

펄스다중화 보조회로를 이용한 36-펄스 Back-to-Back 전압원 컨버터의 직류송전 적용연구

論 文
55A-3-2

Study on 36-pulse Back-to-Back Voltage Source Converter with Pulse-Interleaving Auxiliary Circuit for HVDC Application

白承澤*·崔俊英**·韓炳文†
(Seung-Taek Baek · Jun-Young Choi · Byung-Moon Han)

Abstract - This paper proposes a 36-pulse back-to-back voltage source converter using four sets of 12-pulse bridges with pulse-interleaving auxiliary circuit. The proposed back-to-back voltage source converter has an independent control capability of active power and reactive power at the ac connection point. The principle of increasing the number of pulses was analyzed using theoretical approach. The operational feasibility of proposed system was verified through computer simulations with PSCAD/EMTDC software. The proposed back-to-back converter can be widely used for the HVDC and FACTS devices.

Key Words : 36-펄스 컨버터, Back-to-Back 컨버터, 펄스다중화, 보조브리지회로

1. 서 론

전압원 컨버터에는 단일 브리지를 구성하고 있는 각 스위칭 소자를 PWM방식으로 동작하는 PWM 컨버터, 그리고 2기 이상의 브리지를 변압기로 결합하여 출력파형을 형성하는 다중펄스 컨버터가 있다. PWM 컨버터의 경우 단일 브리지를 사용하므로 시스템구성이 간단하나 각 스위칭 소자를 교류한주기당 여러 번 스위칭을 하므로 스위칭 손실이 커 대용량에 적용이 어렵다. 반면 다중펄스 컨버터는 교류한주기당 한번 스위칭을 하기 때문에 스위칭 손실은 적으나 출력파형의 고조파레벨을 낮추기 위해 펄스수를 증가하여야 한다.

출력파형의 펄스수를 증가하기 위해 이미 다양한 방식이 사용되어 왔다[1,2]. 이중 가장 단순한 방식은 컨버터의 브리지수와 교류출력 단에 결합되는 변압기수를 증가하여 펄스수를 증가하는 것이다. 그러나 이 방식의 경우 브리지와 변압기의 수가 증가하여 시스템 외형이 크고 비용이 높은 단점을 갖는다. 이러한 단점을 보완하고자 변압기와 브리지 사이에 보조변압기를 두어 주변압기수를 증가하지 않고 펄스수를 증가하는 방법이 사용되어 왔다[3]. 그러나 이 경우 보조변압기의 결선구조가 복잡하여 제작이 어렵고 비용절감수준도 높지 않은 단점을 갖는다.

이러한 단점을 해결하기 위한 방법으로 직류 단에 보조회

로를 삽입하여 직류커패시터에 걸리는 일정한압에 보조변압기와 브리지회로를 사용하여 펄스형태의 전압을 중첩하여 출력파형을 형성하는 방법이 제안되었다[4,5,6]. 하지만 이 방식의 경우 보조회로에서 전압중첩을 위하여 탭-변압기를 사용하는데 탭-변압기는 외형이 크고 제작 상 변압비가 정확히 일치하기 어렵다. 따라서 실제 하드웨어 구현 시 출력파형의 대칭성이 결여되어 고조파 발생이 우려되고 외형이 큰 단점을 갖는다.

본 연구에서는 보조회로로 H-브리지 대신 3-레벨 반브리지를 사용하고 탭-변압기 대신에 보통변압기를 사용하는 36-펄스 컨버터 4대로 구성된 새로운 구조의 Back-to-Back 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터의 동작과 성능을 검증하기 위해 PSCAD/EMTDC 소프트웨어에 의한 시뮬레이션을 실시하였다.

2. 36-펄스 전압원컨버터

본 논문에서는 그림 1에 보인 것과 같이 직류 단에 보통변압기와 3-레벨 반브리지로 구성된 보조회로를 갖는 새로운 구조의 36-펄스 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터의 동작원리를 이해하기 쉽게 하기위해 컨버터를 이상적이라고 가정하면 DC 커패시터의 전압은 동일한 v_{dc} 로 정의할 수 있다.

따라서 그림 1의 Y로 연결된 컨버터와 Δ 로 연결된 컨버터의 직류전압은 DC 커패시터의 전압 v_{dc} 와 보조브리지의 주입전압 v_{aux} 로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_Y = v_{dc} + v_{aux} \quad (1)$$

$$V_{\Delta} = v_{dc} - v_{aux} \quad (2)$$

† 교신저자, 正會員 : 明知大 電氣工學科 教授 · 工博

E-mail : erichan@mju.ac.kr

* 正會員 : 明知大 차세대전력기술연구소 연구원 · 工博

** 學生會員 : 明知大 電氣工學科 碩士課程

接受日字 : 2005年 9月 14日

最終完了 : 2005年 11月 30日

이 관계식으로부터 각 컨버터의 출력 AC 전압은 주입전압 v_{aux} 에 의해서 동시에 조절 가능하다. 한편 주입전압 v_{aux} 는 보조브리지회로의 스위칭 패턴과 주입변압기의 권선비에 의해 결정된다. 따라서 주입전압 v_{aux} 는 0, kVdc, -kVdc 인 3-레벨 값으로 정해진다.

