

## 링크전류 제어 방식을 이용한 Dual Thyristor Converter의 고조파 저감

\*오석문\*, 김홍규\*\*, 고영호\*, 강석구\*, 유철로\*  
 \*전북대학교 전기공학과, \*충주 산업대학 전기과

### A Study on Reducing Harmonics of Dual Thyristor Converter Using the Link Current Control Factor

Seog Moon Oh, Hong Gyu Kim, Young Ho Kho, Seog Gu Khang, Chul Ro Yu  
 Dept. of Electrical Eng. Chonbuk Nat. Univ.  
 Dept. of Electrical Eng. Chungju Ind. College

#### Abstract

This paper proposes a new converter that can reduce the harmonics like conventional 12-pulse dual thyristor converters with the input transformers.

Both the bridges are controlled with the shifted firing angle and connected through current sharing reactors. Using the center tapped reactor, the DC link current is controlled with the different two values in order to make the input current waveform 12 pulses.

#### I. 서론

전력용 반도체 스위칭 소자의 급속한 발전에 힘입어 산업 현장 전반에 정지형 전력 변환 장치의 수요가 날로 증가하고 있다. 그러나 이러한 정지형 전력 변환 장치는 반도체 소자의 스위칭 동작에 의해 많은 고조파가 발생하여 전력계통 및 부하측에 심각한 영향을 미친다. 고조파를 저감하는 방법은 필터를 사용하는 방법과 PWM 제어법 및 입력전류의 다펄스화하는 방법으로 대별될 수 있다.[1]

본 논문에서는 입력 전류의 다펄스화 방법중의 하나인 링크전류 제어 방식을 이용하여 듀얼 다이리스터 콘버터(Dual Thyristor Converter)의 고조파 저감에 대해 고찰하고자 한다.

기존에 듀얼 다이리스터 콘버터의 고조파 발생 문제를 해결하기 위해  $\Delta$ -Y 결선된 입력변압기를 사용한 시스템이 제안되었으나 사용된 입력 변압기의 크기가 대형이고 가격 역시 고가이므로 전체 시스템이 대형화되고, 경제적으로도 불리한 단점들이 있었다. [2]

따라서 본 논문에서는 링크전류 제어 방식에 의한 듀얼 다이리스터 콘버터를 이용하여 입력 변압기 없이도 기존의 입력 변압기를 사용한 시스템과 동등한 고조파 저감 효과를 갖는 콘버터 시스템을 제안한다.

본 시스템은 각각의 다이리스터 브리지 콘버터를 일정한 상차각을 두어 제어하고 이것을 다시 직류 링크 전류 제어용 리액터에 의해 직류 전류를 다른 두 값으로 제어하여 입력 변압기 없이도 입력전류의 스텝수를 12 펄스로 증가시킬 수 있는 방법을 제안하였다. 본 시스템의 장점은 먼저 고조파 저감 효과는 기존 시스템과 동일하면서도 가격 상승의 주 원인인 입력 변압기를 생략할 수 있다는 점과 시스템의 규모가 소형화되는 부수적인 장점을 갖는다.

위와 같은 장점을 가진 본 시스템의 유용성을 입증하고자

먼저 본문에서 회로구성 및 동작설명을 하고, 고조파 저감에 대한 이론적 고찰을 행하였다. 다음으로 컴퓨터 시뮬레이션에서 기존 시스템과 비교하여 본 시스템을 사용하였을때 고조파 저감 효과의 우수성을 입증하였고 마지막으로 결론 및 앞으로 연구방향에 대하여 논하였다.

#### II. 본론

##### 1. 회로구성 및 동작설명

그림 1은 제안된 12 펄스 듀얼 다이리스터 콘버터를 나타내고있다. M1, M2는 A-B, C-D, A-D 와 C-B 간의 평균전압을 모두 같은 값으로 하여  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  와  $i_{L1}'$ ,  $i_{L2}'$ 를 평형화시키기위한 전류분배 리액터이고 L은 다이리스터 Th1과 Th2의 온-오프 동작에 의하여 직류 링크전류를 다른 두 값으로 제어하는 링크전류 제어용 리액터이다. 다이리스터 Th1, Th2는 강제전류 콘덴서 (forced commutation condenser)에 의해 전류(commutation)되며, 전류시에 발생하는 에너지 손실은 L의 누설 리액턴스에 의한 것 이므로 매우 작은 값이 된다.

