

# 다중펄스 컨버터와 PWM 컨버터로 구성된 Back-to-Back 컨버터의 계통연계 성능 분석

鄭鍾圭\*, 沈命普\*\*, 李慧妍\*\*\*, 韓炳文†, 韓榮城\*\*\*\*, 鄭正周§, 張秉勳§§

## Performance Analysis of Grid Connected Back-to-Back Converter Composed of Multi-pulse Converter and PWM Converter

Jong-Kyou Jeong, Myong-Bo Shim, Hye-Yeon Lee, Byung-Moon Han  
Young-Seong Han, Chung-Choo Chung, and Byung-Hoon Chang

### 요 약

본 논문은 대규모 풍력단지를 교류 전력망에 연계하기 위한 3-레벨 PWM 컨버터와 3-레벨 24-펄스 컨버터로 구성된 하이브리드 Back-to-Back 컨버터의 성능을 비교한 결과에 대해 기술하고 있다. 또한 3-레벨 24-펄스 컨버터를 점호각만 제어하는 경우와 영 전압제어를 같이 수행하는 경우 각각이 제어와 고조파레벨에 미치는 영향을 비교 분석하였다. 구체적인 성능비교를 위해 먼저 PSCAD/EMTDC 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션을 실시하고 이를 바탕으로 2 kVA 용량의 하드웨어 축소모형을 제작하고 실험을 실시하였다. 시뮬레이션과 실험을 통해 영전압과 점호각을 동시에 조절하는 방식과 점호각만 제어하는 방식의 성능비교분석을 하였다.

### ABSTRACT

This paper describes the performance comparison results for a hybrid back-to-back converter, which is composed of a 3-level 24-pulse converter and a 3-level PWM converter, in order to interconnect a large scale wind farm with the power grid. Also it describes the performance comparison results when the 24-pulse converter operates in only firing-angle control, and both firing-angle and the zero-voltage control. For the purpose of systematic performance comparison, computer simulations with PSCAD/EMTDC software were carried out, and based on simulation results a scaled hardware model with 2 kVA rating was built and tested.

**Key Words** : VSC(Voltage Source Converter), Multi-pulse converter, Three-level NPC(Neutral point clamped) converter, PSCAD/EMTDC simulation

## 1. 서 론

최근 선진 각국에서는 친환경적인 전력생산을 위해 육상이나 해상에 대규모 풍력단지를 건설하고 이를 효율적으로 이용하기 위해 기존 전력망과 연계하여 운영하는 연구를 활발히 수행하고 있다. 일기상황에 따라 출력의 변화가 심한 풍력발전을 기존 전력망에 연계하기 위해서는 직류단이 공유된 2세트의 전압원 컨버터로 구성된 BTB(Back-to-Back) 컨버터를 필요로 한다.

BTB 컨버터를 구성하는 전압원 컨버터는 통상 용량이 10 MVA 이상에서는 스위칭손실에 따른 효율문제로 다중펄스 방식이 사용되고 있고 용량이 1 MVA

†교신저자 : 정회원, 명지대 전기공학과 교수

E-mail : erichan@mju.ac.kr

\*학생회원, 명지대 전기공학과 박사과정

\*\*정회원, LS전선 기술개발부 H&M팀 연구원

\*\*\*정회원, LS산전 HVDC연구팀 연구원

\*\*\*\*정회원, 효성중공업PG 전력PU 수석연구원

§정회원, 한양대 전기제어생체 공학부 교수

§§정회원, 한국전력연구원 송배전연구소 책임연구원

접수일자 : 2010. 8. 17

1차 심사 : 2010. 9. 4

심사완료 : 2010. 9. 28

이하에서는 PWM 방식이 채택되고 있다.<sup>[1][2]</sup> 그런데 PWM 방식은 점호각과 변조지수를 조절하여 연계된 전력망의 유무효전력을 독립적으로 제어할 수 있는 반면 다중펄스 방식은 점호각만 조절할 수 있어 유무효전력을 독립적으로 제어하려면 별도의 대책을 필요로 한다. 또한 PWM 방식에 비해 출력전압에 함유된 고조파를 저감하는 대책이 요구된다.

다중펄스 방식은 일반적으로 2-레벨 6-펄스 컨버터를 기본모듈로 하여 이 모듈을 정수배로 증가하면서 각 컨버터모듈은 전원에 연계하는 주변압기를 정수배로 증가하여 출력파형의 펄스수를 12-펄스, 18-펄스, 24-펄스 등과 같이 증가하여 고조파레벨을 낮출 수 있다. 따라서 시스템의 외형이 크고 컨버터가 2-레벨 6-펄스 구조일 경우 출력파형의 크기 조절이 불가능하다. 출력파형의 크기를 조절하기 위해서는 3-레벨 6-펄스 구조가 적절하다.<sup>[3][4][5]</sup>

시스템의 외형을 줄이는 방법으로 주변압기의 수는 고정하고 보조변압기를 추가하는 방법이 다양하게 제안되어 왔다.<sup>[6]</sup> 또한 직류단에 펄스수를 증가하는 보조 회로를 삽입하여 주변압기와 컨버터 모듈의 수를 절감하는 방식도 여러 연구자에 의해 제안된 바 있다.<sup>[7][8][9]</sup>

본 연구에서는 대규모 풍력발전단지를 전력망에 연계하는 BTB 컨버터의 구성에 있어 PWM 방식과 다중펄스 방식의 스위칭손실과 고조파레벨의 상호비교분석을 실시하였다. 이를 위해 3-레벨 PWM 컨버터와 3-레벨 24-펄스 컨버터로 구성된 BTB 컨버터의 동작과 성능을 분석하였다. 또한 3-레벨 24-펄스 컨버터를 점호각만 제어하는 경우와 영전압제어를 같이 수행하는 경우 각각이 제어와 고조파레벨에 미치는 영향도 비교분석하였다.

