

# DC 마이크로 그리드를 위한 Three-port Dual Active Bridge DC-DC 컨버터의 독립 전력 제어

심주영<sup>1</sup>, 이준영<sup>1</sup>, 최현준<sup>1</sup>, 김학선<sup>1</sup>, 정지훈<sup>†</sup>

## Decoupled Power Control of Three-port Dual Active Bridge DC-DC Converter for DC Microgrid Systems

Ju-Young Sim<sup>1</sup>, Jun-Young Lee<sup>1</sup>, Hyun-Jun Choi<sup>1</sup>, Hak-Sun Kim<sup>1</sup>, and Jee-Hoon Jung<sup>†</sup>

### Abstract

Three-port dual-active bridge (DAB) converter in a DC microgrid was studied due to its high power density and cost-effectiveness. The other advantages of DAB include galvanic isolation and bidirectional power conversion capability using simple control modulation. The three-port DAB converter consists of a three winding transformer and three bridges. The transformer has three phases, which means that the ports are coupled. Thus, the three-port DAB converter causes unwanted power flows when the load connected to each port changes. The basic operational principles of the three-port DAB converter are presented in this study. The decoupling control strategy of the independent port power transfer is presented with a mathematical power model to overcome the unexpected power flow problem. The validity of the proposed analysis and control strategy is verified with PSIM simulation and experiments using a 1-kW prototype power converter.

**Key words:** Bidirectional DC-DC converter, DC microgrid, Decoupling power control, Three-port DC-DC converter

### 1. 서 론

최근 교류 배전의 대체 방법으로 AC 저항에 의한 송전선로 손실이 없고 전력변환단계 감소 등과 같은 장점이 있는 직류배전에 관한 관심이 높아짐으로써 DC 마이크로 그리드가 미래형 전력 배전 시스템으로 주목받고 있다. DC 마이크로 그리드에서는 태양광 발전을 비롯한 신재생 에너지원과 에너지저장장치(ESS) 등을 포함하고 있다. 이러한 DC 마이크로 그리드 내의 여러 에너지원과 부하들 사이의 전력 흐름을 제어하기 위한 양방향 DC-DC 컨버터에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[1],[2]</sup>.

DC 마이크로 그리드를 위한 양방향 컨버터로는 Dual Active Bridge (DAB) 컨버터가 널리 사용되고 있다<sup>[3]</sup>.

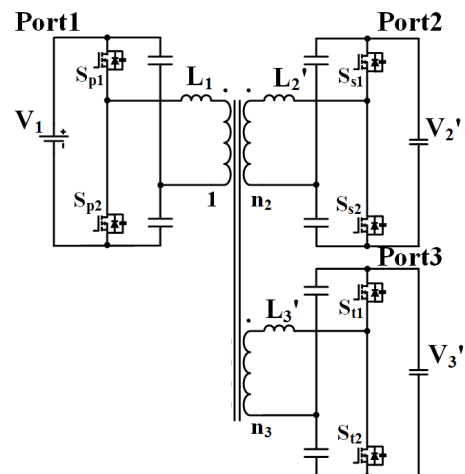


Fig. 1. Schematic diagram of three-port half-bridge DAB converter.

기존 2포트 DAB 컨버터는 DC 버스에 접속되는 DC 유닛마다 컨버터가 별도로 필요하므로 복잡한 계통 시스템의 경우 많은 수의 컨버터가 요구된다. 이는 부피뿐만 아니라 소자의 개수를 증가시키기 때문에 제작 및 설치 단가가 상승한다는 단점이 있다. 반면에 3포트 DAB 컨

Paper number: TKPE-2018-23-5-10

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

<sup>†</sup> Corresponding author: jhjung@unist.ac.kr,  
School of Electrical & Computer Engineering, UNIST  
Tel: +82-52-217-2140 Fax: +82-52-217-2109

<sup>1</sup> School of Electrical & Computer Engineering, UNIST  
Manuscript received Jul. 20, 2018; revised Aug. 21, 2018;  
accepted Sep. 18, 2018

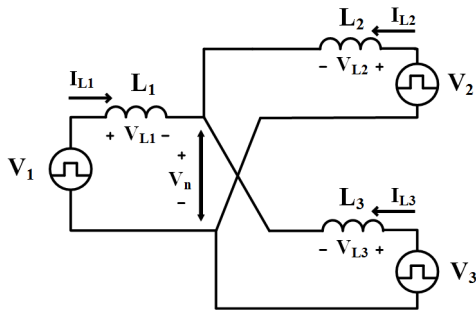


Fig. 2. Simplified equivalent circuit of three-port half-bridge converter.