그림 2에서 (a)는 전진측의 상전압 파형을 나타낸 것이고, (b)와 (c)는 각각 다이리스터 브리지 콘버터1, 2의 게이트 제어 신호를 나타낸 것이다.

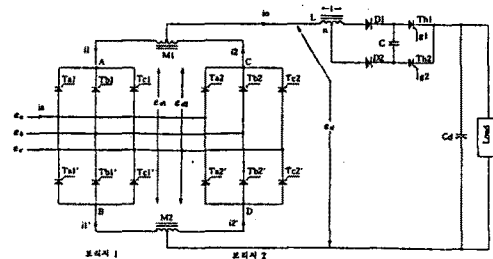


그림 1. 제안된 방식의 듀얼 다이리스터 콘버터

그림 2에서 보는 바와 같이 브리지 1의 지연각은  $\alpha$ , 브리지 2의 지연각은  $\alpha + \theta$ 로 하고  $\theta = 30^\circ$ 로 결정하였다. (d)는 12 펄스의 입력전류 파형을 나타내고, (e)는 직류 링크전류가 펄스 변환동작에 의하여 각각 다른 두 값  $I_1$ ,  $I_1 + \Delta I$ 로 제어됨을 나타낸다. (f)는 L의 토크를 변환시키기 위한 Th1, Th2의 게이트

트 신호를 나타낸다. 그림 2.(b), (c)는 브리지 1, 브리지 2의 제어 신호를 나타낸다. 여기서 각 브리지의 출력 전압은 전류 분배 리액터 M1, M2에 의해 평형화 되므로 그 값은 식 (1)과 같이 되며,

$$ed = (ed1 + ed2) / 2 \quad (1)$$

브리지 1, 2에 의한 평균 출력전압은 식(2)와 같이 나타난다.

$$Ed = -\frac{3Em}{4\pi} [(2 + \sqrt{3}) \times \cos \alpha - \sin \alpha] \quad (2)$$

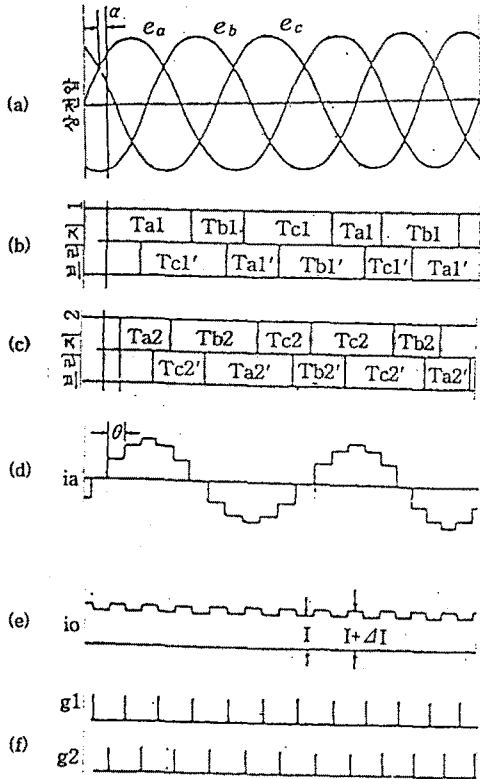


그림 2. 각 부의 파형 및 게이트 신호

그림 3은 제어각  $\alpha$ 의 변화에 따른 직류 출력전압의 변화를 나타내며  $Em$ 은 출력전압의 최대값을 나타낸다.

