

Performance Improvement using Auxiliary Converter on HVDC System

金 東 熙* · 李 和 春** · 朴 晟 濬† · 南 海 鯤*** · 崔 峻 豪*** · 金 堯 憲***

(Dong-Hee Kim · Hwa-Chun Lee · Sung-Jun Park · Hae-Kon Nam · Joon-Ho Choi · Kwang-Heon Kim)

Abstract - This paper presents a new AC/DC converter scheme for HVDC system to achieve a high power factor operation. The new AC/DC converter consists of two 12-pulse bridge converters in series: the primary and auxiliary converters. Ignition angles of the main and auxiliary converters are controlled independently to maintain the nominal DC voltage and control auxiliary voltage. The resulted DC voltage obtained by superimposing the above two phase modulated voltages can be controlled very rapidly over a wide range, and a high power factor operation is achieved. Performance improvements in power factor and harmonic distortion are validated by theoretic derivations and experiments with prototype HVDC system. With the proposed converters, investment for reactive power compensation and filter in HVDC system can be saved significantly.

Key Words : HVDC, Main converter, Auxiliary converter, Power factor, Firing angle

1. 서 론

현재는, 교류계통에서도 거리의 벽을 극복하기 위해 교류 계통의 기능 강화용으로, 정지형 무효전력보상장치(SVC, Static Var Compensator)나 정지형 무효전력발생장치(SVG, Static Var Generator)와 교류계통의 제어성능을 높이기 위한 방안으로, 가변임피던스나 위상제어장치 등의 FACTS(Flexible AC Transmission System)에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 이러한 기술은 고도의 제어 정밀도를 요구하고 있으며, 대용량 전력전송에는 그 한계로 인하여 직류송전에 대한 필요성이 대두되고 있다.

초고압 직류송전(HVDC: High Voltage Direct Current)은, 송전단에서 AC/DC 변환기를 이용하여 AC 전력을 DC 전력으로 변환시켜 전력을 전송하고, 수전단에서 다시 DC/AC 변환기를 이용하여 AC 전력을 공급하는 방식이다. 이러한 HVDC 송전방식은, AC전송방식이 가질 수 없는 여러 가지 장점 때문에 최근 많은 주목을 받고 있다. 특히 DC 송전시 선로의 정상상태 전압강하는, 선로의 리액턴스나 커패시터의 영향이 없이 선로의 저항에만 영향을 받기 때문에, AC송전에 비하여 장거리 송전이 가능하고, 변환기의 제어에 의해 주파수 및 위상제어가 가능하여 주파수가 다른 계통을 연계하더라도 주파수를 동기화시킬 필요가 없다. 이러한 장점으로 인하여 유럽이나 미국, 캐나다 등에서는 국가 간의

전력계통을 HVDC로 연계하여, 전력을 수출 또는 수입하고 있으며, 지역 간에 생산과 소비의 시간대가 다른 점을 이용하여 경제적인 부하관리를 하고 있으며, 우리나라에서도 제주-해남 사이에 설치 연계되어 높은 경제성을 보이고 있다. 특히 DC전송은, 주상변압기를 대체하거나 태양광 전원을 계통에 연계하는 LVDC(Low Voltage DC)에서부터, 대용량의 에너지를 전송하는 HVDC(High voltage DC)까지 많이 이용되고 있으며, 수요와 필요성은 앞으로도 늘어날 전망이다. 그러나 HVDC용 AC/DC 컨버터들은 본질적으로 무효전력을 발생한다. 이러한 무효전력의 발생원인은, 고조파 전류에 의한 무효전력과 기본파 전류의 위상차에 의한 무효전력으로 구분될 수 있다. 고조파 전류에 의한 무효전력은, 펄스수를 증가시켜 컨버터 자체에서 발생하는 무효전력을 저감하는 방법과 고조파 필터에 의한 방법으로 구분된다. 현재 12펄스 방식이 많이 사용되고 있으며, 그 이상의 펄스방식은 경제성 면에서 고려되지 않고 있다. 기본파 전류의 위상차에 의한 무효전력은, 컨버터의 출력 DC전압을 제어하기 위한 점호각에 의한 것으로, 점호각이 적을수록 역률은 개선된다. 이러한 이유로 컨버터의 점호각 최대치는 제한되고, 점호각 최소화는 수전단 전압의 비정현성에 의한 점호실패를 고려하여, 최소점호각으로 제한하고 있다. HVDC용 AC/DC 컨버터는 출력 DC전압을 제어하면서, 역률을 개선시켜, 무효전력의 발생을 적게 할 수 있는 방법에 대한 연구가 절실히 필요하다.[2,5,6]

본 연구에서는 수전단 전압의 비정현성에 의한 점호실패에 강인하여, 최소점호각 제한을 적게 할 수 있고, 동일 출력 DC전압 조건하에서 무효전력 발생을 적게 할 수 있는, 보조 컨버터를 사용한 새로운 HVDC용 AC/DC컨버터의 구조를 제안한다.

