상상태 파형과의 분석을 위해서 부하 전류가 각각 1A와 8A일 때의 시뮬레이션 파형이다. 부하 전류가 1A일 때 식(5)를 참고하면  $\phi_l = 3.6degree$ 이고  $a$

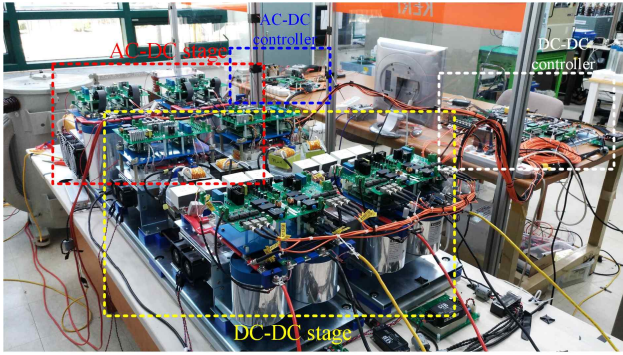


Fig. 12. Prototype of the 5-level 30kW SST system.

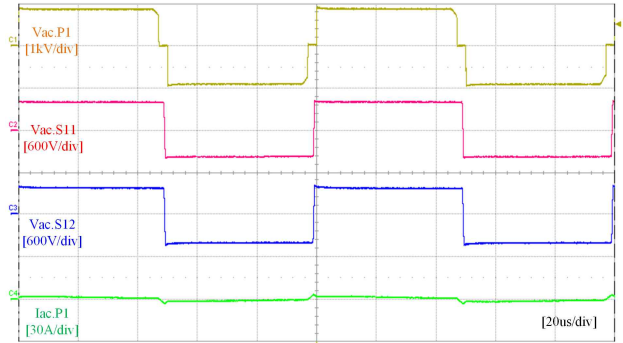
$> \phi_l$  이므로 CASE I으로 동작한다. 또한, 부하 전류가 8A일 때는  $\phi_l = 24.1\text{degree}$ 이고  $a < \phi_l$  이므로 CASE II 로 동작한다. 시뮬레이션 파형을 관찰하면 섹션 3.2의 파형 분석과 형태가 일치함을 확인할 수 있다.

그림 10은 분리 행렬을 적용한 3포트 DC-DC 컨버터의 직류단 전압 지령 추종 실험 및 부하 변동 실험이다. 직류단 전압 지령을 포트 1의 경우 특정 시점에서 720V에서 750V로 변경하였고, 포트2의 경우 780V에서 750V로 변경하였다. 직류단 전압은 지령치를 잘 추종하고, 추종하는 과정에서 2개의 포트의 위상각 사이에 간섭이 별로 없이 안정적으로 제어된다. 부하 변동 실험에서도 다양한 시점에서 다양한 형태로  $\pm 100\%$ 의 스텝 부하를 인가하였다. 마찬가지로 직류단은 지령치를 잘 추종하고 그 과정에서 2개의 포트의 위상각 사이에 미약한 수준의 간섭이 순시적으로만 발생한다.

