

새로운 24-펄스 HVDC 컨버터

吳俊龍, 崔世琬, 金基勇, 金榮石, 元忠淵

A New 24-Pulse HVDC Converter

Junyong Oh, Sewan Choi, Kiyong Kim, Youngseok Kim, Chungyuen Won

요약

본 논문에서는 HVDC 응용을 위한 새로운 24-펄스 싸이리스터 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 기존의 직렬접속형 12-펄스 컨버터에 저용량의 단상변압기와 2개의 DC Blocking 커패시터 및 2개의 싸이리스터 스위치로 보조회로를 추가하여 구성된다. 이 보조회로의 두 개의 싸이리스터로 출력전류를 재주입함으로써 입력전류뿐만 아니라 출력전압도 24-펄스 특성을 갖게된다. 입력전류와 출력전압의 분석을 통하여 시스템 위상지연각의 전구간에 대한 보조 싸이리스터 제어각을 구하고 각 소자의 용량을 계산한다. 또한 모의실험 및 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 방식의 원리를 입증한다.

ABSTRACT

In this paper a new 24-pulse HVDC converter with the least number of switching devices(14 thyristors) and additional low KVA passive components is proposed to draw nearly sinusoidal input currents from the electric utility. Output voltage of the proposed converter also shows 24-pulse characteristics. Detailed analysis along with sophisticated firing angle calculation is presented. Experimental results from a 3KVA laboratory prototype verify the proposed concept.

Key Words : HVDC, harmonics, 24-pulse, thyristor converter

1. 서론

HVDC 송전단이나 수전단의 전력변환기로서 12-펄스 직렬 접속형 싸이리스터 컨버터가 사용되고 있는데, 이때 싸이리스터 컨버터의 스위칭 동작으로 출력전압과 입력전류에 12-펄스와 관련된 고조파 성분이 발생하게 된다. 발생된 50차까지의 고조파는 근접한 전회선의 간섭과 통신장애 및 차단기 등의 오동작을 일으킬 수 있게 되어 입·출력단에 11차 및 13차등의 고조파에 동조된 수동필터를 사용하게 된다¹⁾ 그러나 수동필터는 용적 및 비용에서뿐만 아니라 외란에 따른 시스템응답의 지연을 일으킬 수 있고, 발전기 등과 연계된 HVDC에서의 주파수 변동은 오히려 고조파를 증

폭시킬 우려가 있다²⁾ 컨버터의 펄스 수를 높이기 위하여는 추가의 싸이리스터 브리지와 위상변압기를 사용하여야 하는데 이는 시스템의 비용 및 용적의 상승을 가져온다. 이에 따라 싸이리스터 브리지와 위상 변압기를 추가하지 않고 펄스 수를 높이는 방법들이 제안되었는데, Miyari³⁾ 등은 병렬접속형 싸이리스터에서 상간변압기의 탭에 연결된 싸이리스터의 적절한 스위칭으로 펄스 수를 증가시켰고 Arillaga⁴⁾ 등은 직렬 접속형 싸이리스터 컨버터에 출력전류를 재주입하는 방식으로 HVDC 컨버터의 입·출력 파형을 개선하였다. 본 논문에서는 이 출력전류 재주입방식을 근간으로 하여 보다 스위칭소자의 수를 절감하여 HVDC에 적용할 수 있는 새로운 24-펄스 싸이리스터 컨버터를 제안한다. 제안한 방식의 전력회로는 기존의 12-펄스 컨버터

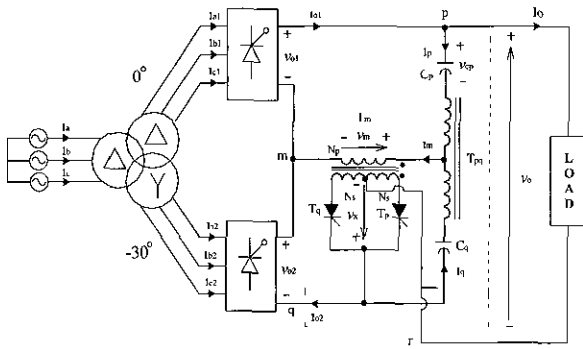


그림 1 제안하는 24-펄스 컨버터 시스템
Fig 1 Proposed 24-pulse converter system

에 보조회로를 추가하여 구성되며 다음과 같은 특징을 갖는다

- 보조회로는 2개의 싸이리스터와 저항량의 변압기 등의 수동소자로 구성된다
- 입력전류에는 $24K \pm 1$, 출력전압에는 $24K$ 의 고조파 특성을 갖는다($K=1,2,3,\dots$).
- 부하나 전원 주파수가 변동해도 견고하게 동작한다