* 正 會 員 : 全南大 工大 電氣工學科 博士課程
 ** 準 會 員 : 全南大 工大 電氣工學科 碩士課程
 † 교신저자, 正會員 : 全南大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 E-mail : sjpark1@jnu.ac.kr
 *** 正 會 員 : 全南大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 接受日字 : 2008年 6月 21日
 最終完了 : 2008年 11月 26日

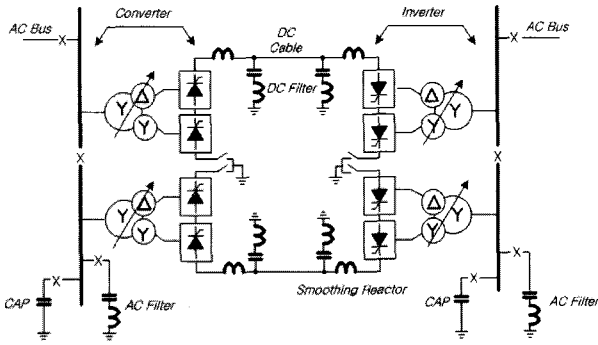


그림 1 양극 HVDC 시스템의 주요 구성요소의 구성도
 Fig. 1 A schematic of a bipolar HVDC system identifying main components

2. HVDC 시스템

AC 송전은 리액턴스에 의하여 제한을 받으며, 경부하 시 충전전류 때문에 과전압을 유발하여, 리액턴스 보상을 필요로 하는 반면, 직류송전은 AC 전력을 DC 전력으로 변환하여 DC 전력을 전송하는 방식으로, 정상상태에서 인덕턴스나 콘덴서 영향이 없어, 교류송전에서 필요로 하는 여러 가지 설비가 불필요하다. 또한 직류 송전은 AC 계통과 분리되어 있고, 전력을 자유롭게 조절할 수 있기 때문에 안정도의 문제는 없다. 다만, 컨버터나 인버터가 동작할 때 무효전력이 발생되며, 일시적인 과전류에 견디도록 설계되어야 하기 때문에, 과부하상태에 대해서는 제한조건이 엄격해진다.

HVDC 시스템은 전력을 송전함에 있어, 순시적인 제어가 가능하기 때문에, HVDC 시스템을 AC 계통의 보조제어기 형태로 사용할 경우에는 아래와 같은 장점이 있다.

- ① 교류계통의 저주파 진동을 억제
- ② 과도안정도의 개선
- ③ 계통외란의 분리
- ④ 고립된 소규모 계통의 주파수 제어
- ⑤ 무효전력 조정 및 Dynamic Voltage Support

HVDC 시스템은 여러 부분들로 구성되어 있으며, 일반적인 HVDC의 주요 부분들은 그림 1과 같다.

송전단 컨버터는 AC/DC 변환기인 밸브브리지와 탭전환기가 있는 변압기로 구성되어 있으며, 수전단 인버터도 DC/AC 변환기인 밸브브리지와 탭전환기가 있는 변압기로 구성되어 있다. 밸브브리지는 6펄스 컨버터로 되어 있으며, 변환용 변압기의 2차측이 Δ권선과 Y권선으로 되어 있으므로, 각각의 상차각 30°에 의하여 12펄스를 내도록 구성되어 있다.

직류 송전단에는 직렬로 평할 리액터가 연결되어 있으며, 이 리액터는 직류 선로의 전류 고조파를 줄임과 동시에 경부하시 정류의 비연속성을 막는다. 또한 정류(整流, Communication) 고장(Failure)을 막으며, 직류 송전선로의 단락 시에 정류기의 전류 피크치를 제한한다. HVDC에서 전류를 단속함으로써 전력을 변환을 행하고, 이로 인하여 고조

파 전류가 발생한다. 이러한 고조파 전류는 발전기를 이상 과열시키고 통신 시스템의 혼신을 일으킨다. 이를 방지하기 위해 고조파 필터는 직류측과 교류측 양쪽에 사용된다.

DC 컨버터들은 본질적으로 무효전력을 흡수한다. 정상상태 운전 조건하에서, 실제 송전전력의 약 50%가 무효전력으로 소비된다. 과도상태 운전 조건하에서는 무효전력의 소비가 더 높을 수가 있다. 이러한 무효전력공급원으로 커패시터 뱅크가 설치되어 있다.

2.1 수전단 컨버터 해석

수전단 송전선의 상전압을 식 (1)과 같이 정의하면, 다이오드 정류모드로 동작할 경우, 출력 DC전압은 식 (2)와 같이 표현된다.

$$e_a = E_m \cos(\omega t + 60)$$

$$e_b = E_m \cos(\omega t - 60)$$

$$e_c = E_m \cos(\omega t - 180)$$
(1)

E_m : 상전압 최대치

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m = 1.65 E_m$$
(2)

전류에 대한 영향을 무시하면, 컨버터의 점호각(a)에서 출력 직류전압의 평균치는 아래와 같다.

$$V_d = V_{do} \cos \alpha$$
(3)

컨버터의 점호각은 HVDC 시스템에서 송전단측 제어기로 구성될 때 제어요소로 사용된다. HVDC 시스템의 수전단측과 송전단측은 서로 상반된 제어를 가져야한다. 만일 수전단측이 전압 제어를 사용하는 경우 송전단측은 전류제어를 구성하고, 수전단측이 전류제어를 사용하는 경우 송전단측은 전압제어를 구성하여야한다. 전류제어 및 전압제어의 최종 제어요소는 점호각이 되며, 이 점호각에 의해 송전단측 입력 역률이 변하게 된다.

