

3相 非對稱 整流回路의 PAM 方式을 이용한 高調波 低減法

(Reducing Harmonics of 3-Phase Asymmetric Rectifier Current using a PAM method)

오 훈* 원광대학교 전기공학과
윤 앙 응 원광대학교 전기공학과
박 현 철 전북대학교 전기공학과

Abstract

In this paper, we presents a new PAM method without the input transformer for reducing harmonics in input AC line currents of converter. This system can reduce the harmonics like conventional 12-pulse converter. the dual bridge circuits are controlled with the shifted firing angle and connected 2 tap interphase reactor. the input current using 2 tap changing on interphase reactor is controlled with the different two values in order to make the input current waveform 12 pulses.

The characteristics of this system were confirmed through the computer simulation and the experiments.

1. 서 론

전력용 반도체 스위칭 소자의 뛰어난 제어기능과 저손실의 스위칭 기능에 힘입어 산업 현장 전반에 정지형 전력 변환 장치의 수요가 날로 증가하고 있다. 그러나 이러한 정지형 전력변환장치는 반도체 소자의 스위칭 동작에 의해 많은 고조파 문제가 발생하여 전력계통 및 부하측에 심각한 영향을 미친다.^{1)~2)}

최근에 고조파 장해를 억제 또는 저감하기 위한 방법으로는 펄스를 사용하는 방법, PWM 제어법 및 입력전류의 다펄스화하는 방법에 대한 연구가 진행되고 있다.^{3)~5)~7)}

기존의 2중접속 12 펄스 컨버터에서는 고조파 발생 문제를 저감하기위해 1차측에 Δ , 2차측에 Δ -Y로 결선된 입력변압기를 사용하고, 상간리액터의 탭 변환 장치의 추가로 입력전류의 스텝수를 증가시키는 다펄스화 방법이 중점적으로 고찰되었다. 그러나 이는 부하용량의 증대에 따라 입력 변압기의 용량 또한 증대되어야하

로 시스템이 대형화되고 가격 역시 고가가 되어 전체 시스템이 경제적이지 못한 단점이 있다.⁸⁾

그러므로 본 논문에서는 기존의 2중 접속 12 펄스 컨버터가 가지고 있는 이러한 단점들을 개선하기 위해서 입력 변압기가 없이 정류회로에 PAM 방식을 적용하고, 듀얼 컨버터가 각각 다르게 동작하도록한다. 또 상간리액터에는 2탭 절환방식을 이용하여 상간리액터 전류를 제어하므로써 입력전류를 효과적으로 다펄스화시킬 수 있는 고조파 저감법에 대해 고찰하고, 이 방법을 기존의 입력 변압기를 사용한 2중 접속 12 펄스 컨버터 시스템과 비교하여 거의 동등한 고조파 저감 효과를 갖는 시스템을 제안한다.

본 연구에서 사용된 시스템은 각각의 다이리스터 브리지 컨버터에 일정한 상차각을 두어 제어하고, 이것을 다시 2탭 절환 사이리스터에 의해 직류 전류를 다른 두 값으로 제어하여 입력 변압기 없이도 입력전류의 스텝수를 12 펄스로 다펄스화시킬 수 있었다. 본 시스템의 장점은 먼저 고조파 저감 효과는 기존 시스템과 거의 동등하면서도 기존의 컨버터에 비해 가격이 절감되었고, 시스템의 규모가 소형화로 설치 스페이스를 줄일 수 있었다.

본 시스템의 유용성을 입증하고자 회로구성 및 동작 설명이 행해지고, 입력전류의 고조파를 저감하기 위한 전류제어 특성과 출력전압 특성에 대한 이론적 해석이 이루어졌다. 기존 2중 접속 12 펄스 컨버터와 고조파 저감효과를 비교, 고찰해 보기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션과 실험이 수행되었다.

2. 본 문

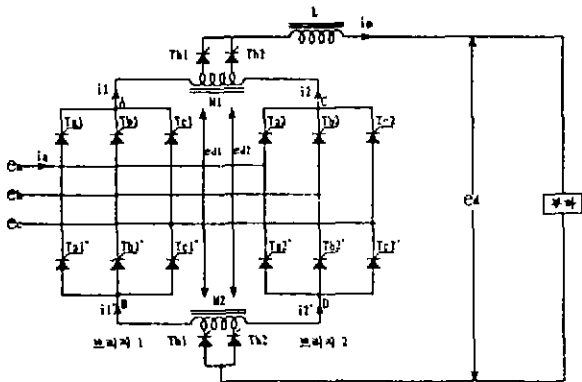
2.1 회로구성 및 동작설명

그림1은 제안된 12 펄스 듀얼 다이리스터 컨버터를

나타내고 있다. M_1, M_2 는 A-B, C-D, A-D 와 C-B 간의 평균전압을 모두 같은 값으로 하여 i_1, i_2 와 i_1', i_2' 를 평형화시키기 위한 상간리액터를 구성한다. 여기에 상간 리액터 권수비는 $N=1:1$ 로 하며, Th_1, Th_2 의 2펄스를 제어 하여 입력전류 파형을 개선한다. 또 L은 직류 전류를 평형하기 위한 리액터이다. 입력변압기 없이 입력전류의 저차 고조파를 저감하기 위해서 브리지 1은 브리지 2에 비해 각각 다이리스터 위상각이 30° 씩 앞서며 전류가 흐른다. Th_1, Th_2 는 30° 씩 위상차를 가지고 ON, OFF 동작하며, 전류(commutation)시에 발생하는 에너지 손실은 L의 누설 리액턴스에 의한 것 이므로 매우 작은 값이 된다.⁹⁻⁷⁾

그림2에서 (a)는 전원측의 상전압 파형을 나타내고, (b)와 (c)는 각각 다이리스터 브리지 1, 2의 게이트 제어 신호를 나타낸다.