## 2. 전압원 Back-to-Back 컨버터

### 2.1 계통연계 전압원 컨버터

그림 1은 전압원 컨버터가 한 쪽은 직류회로에, 다른 한 쪽은 교류회로에 연결되어 있는 일반적인 회로도를 나타낸 것이다. 이 그림에서 직류 단에는 직류전압원  $V_{dc}$ , 직류저항  $R_{dc}$ , 컨버터의 직류전압을 안정화하는 직류캐패시터  $C_{dc}$ 로 구성되어 있다. 컨버터의 교류 단에는 연계용 리액터(coupling reactor)를 두어 연결점(PCC: point of common connection)의 교류전압  $V_{pcc}$ 와 결합되어 있다. 이 리액터는 컨버터가 공급하는 출력전류의 고조파를 저감하고 컨버터가 전력계통

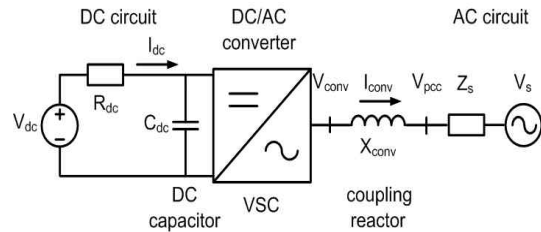


그림 1 전압원 컨버터의 회로도  
Fig. 1 Circuit diagram of voltage source converter

의 유효전력과 무효전력을 제어하는데 필요하다. 이 연계용 리액터는 각 상에 리액터를 직접 삽입하는 경우도 있으나 통상은 연계용 변압기의 누설인덕턴스를 사용한다. 직류 단에 병렬로 결합된 캐패시터와 교류 단에 직렬로 결합된 리액터는 전압원 컨버터가 적절히 동작하는데 필수적인 요소이다.

전압원 컨버터에서는 컨버터의 변조지수(modulation index)와 점호각을 조절하여 출력전압의 크기와 위상을 동시에 독립적으로 제어가 가능하다. 따라서 전압원 컨버터는 여자전압과 공급토크를 조절하여 출력전압의 크기와 위상을 동시에 독립적으로 제어하는 발전기와 동일하게 취급할 수 있다. 다만 전압원 컨버터는 전력용 반도체스위치를 사용하여 정지형이고 고속으로 출력전압의 조절이 가능하다. 반면에 발전기처럼 관성에 의한 에너지저장효과는 없어 계통고장에 따른 과급효과는 직접적이다.

회로적으로 계통에 연계된 전압원 컨버터는 계통에 연계된 발전기와 등가로 취급할 수 있어 전달하는 유·무효전력의 관계식은 다음과 같다.

$$P = \frac{V_{pcc} V_{conv}}{X_{conv}} \sin \alpha \tag{1}$$

$$Q = \frac{V_{pcc}^2 - V_{pcc} V_{conv} \cos \alpha}{X_{conv}} \tag{2}$$

전압원 컨버터는 출력전압  $V_{conv}$ 의 크기와 점호각  $\alpha$ 의 크기를 제어하여 유·무효전력의 제어가 가능하다. 위의 식 (1)에서 만일  $\alpha$ 가 양이면 유효전력은 교류계통으로 주입되고 이때 직류전류는 나가는 방향으로  $P_{dc} > 0$ 으로 되어 인버터로 동작되고 만일  $\alpha$ 가 음이면 교류계통으로부터 유효전력을 흡수하여 이때 직류전류는 들어오는 방향으로  $P_{dc} < 0$ 으로 되어 정류기로 동작한다. 또한 전압원 컨버터는 출력전압이 연결점의 전압과 동상인 점에서 그 크기를 제어하면 위의 식 (2)에서 무효전력의 제어가 가능하다. 따라서 교류계통으

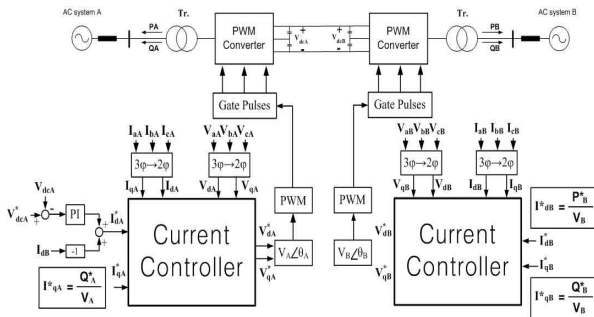


그림 2 BTB 컨버터의 제어블록도  
Fig. 2 Control diagram for BTB 컨버터

로 무효전력을 공급하여 용량성으로 동작하고, 교류계통에서 무효전력을 소모하여 유도성으로 동작한다.

2.2 Back-to-Back 컨버터의 유·무효전력제어

그림 2는 전압원 컨버터를 이용한 BTB 컨버터의 구조를 제어기를 포함하여 나타낸 것이다. BTB 컨버터는 두 대의 전압원 컨버터가 직류단을 공유하고 각각의 교류단은 두 개의 각기 다른 교류 전력계통과 결합된 구조를 갖는다. 통상 컨버터의 교류단을 전방으로 직류단을 후방으로 명명하였기 때문에 BTB 컨버터란 두 대의 컨버터가 후방 즉 직류단을 공통으로 결합한 컨버터를 의미한다.

BTB 컨버터는 주파수가 다른 두 개의 전력계통을 결합하여 양방향으로 유효전력의 흐름을 제어하고 결합된 교류계통의 무효전력을 독립적으로 제어한다. BTB 컨버터는 선로의 길이가 영인 즉 송전단과 수전단의 컨버터가 한 곳에 설치되어 운전되는 직류송전 즉 HVDC 시스템으로 간주할 수 있다. BTB 컨버터에서는 일반적으로 송전단의 교류전압을 변압기를 통해 낮추고 이 강하된 전압을 전력변환기에 가하여 직류전력을 얻는다. 이렇게 얻어진 직류전력은 반대편 전력변환기에 의해 교류전력으로 바뀌고 다시 변압기를 통해 승압한 후 수전단으로 보내진다.