2. 제안하는 24-펄스 컨버터

그림 1은 제안하는 24-펄스 컨버터를 나타낸다. 제안한 컨버터는 기존의 직렬접속형 12-펄스 컨버터에 보조회로를 추가하여 구성한다. 이 보조회로는 두 대의 변압기 T_m 과 T_{pq} , 직류전압 분할용 콘덴서 C_p 와 C_q 그리고 변압기 T_m 에 연결된 두 개의 싸이리스터 T_p 와 T_q 로 구성된다. 상측컨버터와 하측컨버터의 출력전압 v_{o1} 과 v_{o2} 는 위상각 α 에 따라 변하며 각각 6-펄스 특성을 갖는다. 충분히 큰 용량의 커패시터를 사용하여 직류 리플전압을 무시할 수 있다고 가정하면 변압기 T_m 의 1차측 전압은

$$v_m = \frac{1}{2}(v_{o1} - v_{o2}) \quad (1)$$

로 되어 컨버터의 위상각 α 에 따라 여러 가지 파형을 갖게 되고 이 전압 v_m 의 주파수는 전원 주파수의 6배가 된다. 위상각 α 가 30° 일 때 이들의 파형을 그림 2에 나타내었다. 그림 3에 보조회로의 변압기 T_m 과 이에 연결된 2개의 싸이리스터의 동작을 나타낸다. 변압기 T_m 의 1차측 전압 v_m 의 상승모서리(positive edge)