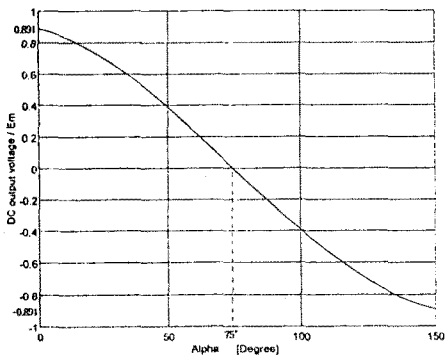


그림 3. 지연각 변화에 따른 직류 출력전압

## 2. 고조파 저감 대책

브리지 1과 브리지 2를 그림 2.(b), (c)의 동작 순서에 의해 제어하면 그림 2. (d)에 나타난 12 펄스의 입력전류 파형을 얻을 수 있고, 이를 다시 푸리에 급수로 전개하면 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$a_m = \frac{4}{\pi} \left[ \int_{\pi/12}^{\pi/4} (I + \Delta I) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t \quad (3) \right. \\ \left. + \int_{\pi/4}^{5\pi/12} 2I \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t \right. \\ \left. + \int_{\pi/2}^{5\pi/12} 2 \cdot (I + \Delta I) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t \right]$$

이때 출력전류는 다이리스터 Th1, Th2의 교번 동작에 의해  $I, I + \Delta I$ 의 두 값으로 제어되고, 링크전류 제어율(link current control factor)  $\Delta I/I$ 는 식 (3)에서  $a_m = 0$ 일때 식(4)에 의해 구할 수 있다.

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\cos(n\pi/4) + \cos(n\pi/12)}{\cos(n\pi/4) - \cos(n\pi/12) - 2\cos(5n\pi/12)} \quad (4)$$

그림 4는 각 고조파 차수에 대한  $\Delta I/I$ 의 변화값을 나타낸 것으로 그림에서와 같이  $\Delta I/I = 0.155$ 일때 가장 넓은 범위의 고조파를 제거할 수 있음을 보인다.

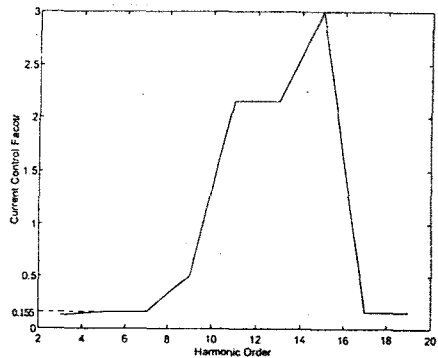


그림 4. 최적 링크전류 제어율

## 3. 컴퓨터 시뮬레이션

그림 5는 새로운 게이트 제어 방식으로 제어되는 본 시스템의 출력전압 파형을 나타낸다.

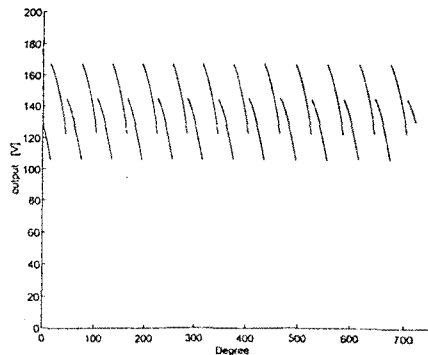
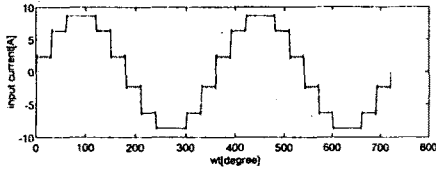


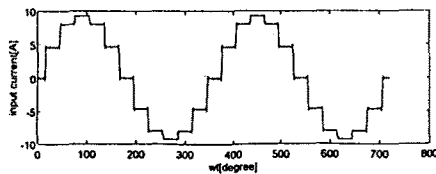
그림 5. 출력전압 파형

여기서 브리지 1의 지연각  $\alpha=15^\circ$  는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 결정된 것이고,  $\theta=30^\circ$  는 브리지 1, 브리지 2의 상차각이다.