버터의 경우, 하나의 컨버터로 두 개의 DC 유닛을 DC 버스에 접속시킬 수 있으므로 수동 및 능동소자의 개수를 줄일 수 있으므로 기존의 2포트 DAB 컨버터 대비 컨버터 제작 및 설치비용이 감소하고 전력밀도를 높일 수 있다. 하지만 하나의 변압기에 세 개의 유닛이 접속되어 포트 간의 전력 커플링이 생기는 문제가 발생한다. 이에 따라 부하가 변할 때 의도하지 않은 전력이 전달된다. 의도하지 않은 전력을 없애기 위해, 기존의 방법 중 커패시터를 추가하는 방법이 있다<sup>[4]</sup>. 이는 추가적인 소자로 인해, Three-port DAB 토폴로지임에도 3개의 포트 간 양방향 전력제어가 불가능해진다는 단점이 있다. 다른 방법으로는 디커플링 행렬을 도입하는 방법이 있다<sup>[5]</sup>. 참고문헌 [5]의 방법은 여러 개의 디커플링 행렬을 Look-up Table을 사용하여 제어한다. 이는 제어의 복잡성을 증가 시킨다.

본 논문에서는 3포트 양방향 DAB 컨버터의 동작 원리와 Look-up Table을 사용하지 않는 하나의 디커플링 행렬을 제안함으로써 포트 간의 커플링을 없애는 전력 독립제어에 대해 분석하고 모의시험 및 1 kW급 시제품을 통하여 동작 원리와 전력 독립제어 알고리즘을 검증한다.

## 2. Three-port DC-DC 컨버터의 동작 원리

### 2.1 Three-port DC-DC 컨버터의 토폴로지 선정

DC 마이크로 그리드에서 전력제어를 위해 양방향 전력제어가 가능한 3포트 DAB DC-DC 컨버터의 기본 토폴로지로 모든 셀을 풀브릿지로 가져가는 3포트 풀브릿지 DAB 컨버터와 모든 셀을 하프브릿지로 가져가는 3포트 하프브릿지 DAB 컨버터가 있다. 본 논문에서는 그림 1과 같이 DC 버스, DC 부하 그리고 에너지저장장치(ESS)로 1 kW급 컨버터를 구성하고 비교적 소자의 개수가 적고 제어가 쉬운 토폴로지인 3포트 하프브릿지 DAB 컨버터로 선정한다.

### 2.2 전력 전달 분석

3포트 하프브릿지 DAB 컨버터의 스위칭 방식은 각 포트의 위쪽 스위치( $s_{x1}$ )와 아래쪽 스위치( $s_{x2}$ )가 서로 상보적으로 동작한다. 이에 따라 각 레그에 걸리는 전압은

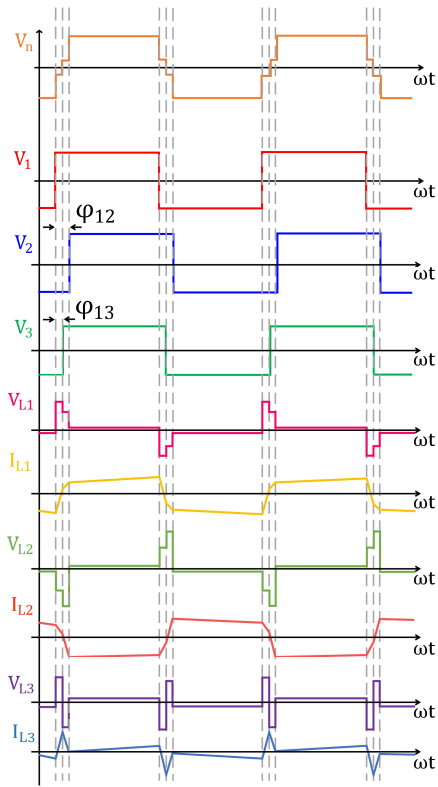


Fig. 3. Theoretical operating waveforms of three-port half-bridge DAB converter.

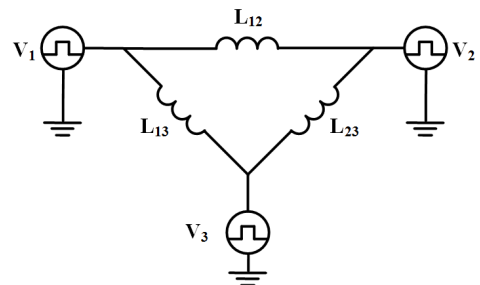


Fig. 4. Delta equivalent circuit of three-port half-bridge converter.

구형과 형태의 전압 파형을 가지게 된다. 변압기의 자화 인덕턴스를 무시하고 위의 특성과 3권선 변압기의 특성을 이용하면 그림 2와 같은 Y-결선 형태의 등가회로로 나타낼 수 있다<sup>[6]</sup>.