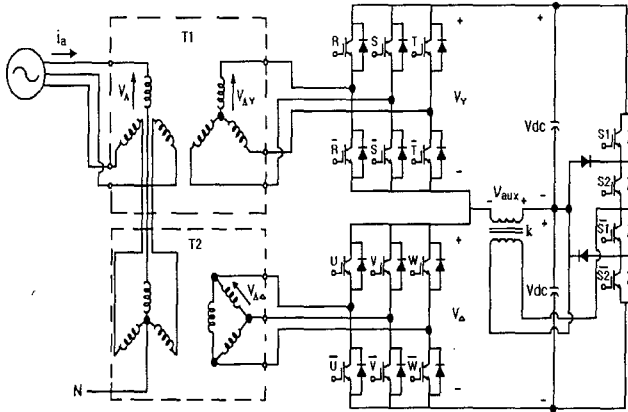


그림 1. 새로운 보조회로를 이용한 36-펄스 컨버터
Fig. 1. 36-pulse converter with new auxiliary converter

그림 1에서 개방_Y-Y와 Y-Δ 변압기로 연결된 두 대의 컨버터 시스템은 교류 측의 상전압을 30° 위상차를 갖도록 하여 12펄스를 발생하게 되며, 보조브리지회로는 30° 마다 동작하기 때문에 주입전압 v_{aux} 는 기본 주파수에 6배에 해당하는 펄스를 형성하게 된다. 그렇기 때문에 컨버터 시스템의 변압기 1차 측에 36펄스의 전압을 형성하게 된다.

보조회로에 사용되는 변압기의 권선비 k는 출력 상전압과 형의 고조파수준을 최소화하도록 결정하여야 하는데, 본 연구에서는 고조파분석을 통해 $k = 0.654$ 일 때 전고조파 왜형을 THD가 4.83%로 최소 값이 되는 것을 확인하였다.

그림 2는 시뮬레이션에 의해 제안하는 36-펄스 컨버터의 각 부분의 파형을 나타낸 것이다. 그림 2(a)는 보조브리지회로의 출력파형을 보인 것으로 교류 한주기당 12개의 펄스가 존재하여 30° 마다 동작함을 알 수 있다. 그림 2(b)와 (c)는 상단과 하단 브리지의 직류 단에 인가되는 전압파형을 V_{Δ} 와 V_Y 를 나타낸 것이다. 직류전압 v_{dc} 에 v_{aux} 를 가하거나 감한 파형을 나타낸다. 그림 2(d)와 (e)는 상단과 하단 브리지의 교류 단의 전압파형을 나타낸 것이다. 이 두 파형의 합은 그림 2(f)에 보인 36-펄스 파형이 됨을 알 수 있다.

그림 3은 제안하는 36-펄스 컨버터의 각 부분의 실험파형을 나타낸 것이다. 그림 3(a)는 보조브리지회로의 출력전압 v_{aux} 의 파형을 나타낸 것이다. 이 파형의 스위칭주파수는 컨버터브리지 보다 6배 높은 360Hz인 3-레벨 펄스형태로 약간의 과도전압이 수직상승 단이나 수평상승 단에 나타나는 것을 알 수 있다. 이 과도전압은 보조변압기의 누설리액턴스와 관련되어 있는데 과도전압을 낮추기 위해서는 누설리액턴스가 작아야한다. 그림 3(b)와 (c)는 그림 2(d)와 (e)와 동일한 파형을 나타낸 것이다. 시뮬레이션 결과와 거의 동일한 전압 파형을 확인할 수가 있다. 그림 3(d)는 교류 측 출력전압의

파형을 나타낸 것인데 약간의 굴곡은 있으나 전체 파형은 정현에 가까운 형태를 갖는다.