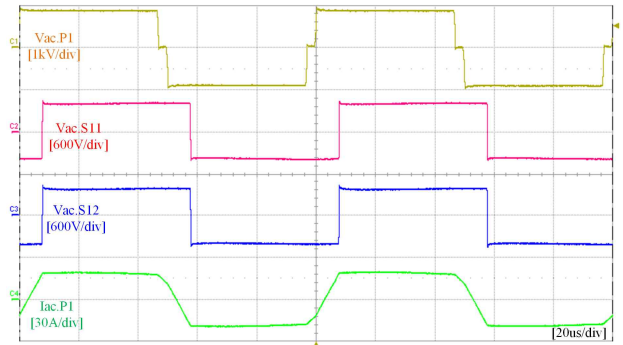
그림 11은 DC-DC 컨버터의 모듈 2개의 출력단을 병렬로 연결한 상태에서 각 모듈에서 부하로 흐르는 출력 전류를 측정된 파형이다. 앞서 언급한 바와 같이 센서의 오차 및 모듈 출력단의 임피던스 차이로 인해 출력 전류의 불균형이 발생할 수 있다. 모듈 1번과 모듈 2번의 출력 2번 포트는 대조군으로 설정하고, 시뮬레이션 상에서 불균형 조건을 주기 위해 출력 포트 1번의 전압 센싱값을 1% 차이가 나게 설정하였다. 이를 보상하기 위해 3.3절에서 언급한 전류 공유제어를 사용하였으며, 이 전류 공유 제어기의 비례 이득과 적분 이득은 각각 10, 62.8로 설정하였다. 시뮬레이션 파형을 보면 포트 1번에서 초기에 불균형이 발생하지만 점차 평균값으로 수렴해가는 것을 확인할 수 있다.

### 5. 실험 결과

그림 12는 멀티레벨 컨버터의 기본 특성 확인, 제어기 설계, 알고리즘 검증에 위해 2개의 모듈을 사용해서 제작한 30kW급의 5-level SST 시제품이다. 2640V의 교류 입력 전원은 직렬로 연결된 2개의 정류기를 통해 각 DC 링크에 2kV의 직류 전압으로 정류된다. 각 DC 링크의 전압은 3포트 DC-DC 컨버터를 통해서  $\pm 750\text{V}$ 의



(a)



(b)

Fig. 13. Steady state waveforms of 3 port DC-DC converter (a) No load condition (b) Rated load condition (15kW).

양극성 전압으로 변환된다. 각 컨버터 모듈의 출력단은 병렬로 연결된다. 3포트 DC-DC 컨버터의 제어를 위해 각 모듈 당 DSP와 CPLD로 구성된 제어기가 사용되며, 각 제어기는 CAN 통신을 통해 모듈의 데이터를 공유한다.

그림 13의 (a)는 3포트 DC-DC 컨버터가 무부하에서 운전할 때의 정상상태 파형이다. 1차측 브리지 전압은 데드타임을 포함한  $3\mu\text{s}$ 의 영백터를 가지는, 3레벨 전압 파형을 보여준다. 각 출력 포트들은 750V로 제어되며, 그림에서 안정적인 2레벨 브리지 전압 파형을 보여준다. 1차단 대비 각 2차단 브리지 전압의 위상차가  $a$ 보다 작기 때문에 컨버터는 CASE I의 특성을 가지며, 1차측 브리지 전류인  $I_{ac.P1}$ 의 형태가 앞서 분석한 CASE I의 전류 파형과 동일하다.

그림 13의 (b)는 컨버터가 단일 모듈의 정격 부하인 15kW에서 운전할 때의 정상상태 파형이다. 이 경우, 1차단 대비 각 2차단 브리지 전압의 위상차가  $a$ 보다 크기 때문에 컨버터는 CASE II의 특성을 가진다. 1차측 브리지 전류인  $I_{ac.P1}$ 의 형태가 앞서 분석한 CASE II의 전류 파형과 동일하다.

그림 14는 분리 행렬의 성능을 검증하기 위한, 각 출력 포트들이 불평형 상태로 운전하는 정상 상태 파형이다. 출력 포트 중 하나는 무부하로 유지하면서 나머지 하나의 출력 포트를 정격인 7.5kW로 운전하였다. 분리