DAB 컨버터에서는 각 포트의 커플링 인덕터( $L_x$ ) 양단에 걸리는 전압( $V_{Lx}$ )과 커플링 인덕터에 흐르는 전류( $I_{Lx}$ )에 의해 전력의 방향과 크기가 결정된다<sup>[7]</sup>. 포트1 전압에 대한 포트2 전압과 포트3 전압의 위상차를 각각  $\phi_{12}$ 와  $\phi_{13}$ 으로 정의하면 그림 3과 같이 3포트 하프브릿지 DAB의 주요 파형을 나타낼 수 있다. 그림 3은  $\phi_{12} > \phi_{13}$ 에서의 파형이다.  $V_n$ 은 중성점 전압,  $V_1, V_2, V_3$ 는 각 포트의 레그 전압을 나타내며  $V_{L1}$ 과  $I_{L1}$ 은 포트 1의 인덕터 전압과 전류,  $V_{L2}$ 와  $I_{L2}$ 는 포트 2의 인덕터 전압과 전류,  $V_{L3}$ 와  $I_{L3}$ 는 포트 3의 인덕터 전압과 전류를

나타낸다. 각 인덕터 양단의 전압 파형을 예측하기 위해 중성점 전압  $V_n$ 을 알아야 한다. 중성점 전압  $V_n$ 은 그림 2와 같은 Y-결선 형태의 등가회로를 해석 하면 아래와 같이 나타 낼 수 있다.

$$V_n(ωt) = \frac{L_1 L_2 V_3(ωt) + L_1 L_3 V_2(ωt) + L_2 L_3 V_1(ωt)}{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3} \quad (1)$$

Y-결선 형태의 3포트 하프브릿지 DAB 컨버터의 분석은 중요 동작 파형을 분석하기에 유리하지만 포트 간의 위상차에 관한 함수로 전력 방정식을 나타내기에는 불리하다. 반면에 Y-Δ 변환을 이용하여 그림 4와 같은 델타 결선 형태로 나타내면 각 포트 간의 전력 관계를 알 수 있어 전력 분석의 측면에서 유리하다. 포트 간의 전력은 아래와 같이 나타낼 수 있다<sup>[8]</sup>.

$$P_{12} = \frac{\Phi_{12}(\pi - \Phi_{12})}{2\pi^2 L_{12} f_{sw}} V_1 V_2 \quad (2)$$

$$P_{13} = \frac{\Phi_{13}(\pi - \Phi_{13})}{2\pi^2 L_{13} f_{sw}} V_1 V_3 \quad (3)$$

$$P_{32} = \frac{(\Phi_{12} - \Phi_{13})(\pi - (\Phi_{12} - \Phi_{13}))}{2\pi^2 L_{23} f_{sw}} V_2 V_3 \quad (4)$$

여기서,  $P_{xy}$ 는  $x$  포트에서  $y$  포트로의 전력 흐름으로 정의하고  $x$  포트에서 총 전력은  $P_x$ 로 정의한다.  $x$  포트의 전력은  $P_{xy} + P_{xz}$ 와 같다. 따라서 각 포트의 총 전력은 아래와 같다.

$$P_1 = \frac{\Phi_{12}(\pi - \Phi_{12})L_3 V_1 V_2 + \Phi_{13}(\pi - \Phi_{13})L_2 V_1 V_3}{2\pi^2 f_{sw} (L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)} \quad (5)$$

$$P_2 = \frac{\Phi_{12}(\pi - \Phi_{12})L_3 V_1 V_2 + (\Phi_{12} - \Phi_{13})(\pi - (\Phi_{12} - \Phi_{13}))L_1 V_2 V_3}{2\pi^2 f_{sw} (L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)} \quad (6)$$

$$P_3 = \frac{\Phi_{13}(\pi - \Phi_{13})L_2 V_1 V_3 + (\Phi_{13} - \Phi_{12})(\pi - (\Phi_{13} - \Phi_{12}))L_1 V_2 V_3}{2\pi^2 f_{sw} (L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)} \quad (7)$$

3포트 하프브릿지 DAB 컨버터의 실제 변압기는 3권선 형태의 구조이므로 물리적으로 Y-결선이다. 따라서 내부 순환 전력이 존재하지 않기 때문에 아래의 수식 (8)과 같이 모든 포트 전력의 총합은 0이다.

$$P_1 + P_2 + P_3 = 0 \quad (8)$$

### 3. Three-port Half-bridge DAB 컨버터의 전력제어

#### 3.1 정상상태 전력 모델링

식 (5)-(7)을 참고하면, 포트의 전력은 위상차  $\Phi_{12}$ 와  $\Phi_{13}$ 의 함수이며, 두 변수  $\Phi_{12}$ 와  $\Phi_{13}$ 로 세 개의 포트의

전력을 제어한다. 식 (8)로 인해 두 개의 전력이 정해지면 나머지 하나의 전력은 자동으로 결정이 된다. 만약 포트 전압이 일정하다고 가정하면, 포트의 출력 전력은 포트에 흐르는 전류만으로 제어가 가능하다<sup>[5]</sup>. 이를 종합하면 시스템의 입력을 위상차  $\Phi_{12}$ 와  $\Phi_{13}$ 로 선정하고 출력을 포트 2와 포트 3의 전류  $I_2$ 와  $I_3$ 로 선정하여 최종적으로 입력과 출력 간의 관계식에 대한 2x2 행렬을 시스템 행렬  $G$ 로 정의할 수 있다.