만일 Smoothing Reactor에 의해 DC송전선로에 전류(I_d)가 일정하다고하면, 점호각 (α)에 의한 입력측 선간전류 기본과 성분의 실효치는 다음과 같다.

$$I_{L1} = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_d$$
(4)

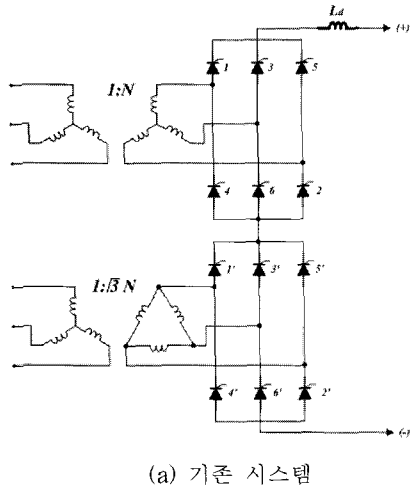
컨버터의 변환 손실을 무시하면, 입출력 전력관계식은 아래와 같다.

$$3 V_{LN} I_{L1} \cos \phi = V_d I_d$$
(5)

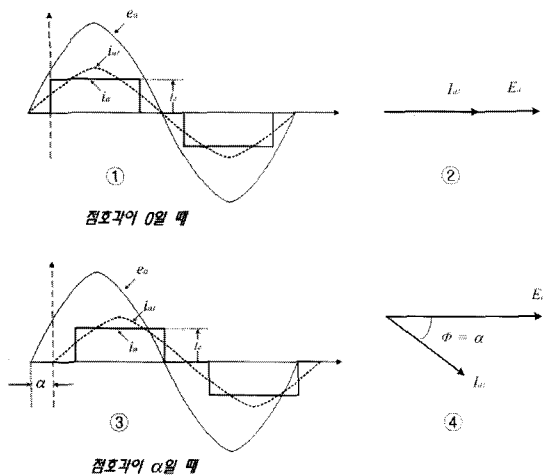
식 (2)~(5)로부터, 역률과 점호각사이의 관계식은 아래와 같다.[1]

$$\cos \phi = \cos \alpha \tag{6}$$

2.2 기존 12펄스 컨버터



(a) 기존 시스템



(b) 점호각에 따른 시스템의 전압, 전류 및 역률

그림 2 기존 12펄스 브리지 컨버터 및 점호각에 따른 시스템의 전압, 전류 및 역률

Fig. 2 Conventional 12-pulse bridge converter and Variation of phase displacement between voltage and current of gate angle

그림 2(a)는 HVDC용 기존의 12펄스 브리지 컨버터의 기본구조를 나타내고 있다. 사이리스터 타입 6펄스 AC/DC컨버터 2조를 직렬로 연결하고 각 컨버터의 입력단을 Y-Y, Y-Δ타입의 변압기를 사용함으로써 30° 위상차를 갖는 컨버터

를 구성함으로써 최종출력은 12펄스가 되도록 하고 있다. 일반적으로 HVDC용 컨버터는 그 동작전압이 매우 높아서 실제에 있어 사이리스터 밸브를 수십 개의 사이리스터를 직렬로 연결하여 사용하고 있다. 일반적으로 상단 및 하단 컨버터의 점호각은 출력전압 리플을 최소화하기 위해 동일한 값을 취하고 있다.

송전단은 역률조건에 의해 정상상태에서 점호각은 10여도 범위 안에서 전력을 전송하게 되며, 연속적인 전력전송을 위해서는 컨버터의 점호각 정도가 매우 정밀함이 요구되고 있다.

그림 2(b)는 컨버터의 점호각에 따른 전압, 전류의 역률을 나타내고 있다. 그림 2(b)①은 점호각이 영인 경우의 송전단 상전압, 상전류, 상전류의 기본파성분을 나타내고 있다. 상전류는 구형파 형태를 취하고 있으나, 기본파 성분은 상전압과 동상임을 알 수 있다. 그림 2(b)②는 상전압 상전류의 기본파성분에 대한 페이저도를 나타내고 있으며, 이때의 역률은 1이 됨을 알 수 있다. 그림 2(b)③은 점호각이 30°인 경우의 송전단 상전압, 상전류, 상전류의 기본파성분을 나타내고 있다. 상전류의 기본파 성분은 상전압과 위상차가 30°로 점호각과 동일하게 나타남을 알 수 있다. 그림 2(b)④는 상전압 상전류의 기본파성분에 대한 페이저도를 나타내고 있으며, 컨버터의 점호각이 송전단의 역률이 되므로, 점호각을 크게 하는 경우, 역률저하를 초래하는 단점이 있다. 따라서 일반적으로 컨버터의 점호각 최대치는 역률 개념에서 제한하게 된다. 최소점호각은 전류실패가 일어나지 않는 범위에서 제한하고 있다. 따라서 HVDC컨버터의 성능을 개선하기 위해서는, 최대점호각 및 최소점호각의 제어범위를 크게 할 수 있는, 전력회로가 절실히 요구되고 있다.[3,4]

출력 직류전압을 제어하기 위한, 기존 12펄스컨버터에서, 점호각 α와 전류 I_d에 의해, 송전단 상전류의 기본파 성분은 아래와 같다.

$$i_{a1} = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \cos(\omega t + \alpha) \tag{7}$$

이때 점호각은 점호 실패 방지와 입력 역률에 의해 최대, 최소치가 설정되어 지며, 이 범위 안에서 동작하게 된다.

$$\alpha_{\min} \leq \alpha \leq \alpha_{\max} \tag{8}$$

2.3 보조 컨버터를 이용한 새로운 HVDC용 컨버터

그림 3(a)은 보조컨버터를 이용한 HVDC용 컨버터 구조를 나타내고 있다.