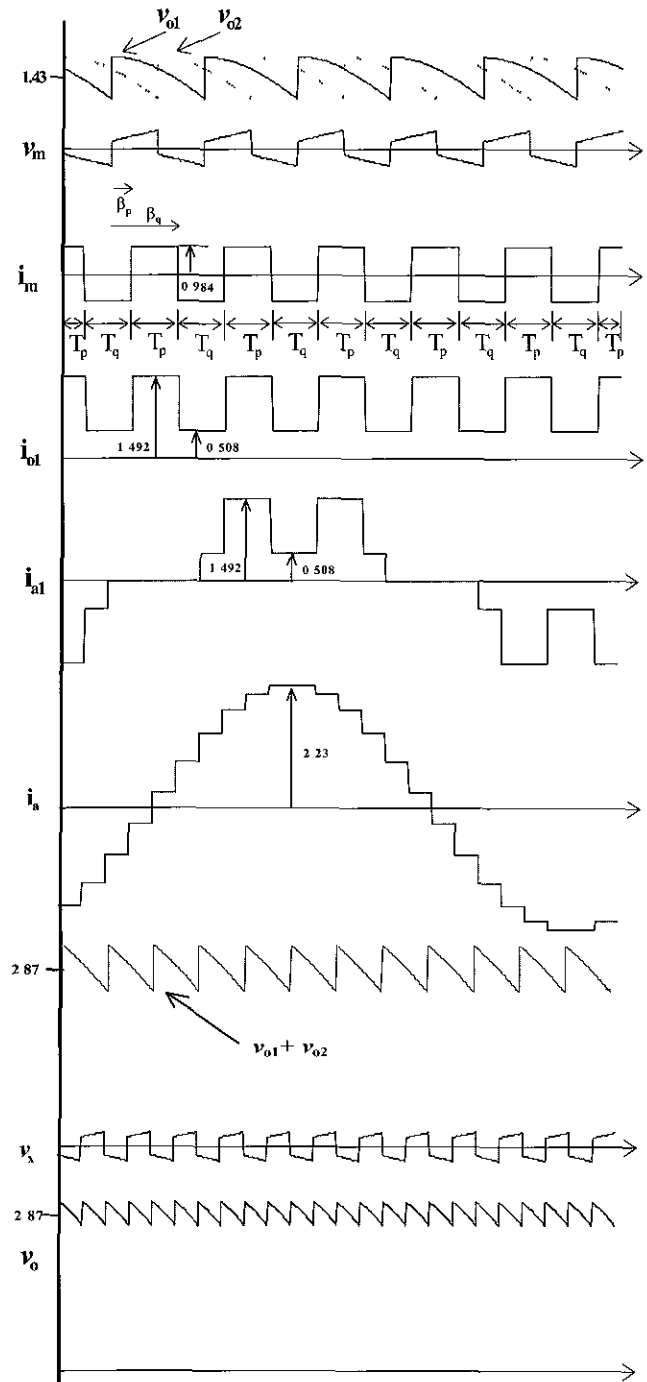


그림 2 각부파형 ($V_L=1(\text{PU}), I_o=1(\text{PU}), K=0.984, \alpha=30^\circ, \beta_p=15^\circ, \beta_q=45^\circ$)

Fig 2 Various waveforms ($V_L=1(\text{PU}), I_o=1(\text{PU}), K=0.984, \alpha=30^\circ, \beta_p=15^\circ, \beta_q=45^\circ$)

를 각 싸이리스터 T_p 와 T_q 의 제어각 β_p 와 β_q 의 기준점으로 하며 싸이리스터 T_p 와 T_q 는 둘 중의 하나

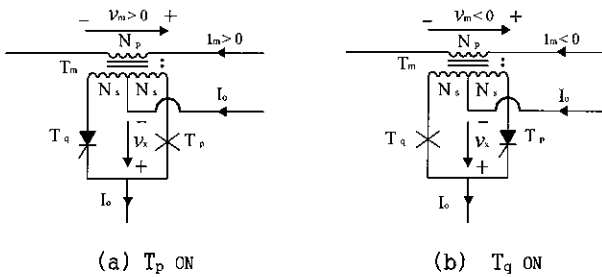


그림 3 보조회로의 동작
Fig 3 Operation of auxiliary circuit

가 항상 출력전류를 도통시키도록 한다. 그림 3(a)와 같이 전압 v_m 이 양일 때는 T_p 가 순바이어스 되어 β_p 에서 T_p 를 접호하면 전류(commutation)되어 출력전류 I_o 를 도통시켜 변압기 T_m 의 1차측에 정 방향의 전류 $i_m = (N_s/N_p)I_o$ 을 유지시킨다. 또한, 그림 3(b)와 같이 전압 v_m 이 음일 때는 T_q 가 순바이어스 되어 β_q 에서 출력전류를 도통시켜 부 방향의 전류 $i_m = -(N_s/N_p)I_o$ 을 유지시킨다. 이러한 방식으로 반복하여 T_p 와 T_q 를 접호하면 전류 i_m 은 그림 2와 같은 파형이 되고 커패시터 C_p 와 C_q 로 양분되어 흐르게 되어 각 정류기의 출력전류 i_{o1} 과 i_{o2} 는 다음과 같이 된다.

$$i_{o1} = I_o + \frac{1}{2} i_m \quad (2)$$

$$i_{o2} = I_o - \frac{1}{2} i_m$$

한편 'a' 상에 대한 브리지 입력전류와 브리지 출력전류와의 관계를 나타내기 위해 그림 4와 같이 스위칭 함수 S_{a1} 를 정의할 수 있고 각 상에 대한 스위칭함수는 다음과 같다.

$$S_{b1} = S_{a1} \angle -120^\circ$$

$$S_{c1} = S_{a1} \angle 120^\circ \quad (3)$$

또한 하측 컨버터에 대한 스위칭함수는

$$S_{a2} = S_{a1} \angle -30^\circ$$

$$S_{b2} = S_{b1} \angle -30^\circ$$

$$S_{c2} = S_{c1} \angle -30^\circ \quad (4)$$

이 되므로 정류기 입력전류는

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} i_{o1}, \quad \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} i_{o2} \quad (5)$$

와 같고, 이때 입력전류 i_a 는 주변압기의 기자력(MMF)관계식으로부터 다음 식과 같이 된다.