BTB 컨버터의 유·무효전력의 제어는 앞 절에서 설명한 전압원 컨버터의 제어와 유사성을 갖으나 약간의 차이점을 갖는다. 송전단의 유·무효전력을 각각 PA, QA 라 하고 수전단의 유·무효전력을 각각 PB, QB 라고 하면 이 네 개의 제어출력을 각 컨버터의 출력전압의 크기와 위상으로 제어해야 한다. 그런데 컨버터의 손실을 무시하면 PA와 PB는 동일하다. 따라서 BTB 컨버터에서는 송전단에서 유·무효전력을 제어하고 수전단에서는 직류전압과 무효전력을 제어하거나, 또는 송전단에서 무효전력과 직류전압을 제어하고

수전단에서 유·무효전력을 제어하는 방식을 채택한다. 본 논문에서는 후자의 방식을 택한 것으로 가정한다.

그림 2에 보인바와 같이 BTB 컨버터에서 유·무효전력의 제어는 전류제어기에 의해 구현되고 3상전원에서의 제어이므로 d-q변환과 역변환을 사용한다. 또한 송전단과 수전단이 비동기상태이고 주파수가 다를 수가 있으므로 각각 송전단과 수전단의 전압에 동기화되어 제어가 이루어져야 하므로 별도의 PLL(phase locked loop)을 필요로 한다.

그림 2에서 송전단 컨버터는 직류전압제어기가 있어 실측한 직류링크전압을 기준값과 비교하여 PI제어기를 통하여 유효전류의 기준값  $i_d^*$ 를 생성한다. 그런데 송전단의 유효전력과 수전단의 유효전력은 유사한 크기로 직접관계 되어있어 수전단의 유효전류를 Feed-Forward 하여 기준값을 보정한다. 이렇게 보정된 유효전류의 기준값은 실측유효전류와 비교하여 PI제어기를 거쳐 컨버터의 유효전압성분을 생성한다. 이 유효전압성분은 실측유효전압성분과 합쳐지고 다시 무효전류성분에서 공급되는 교차성분만큼 보정된 후 컨버터가 출력해야 할 기준유효전압  $v_d^*$ 를 생성한다. 한편 기준무효전류는 기준무효전력  $Q^*$ 를 정격단자전압으로 나누어 기준무효전류  $i_q^*$ 를 생성한다. 이렇게 생성된 무효전류의 기준값은 실측무효전류와 비교하여 PI제어기를 거쳐 컨버터의 무효전압성분을 생성한다. 이 무효전압성분은 실측무효전압성분과 합쳐지고 다시 유효전류성분에서 공급되는 교차성분만큼 보정된 후 컨버터가 출력해야 할 기준무효전압  $v_q^*$ 를 생성한다. 이렇게 형성된 기준 유·무효전압  $v_d^*$ 와  $v_q^*$ 를 역변환하면 컨버터가 출력해야 하는 기준상전압  $v_a^*, v_b^*, v_c^*$ 가 생성된다. PWM 컨버터의 경우 이 기준 상전압을 삼각파 반송파와 비교하여 컨버터스위칭소자의 게이트에 공급할 펄스를 생성한다. 수전단에서 사용하는 제어기에서는 유효전류의 기준값  $i_d^*$ 를 유효전력의 기준값  $P^*$ 를 정격단자전압으로 나누어 생성하는 점을 제외하고는 나머지 모든 제어과정은 동일하다.

3. 3-레벨 다중펄스 컨버터

3-레벨 컨버터는 직류단 전압의 1/2값으로 스위칭소자에 걸리는 전압이 나타날 뿐만 아니라, 동일 스위칭 주파수로 동작하는 2레벨 컨버터에 비하여 입력전류의 발생 고조파 성분이 상대적으로 감소하는 효과를 보여주고 있다. 그러나 사용하는 스위칭 소자의 개수

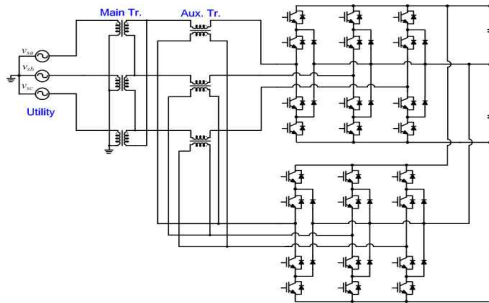


그림 3 보조변압기를 이용한 다중펄스 컨버터  
Fig. 3 Configuration of multi-pulse converter with auxiliary transformer

가 2배로 증가하는 경제적인 부담이 있으므로, 3-레벨 시스템의 적용은 시스템의 환경 즉 회로전압, 용량 및 허용 고조파 전류의 크기 등을 충분히 고려 할 필요가 있다. 본 논문에서 제안하는 하이브리드 BTB 컨버터는 대규모 풍력발전단지에서 생산되는 전력을 교류계통에 연계하거나, 두 개의 서로 다른 계통을 연계하는 것이 목적이므로 대용량으로 구성되어야 한다. 그러므로 양 쪽 컨버터 모두 3-레벨 컨버터로 구성하였다.

### 3.1 3-레벨 다중펄스 컨버터의 구조

그림 3은 보조변압기를 이용한 다중펄스 컨버터의 구조를 나타낸 것이다. 다중펄스방식의 경우 통상적으로 전압원 컨버터 2대를 직렬로 결합하여 상단컨버터의 점호각과 하단 컨버터의 점호각을 상이하게 동작시켜 연계된 교류계통의 유·무효전력을 독립적으로 제어한다.