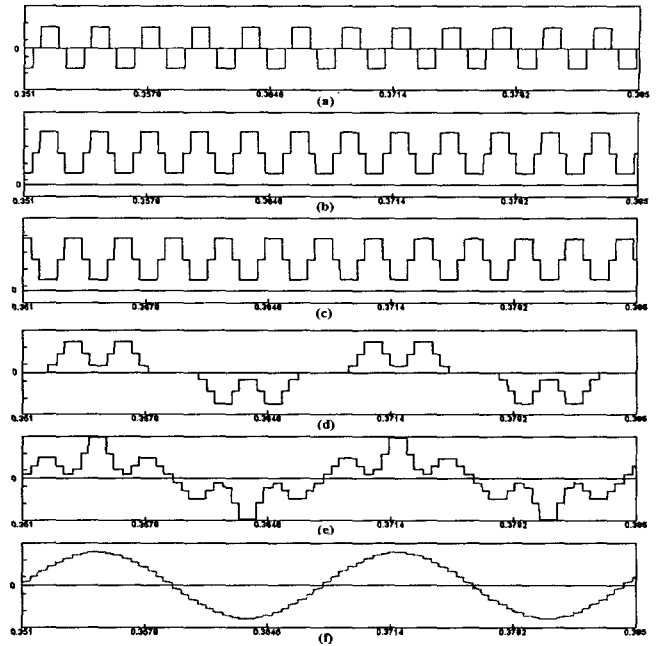


그림 2. 제안하는 컨버터의 중요부분파형
Fig. 2. Waveforms of proposed 36-pulse converter

- (a) 보조브리지회로 3-레벨 v_{aux} 파형
- (b) DC 단 전압 V_{Δ}
- (c) DC 단 전압 V_Y
- (d) Y-Δ 변압기 2차측 전압 $V_{A\Delta}$
- (e) 개방 Y-Y 변압기 2차측 전압 V_{AY}
- (f) 합성 1차측 전압 V_A

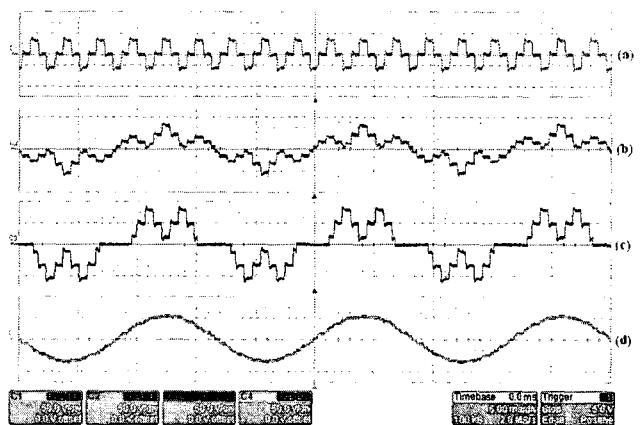


그림 3. 출력전압과 보조브리지전압 파형
Fig. 3. Converter output voltage and injection voltage

- (a) 보조브리지회로 3-레벨 v_{aux} 파형
- (b) 개방 Y-Y 변압기 2차측 전압 V_{AY}
- (c) Y-Δ 변압기 2차측 전압 $V_{A\Delta}$
- (d) 합성 1차측 전압 V_A

3. Back-to-Back 컨버터

Back-to-Back 컨버터는 주파수가 다른 2개의 교류계통을 연계하거나 직류송전 또는 대규모 풍력발전단지를 전력계통에 연계하는데 사용된다. 따라서 Back-to-Back 컨버터는 그림 4에 보인 것처럼 연계되는 2개 교류계통의 유·무효전력을 독립적으로 제어가능하고 양방향 전력조류를 제어 가능해야 한다. Back-to-Back 컨버터가 교류계통의 유무효전력을 독립적으로 제어하기 위해서 전압원컨버터는 2개의 제어 입력변수를 필요로 한다. 따라서 전압원컨버터가 PWM 방식으로 동작할 경우 교류출력전압의 크기와 위상을 독립적으로 조절 가능하여 유·무효전력의 독립적 제어가 가능하다. 그러나 대용량 전압원컨버터의 경우 스위칭손실 때문에 PWM 방식으로 동작하는 것이 거의 불가능하고 PWM 방식으로 동작한다 해도 스위칭주파수가 낮아 출력교류전압에 저차고조파가 함유되는 문제를 야기하여 이를 흡수할 수 있는 수동필터가 요구된다.

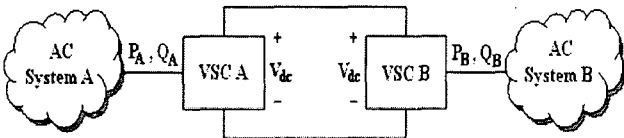


그림 4. Back-to-Back 컨버터의 개념도
Fig. 4. Conceptual diagram of Back-to-Back Converter

그림 5는 다중펄스방식으로 동작하는 2대의 전압원컨버터를 직렬로 결합하여 상단과 하단컨버터의 점호각을 상이하게 동작시켜 연계된 교류계통의 유·무효전력을 독립적으로 제어하기 위한 단상등가회로를 나타낸 것이다.

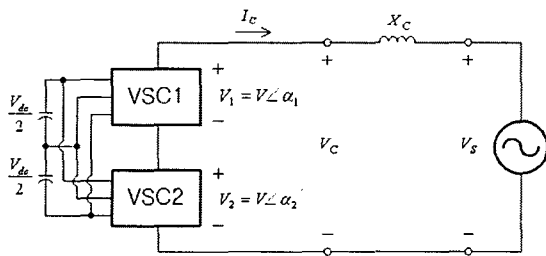


그림 5. 유무효전력제어 단상등가회로
Fig. 5. One-line equivalent circuit of active and reactive power control

그림 6은 유·무효전력의 독립제어를 위해 전압원컨버터의 상하단 점호각을 달리 할 때의 전원전압, 컨버터 각각의 전압, 그리고 컨버터 전체의 전압을 벡터도로 나타낸 것이다. 이 그림에서 알 수 있는 바와 같이 상단점호각 α_1 과 하단점호각 α_2 의 값을 적절히 조절하면 컨버터의 출력전압벡터 V_C 는 전원전압 V_S 와 전력각 δ 를 이루고 그 크기를 조절하는 것이 가능하다. 따라서 상하단 점호각 α_1 과 α_2 를 조절하여 연계된 교류계통의 유·무효전력을 독립적으로 제어하는 것이 가능하다.