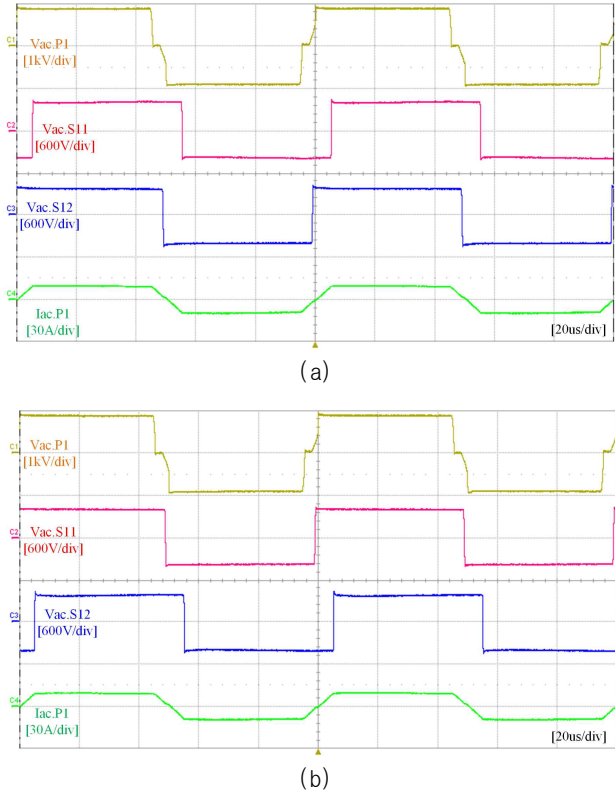


Fig. 14. Unbalanced operation to verify the performance of the decoupling matrix (a) Secondary output port 1 transfer rated 7.5kW (b) Secondary output port 2 transfer rated 7.5kW.

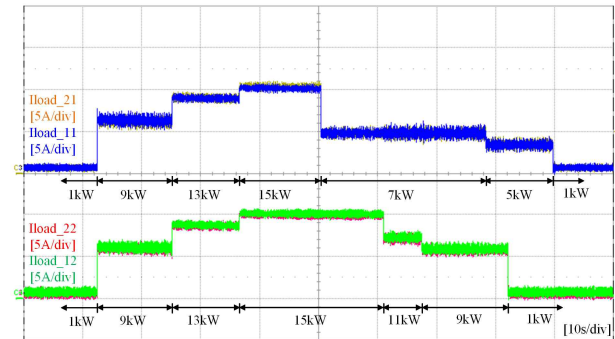


Fig. 15. Current sharing waveform under various step load conditions.

행렬을 적용해서 SISO 시스템을 구성하였기 때문에, 출력단 전력 간의 간섭이 발생하지 않고 해당 출력단의 브리지 전압만 위상 이동한 것을 확인할 수 있다.

그림 15는 2개의 모듈에서 양극성 출력 포트들이 각각 병렬로 연결되었을 때, 전류 공유 제어기를 적용한 평형 전류의 파형을 보여준다. 다양한 조건으로 부하를 정격까지 인가하였고, 전류는 항상 평형을 유지한다.

### 6. 결 론

본 논문은 13.2kV의 교류 배전망과 ±750V 양극성 DC

배전망 사이에 적용 가능한 SST를 소개하였고, 그 SST를 구성하는 전력변환장치 중에서 DC-DC 컨버터에 대해 논의하였다. DC-DC 컨버터는 고전압 입력에 대응하기 위해서 스위치 양단 및 변압기에 인가되는 전압을 절반으로 줄일 수 있는 3L-NPC 회로를 사용하였고, 양극성 DC 배전망에 대응하기 위해 3권선 변압기를 사용해서 3포트로 구성되었다. 3포트 간의 전력 전달을 해석적으로 모델링하였고, 3포트 구조로 인해 발생할 수 있는 출력 전력들 간의 간섭을 없애기 위해 분리 행렬을 도입하여 두 개의 직류단 출력전압을 독립적으로 제어할 수 있는 제어기를 설계하였다. 여러 모듈을 병렬로 연결할 시에 발생할 수 있는 전류 불균형을 해결하기 위해 전류 공유 제어기를 적용하였다. 최종 목표인 13.2kV의 교류 입력 전원을 ±750V의 양극성 직류로 변환하는 150kW급의 SST 시스템의 전 단계로 멀티레벨 컨버터의 기본 특성 확인, 제어기 설계, 알고리즘 검증을 위해 2개의 모듈을 사용한 5-level SST 시스템을 통해 DC-DC 컨버터의 성능을 검증하였다.