제한된 컨버터의 구조는 주컨버터와 보조컨버터로 구성되어 있다. 주컨버터에서는 HVDC 컨버터의 정상전압을 설정하여 제어하고, 보조컨버터는 연속적인 전력전송을 위한 보조전압을 제어하는 구조를 취하고 있다. 주컨버터의 입력 상전압과 보조컨버터의 입력 상전압은 전체 HVDC시스템에

서 요구되는 전압범위에 따라 결정되어진다. 주컨버터와 보조컨버터의 전압 비인 p, s는 아래 수식이 만족하도록 결정한다.

$$pN + sN = N \tag{9}$$

- N : 기존방식의 변압기 권선비
- pN : 제안된 방식의 주 권선비
- sN : 제안된 방식의 보조 권선비
- p + s = 1

제안된 컨버터의 구조에서 출력전압을 제어하기 위해서는 주컨버터의 점호각과 보조컨버터의 점호각인 두개의 점호각 지령치가 필요하다. 컨버터의 점호각에 따른, 출력 직류전압의 평균치는 아래와 같다.

$$V_d = V_{do_p} \cos \alpha_p + V_{do_s} \cos \alpha_s \tag{10}$$

- 단, α_p : 주컨버터의 점호각
- α_s : 보조컨버터의 점호각
- $V_{do_p} = p V_{do}$, $V_{do_s} = s V_{do}$

식 (10)에서 알 수 있듯이 특정 출력 직류전압을 발생하기 위해서는 두 컨버터의 점호각 해가 무수히 많다. 본 논문에서는 주컨버터의 점호각은 일정 값으로 하고, 보조컨버터의 점호각제어방식을 택한다.

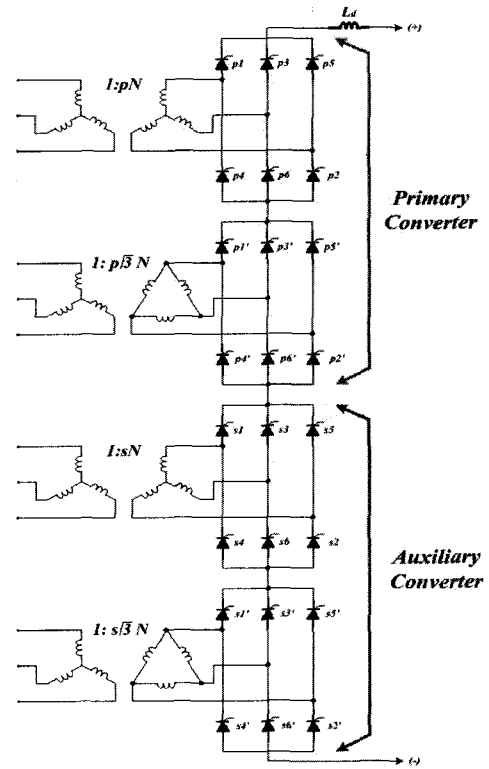
제안된 컨버터에서 송전단 상전류의 기본과 성분은 아래와 같이 두 컨버터의 점호각과 두 변압기의 권수비에 의해 아래 수식과 같이 주어진다.

$$i_{o1} = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d [p \cos(\omega t + \alpha_p) + s \cos(\omega t + \alpha_s)] \tag{11}$$

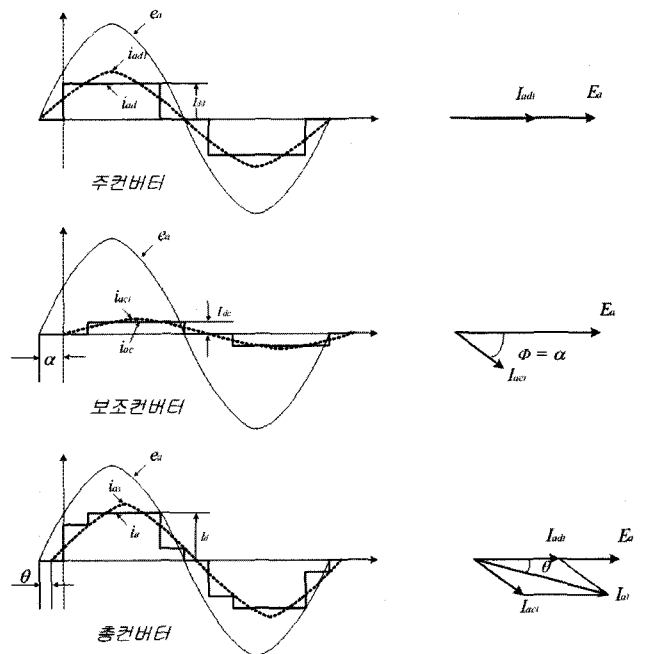
이때 메인컨버터의 점호각은 점호 실패 방지를 위해 최소치로 고정되며, 보조컨버터의 점호각은 전압제어를 위해 제어되며, 그 제어범위는 아래와 같다.

$$\alpha_p = K, \alpha_{min} \leq \alpha_s \leq \pi \tag{12}$$

그림 3(b)은 제안된 시스템 및 점호각에 따른 주컨버터, 보조컨버터, 총 시스템의 전압, 전류 및 역률을 도식한 것이다. 그림에서 보는바와 같이 주컨버터는 점호각을 0으로 설정하여 역률 1을 유지하며, 보조컨버터는 점호각 제어를 통하여 출력 직류전압을 제어하게 됩니다. 보조컨버터의 입력 AC전압이 기존 방식에 비하여 1/4전압이 인가됨으로 점호각이 역률에 미치는 영향이 적다.