제안하는 다중펄스 컨버터의 경우 컨버터의 상·하단 점호각을 제어하는 방식이 아닌, 출력전압의 점호각과 영 전압 폭을 제어하는 단일펄스폭변조방식을 적용하였다. 단일펄스폭변조방식의 경우 컨버터 출력전압의 크기와 위상제어가 가능하므로 PWM 컨버터와 같이 유·무효전력의 제어가 독립적으로 가능하고, 스위칭 손실을 줄일 수 있다는 장점을 갖는다.

### 3.2 출력전압의 크기제어

일반적인 3-레벨 다중펄스 컨버터의 준 구형파 출력전압은 식 (3)과 같고 제안하는 다중펄스 컨버터 출력전압의 기본파 크기는 식 (4)와 같다.

식 (4)에서 DC-Link전압  $V_{DC}$ 를 일정한 값으로 제어하고 이 때 영 전압 폭  $\gamma$ 를 조절한다면 출력전압  $V_{AO}$

$$V_{AO} = \frac{2}{\pi} V_{DC} \cos \gamma \quad (3)$$

$$V_{AO} = \frac{2}{\pi} V_{DC} \cos \frac{\pi}{24} \cos \gamma \quad (4)$$

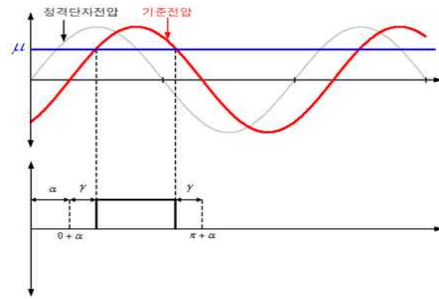


그림 4 단일 펄스폭 변조방식  
Fig. 4 Single pulse width modulation

의 크기를 제어할 수 있음을 알 수 있다. 본 논문에서는 다중펄스 컨버터의 출력전압의 영 전압 폭  $\gamma$ 를 조절하기 위하여 단일 펄스폭 변조방식을 사용하였다.

그림 4는 단일 펄스폭 변조방식을 나타낸 것이다. 단위 크기를 갖는 기준전압과  $\mu$ (mu)의 비교를 통해 게이트 펄스가 생성되며,  $\mu$ 의 크기가 0에서 1로 변화함으로써 출력전압의 영 전압 폭  $\gamma$ 가 제어되는 것을 알 수 있다. 한편 식 (4)를 영 전압 폭  $\gamma$ 에 대해서 정리하면 식 (5)와 같다.

$$\cos \gamma = \frac{2}{\pi} \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \cos \frac{\pi}{24} \quad (5)$$

각 컨버터의 동작은 전류제어기에 의해 이루어진다. 전류제어기의 출력전압의 크기  $V_{ref}$ 를 제어하면 식 (5)에 의해  $\cos \gamma$ 를 제어할 수 있다.

그림 4와 같이 기준신호가 단위 사인파라고 할 때  $\mu = \sin \gamma$ 가 되며 결국 식 (6)에서와 같이 전류제어기의 출력전압 제어를 통해  $\cos \gamma$ 를 조절할 수 있고,  $\mu$ 를 제어하게 되어, 영 전압 폭  $\gamma$ 가 제어되는 것을 알 수 있다.

$$\mu = \sqrt{1 - \cos^2 \gamma} \quad (6)$$

## 4. 하이브리드 Back-to-Back 컨버터

본 논문에서는 3-레벨 다중펄스 컨버터와 PWM 컨버터로 구성된 하이브리드 BTB 컨버터 시스템을 제안하였다. 또한 다중펄스 컨버터의 제어방식을 영 전압 폭과 점호각을 모두 제어하는 방식과 점호각만을 제어하는 방식으로 나누어 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 비교분석하였다. 그림 5는 하이브리드 BTB 컨버터의 각각의 제어방식에 따른 동작을 나타낸 것이다.

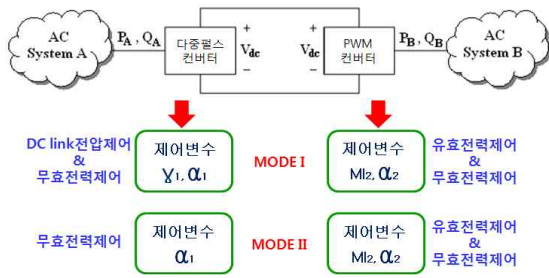


그림 5 하이브리드 BTB 컨버터의 제어방식  
Fig. 5 Two control scheme for hybrid BTB converter

### 4.1 영 전압 폭과 점호각 제어

그림 6은 다중펄스 컨버터가 영 전압 폭과 점호각을 모두 제어하는 경우의 제어기 구성을 나타낸 것이다. 앞 절에서 말했듯이 컨버터의 동작은 전류제어기를 통해 이루어지며 전류제어기의 출력기준전압의 크기와 위상을 제어함으로써 컨버터의 출력전압의 크기와 위상을 제어하게 된다. 전류제어기에서 생성된 출력기준전압의 크기를 식 (7)에 넣으면 출력전압의 영 전압 폭  $\gamma$ 를 구할 수 있고, 또한 유효성분전압과 무효성분전압을 식 (8)에 대입하면 점호각  $\alpha$ 를 구할 수 있다.

$$\gamma = \cos^{-1}\left(\frac{2}{\pi} \frac{V_A}{V_{DC}} \cos \frac{\pi}{24}\right) \quad (7)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_q^*}{V_d^*}\right) \quad (8)$$

하이브리드 BTB 컨버터 시스템은 다중펄스 컨버터 측에서 DC link전압을 일정하게 제어하고, PWM 컨버터 측에서 유효전력의 흐름을 양방향으로 제어하도록 하였다. 또한 각 컨버터가 연계된 계통의 무효전력은 각각 독립적으로 제어하도록 하였다.

### 4.2 점호각 제어

그림 7은 다중펄스 컨버터가 점호각( $\alpha$ )만을 제어하는 경우의 제어블록도이다.