포트 2와 포트 3의 전류  $I_2$ 와  $I_3$ 는 식 (6), (7)을 각 포트의 전압으로 나눠 아래와 같이 나타낸다.

$$I_2 = \frac{\Phi_{12}(\pi - \Phi_{12})L_3 V_1 + (\Phi_{12} - \Phi_{13})(\pi - (\Phi_{12} - \Phi_{13}))L_1 V_3}{2\pi^2 f_{sw} (L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)} \quad (9)$$

$$I_3 = \frac{\Phi_{13}(\pi - \Phi_{13})L_2 V_1 + (\Phi_{13} - \Phi_{12})(\pi - (\Phi_{13} - \Phi_{12}))L_1 V_2}{2\pi^2 f_{sw} (L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)} \quad (10)$$

식 (9)와 (10)을 위상차  $\Phi_{12}$ 와  $\Phi_{13}$ 를 전류에 대한 일차 함수로 설정하기 위하여 식 (11)과 같이 선형화를 한다.

$$\Phi(\pi - \Phi) \approx \frac{8}{\pi} \sin\Phi \quad (0 \leq \Phi \leq \pi) \quad (11)$$

푸리에 급수를 이용하여 근사화된 식 (11)을 식 (9)와 (10)에 대입하고, 컨버터의 동작점  $\Phi_{op12}$ ,  $\Phi_{op13}$ 에서 테일러 급수를 적용하여 선형화한다. 선형화된 식은 아래와 같다.

$$I_2 \approx G_{11}\Phi_{12} + G_{12}\Phi_{13} \quad (12)$$

$$G_{11} = \frac{V_1 L_3 \cos(\Phi_{op12}) + V_3 L_1 \cos(\Phi_{op12} - \Phi_{op13})}{(1/4)\pi^3 f_{sw} K} \quad (13)$$

$$G_{12} = -\frac{V_3 L_1 \cos(\Phi_{op12} - \Phi_{op13})}{(1/4)\pi^3 f_{sw} K} \quad (14)$$

$$I_3 \approx G_{21}\Phi_{12} + G_{22}\Phi_{13} \quad (15)$$

$$G_{21} = -\frac{V_2 L_1 \cos(\Phi_{op13} - \Phi_{op12})}{(1/4)\pi^3 f_{sw} K} \quad (16)$$

$$G_{22} = \frac{V_1 L_2 \cos(\Phi_{op13}) + V_2 L_1 \cos(\Phi_{op13} - \Phi_{op12})}{(1/4)\pi^3 f_{sw} K} \quad (17)$$

$$K = L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3 \quad (18)$$

입력을 위상차  $\Phi_{12}$ 와  $\Phi_{13}$ , 출력을 포트 전류  $I_2$ 와  $I_3$ 로 정의하면 시스템의 전달함수는 아래와 같이 식 (19)로 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{12} \\ \Phi_{13} \end{bmatrix} \quad (19)$$

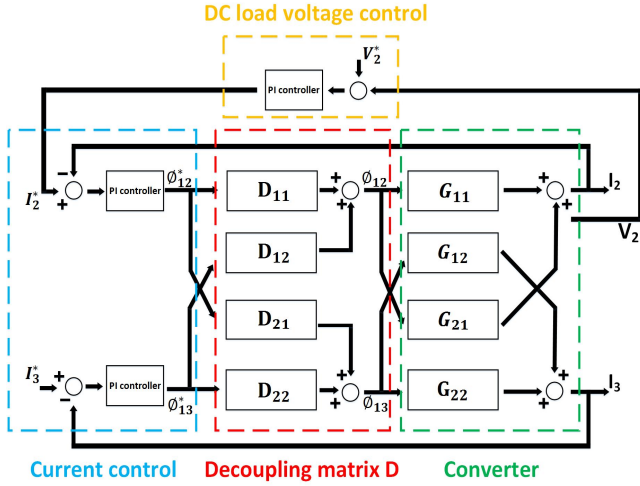


Fig. 5. Independent power control algorithm.