(a) 제안된 시스템



(b) 주컨버터, 보조컨버터, 총시스템의 전압, 전류의 역률

그림 3 제안된 브리지 컨버터 및 점호각에 따른 주컨버터, 보조컨버터, 총 시스템의 전압, 전류의 역률

Fig. 3 Proposed bridge converter and Variation of phase displacement between voltage and current of gate angle

주변버터 선간 전류는 식 (13)과 같이 주어지며 역률은 1로 유지하게 된다.

$$i_{ad} = \frac{4I_{dd}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(n\frac{\pi}{6})\sin(n\omega t)}{n} \quad (13)$$

보조컨버터는 직류전압을 제어하기 위해 점호각 α 를 제어하게 되고, 이 때 선간전류는 식 (14)와 같이 된다.

$$i_{ac} = \frac{4I_{dc}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(n\frac{\pi}{6})\sin(n\omega t - n\alpha)}{n} \quad (14)$$

총 컨버터는 주변버터와 보조컨버터를 직렬로 연결한 구조이나, 변압기 1차측이 병렬로 연결되어, 총 선간전류는 주변버터와 보조컨버터의 입력 전류 합으로 나타난다. 따라서 총 선간전류는 식 (15)과 같이 주어진다.

$$i_a = i_{ad} + i_{ac} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(n\frac{\pi}{6})}{n} [I_{dd} \sin(n\omega t) + I_{dc} \sin(n\omega t - n\alpha)] \quad (15)$$

식 (15)에서 보는 바와 같이 주변버터와 보조컨버터의 각 고조파 성분은 위상차 $n\alpha$ 를 갖는 형태로 서로 상쇄효과를 볼 수 있다.

$$i_a = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(n\frac{\pi}{6})}{n} \sqrt{(I_{dd} + I_{dc} \cos(n\alpha))^2 + (I_{dc} \sin(n\alpha))^2} \times \sin(n\omega t - \delta) \quad (16)$$

단, $\delta = \tan^{-1}(\frac{I_{dc} \sin(n\alpha)}{I_{dd} + I_{dc} \cos(n\alpha)})$

그림 4는 기존 방식과 제안된 방식의 전류 고조파 분석 결과로 30차까지 %THD를 분석한 결과 기존방식은 300%이며, 제안된 방식은 220%로 제안된 방식이 기존방식에 비해 고조파가 적음을 알 수 있다.

그림 5는 점호각에 따른 출력직류전압 특성을 나타낸 것이다. 주변버터는 일정점호각에 의한 일정한 출력직류전압 (V_{dp})을 형성하고, 보조컨버터의 점호각에 의해 (V_{ds})를 형성한다. 따라서 컨버터의 최종 출력은 그림 5의 실선으로 나타나며, 컨버터의 출력직류전압은 보조컨버터의 점호각에 의해 $V_{d,min}$ 에서 $V_{d,max}$ 로 동작하며, 이 전압은 HVDC 전체시스템에서 요구하는 직류전압에 의해 결정되며, 그 값은 주변버터용 변압기와 보조컨버터용 변압기의 권선비로 설정할 수 있다.

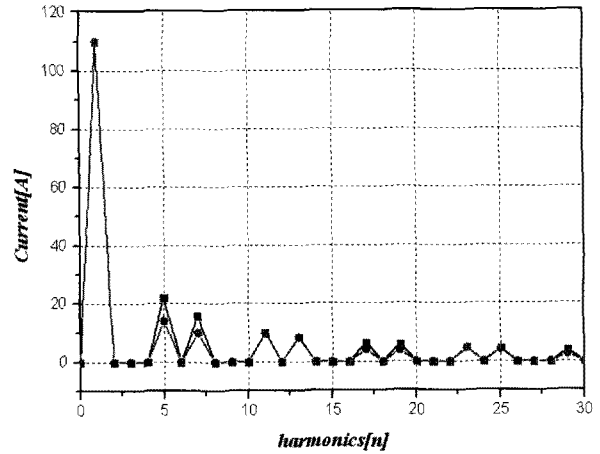


그림 4 기존 방식과 제안된 방식의 전류 고조파 분석 결과
 ● : 제안된 방식 ■ : 기존방식
 Fig. 4 Result of current FFT between conventional and proposed converter
 ● : proposed converter ■ : conventional converter

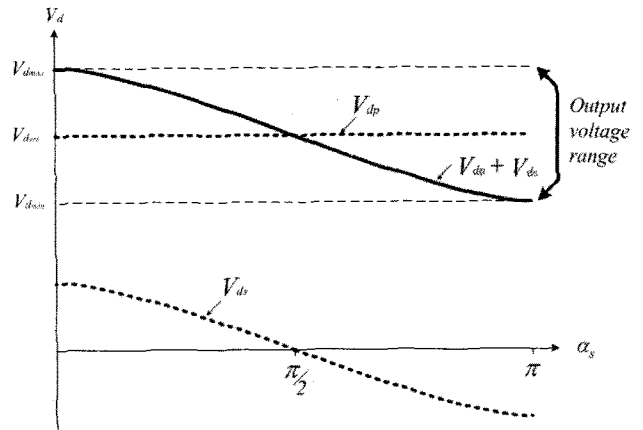


그림 5 점호각에 따른 출력 직류전압 특성
 Fig. 5 Characteristics of output DC voltage according to firing angle