다중펄스 컨버터가 점호각( $\alpha$ )만을 제어할 경우  $\mu$ 는 일정한 값으로 고정되며 이 때 출력전압 파형은 24펄스로 출력이 되어 전류 고조파를 줄일 수 있다. 제어기에서는 기준 무효전력을 계통전압으로 나누어 무효성분 기준전류를 생성하고 생성된 기준전류는 실측 무효전류와 비교되어 오차를 계산하게 된다. 계산된 오차는 PI제어기를 거쳐 점호각을 생성하고 생성된 점호각을 고려하여 게이트 신호를 인가함으로써 컨버터를 동작시킨다.

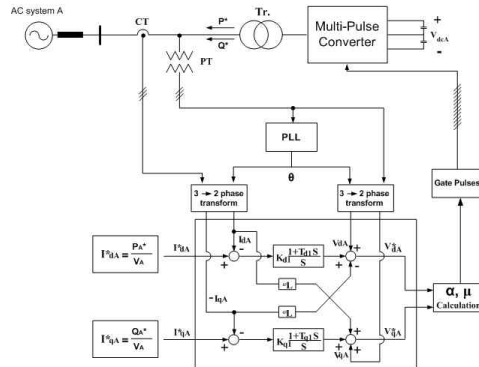


그림 6 영전압 폭과 점호각 제어기 구성도  
Fig. 6 Configuration of zero-voltage and firing-angle control

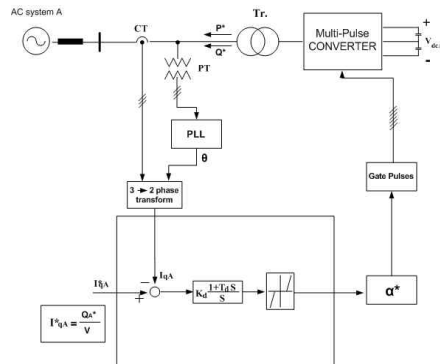


그림 7 점호각 제어기 구성도  
Fig. 7 Configuration of firing-angle control

## 5. PSCAD/EMTDC 시뮬레이션

하이브리드 BTB 컨버터를 계통연계시스템으로 적용하기 위해 PSCAD/EMTDC 프로그램을 이용하여 시스템 동작특성 및 제어기의 성능해석을 실시하였다. 전력회로는 회로소자, 스위치, 변압기를 사용하여 구성하였고, 제어기는 C 인터페이스 모듈을 이용하여 C 코드로 구성하였다. 그림 8은 3-레벨 다중펄스 컨버터와 PWM 컨버터로 구성된 하이브리드 BTB 컨버터의 전력회로를 보여준다. 시뮬레이션에 사용된 회로정수는 표 1에 나타냈다.

### 5.1 제어방식에 따른 시뮬레이션 결과

그림 9는 2가지 제어방식에서의 동작특성을 시뮬레이션 결과파형을 통해 비교한 것이다. 그림 9 (a)는 출력전압 THD를 비교한 것이다. 영 전압 폭( $\gamma$ )과 점호각( $\alpha$ ) 제어를 수행할 때 출력전압은 12-펄스로 나타나

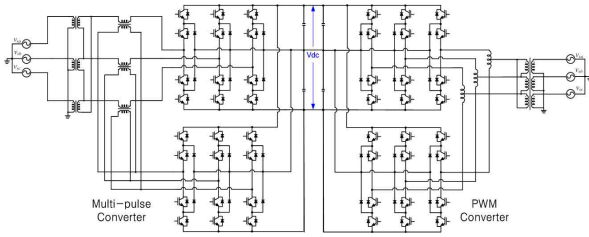


그림 8 하이브리드 BTB컨버터의 구성도  
Fig. 8 Configuration of hybrid BTB converter

표 1 시뮬레이션 회로정수  
Table 1 Simulation parameters

계통 전압		3Φ 220[V] 60[Hz]	
직류 캐패시터		3300[μF] × 2 (직렬)	
변압기	다중스텝 컨버터	주 변압기	220[V]/622[V] (Y-Δ)
		보조 변압기	179[V]/311[V] (Y-Δ)
	PWM 컨버터	주 변압기	220[V]/220[V] (Y-Δ)
		중간탭 리액터	600[μH]
스위칭 주파수	다중스텝 컨버터	60[Hz]	
	PWM 컨버터	10[kHz]	
시스템 용량		4[kVA]	

고, 영 전압 폭은 일정한 값으로 고정하고, 점호각 제어만을 수행할 때 출력전압의 파형은 24-펄스로 나타나므로 출력전압 THD는 점호각만을 제어할 경우에 더 낮음을 알 수 있다. 그림 9 (b), (c)는 각 제어방식에서 유·무효전력제어 성능을 확인한 것이다. 유효전력은 다중펄스 컨버터에서 PWM 컨버터로 전달되는 것을 양(+)의 값으로 하였으며, 시뮬레이션 시나리오는 표 2와 같이 수행하였다. 영 전압과 점호각을 모두 제어하는 구성에서는 컨버터에 연계된 계통의 무효전력을 독립적으로 제어하고 점호각만을 제어하는 경우, 다중펄스 컨버터는 무효전력을 0으로 제어함으로써 DC-link전압을 일정하게 제어하도록 하였다. 그림 9 (d)는 각 제어방식에서의 제어 응답성을 비교한 것이다. 왼쪽 파형은 영 전압 폭과 점호각 제어를 수행한 결과파형이며, 오른쪽 파형은 점호각만을 제어한 경우의 결과파형이다. 영 전압 폭과 점호각 제어를 수행할 경우 제어응답성은 점호각 제어를 수행할 때보다 빠른 것을 확인할 수 있다. 그림 9 (e)와 (f)는 서로 다른 제어방식으로 동작하는 다중펄스 컨버터의 출력전류 파형을 나타낸 것이다. 영 전압 폭과 점호각을 제어하는 경우 전류 THD는 5.2%이며, 점호각만을 제어하는 경우 전류 THD는 3.5%로 더 낮은 것을 확인할 수 있었다.