TABLE I  
SYSTEM SPECIFICATIONS AND PARAMETERS

Parameters	Value
Turns ratio	6 : 6 : 1
Port 1 voltage	$V_1 = 380$ [V]
Port 2 voltage	$V_2' = 380$ [V]
Port 3 voltage	$V_3' = 60$ [V]
Coupling inductance	$L_1 = 25.5$ [ $\mu$ H]
	$L_2' = 25.5$ [ $\mu$ H]
	$L_3' = 1$ [ $\mu$ H]
Switching Frequency	$f_{sw} = 50$ [kHz]

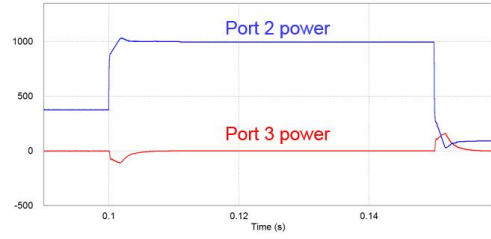
시스템 행렬  $G$ 의 비 대각 성분인  $G_{12}$ 와  $G_{21}$ 으로 인해 하나의 제어 변수가 변하면 두 개의 출력이 변한다. 즉,  $G_{12}$ 와  $G_{21}$ 이 커플링 성분으로 포트 간의 간섭이 일어난다.

### 3.2 독립 전력제어

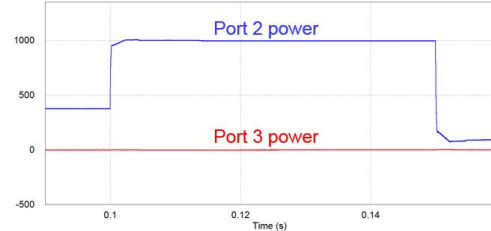
커플링 계수  $G_{12}$ 와  $G_{21}$ 로 인해 전력이 독립적으로 제어 되지 않아 원하지 않는 포트에 의도하지 않은 전력이 전달될 수 있다. 따라서 전력의 독립적인 제어를 위해 커플링 계수를 제거해 줄 디커플링 행렬을 도입한다. 디커플링 행렬  $D$ 는 시스템 행렬  $G$ 의 역행렬로 아래의 식 (20)과 같이 정의한다<sup>[9]</sup>.

$$D = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} = G^{-1} = \frac{1}{G_{11}G_{22} - G_{12}G_{21}} \begin{bmatrix} G_{22} & -G_{12} \\ -G_{21} & G_{11} \end{bmatrix} \quad (20)$$

시스템 행렬  $G$ 의 계수들의 상수들은 항상 양의 값을 갖는 값들이다. 따라서 식 (13), (14), (16), (17)을 참고하면  $G_{12}$ 와  $G_{21}$ 의 값은  $G_{11}$ 과  $G_{22}$ 에 포함되기에 시스템

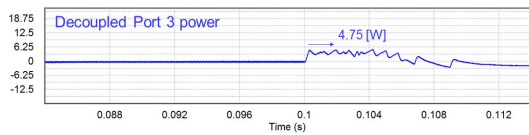
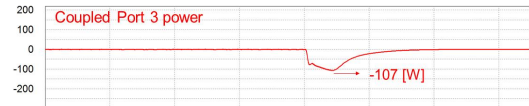


(a)

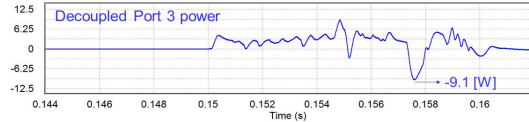
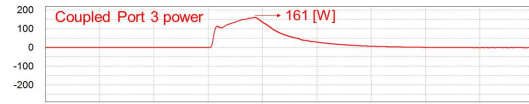


(b)

Fig. 6. Simulation results of port 2 and port 3 power control: (a) without decoupling strategy, (b) with decoupling strategy.



(a)



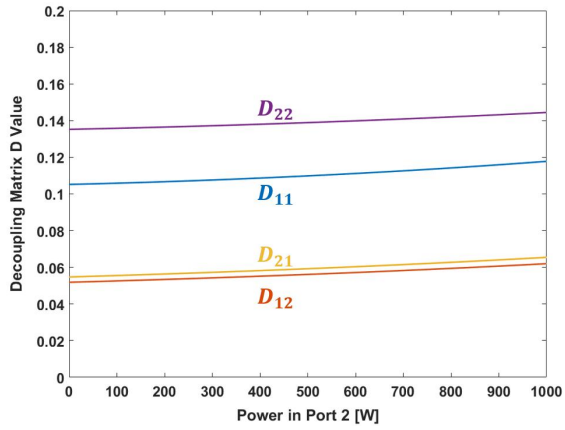
(b)

Fig. 7. Effect on port 3 power control when the load of port 2 changes: (a) 380 W to 1000 W at  $t = 0.1$ s, (b) 1000 W to 100 W at  $t = 0.15$ s.