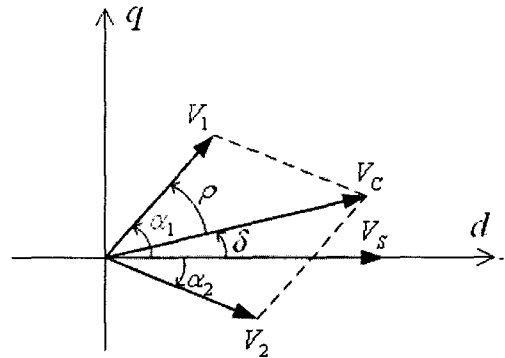


그림 6. 동작원리의 벡터도
Fig. 6. Vector diagram of operation principle

상하단 컨버터의 점호각을 제어하여 연계교류계통의 유·무효전력을 독립적으로 제어하는 관계를 수식으로 유도하는 것이 가능한데, 먼저 그림 5의 회로도에서 유·무효전력의 관계식은 다음과 같이 표현된다.

$$P = \frac{V_C V_S}{X_C} \sin \delta \quad (3)$$

$$Q = \frac{(V_C^2 - V_C V_S \cos \delta)}{X_C} \quad (4)$$

위의 두 방정식에서 유효전력 P와 무효전력 Q를 입력으로 하고 컨버터가 생성해야 할 전압 V_C 의 크기와 전원전압에 대한 위상각 δ 를 출력으로 하는 관계식을 유도하면 다음과 같다.

$$V_C = \sqrt{\frac{(a^2 + 2bQ) \pm \sqrt{(a^2 + 2bQ)^2 - 4b^2(P^2 + Q^2)}}{2b^2}} \quad (5)$$

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{P}{aV_C} \right) \quad (6)$$

여기서, $a = \frac{V_S}{X_C}$
 $b = \frac{1}{X_C}$

위의 식 (3)과 (4)에서 δ 를 소거하여 컨버터출력전압 V_C 의 변동에 따른 유·무효전력의 변화를 유도할 수 있다. 이 관계를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$P^2 + (Q - bV_C^2)^2 = a^2 V_C^2 \quad (7)$$

위의 수식에서 V_C 의 변동에 따른 유무효전력의 변화를 그래프로 나타내면 그림 7과 같다. 이 그림은 V_C 의 변동에 따른 유·무효전력의 동작영역을 나타낸 것으로 Back-to-Back 컨버터의 운전가능범위를 표시하는데 유용하다.

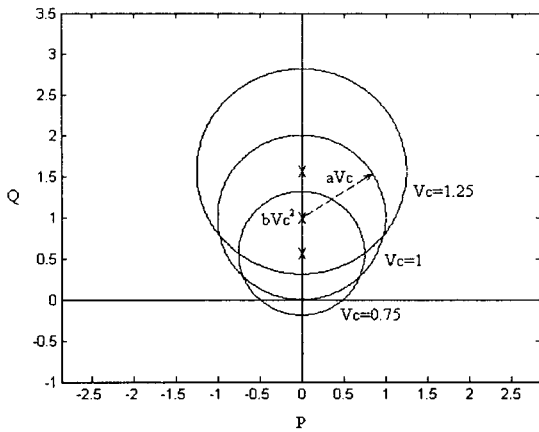


그림 7. 동작영역도
Fig. 7. Operation diagram

주어진 V_C 와 δ 에 대해 점호각 α_1 과 α_2 를 어떻게 결정하는가는 그림 6의 벡터도로 설명가능하다. 먼저 각 컨버터의 출력전압 V_1 과 V_2 가 컨버터의 전체출력전압 V_C 와 이루는 각을 ρ 라고 하면 다음관계를 갖는다.

$$V_C = 2V \cos \rho \quad (8)$$

한편 ρ 와 δ 는 그림 6에서 다음관계를 갖는다.

$$\rho = \alpha_1 - \delta = \delta - \alpha_2 \quad (9)$$

따라서 V_S 값이 고정된 경우 α_1 과 α_2 는 V_C 의 크기와 δ 가 정해지면 일률적으로 결정된다.