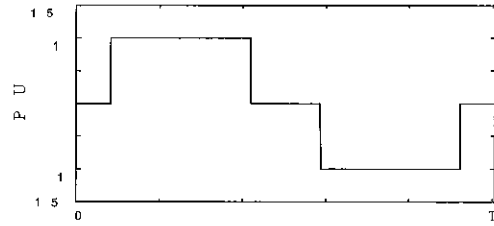


그림 4 'a' 상에 대한 스위칭 함수 S_{a1}
Fig 4 Switching function S_{a1} for phase 'a'

$$i_a = i_{a1} + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{a2} - i_{a2}) \quad (6)$$

식 (2)~(6)을 이용하여 입력전류를 부하전류 I_o 와 전류 i_m 로 표현하면 다음과 같이 된다.

$$i_a = \left(S_{a1} + \frac{1}{\sqrt{3}}(S_{a2} - S_{a2}) \right) I_o + \frac{1}{2} \left(S_{a1} + \frac{1}{\sqrt{3}}(S_{a2} - S_{a2}) \right) i_m \quad (7)$$

또한, 입력전류는 변압기 T_m 의 권수비 $K = (N_s/N_p)$ 에 따라 변하며 $K=0.984$ 일 때 THD가 662%로 최소가 되는 것을 알 수 있다.¹⁰ 그림 2에 각 전류의 파형을 나타내며 입력전류 i_a 는 24-펄스의 파형을 갖는 것을 알 수 있다. 한편, 싸이리스터 T_p 와 T_q 의 제어각을

$$\beta_p = \beta$$

$$\beta_q = \beta + 30^\circ \quad (8)$$

로 하면 제어각 β 의 범위는 $0^\circ < \beta < 30^\circ$ 이 된다. 입력전류의 THD가 최소가 되도록 시스템의 위상각 α 에 대한 제어각 β_p 와 β_q 를 계산하여 그림 5에 나타내었다. 시스템의 위상지연각 α 의 전구간(0° 에서 180°)에서 입력전류의 THD를 최소로 하는 제어각 β_p 와 β_q 를 구하였는데 그림 5에서 보듯이 전구간에서 THD를 662%로 할 수 있다. 이와 같이 시스템의 위상지연각 α 에 따라 보조회로의 제어각 β_p 와 β_q 를 조정하면 입력전류를 항상 24-펄스의 특성을 갖는 파형으로 만들 수 있다. 그림 2는 시스템의 위상지연각 α 가 30° 이고 $\beta_p=15^\circ$ 와 $\beta_q=45^\circ$ 일 때의 각부 파형을 나타낸다.

또한 그림 1에서 보는 바와 같이 기존의 12-펄스 컨버터의 출력전압은 $v_{o1}+v_{o2}$ 이나 제안한 시스템의 출력전압은

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} + v_x \quad (9)$$

로 된다. 이때 전압 v_x 는 T_p 가 도통하면 $v_x = (N_s/$

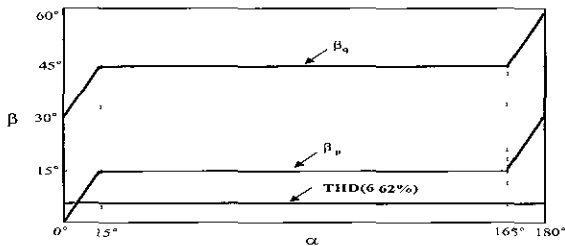


그림 5 위상각 α 에 대한 최적제어각 β_p 와 β_q 입력 전류 i_a 의 THD
 Fig 5 Optimum firing angles β_p , β_q and THD of current i_a for varying phase angle α

$N_p)v_m$ 이 되고 T_q 가 도통되면 $v_x = -(N_s/N_p)v_m$ 이 된다 이와 같이 전압 v_x 가 12-펄스의 출력전압 $v_{o1}+v_{o2}$ 에 더해져서 제안한 시스템의 출력전압은 그림 2에서 보듯이 24-펄스의 개선된 파형을 얻게된다