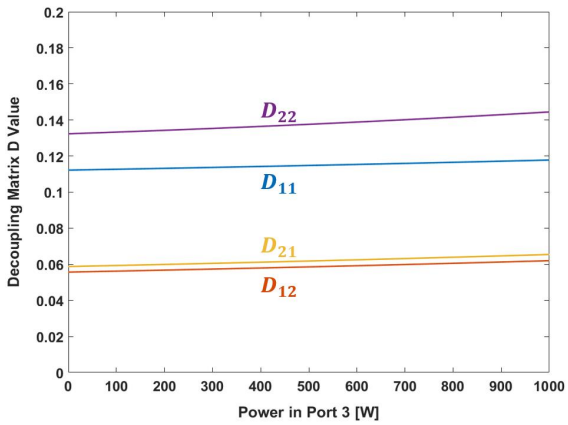
행렬  $G$ 의 역행렬은 항상 존재한다. 위상차  $\phi_{12}$ 와  $\phi_{13}$ 로 전류를 제어하는 기존의 식 (19)에서 디커플링 행렬의 도입으로 아래의 식 (21)과 같이 새로운 제어 변수  $\phi_{12}^*$ 와  $\phi_{13}^*$ 로 포트 전류를 독립적으로 제어가 가능해진다.

$$\begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{12}^* \\ \phi_{13}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{12}^* \\ \phi_{13}^* \end{bmatrix} \quad (21)$$





(a)



(b)

Fig. 8. Variations of decoupling matrix elements according to power: (a) Under changing port 2 and fixing port 3 to 1000 W, (b) Under changing port 3 and fixing port 2 to 1000 W.

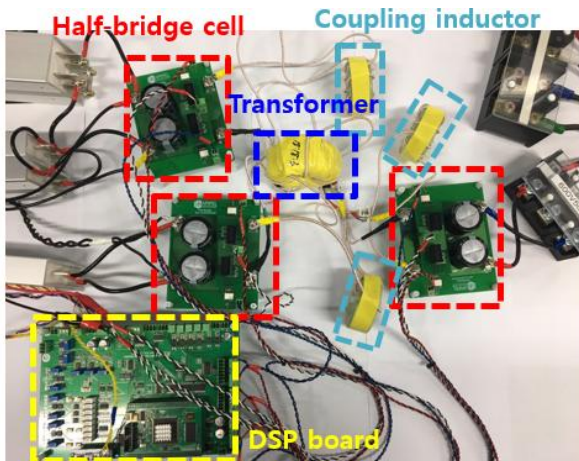
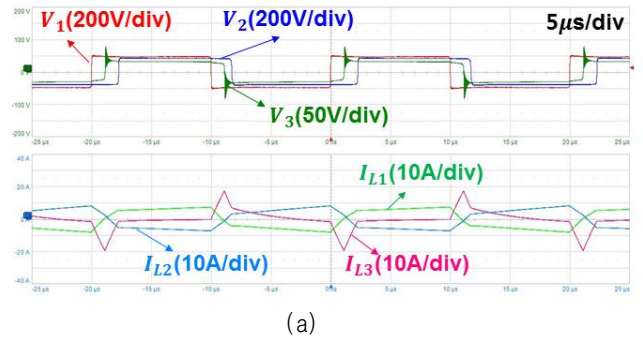
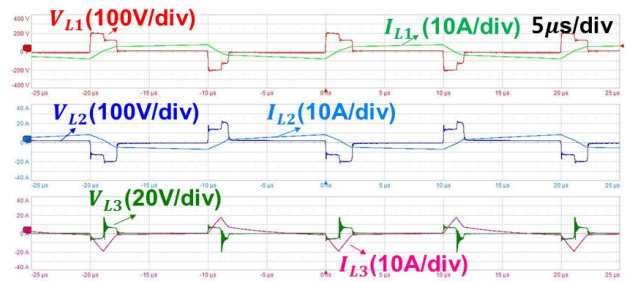


Fig. 9. Experimental setup of 1 kW prototype three-port half-bridge DAB converter.