그림 6. (a), (b)는 제안된 방식의 12 펄스 입력 전류 파형과 기존 시스템의 12 펄스 입력전류 파형을 비교하여 나타내고 있다.

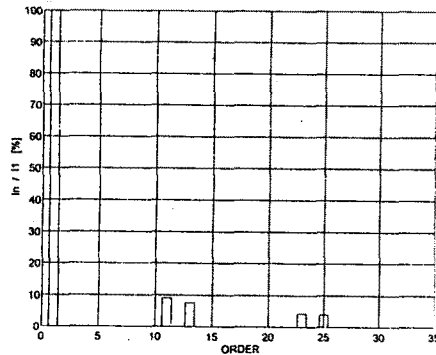


(a) 기존 방식의 12 펄스 입력전류 파형

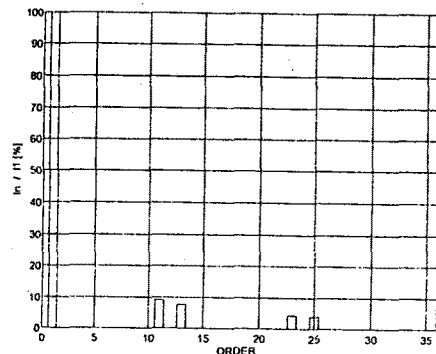


(b) 제안된 방식의 12 펄스 입력전류 파형

그림 6. 12 펄스 입력전류 파형 비교



(a) 기존 방식의 고조파 스펙트럼



(b) 제안된 방식의 고조파 스펙트럼

그림 7. 고조파 스펙트럼의 비교

그림 7. (a), (b)에서는 기존 방식과 제안된 방식과 고조파 차수에 대한 고조파 함유율을 스펙트럼을 통해 비교하고 있다.

표 1.은 기존 방식과 제안된 방식의 3차에서부터 31차까지 고조파 함유율을 비교한 것이다. 이상의 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 알 수 있는 바와 같이 제안된 방식의 시스템은 기존 입력 변압기를 사용한 경우와 동등한 고조파 저감 효과가 있음을 알 수 있다.

### III. 결론 및 연구방향

본 논문에서는 브리지 1과 브리지 2를  $\theta=30^\circ$  의 상차각으로 제어하고, 링전류 제어용 리액터를 사용함으로써 입력 전류의 스텝 수를 효과적으로 증가시켜 고조파 저감의 측면에 큰 효과가 있음을 보였다.

표 1. 고조파 함유율의 비교

고조파 차수	고조파 함유율 (%)	
	기존방식	제안된 방식
3		0.0097
5		0.0069
7		
9		
11	9.0909	9.0909
13	7.6923	7.6923
15		
17		0.0028
19		0.0025
21		
23	4.3478	4.3478
25	4.0000	4.0000
27		
29		0.0017
31		0.0016
THD	13.2935	13.2935

본 시스템의 장점은 다음과 같다. 첫째 입력 변압기 없이 고조파를 저감함으로써 경제적으로 시스템을 구성할 수 있으며, 소형으로 된다. 둘째 기존 12 펄스 듀얼 다이리스터 콘버터와 고조파 저감 효과가 동등하다. 본 방식은 순시적으로 점프하는 전압 성분이 다소 포함되어 있는데 이러한 성분들은 일반적으로 시스템 전체의 역률을 저하시키는 원인으로 알려져 있으므로 향후 본 시스템의 역률 개선 방안이 앞으로의 계속 연구되어야 할 것이다. [3]

### 참고문헌

- [1] 柳喆魯 外, "相間 리액터의 2-4탭 變換 방식에 의한 入力 電流의 高調波 低減에 關한 研究", 大韓 電氣學會 論文集, vol. 37, no. 1, 1988.
- [2] Muhammad H. Rashid, "Power Electronics Circuits, Devices and Applications", New Jersey, Prantice Hall, 1988
- [3] 高橋 勳, "サイリスタコンバータ의 高力率制御法" 長岡技術科學大學 Soft Power Lab. 1992, 8