본 연구는 한국전력공사 전력연구원에서 수행중인 "저압 직류배전망 독립성 실증 연구" 과제의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다. (D3080)

### References

- [1] V. G. Agelidis, G. D. Demetriades, and N. Flourentzou, "Recent advances in high-voltage direct-current power transmission systems," *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 206-213, Dec. 2006.
- [2] H. Wang and M. A. Redfern, "The advantages and disadvantages of using HVDC to interconnect AC networks," *45th International Universities Power Engineering Conference UPEC2010*, pp. 1-5, Sep. 2010.
- [3] W. A. Rodrigues, L. M. F. Morais, and T. R. Oliveira, "Analysis of solid state transformer based microgrid system," *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications*, pp. 1-6, Nov. 2016.
- [4] A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng, and S. J. Dale, "The future renewable electric energy delivery and management (FREEDM) system: The energy internet," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 99, No. 1, pp. 133-148, Jan. 2011.
- [5] X. Wang, J. Liu, S. Ouyang, T. Xu, F. Meng, and S. Song, "Control and experiment of an H-bridge-based three-phase three-stage modular power electronic transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, pp. 2002-2011, Mar. 2016.



- [6] Y. M. Park, J. Y. Yoo, and S. B. Lee, "Practical implementation of PWM synchronization and phase-shift method for cascaded H-bridge multilevel inverters based on a standard serial communication protocol," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, pp. 634-643, Mar. 2008.
- [7] S. H. Baek, S. Roy, S. Bhattacharya, and S. M. Kim, "Power flow analysis for 3-port 3-phase dual active bridge dc/dc converter and design validation using high frequency planar transformer," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 388-395, Sep. 2013.
- [8] B. Fan, K. Wang, Y. Li, L. Xu, and Z. Zheng, "Capacitor voltage balancing control of a flying capacitor based n-level DC-DC converter," *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-8, Sep. 2015.
- [9] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters," in *Power Electronics Specialists Conference, PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, pp. 1472-1478, 1998.
- [10] R. W. D. Doncker, D. M. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, pp. 63-73, Jan. 1991.
- [11] E. Gagnon, A. Pomerleau, and A. Desbiens, "Simplified, ideal or inverted decoupling?," *ISA Transactions*, Vol. 37, pp. 265-276, 1998.



#### 윤혁진(尹赫振)

1986년 3월 10일생. 2012년 부산대 전자전기통신공학부 졸업. 2014년 동 대학원 로봇협동과정 졸업(석사). 2014년 동 대학 대학원 전기공학과 박사과정. 2012년~현재 한국전기연구원 HVDC연구본부 전력변환연구센터 연구원.



#### 김명호(金明浩)

1984년 1월 16일생. 2006년 한양대 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 2008년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2013년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2013년~2015년 삼성중공업 기전팀 근무. 2016년~현재 한국전기연구원 전력변환연구센터 선임연구원.



#### 백주원(白周元)

1967년 1월 2일생. 1990년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2004년 Virginia Tech 방문연구원. 현재 한국전기연구원 HVDC 연구본부 책임연구원. 전력변환연구센터 센터장. 당 학회 산학협동이사.



#### 김주용(金周勇)

1969년 09월 27일생. 1992년 경북대 전기공학과 졸업. 1994년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 전력연구원 스마트배전연구소 책임연구원.



#### 김희제(金熙濟)

1955년 10월 23일생. 1980년 부산대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 규슈대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1983년~1995년 한국전기연구원 플라즈마 응용센터 연구원. 1995년~현재 부산대 전기컴퓨터공학과 교수.