4. 성능평가 시뮬레이션

새로운 구조의 Back-to-Back 컨버터를 전압형 HVDC 시스템에 적용하기 위해 EMTDC/PSCAD를 이용하여 시스템 동작특성 및 제어기의 성능해석을 실시하였다. 시뮬레이션 모형은 그림 8에 나타낸 것과 같이 3상 154kV, 200MVA로 구성하였으며 시뮬레이션에 사용된 회로정수는 표 1에 나타나 있다. 컨버터 직류단에 설치된 커패시터의 용량은 직류최대전압의 맥동율을 고려하여 설계하였다.

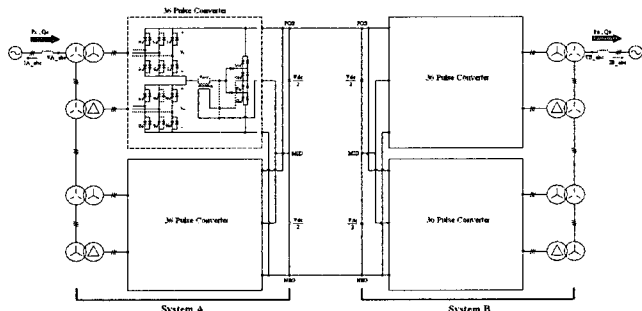


그림 8. 36-펄스 HVDC 시스템 구성도
Fig. 8. Configuration diagram of the 36-pulse HVDC

표 1. 시뮬레이션 회로정수

Table. 1. Simulation Circuit Parameter

모선 전압	3Φ 154kV, 60Hz
전원인덕턴스	10mH
직류 커패시터	1500μF
위상변압기	40kV/40kV(Y-Y) 40kV/69.28kV(Y-Δ)
보조변압기	32.7kV/50kV
시스템 용량	200MVA

전류원 HVDC 시스템은 전력의 흐름을 바꿀 때 점호각을 제어하여 컨버터 양단에 걸리는 전압의 극성을 바꾸어 동작하지만 전압원 HVDC 시스템은 점호각을 제어하여 컨버터 양단에 걸리는 전압의 크기를 조절하여 전류의 방향을 바꾸어 동작한다. 그림 8에 보인 것처럼 점호각을 제어하여 전력을 A 시스템에서 B시스템으로, 또는 B시스템에서 A시스템으로 전송할 수가 있다. 전압원 HVDC 시스템이 연계된 계통과 원활한 동작을 하기 위해서는 연계된 두 교류시스템의 유효전력을 독립적으로 제어할 수 있어야 한다.

전압원 HVDC 시스템은 전력의 전송방향에 따라 각 시스템의 제어 대상이 변하게 된다. 즉, 그림 8에서 시스템 A에서 B로 전력이 전송될 경우 시스템 A는 일정직류전압제어와 무효전력 제어를 수행하게 되고 시스템 B는 유효전력과 무효전력의 제어를 수행하게 된다. 또한 시스템 B에서 A로 전력이 전송될 경우는 반대의 제어를 수행한다.

시뮬레이션에 적용된 제어기를 그림 9에 나타내었다. 그림 9의 제어기가 유효전력의 제어를 수행할 시에는 유효전류 기준값(I_{dA}^*)으로 원하는 전력을 교류계통으로 전송하도록 제어를 하고 일정직류전압제어 시에는 유효전류 기준값(I_{dA}^*)이 유효전력제어를 수행하고 있는 시스템의 출력전류의 유효분이 된다. 그리고 무효전력 제어는 유효전력의 흐름과 상관없이 각 시스템에서 독립적으로 제어하게 된다. 그림 9의 제어기에서 컨버터 시스템의 출력전압을 형성하는 기준값인 V_{dA}^* 와 V_{dA}^* 를 이용해서 식 (6)과 식 (8)과 같이 δ 와 ρ 를 산정하게 된다. 이 값은 그림 6의 벡터도를 이용해서 두 대의 36-펄스 컨버터의 출력전압 점호각(위상각)인 α_1 과 α_2 를 생성하게 된다.

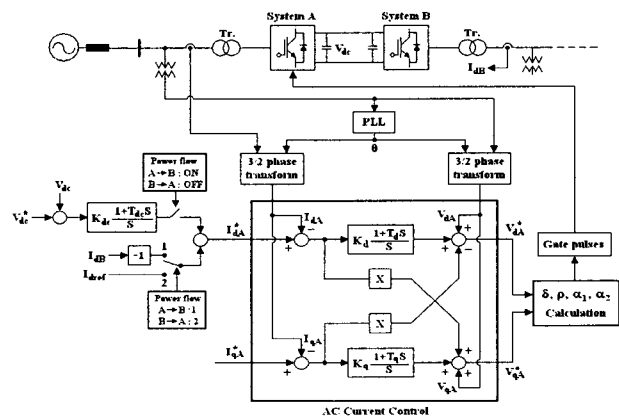


그림 9. 36-펄스 HVDC 제어블록도
Fig. 9. Control block diagram

그림 8에 나타난 새로운 구조의 36-펄스 전압원 HVDC 시스템의 성능을 검증하기 위해서 표 2와 같은 시나리오로 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션 시작 후 0.5초에 각 시스템의 제어를 시작하였고 0.5초부터 2.5초까지는 시스템 A에서 B로 전력을 전송하다가 2.5초에 시스템 B에서 A로 전력을 전송하도록 설정하였다. 또한 시스템의 유효전력과 무효전력 제어 성능을 분석하기 위해서 표 2에 나타난 바와 같이 각 모드별(M1~M6)로 유효전력과 무효전력의 기준값을 변경하였다.