그림 6은 기존의 12펄스컨버터와 제안된 컨버터의 점호각 특성을 조사하기 위한 것이다. 기존의 컨버터에서 컨버터 출력 동작전압의 범위가 정해진다면, 최대 점호각은 아래와 같이 정의된다.

$$\alpha_{max} = \cos^{-1}(\frac{V_{d,min}}{V_{d,max}}) \quad (17)$$

동일한 출력 직류전압을 형성하기 위한 제안된 컨버터와 기존 컨버터의 점호각 상관관계는 아래와 같다.

$$\alpha_s = \cos^{-1}\left(\frac{s-1+\cos\alpha}{s}\right) \quad (18)$$

그림 6에서 보는 바와 같이 동일한 V_d 출력 직류전압을 형성하기 위해서는 기존의 컨버터의 점화각(α)는 보조컨버터의 점화각(α_s)보다 적다. 그러나 기존 컨버터의 점화각은 직접적으로 역률이 되지만 보조컨버터의 점화각은 역률에 영향을 미치지만 변압기의 권선비에 의해 그 영향은 적게 나타난다. 극단적으로 직류 출력전압이 $V_{d,min}$ 일 때에는 기존 컨버터의 점화각은 α_{max} 가 되나, 제안된 컨버터에서는 점화각 α_s 는 π 가 된다.

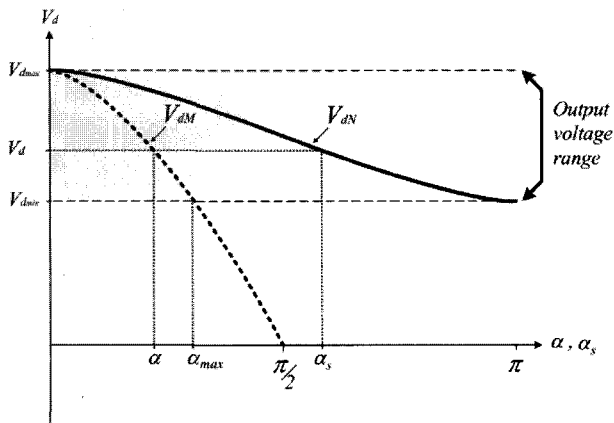


그림 6 출력 직류전압에 따른 점화각 특성
Fig. 6 Characteristics of firing angle according to output DC voltage

역률 부분의 우수성은, 그림 7을 보면 동일한 DC전압을 형성하는 조건하에서, 기존의 HVDC와 제안된 방식의 역률을 비교 검토하였으며, 수식적으로도 수식 (19)에서처럼, 제안된 방식이 기존 방식에 비하여 역률이 우수함을 보였다. 제안된 컨버터에서 각 컨버터의 점화각에 따른 송전단 상전류의 기본과 성분에 대한 역률을 조사하기 위해, 식 (11)을 페이지도로 나타내면 다음과 같다.

$$i_{a1} = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_d \sqrt{p^2 + s^2 + 2ps \cdot \cos(\alpha_s - \alpha_p)} \quad (19)$$

$$\angle \left(\alpha_p + \tan^{-1} \frac{s \cdot \sin(\alpha_s - \alpha_p)}{p + s \cdot \cos(\alpha_s - \alpha_p)} \right)$$

식 (18)과 식 (19)에 의해 출력전압에 따른 역률각을 도식하면 그림 7과 같다. 그림 7은 $p=0.8, s=0.2$ 인 경우, 제안된 컨버터의 경우, 그 역률이 0.96으로 우수하게 나타났으며, 동일 출력전압 구동범위에서 기존의 컨버터는 0.60으로 나타났다.

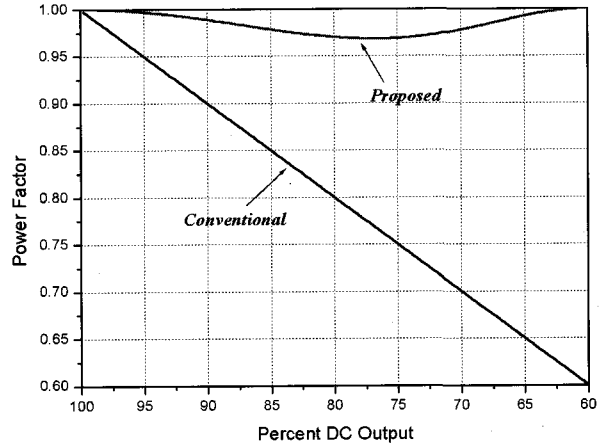


그림 7 출력 직류전압에 따른 역률각 특성
Fig. 7 Characteristics of power angle according to output DC voltage