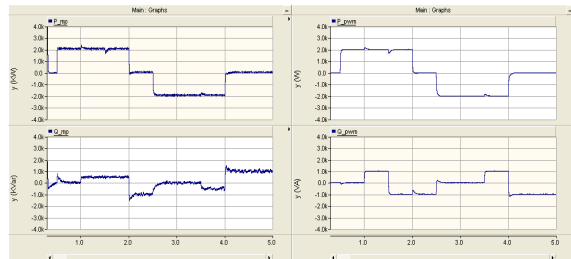
표 2 유·무효전력 기준값 시나리오  
Table 2 Active and reactive power reference scenario

(a) 영 전압과 점호각 제어

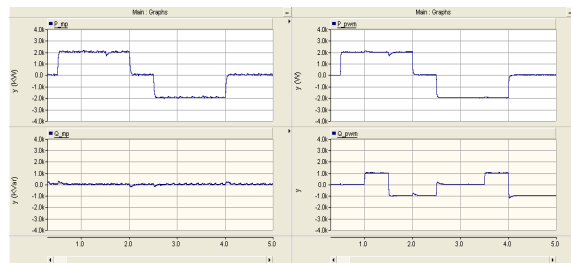
	0.0 ~ 0.5	0.5 ~ 1.0	1.0 ~ 1.5	1.5 ~ 2.0	2.0 ~ 2.5	2.5 ~ 3.0	3.0 ~ 3.5	3.5 ~ 4.0	4.0 ~ 4.5	4.5 ~ 5.0
Pref	0	2000			0	-2000			0	
Qref_p	0	1000	-1000		0	1000	-1000		0	
Qref_m	0	500		-1000		0	-500		1000	

(b) 점호각 제어

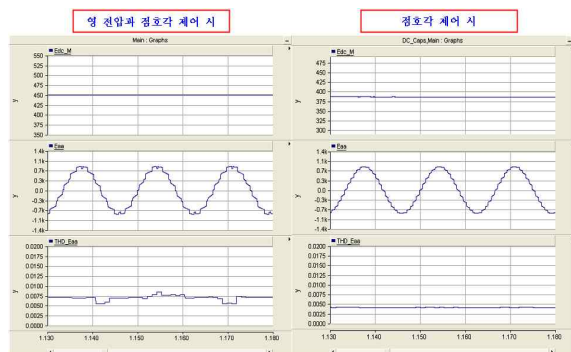
	0.0 ~ 0.5	0.5 ~ 1.0	1.0 ~ 1.5	1.5 ~ 2.0	2.0 ~ 2.5	2.5 ~ 3.0	3.0 ~ 3.5	3.5 ~ 4.0	4.0 ~ 4.5	4.5 ~ 5.0
Pref	0	2000			0	-2000			0	
Qref_p	0	1000	-1000		0	1000	-1000		0	
Qref_m	0									



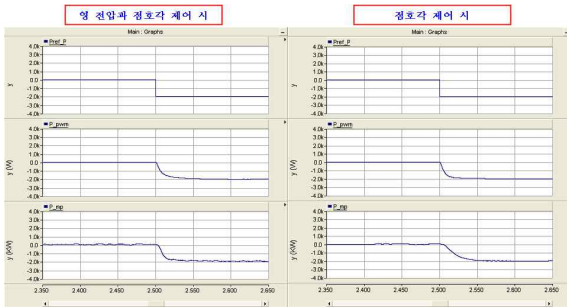
(a) 영 전압과 점호각 제어 시 유·무효전력제어



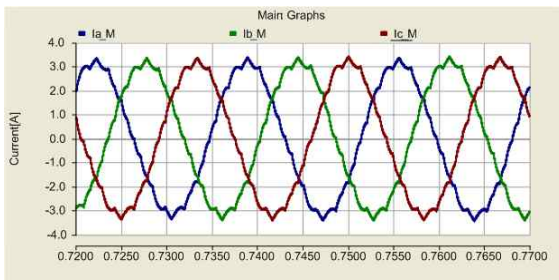
(b) 점호각만 제어 시 유·무효전력제어



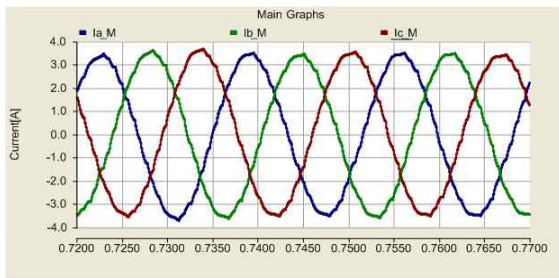
(c) 출력전압파형과 THD



(d) 제어 응답속도



(e) 영 전압과 점호각 제어 시 다중펄스 컨버터 출력전류



(f) 점호각만 제어 시 다중펄스 컨버터 출력전류

그림 9 2가지 제어방식에 따른 시뮬레이션 결과파형  
Fig. 9 Simulation results for two control schemes

### 6. 축소모형실험

하이브리드 BTB컨버터 시스템의 하드웨어구현 가능성을 확인하기 위해 앞서 수행한 시뮬레이션 결과를 바탕으로 하드웨어 시스템을 구성하였다. 그림 10은 제안하는 컨버터의 축소모형을 나타낸 것이다. 좌측에는 다중펄스 컨버터를 두었고, 우측에는 PWM 컨버터를 두었으며 DC-link를 서로 공유하도록 구성하여 BTB 컨버터로 동작하도록 하였다.