3. 소자의 정격 및 용량계산

3.1 변압기 용량 및 소자정격

기존의 직렬형 12-펄스 컨버터 시스템과 제안한 24-펄스 컨버터 시스템의 각 소자의 정격 및

표 1 변압기의 용량 및 소자의 정격

Table 1 Transformer VA and Component rating

		기존의 12-펄스 시스템	제안한 24-펄스 시스템
위상 변압기	1차 Δ	V_{rms}/V_{IL}	1000
		I_{rms}/I_o	1247
		VA/V_{oI_o}	1368
	2차 Δ	V_{rms}/V_{LL}	1000
		I_{rms}/I_o	0.471
		VA/V_{oI_o}	0.523
	2차 Y	V_{rms}/V_{LL}	0.577
		I_{rms}/I_o	0.816
		VA/V_{oI_o}	0.523
변압기 T_{pq}	V_{rms}/V_{IL}	-	0.502
	I_{rms}/I_o	-	0.492
	VA/V_{oI_o}	-	0.091
변압기 T_m	V_{rms}/V_{IL}	-	0.443
	I_{rms}/I_o	-	0.984
	VA/V_{oI_o}	-	0.161
Main	V_{Dcak}/V_{IL}	1414	1414
싸이리스터	I_{rms}/I_o	0.577	0.643
보조 싸이리스터	V_{Peak}	-	0.882
	I_{rms}/I_o	-	0.707

변압기의 용량을 표 I에서 비교하였다 전압 v_m 은 위상각 α 가 90° 일 때 최대가 되므로 변압기의 용량은 이를 기준으로 계산하였다 제안한 24-펄스 컨버터의 위상변압기 용량과 주 싸이리스터의 전류정격이 기존의 12-펄스 다이오드 정류기에 비해 각각 173% 와 1144% 증가하였다 또한 제안한 방식에서 추가된 변압기 T_m 과 T_{pq} 의 총용량은 최대 출력용량의 25% 정도이나 실제 위상각 α 가 작은 범위에서 사용되므로 이 보다 훨씬 적게 설계할 수 있다 그림 6에 위상각 α 에 따른 각 변압기의 용량을 나타낸다. 이들 변압기의 총용량은 위상각 α 가 90° 일 때는 출력용량의 25%로 최대로 되고 α 가 0° 일 때는 6.6%로 최소로 된다

3.2 커패시터 C_p 와 C_q 의 선정

그림 7에서 보는바와 같이 커패시터 C_p 와 C_q 에는 전류 i_p 와 i_q 가 흘러 리플전압이 발생한다 이 리플전압이 일정전압 이상이 되면 변압기 T_m 의 1차측 전압 v_m 이 왜곡되어 변압기 T_m 의 싸이리스터 T_p 와 T_q 가 정확한 동작을 하지 못하므로 입력전류가 왜곡될 수가 있다. 이때 리플전압을 일정전압 이하로 제한하기 위하여 커패시터 C_p 와 C_q 의 용량을 적절히 선정하여야 한다 그림 7에 커패시터에 흐르는 전류 i_p 그리고 커패시터 양단전압 v_{cp} 를 나타내었다 리플전압의 크기를 V_{ripple} 이라고 하면

$$V_{ripple} = \frac{1}{\omega C_p} \int_0^{\frac{\pi}{12}} 0.492 I_o d(\omega t) \quad (10)$$