3. 시뮬레이션 및 실험결과

3.1 시뮬레이션 결과

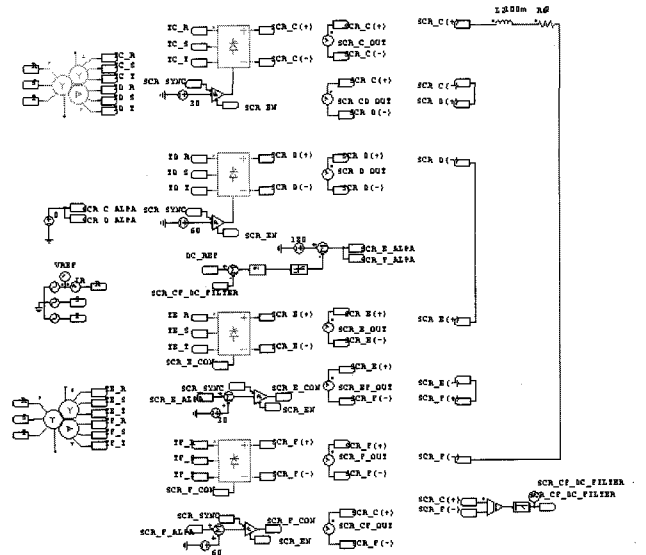


그림 8 PSIM 시뮬레이션 회로
Fig. 8 Simulation circuit of PSIM

그림 8은 제안된 컨버터의 타당성을 검증하기 위해 PSIM을 이용한 시뮬레이션 회로이다. 변압기 1차측 상전압을 220[V]로 하였으며, 2차측 컨버터가 최대 100[V]를 발생할 수 있도록 주컨버터와 보조컨버터의 변압기 권선비는 8:2로 설정하였다.[7]

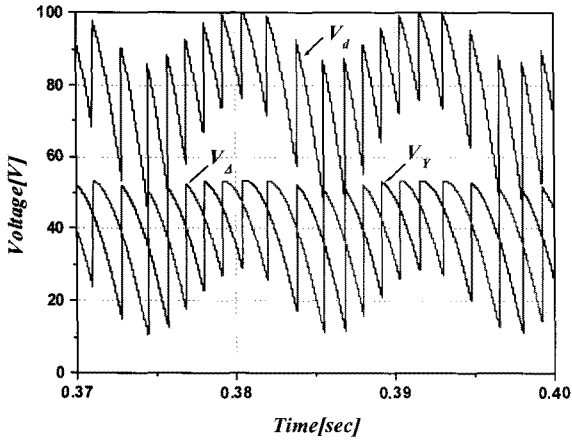


그림 9 기존 컨버터의 전압 특성
Fig. 9 Voltage characteristics of conventional converter

그림 9는 기존의 12펄스 컨버터에서 출력직류전압 지령치를 80[V]로 설정한 경우, Y축 컨버터의 출력전압, Δ축 컨버터의 출력전압, 최종 출력직류전압을 나타내고 있다. 출력전압 리플은 50[V]로 나타남을 알 수 있다.

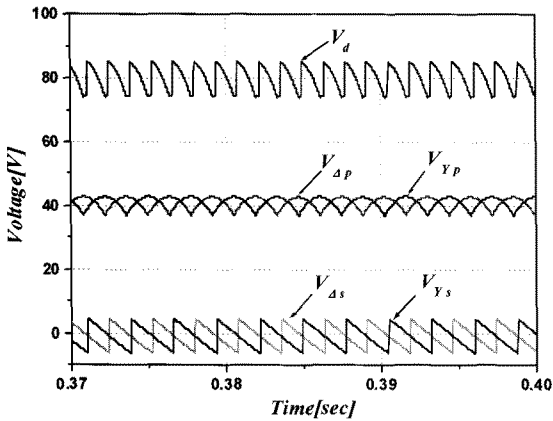


그림 10 제안한 컨버터의 전압 특성
Fig. 10 Voltage characteristics of proposed converter

그림 10은 보조컨버터를 이용한 제안된 방식에서 입력역률이 최저인 출력직류전압 지령치를 80[V]로 설정한 경우, 주컨버터의 Y축 컨버터의 출력전압, Δ축 컨버터의 출력전압, 보조컨버터의 Y축 컨버터의 출력전압, Δ축 컨버터의 출력전압, 최종 출력직류 전압을 나타내고 있다. 출력전압 리플은 10[V]로, 기존 방식에 비하여 상당히 줄어들음을 알 수 있다. 이 출력전압 리플저감은 HVDC 시스템의 직류 스무딩리액터의 용량을 줄일 수 있을 뿐만 아니라, 송전단 및 수전단 전류를 양호하게 한다.

그림 11은 제안된 컨버터의 입력역률 특성의 우수성을 검증하기 위하여, 제안된 컨버터 최소역률인 조건하에서, 기존 컨버터와 제안된 컨버터의 전류위상을 비교한 결과이다. 그림 11에서 보는 바와 같이 제안된 컨버터가 기존 컨버터보다 좋은 역률을 보이고 있음을 알 수 있다.

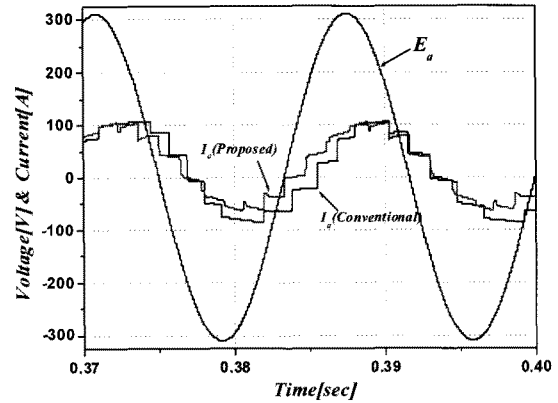


그림 11 제안한 컨버터의 전류위상 특성
Fig. 11 Characteristics of power angle between according to output DC voltage