축소모형에 사용된 하드웨어 회로정수는 5절에서 수행한 시뮬레이션 회로정수와 동일하다. 또한 그림 11(a), (b)의 실험 시나리오는 5절에서 수행한 시뮬레이션의 유·무효전력 기준값 시나리오와 동일하며 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 측정된 유·무효전력량이 기준

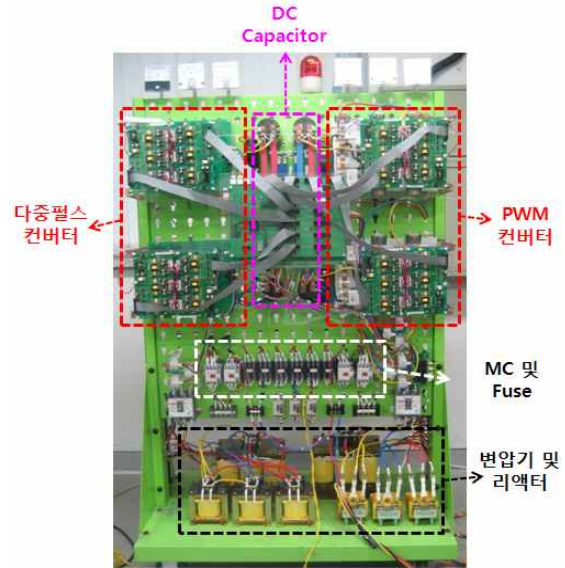
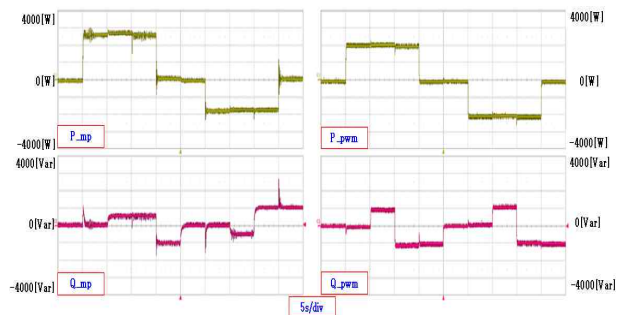
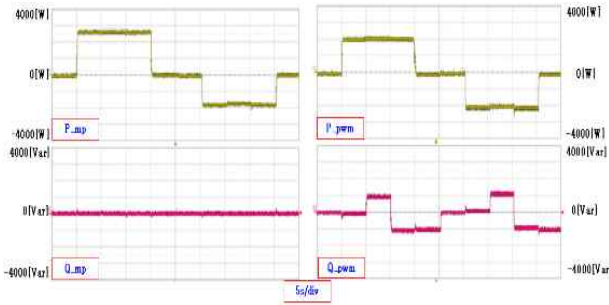


그림 10 하이브리드형 BTB 컨버터의 축소모형  
Fig. 10 Scaled model of hybrid BTB converter

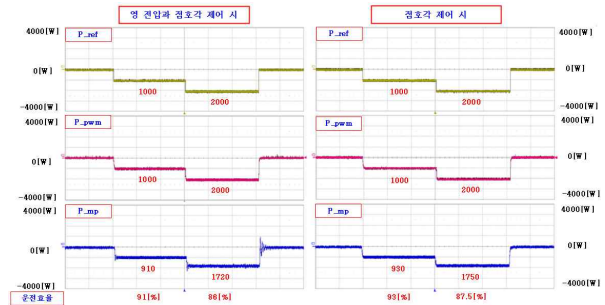
값을 잘 추종하는 것을 확인 할 수 있다. 그림 11(c)는 제어방식에 따른 다중펄스 컨버터의 출력전압 파형을 나타낸 것이다. 출력전압의 THD는 점호각만 제어시에 더 낮게 나타나는 것을 확인하였다. 그림 11(d)는 제어응답성을 비교한 것으로 영 전압 폭과 점호각을 제어하는 방식이 비교적 빠른 응답성을 보이는 것을 확인하였다. 그림 11(e)와 (f)는 서로 다른 제어방식으로 동작하는 다중펄스 컨버터의 출력전류 파형을 나타낸 것이다. 영 전압 폭과 점호각을 제어하는 경우 전류 THD는 6.7%이며, 점호각만을 제어하는 경우 전류 THD는 3.4%로 더 낮은 것을 확인 할 수 있었다. 그림 11(g)는 각 제어방식에서 BTB 컨버터를 정격으로 운전하였을 때 운전효율을 비교한 것이다. 측정결과 점호각만 제어하는 경우에 운전효율이 더 좋게 나타나는 것을 확인할 수 있었다.