$$= \frac{0.1288}{\omega C_p} I_o$$

이고, 따라서 커패시턴스 C_p 는 다음과 같다

$$C_p = \frac{0.1288}{\omega V_{ripple}} I_o \quad (11)$$

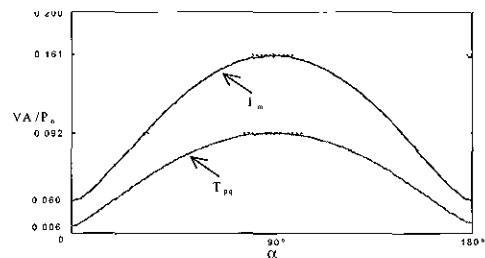


그림 6 위상각 α 에 대한 변압기 용량
 Fig 6 Transformer rating for varying α

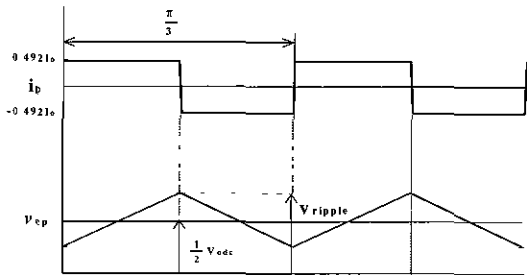


그림 7 커패시터 전류 와 커패시터 리플전압
Fig 7 Capacitor current and Capacitor ripple voltage

한편, 커패시터의 평균전압 $V_{cp} = \frac{1}{2} V_{o,dc}$ 이고 커패시터 전압의 %리플 K_v 를 다음과 같이 정의하면

$$K_v = \frac{V_{ripple}}{V_{cp}} \quad (12)$$

식 (11) 및 (12)으로부터 커패시터의 용량을 다음과 같이 구할 수 있다

$$C_p = \frac{0.1908 I_o}{K_v \omega V_{LL}} \quad (13)$$

4. HVDC 에의 응용

HVDC 시스템의 구성으로는 Back-to-Back Tie 방식, Monopolar 방식 및 Bipolar 방식 등이 있는데 제안한 24-펄스 컨버터를 Bipolar 방식으로 구성하여 HVDC의 송전단측에 적용한 경우를

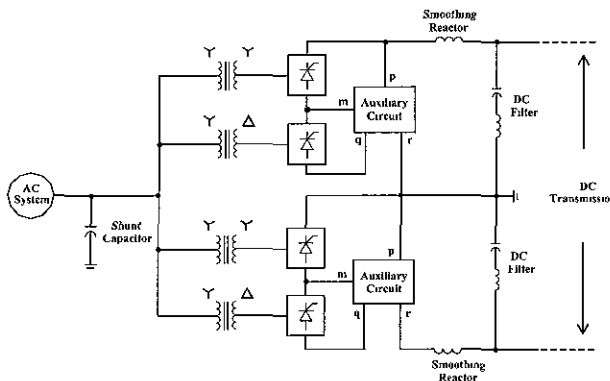
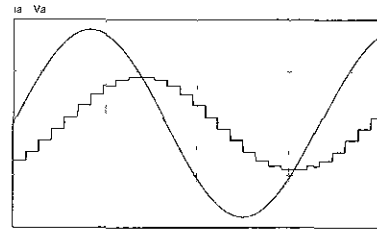
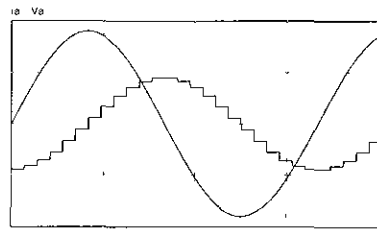


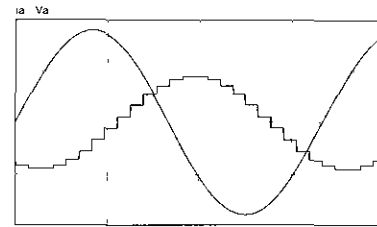
그림 8 제안한 24-펄스 컨버터를 적용한 Bipolar HVDC의 송전단 구성도
Fig 8 Configuration of Bipolar HVDC sending end with the proposed 24-pulse converter



(a) 위상지연각 $\alpha = 60^\circ$
(a) Phase delay angle $\alpha = 60^\circ$



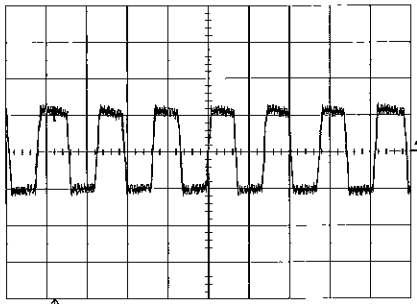
(b) 위상지연각 $\alpha = 90^\circ$
(b) Phase delay angle $\alpha = 90^\circ$