3.2 실험 결과

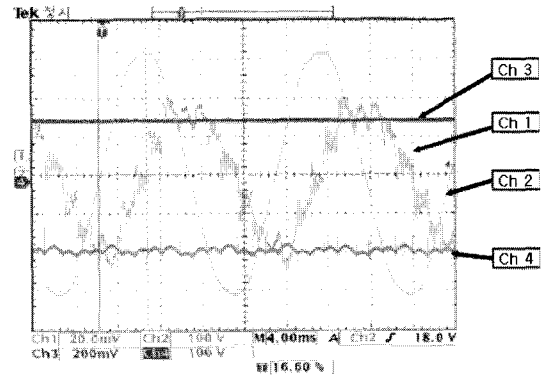


그림 12 인버터의 입출력 전압·전류 파형
Fig. 12 Voltage and Current waveform of input and output on Inverter Part

그림 12는 축소형 Proto-type의 제안된 HVDC 시스템에서, 수전단부분의 전압·전류 입출력 파형을 보여준다. 오실로스코프파형의 채널3(분홍)은 점호각제어신호($\alpha=266^\circ$), 채널2(하늘)는 수전단 출력전압, 채널1(노랑)은 수전단 출력전류, 채널4(녹색)는 수전단 입력전압(218V)이다. 채널4에서, 수전단 입력전압의 리플이 작음을 볼 수 있었다.

4. 결 론

본 연구에서는 HVDC시스템용 새로운 컨버터에 대한 연구로 컨버터의 역률을 개선과 출력전압 제어를 위해 보조컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터를 실제 HVDC시스템에 적용될 경우 SCR 및 변압기의 수나 용량의 증대 없이 사용할 수 있을 것으로 사료된다. 본 연구를 행한 결과 제안된 컨버터에 대해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

가. 보조컨버터의 사용으로 제안된 컨버터는 기존의 12-펄스 컨버터에 비하여 전 영역에서 입력역률이 우수함을 알 수 있었으며, 특히 조상설비 용량을 결정하는 최소

입력역률은 기존 컨버터가 0.60에 비하여 제안된 컨버터는 0.96로 그 상승효과가 매우 크게 나타났다.

나. 제안된 컨버터의 구조에서 출력 직류전압 리플은 기존 컨버터에 비해 약 5배 감소시킬 수 있었다. 이는 HVDC 시스템의 스무딩 리액터의 용량을 대폭 감소 할 수 있을 것으로 기대된다.

다. 제안된 컨버터의 동작이 메인 컨버터는 일정 점호각 제어를 행하고, 보조 컨버터를 사용하여 출력 전압 제어를 행하는 방식을 취하고 있다. 이로 인해 출력 직류전압을 제어하기 위해 보조컨버터의 점호각을 0°에서 180° 전 영역을 사용함으로써 출력전압 분해능을 증대할 수 있었다.

이상의 결론을 토대로 제안된 컨버터는 HVDC 시스템용 컨버터뿐만 아니라, 기존 산업계에 사용되는 12펄스 컨버터 대응으로 그 활용이 기대된다.

감사의 글

본 연구는 교육과학기술부와 한국산업기술재단의 지역혁신인력양성사업 및 지식경제부의 에너지자원인력양성사업으로 수행된 연구 결과임

참고 문헌

- [1] P. Kundur, "High-Voltage Direct-Current Transmission", chapter 10.
- [2] Final Report of KERI, "Development of Prototype Control System for HVDC", 2000.
- [3] Roberto Rudervall, J.P. Charpentier, Raghuvveer Sharma, "High Voltage Direct Current Transmission Systems", Technology Review Paper
- [4] Hussein. D. Al-Majali, "Transient of modified HVDC converters", Electric Power Systems Research, 2006.
- [5] Chan-Ki Kim, "Transient Performance of Cheju-Haenam HVDC System", KEPRI KEPCO, 2001.
- [6] H. K. Nam, et al., Estimation of Reasonable Load Shedding Amount and Stabilizing Measures for the Jeju System through Detailed Analysis, Final Report, Korea Power Exchange, 2007.5.
- [7] PSIM: PSIM® is a simulation software specifically designed for power electronics and motor control.

저 자 소 개



김 동 희 (金東熙)

1973년 10월 14일생. 1996년 전남대학교 전기공학과 졸업(학사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
Tel : 062-530-0747, Fax : 062-530-1749
E-mail : kimdh630@hanmail.net



이 화 춘 (李和春)

1980년 4월 30일생. 2006년 전남대학교 전기공학과 졸업(학사). 2007년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정
Tel : 062-530-0630, Fax : 062-530-1749
E-mail : marine5532@nate.com



박 성 준 (朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대학교 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 2003년~현재 전남대 전기공학과 부교수
Tel : 062-530-1741, Fax : 062-530-1749
E-mail : sjpark1@jnu.ac.kr



남 해 곤 (南海鯤)

1950년 10월 16일생. 1975년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사). 1980년 미국 Univ. of Houston 대학원 전기공학 졸업(석사). 1986년 Univ. of Texas at Austin 대학원 전기공학 졸업(박사). 1986년~1988년 한국전기연구소 선임연구원. 1988년~현재 전남대 전기공학과 교수
Tel : 062-530-1745, Fax : 062-530-1749
E-mail : hknam@jnu.ac.kr



최 준 호 (崔峻豪)

1970년 7월 30일생. 1996년 숭실대학교 전기공학과 졸업(학사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2003년~현재 전남대 전기공학과 조교수
Tel : 062-530-1742, Fax : 062-530-1749
E-mail : joono@jnu.ac.kr



김 광 현 (金堯憲)

1960년 12월 27일생. 1983년 전남대학교 전기공학과 졸업(학사). 1986년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1992년~현재 전남대 전기공학과 교수
Tel : 062-530-1747, Fax : 062-530-1749
E-mail : khk@jnu.ac.kr