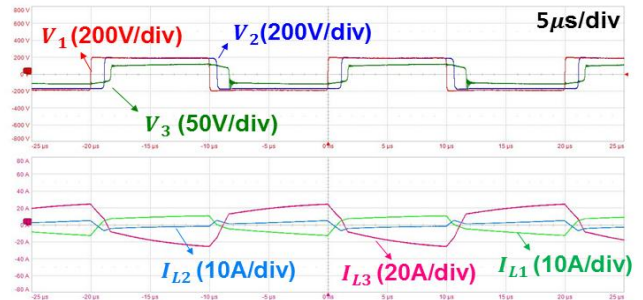
그림 8의 (a)는 포트 3의 전력을 1000 W로 고정하고 포트 2의 전력 변화에 따른 디커플링 행렬의 값의 변화를 나타내고 그림 8의 (b)는 포트 2의 전력을 1000 W로 고정할 때, 포트 3의 전력 변화에 따른 디커플링 행렬의



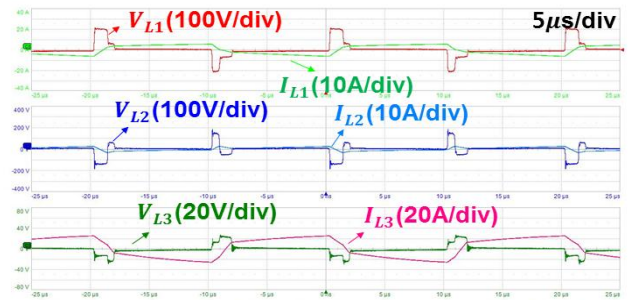
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 10. Experimental waveforms of steady state operation: (a) Leg voltage and inductor current when  $P_1 = 1000$  W,  $P_2 = -1000$  W,  $P_3 = 0$  W, (b) Inductor voltage and inductor current when  $P_1 = 1000$  W,  $P_2 = -1000$  W,  $P_3 = 0$  W, (c) Leg voltage and inductor current when  $P_1 = 1000$  W,  $P_2 = -280$  W,  $P_3 = -720$  W, (d) Inductor voltage and inductor current when  $P_1 = 1000$  W,  $P_2 = -280$  W,  $P_3 = -720$  W.

값의 변화를 나타내고 있다. 그림 8을 통해 부하의 변화에 따른 디커플링 행렬의 수치들의 변화가 크지 않음을 볼 수 있으며, 디커플링 행렬 값의 최대 변화량은 8.3%

이다. 이를 통해 표 1을 토대로 설계한 컨버터에서 하나의 디커플링 행렬로 전 부하영역에서 제어가 가능함을 알 수 있다.

그림 5는 Three-port half-bridge DAB 컨버터의 독립적인 전력제어 알고리즘을 나타낸다. 포트 1은 DC 버스, 포트 2는 DC 부하 그리고 포트 3는 에너지저장장치인 ESS로 설정하고 포트 2의 DC 부하 전압을 일정하게 유지해 주기 위해 전압 제어기를 사용한다. 반면 포트 3는 ESS로써 일정 전압을 유지한다고 가정한다. 포트2의 전압 제어기는 전류 제어기와는 간섭을 피하기 위해 제어기 속도를 10배 정도 느리게 설정한다<sup>[5]</sup>.

#### 4. 모의 시험 및 실험 결과

PSIM 소프트웨어를 통해 표 1을 토대로 3포트 하프 브릿지 DAB 컨버터의 시뮬레이션을 진행하였다. 그림 6(a)는 디커플링 전력제어를 도입하지 않은 컨버터의 포트 2와 포트 3의 전력제어에 대한 모의시험 결과이고 그림 6(b)는 디커플링 전력제어를 도입한 포트 2와 포트 3의 전력제어에 대한 모의시험 결과이다. 모의시험에서 포트 3는 무 부하로 제어되고 있고 포트 2는 0.1초 이전에 380 W로 제어가 되었다가 0.1초와 0.15초에서 각각 스텝으로 1000 W와 100 W로 부하가 변동한다.

그림 7은 앞선 그림 6과 같은 모의시험에서 부하 변동에 따른 포트 간의 간섭 효과에 대하여 디커플링 제어의 유효함을 알아보기 위해 확대한 파형이다. 그림 7(a)는 포트 2의 전력이 380 W에서 1000 W로 스텝으로 부하가 변할 때, 무 부하로 제어되고 있는 포트 3의 전력에 대한 영향이다. 디커플링 전력제어를 도입하지 않았을 때는 -107 W의 전력이 포트 3에 발생하지만 디커플링 행렬이 도입된 경우엔 4.75 W의 전력이 발생한다. 그림 7(b)는 포트 2의 전력이 1000 W에서 100 W로 스텝으로 부하가 변할 때, 무 부하로 제어되고 있는 포트 3의 전력에 대한 영향이다. 디커플링 제어를 하지 않는 경우에는 161 W의 전력이 포트 3에 발생하고 디커플링 전력제어를 하는 경우 -9.1 W의 전력이 발생한다. 앞선 두 번의 부하 변동 모의시험에서 디커플링 전력제어를 도입할 경우 포트 간 간섭 전력이 각각 95.5%, 94.3%씩 감쇄됨을 보인다.