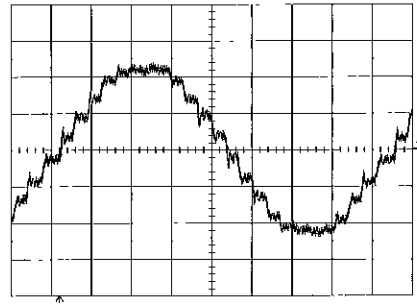
(c) 위상지연각 $\alpha = 120^\circ$
(c) Phase delay angle $\alpha = 120^\circ$

그림 9 Bipolar HVDC 시스템의 시뮬레이션 결과
Fig 9 Simulation results for bipolar HVDC system

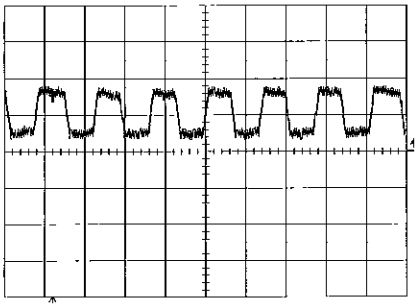
그림 8에 나타낸다 이 경우 접지점은 양극 (Positive polarity)를 구성하는 상단 컨버터의 r 점과 음극(Negative polarity)를 구성하는 하단 컨버터의 p점에 연결된다 이 같은 구성으로 송전단 컨버터는 정류기 모드(위상제어각 α 가 90° 보다 작은 경우)와 인버터 모드(위상제어각 α 가 90° 보다 큰 경우)로 모두 동작가능하고 수전단측에도 위와 동일한 방식으로 구성할 수 있다. 제안한 24-펄스 컨버터의 동작으로 입력전류의 11차 및 13차 고조파가 제거되므로 이에 대한 교류측 고조파필터는 사용되지 않는다 이외에도 Back-to-Back Tie 방식이나 Monopolar 방식에도 제안한 24-펄스 컨버터를 적용하여 구성할 수 있다 그림 8의 제안한 24-펄스 컨버터를 적용한 Bipolar HVDC시스템을 PSIM으로 시뮬레이션한 결과를 그림 9에 나타낸다 시스템의 인자지연가



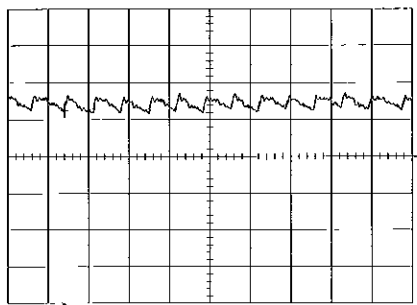
(a) 전류 I_m
(a) Current I_m



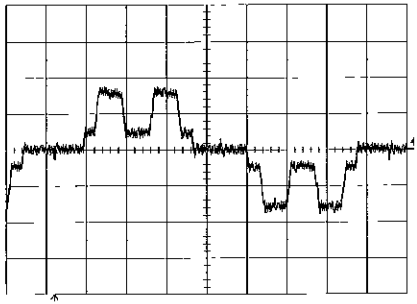
(d) 입력전류 I_a
(d) Input Current I_a



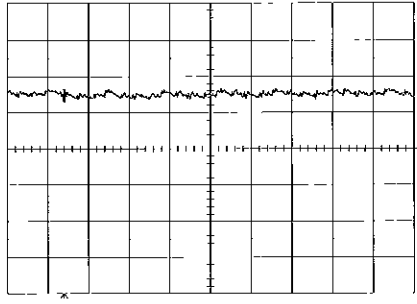
(b) 브리지 출력전류 I_{o1}
(b) Bridge output current I_{o1}



(e) 전압 $V_{o1}+V_{o2}$
(e) voltage $V_{o1}+V_{o2}$



(c) 브리지 입력 전류 I_{a1}
(c) Bridge input current I_{a1}



(f) 출력전압 V_o
(f) Output voltage V_o

그림 10 실험결과(4A/div,200V/div) ($K=0.984, \alpha=30^\circ, \beta_p=15^\circ, \beta_q=45^\circ$)