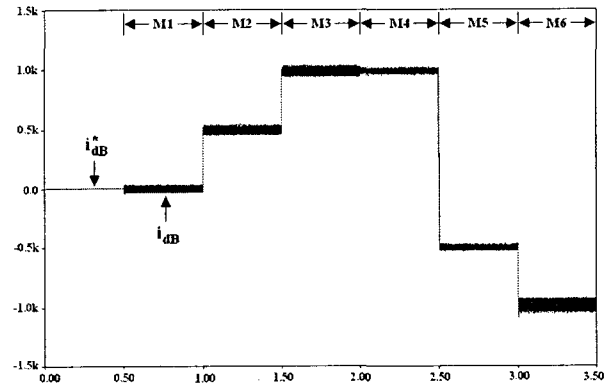
표 2. 시뮬레이션 시나리오

Table 2. Simulation scenario

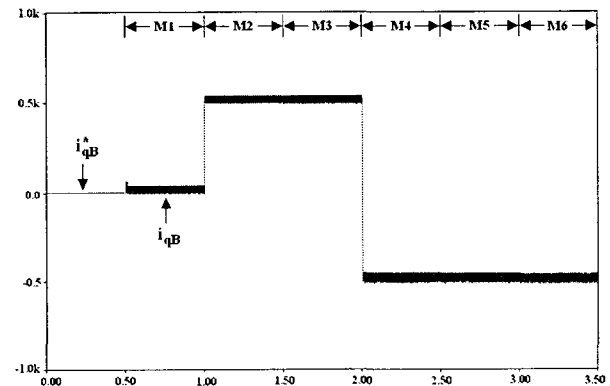
제어모드	M1	M2	M3	M4	M5	M6
시간(초)	0.5~1.0	1.0~1.5	1.5~2.0	2.0~2.5	2.5~3.0	3.0~3.5
V_{dcA}^* , V_{dcB}^*	200kV					
i_{dA}^*	직류전압제어				500A	1000A
i_{qA}^*	0A	500A	-500A	-500A	-500A	500A
i_{dB}^*	0A	500A	1000A	1000A	직류전압제어	
i_{qB}^*	0A	500A	500A	-500A	-500A	-500A

시뮬레이션 시나리오에 따른 결과를 그림 10에 나타내었다. 시스템 A와 B의 제어기는 동일한 구조로 되어 있다. 그림 9와 같이 전력전송의 방향에 따라 유효전력 기준값 설정만 다르게 적용이 된다. 따라서 컨버터 B측의 결과만을 나타내었다. 그림 10(a)는 표 2의 시뮬레이션 시나리오에 의해서 각 컨버터가 동작을 할 때의 유효전류 제어 성능을 나타낸 것이다. 컨버터에서 교류계통으로 전력이 공급되는 방향으로 전류방향을 설정하였기 때문에 표 2의 모드 1부터 모드 4까지는 전력이 시스템 A에서 B로 공급되므로 시스템 A의 전류 방향은 음의 값을 가지고 시스템 B는 양의 값을 가진다. 이로 인해서 전력이 시스템 A에서 시스템 B로 전송되고 있고 실측 유효전류가 기준값을 큰 과도현상 없이 잘 추종하고 있음을 확인할 수가 있다. 그림 10(b)는 유효전력과 관계없이 무효전력의 독립제어 성능을 보여주고 있다. 그림 9의 제어기는 시스템과 연계된 교류계통의 무효전력을 유효전력 제어와는 독립적으로 제어할 수가 있다. 유효전류의 변화에 영향을 받지 않고 무효전류 기준값 변화에 따라 실측 무효전류가 잘 추종하고 있음을 알 수가 있다. 그림 10(c)는 직류전압 제어 성능을 보여주고 있다. 시스템이 0.5초에 동작을 시작할 수 있도록 직류링크전압을 초기에 200kV로 충전하였다. 측정된 직류링크전압이 큰 과도현상없이 기준값인 200kV를 잘 추종하고 있다. 그림 10(d)는 컨버터 출력전압의 RMS 값 변화를 보여주고 있다. 시스템의 동작모드에 따라 출력전압의 크기가 변화됨을 알 수가 있다. 그림 10(e)는 상·하단 컨버터의 점호각과 출력전압의 전력각을 나타낸 것이다. 그림 6에서 설명한 바와 같이 상·하단 컨버터의 점호각에 따라 합성전압의 전력이 변화하는 것을 확인할 수가 있다. 그림 10(f)는 상·하단 컨버터의 출력전압 V_1 , V_2 와 합성출력전압 V_C 을