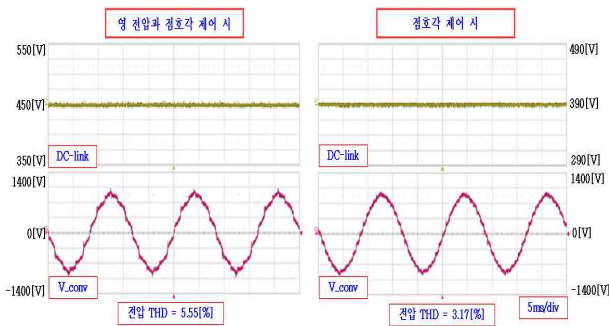
(a) 영 전압과 점호각 제어 시 유·무효전력제어



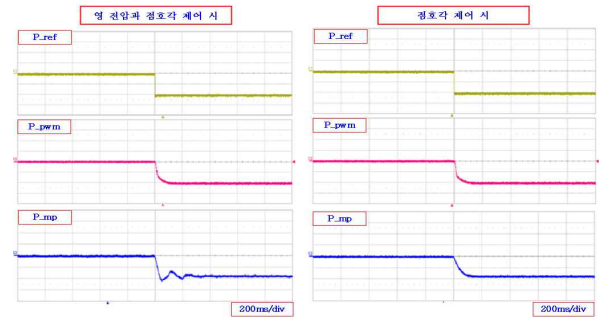
(b) 점호각만 제어 시 유효·무효전력제어



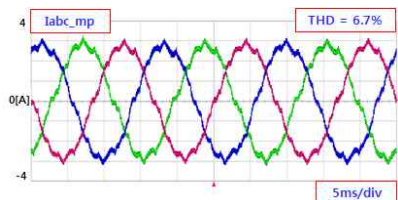
(g) 운전효율



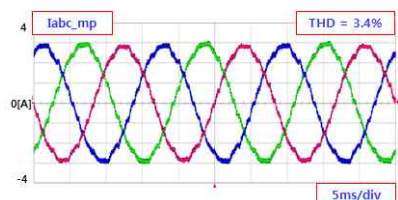
(c) 출력전압파형과 THD



(d) 제어 응답속도



(e) 영 전압과 점호각 제어 시 다중펄스 컨버터 출력전류



(f) 점호각만 제어 시 다중펄스 컨버터 출력전류

그림 11 2가지 제어방식에 따른 실험 결과  
Fig. 11 Experimental results for two control schemes

## 7. 결 론

본 논문에서는 대규모용량단지를 전력망에 연계하는데 유용한 BTB 컨버터를 3-레벨 24-펄스 컨버터와 PWM 컨버터로 구성하고 각 컨버터의 손실과 고조파 레벨에 대해 성능을 비교분석하였다. 또한 3-레벨 24-펄스 컨버터를 점호각만 조절할 경우와 영전압을 추가로 제어할 경우에 대해 시뮬레이션과 실험을 통해 제어와 고조파레벨 측면에서의 성능도 비교분석하였다.

3-레벨 24-펄스 컨버터를 제어하는 방식에 있어서 영전압과 점호각을 동시에 조절하는 방식은 24-스텝 컨버터가 12-스텝으로 동작함으로써 출력전압의 고조파 레벨이 증가하고 스위칭 손실이 다소 증가하여 점호각만 제어하는 방식에 비해 효율이 낮지만 DC-link 전압을 일정하게 안정적으로 제어하면서 2개의 전력망의 유효전력과 무효전력을 완전히 독립적으로 제어할 수 있는 장점이 있다. 반면에 점호각만 제어하는 방식은 출력이 변동하는 시점에서 DC-link 전압의 과도현상이 발생하고 영 전압과 점호각을 제어하는 방식에 비해 제어응답이 다소 느리지만 24-스텝의 출력전압 파형을 얻음으로써 다중스텝 컨버터의 출력전압과 출력전류의 고조파 레벨을 낮출 수 있는 장점이 있다.

본 논문은 지식경제부 지원으로 수행한 "IT 기반의 대용량 전력수송 제어시스템"의 연구 결과물로서, 관계부처에 감사드립니다.

## 참 고 문 헌

[1] K. Oguchi, Y. Maki, Y. Sunaga "Three-Phase Multilevel Voltage Source Converters with Low



Switching Frequencies and Less-Distorted Input Voltages", *Industry Applications Society Annual meeting*, Conference Record of the 1993 IEEE, Vol. 2, pp. 878, 1993, Oct., 2-8.

[2] C. Schauder, et. al., "Development of a  $\pm 100$ Mvar static condenser for voltage control of transmission systems", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, pp. 1486-1493, 1995, July.

[3] Portillo, R.C. Prats, M.M. Leon, J.I. Sanchez, J.A. Carrasco, J.M. Galvan, E. Franquelo, L.G. "Modeling Strategy for Back-to-Back Three-Level Converters Applied to High-Power Wind Turbines", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 53, No. 5, pp. 1483-1491, 2006, October.

[4] 이혜연, 이지현, 한병문, 리위룽, 최남섭, "직류송전 적용을 위한 18-스텝 Back-to-Back 전압원 컨버터에 관한 연구", *대한전기학회 학술대회 논문집*, Vol. 58, No. 4, pp. 748-755, 2009.

[5] B. Han, S. Baek, B. Bae, J. Choi, "Back-to-Back HVDC system using a 36-step voltage source converter", *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 153, No. 6, pp.677-683, 2006, November.

[6] D. Ramey, "Design, Installation, and Operation of American Electric Power (AEP) 320MVA Unified Power Flow Controller (UPFC)", EPRI (Electric Power Research Institute), Palo Altos, CA, Tech. Rep. TR-113839, 1999, Nov.

[7] Kalyan K. Sen, Eric J. Stacey, "UPFC - Unified Power Flow Controller : Theory, Modeling, and Application", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 4, pp. 1453-1460, 1998.

[8] 한영성, 정정주, 최중윤, 김대회, 서인영, "10MVA STATCOM 설치 및 운영현황 사례 소개", *대한전기학회 학술대회 논문집*, pp. 371-372, 2008.

[9] S. Masukawa and S. Iida, "A Method for Reducing Harmonics in output Voltages of a Double-Connected Inverter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, pp. 543-550, 1994, September.

저 자 소 개



**정종규(鄭鍾圭)**

1981년 3월 21일생. 2008년 명지대 전기공학과 졸업. 2010년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



**심명보(沈命普)**

1983년 10월 24일생. 2008년 명지대 전기공학과 졸업. 2010년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 LS전선(주) 기술개발부문 H&M팀 연구원.



**이혜연(李慧妍)**

1984년 8월 25일생. 2008년 명지대 전기공학과 졸업. 2010년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 LS산전(주) HVDC연구팀 연구원.



**한병문(韓炳文)**

1976년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 미 아리조나 주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1992년~1993년 미 Westinghouse 중앙연구소 선임연구원. 1996년~현재 명지대 전기공학과 교수.



**한영성(韓榮城)**

1967년 11월 4일생. 1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한양대학교 전기제어생체 공학부 박사과정 재학. 1991년~현재 (주)호성 중공업연구소 수석연구원.



**정정주(鄭正周)**

1958년 9월 5일생. 1981년 서울대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 미 남가주대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년~현재 한양대 전기제어생체 공학부 교수.



**장병훈(張秉勳)**

1964년 3월 21일생. 1989년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 한전 전력연구원 송배전연구소 책임 연구원.