그림 9는 3포트 하프브릿지 DAB 컨버터의 1 kW급 시작품이다. 세 개의 하프브릿지 셀, 세 개의 커플링 인덕터 그리고 하나의 변압기로 이루어져 있다. 시작품의 설계 사양은 표 1과 같다. 그림 10은 시작품의 정상상태 실험 결과이다. 그림 10(a)는 레그 전압과 커플링 인덕터 전류, 그림 10(b)는 커플링 인덕터 전압과 전류이다. 포트 1에서 포트 2로 1000 W의 전력을 주고 있고 포트 3은 무부하로 제어되고 있다. 그림 10(c)는 레그 전압과 커플링 인덕터 전류, 그림 10(d)는 커플링 인덕터 전압과 전류이다. 포트 1에서 포트 2로 280 W의 전력을 주

고 있고 포트 1에서 포트 3으로 720 W의 전력을 주고 있다. 한 포트의 무 부하제어가 실험적으로 가능함을 보였고, 위상차를 이용하여 전력을 제어할 수 있음을 실험적으로 보여주고 있다.

#### 5. 결 론

본 논문에서는 Three-port DC-DC 컨버터의 전력 흐름을 포트 간의 위상차에 따라 원하는 방향으로 원하는 전력제어가 가능함을 보였다. 또한, 전력제어 시 포트 간의 전력 커플링 문제를 디커플링 전력제어 알고리즘을 통하여 커플링 전력을 상쇄시키고 독립적으로 전력을 제어하는 방법을 분석하였다. 모의시험과 1 kW급 시작품을 통해 본 방법의 유효성을 검증하였다.

이 논문은 2018년 정부(교육부)의 재원으로 한국 연구재단의 지원을 받아 수행된 중견연구사업임 (2016R1A2B401193)

#### References

- [1] J. Y. Lee, H. J. Choi, J. Y. Kim, and J. H. Jung, "A control method to improve power conversion efficiency of three-level NPC-based dual active bridge converter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 2, Apr. 2017.
- [2] S. Bal, A. K. Rathore, and D. Srinivasan "Naturally clamped snubberless soft-switching bidirectional current-fed three-phase push-pull DC-DC converter for DC microgrid application," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 52, Mar./Apr. 2016.
- [3] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala "A three phase soft-switched high-power-density DC-DC converter for high power applications," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73, Jan./Feb. 1991.
- [4] P. Wang, W. Wang, and D. Xu, "A hardware decoupling method for series-resonance-based isolated three-port DC/DC converters," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Apr. 2018.
- [5] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, No. 5, pp. 2443-2453, Sep. 2008.
- [6] A. G. Ganz, "A simple, exact equivalent circuit for the three-winding transformer," *IRE Transactions on Component Parts*, Vol. 9, Dec. 1962.
- [7] A. Alonso, J. Sebastian, D. Lamar, M. Hernando, and A. Vazquez, "An overall study of a dual active bridge for

bidirectional DC-DC conversion," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE-Georgia 2010)*, Georgia (USA), Sep. 2010.

- [8] H. J. Choi and J. H. Jung, "Practical design of dual active bridge converter as isolated bi-directional power interface for solid state transformer applications," *J. Electr. Eng. Tech.*, Vol. 11, No. 5, pp. 1266-1273, Sep. 2016.
- [9] Y. Arkun, B. Manouslouthakis, and A. Palazoglu, "Robustness analysis of process control systems. A case study of decoupling control in distillation," *IEC Process Des Dev.*, Vol. 23, No. 1, pp. 93-101, Jan. 1984.



#### **심주영(沈周映)**

1993년 1월 27일생. 2018년 영남대 전기공학과 졸업. 2018년~현재 울산과학기술원 (UNIST) 전기전자컴퓨터공학부 석사과정.



#### **이준영(李準營)**

1993년 5월 3일생. 2016년 서강대 전자공학과 졸업. 2016년~현재 울산과학기술원(UNIST) 전기전자컴퓨터공학부 석박통합과정.



#### **최현준(崔賢俊)**

1989년 7월 5일생. 2014년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2014년~현재 울산과학기술원(UNIST) 전기전자컴퓨터공학부 석박통합과정.



#### **김학선(金學善)**

1959년 6월 3일생. 1986년 한국항공대 전자공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전자공학과 졸업(공박). 1993년~2008년 한밭대 교수. 2009년~2016년 삼성전기 및 삼성디스플레이 부사장. 2017년~현재 울산과학기술원(UNIST) 전기전자컴퓨터공학부 교수.



#### **정지훈(鄭智勳)**

1977년 3월 2일생. 2000년 포항공과대 (POSTECH) 전자전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공박). 2006년~2009년 삼성전자 책임연구원. 2009년~2010년 Texas A&M University at Qatar 박사후연구원. 2011년~2012년 한국전기연구원 선임연구원. 2013년~현재 울산과학기술원(UNIST) 전기전자컴퓨터공학부 부교수. 당 학회 기획이사.