Fig 10 Experimental results(4A/div,200V/div) ($K=0.984, \alpha=30^\circ, \beta_p=15^\circ, \beta_q=45^\circ$)

α 가 90° 보다 작은 경우뿐만 아니라 α 가 90° 보다 큰 경우도 모두 24-펄스 특성을 갖는 것을 알 수 있다

5. 실험 결과

제안한 24-펄스 컨버터의 실험을 위해 220V, 3KVA 컨버터 시스템이 제작되었으며 권수비 $K=0.984$, 위상각 $\alpha=30^\circ$, 제어각 $\beta_p=15^\circ, \beta_q=45^\circ$,

$I_o=4A$ 조건에서의 실험 파형을 그림 10에 나타내었다. 그림 10(a)는 변압기 T_m 의 사이리스터 T_p 와 T_q 의 동작에 의한 전류 I_m 을 나타내고, 그림 10(b)는 브리지 출력전류 I_{o1} 을 나타낸다. 그림 10(c)는 브리지 입력전류 I_{a1} 을 나타내고, 그림 10(d)는 24-펄스의 파형을 갖는 입력전류 I_a 를 나타낸다. 또한 그림 10(e)는 출력전압 $v_{o1}+v_{o2}$ 를 나타내는데 이는 기존의 12-펄스 시스템의 출력전압과 같다. 그림 10(f)는 이 전압 $v_{o1}+v_{o2}$ 에 v_x 가

더해져 24-펄스로 개선된 제안한 시스템의 출력 전압 v_o 를 나타낸다.

6. 결 론

본 논문에서는 HVDC 응용을 위한 새로운 24-펄스 컨버터의 토폴로지와 제어방법을 제안하였다. 제안한 시스템은 기존의 12-펄스 컨버터에 2개의 싸이리스터와 변압기(최대용량은 부하용량의 25%)등 수동소자로 구성되어진다. 이 보조회로의 동작으로 입력전류는 22차까지의 고조파가 제거되어 정현파에 가까운 파형을 얻을 수 있었으며 출력전압 역시 기존의 12-펄스 보다 개선된 것을 알 수 있었다. 또한, 이 방식은 부하나 전원 주파수가 변동하여도 견고하게 동작하는 특징이 있어 HVDC등의 응용에 적합하다.

본 연구(관리번호 98-중-03)는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행 되었음.

참 고 문 헌

- [1] G.D Breuer and R.L. Hauth, "HVDC's increasing popularity", IEEE Potentials, pp.18-21, Vol. 72, May. 1988.
- [2] J. Arrillaga, etc. al, "Harmonic elimination by DC ripple refection in generator-converter units operating at variable speeds", IEE Proceedings-c, pp.57-64, Vol. 140, No. 1, Jan. 1993.
- [3] S. Miyairi, etc. al, "New Method for Reducing Harmonics Involved in Input and Output of Rectifier with Interphase Transformer", IEEE Trans. on Industry Applications, pp. 790-797, vol. IA-22, No. 5, Sep/Oct. 1986.
- [4] J. Arrillaga and M. Villablanca, "24-pulse HVDC Conversion", pp.57-64, IEE Proceeding, Vol. 138, Part C, No. 1, Jan. 1991.
- [5] S. Choi, J. Oh, K. Kim and J. Cho, "A New 24-Pulse Diode Rectifier for High Voltage and High Power Application", IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 169-174, June. 1999.

저 자 소개



오준용(吳俊龍)

1975년 11월 17일생. 1998년 서울산업대학교 제어계측공학과 졸업(학사). 현재 동 대학원 재학.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대학교 전자공학과 졸업(학사). 1992년 미국 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(박사). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1996년~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 현재 당 학회 편집위원.



김기용(金基勇)

1943년 1월 4일생. 1965년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1979년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 서울산업대학교 제어계측공학과 교수.



김영석(金榮石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 선임연구원 실장. 현재 인하대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 조사이사.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1971년 12월~1992년 12월 미국 테네시주립대학 전기공학과 방문교수. 1988년 3월~현재 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부 교수. 당 학회 학술이사.