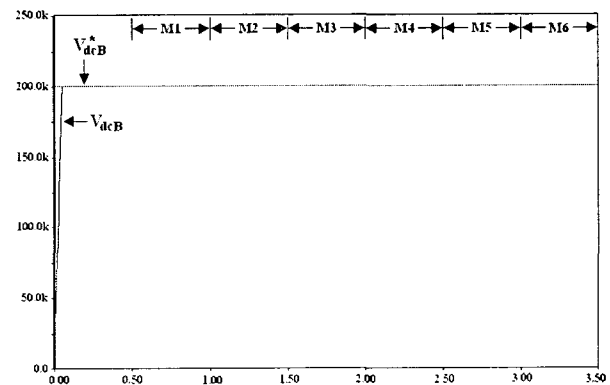
나타내고 있다. 약간의 과도는 있지만 거의 정현적인 전압이 출력되고 있음을 알 수가 있다. 그림 10(g)는 컨버터 B에서 교류계통으로 전송되는 유효전력과 무효전력을 나타내고 있다. 또한 시스템 B의 유효전력과 무효전력이 각각 독립적으로 제어가 되고 있음을 확인하였다. 그림 10(h)는 교류계통에서 컨버터 A로 전송되는 유효전력과 무효전력을 나타내고 있다. 유효전력은 그림 10(g)의 값과 거의 동일한 크기를 나타내고 있지만 무효전력은 각 컨버터가 독립적인 제어를 수행하고 있으므로 다르게 나타나고 있다. 이 결과에 알 수 있듯이 제안하는 시스템의 유효전력과 무효전력의 독립제어 성능을 검증하였다.



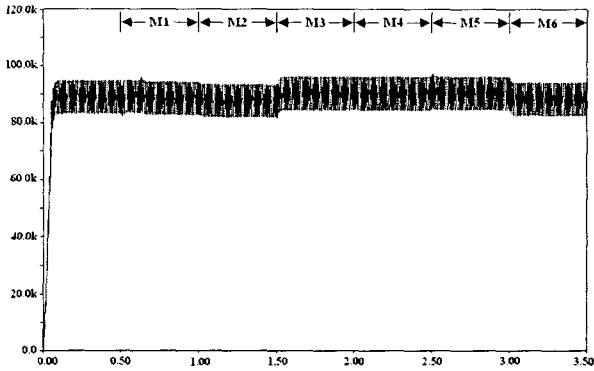
(a) 컨버터 B의 유효전류기준값(i_{dB}^*)과 실측값(i_{dB})



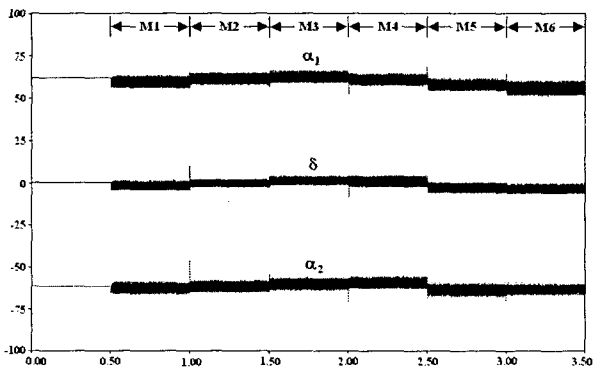
(b) 컨버터 B의 무효전류기준값(i_{qB}^*)과 실측값(i_{qB})



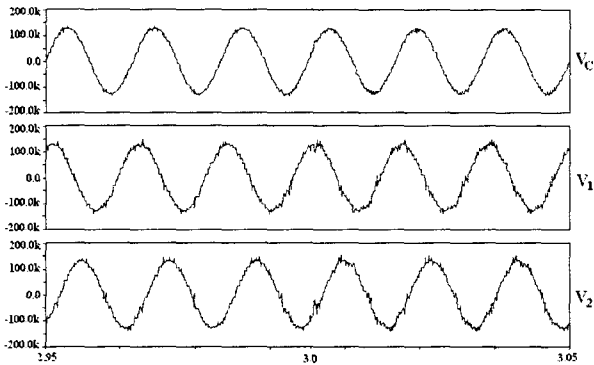
(c) 컨버터 B의 직류전압기준값(V_{dcB}^*)과 실측값(V_{dcB})



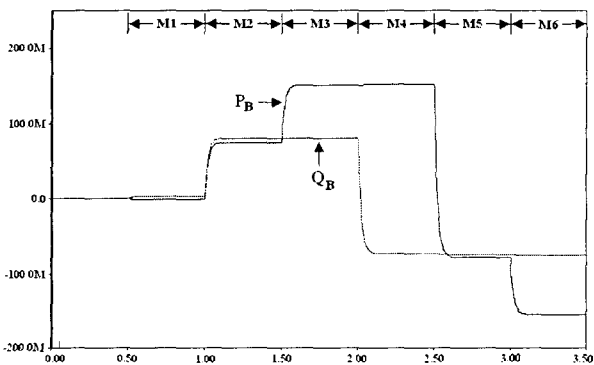
(d) 컨버터 B의 합성전압(V_c) RMS 값



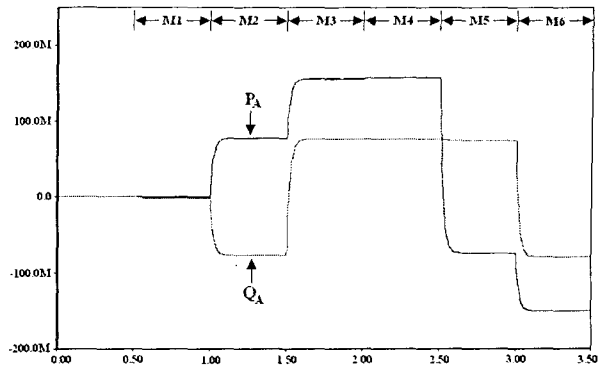
(e) 컨버터 B의 합성전압의 위상각(δ), 상단컨버터 점화각(α_1), 하단컨버터 점화각(α_2)



(f) 컨버터 B의 출력전압 V_1 , V_2 와 합성전압 V_c



(g) 시스템 B의 전송 유효전력(P_B)과 무효전력(Q_B)



(h) 시스템 A의 전송 유효전력(P_A)과 무효전력(Q_A)

그림 10. 전력이 시스템 A에서 B로 전송될 경우의 시물레이션 결과

Fig. 10. Simulation results of power flow from system A to B

5. 결 론

본 논문에서는 2대의 6-펄스 컨버터브리지와 변압기가 펄스다중화 보조브리지로 구성된 새로운 구조의 36-펄스 전력 변환기를 제안하고 이 36-펄스 전력변환기 4대로 구성된 Back-to-Back 컨버터에 대해 기술하고 있다.

제안하는 Back-to-Back 컨버터는 점화각 조절에 의해 연계된 양측 교류계통의 유효무효전력을 독립적으로 제어 가능하다. 제안하는 Back-to-Back 컨버터의 동작과 성능을 검증할 목적으로 PSCAD/EMTDC 소프트웨어를 이용하여 시물레이션을 실시하였다. 시물레이션 결과를 통하여 제안하는 Back-to-Back 컨버터는 직류송전이나 주파수가 다른 2개의 교류계통을 연계하는데 적합함을 알 수 있었다.

제안하는 Back-to-Back 컨버터는 기존에 제안된 시스템에 비해 연계용 변압기의 구조가 간단하여 외형이 작고 설치비용이 저렴할 것으로 보인다.

향후 시물레이션 결과를 토대로 하드웨어 구현시 타당성을 검증할 목적으로 하드웨어 프로토타입을 제작하여 실험을 실시할 예정이다.

감사의 글

본 연구는 2004년도 에너지관리공단 신재생에너지 학술진흥사업의 지원으로 이루어 졌으며 이에 감사를 드립니다.(과제번호 : 2004-01-0188-0-000)

참 고 문 헌

[1] S. Mori, et al., "Development of large static var generator using self-commutated inverters for improving power system stability", IEEE trans. on Power System, Vol. 8, No. 1, pp. 371~377, Feb. 1993.
 [2] C. Schauder, et. al., "Development of a ± 100 Mvar static condenser for voltage control of transmission

systems", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, pp. 1486~1493, July, 1995.

[3] 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, Nov. 1999.

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

[5] K. Oguchi, et. al., "A Novel Six-Phase Inverter System with 60-Step Output Voltage for High-Power Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, pp. 1141~1149, July, 1995.

[6] Y. Liu, J. Arrillaga, N. Watson, "Multi-level voltage sourced conversion by voltage reinjection at six times the fundamental frequency", IEE Proceeding on Electrical Power Appication, Vol. 149, No. 3, May 2002.



한 병 문 (韓炳文)

1953년 7월 5일생.
 1976년 서울대 전기공학과 졸업.
 1988년 미 아리조나주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사).
 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사)
 미 Westinghouse중앙연구소 선임연구원.
 현재 명지대 전기공학과 교수
 Tel : 031-330-6366
 FAX : 031-321-0271
 E-mail : erichan@mju.ac.kr

저 자 소 개



백 승택 (白承澤)

1971년 11월 24일생.
 1997년 명지대 전기공학과 졸업.
 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).
 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).
 현재 명지대 차세대전력기술연구센터
 전임연구원.
 Tel : 031-333-1542
 FAX : 031-321-0271
 E-mail : baekst@mju.ac.kr



최 준영 (崔俊英)

1980년 2월 6일생.
 2005년 명지대 전기공학과 졸업.
 현재 명지대 전기공학과 석사과정.
 Tel : 031-335-6563
 FAX : 031-321-0271
 E-mail : cyj3372@mju.ac.kr