그림2에서 브리지 1의 지연각은 α , 브리지 2의 지연각은 $\alpha + \theta$ 로 하고 $\theta = 30^\circ$ 로 결정하였다. (d)는 12 펄스의 입력전류 파형을 나타내고, (e)는 직류 링크전류가 펄스 전환 리액터에 의해 각기 다른 두 값 $I, I + \Delta I$ 로 제어됨을 나타낸다. (f)는 상간리액터 펄스를 변환시키기 위한 Th_1, Th_2 의 게이트 신호를 나타낸다.



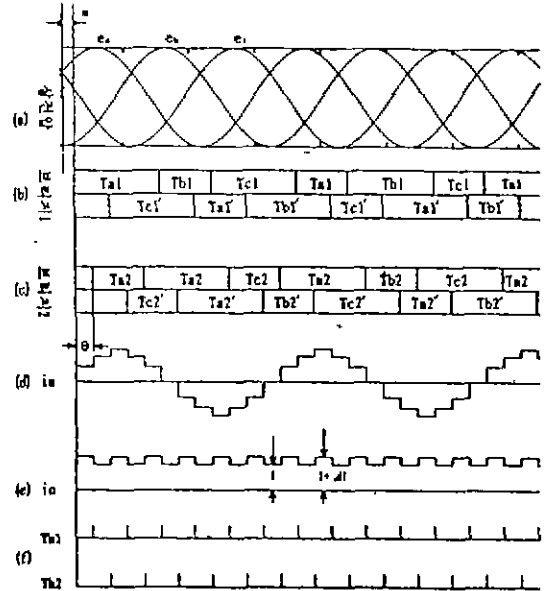
(그림1. 새로운 다이리스터 정류회로)
(Fig.1 A new thyristor rectifier circuit)

2.2 고조파 저감 대책

1) 전류제어 특성

그림2 (d)에 대한 푸리에 급수에 의해 계산된 입력 전류 파형에서의 각 고조파 크기는 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 a_n = \frac{4}{\pi} & \left[\int_{\alpha}^{\alpha + \pi/6} (I + \Delta I) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t \right. \\
 & + \int_{\alpha + \pi/6}^{\alpha + \pi/3} 2I \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t \\
 & \left. + \int_{\alpha + \pi/3}^{\alpha + 5\pi/12} 2 \cdot (I + \Delta I) \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t \right] \quad (1)
 \end{aligned}$$

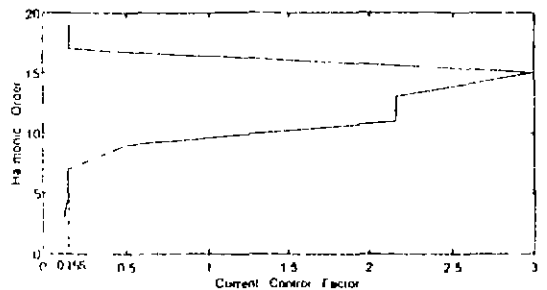


(그림2 AC 입력 전류 파형)
(Fig.2 Waveforms of input AC line current(12pulse))

이때 출력전류는 다이리스터 Th_1, Th_2 의 교번 동작에 의해 $I, I + \Delta I$ 의 두 값으로 제어되고, 전류 제어율(link current control factor) $\Delta I/I$ 는 식 (1)에서 $a_n = 0$ 일 때 식(2)에 의해 구할 수 있다.

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

그림3은 각 고조파 차수에 대한 $\Delta I/I$ 의 변화값을 나타낸것으로 $\Delta I/I=0.155$ 일때 가장 넓은 범위의 고조파를 제거할 수 있음을 보인다. 이때 완전히 제거되는 고조파 차수는 5, 7, 17, 19...이다. 결과적으로 $\Delta I/I$ 은 저차 고조파가 가장 많이 제거될 때 얻어진다.



(그림3. $\Delta I/I$ 의 변화에 따른 고조파 저감특성)
(Fig.3 The harmonics reduction characteristic varying with $\Delta I/I$)

2) 출력전압 특성

각 브리지의 출력전압 및 출력전류는 상간리액티 권 수비 N=1:1:1이므로 그 값은 식 (3), (4)과 같아 된다.

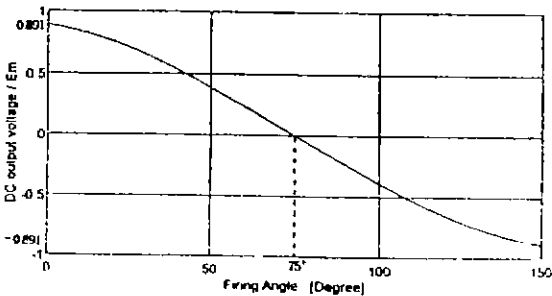
$$\begin{aligned} \text{Th}_1 \text{ ON하면} \\ E_d = (2E_{d1} + E_{d2})/3 \quad I_d = 2I_{d1} + I_{d2} \quad (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Th}_2 \text{ ON하면} \\ E_d = (E_{d1} + 2E_{d2})/3 \quad I_d = I_{d1} + 2I_{d2} \quad (4) \end{aligned}$$

브리지 1, 2에 의한 평균 출력전압은 식(5)와 같이 나타난다.

$$E_d = \frac{3Em}{4\pi} [(2 + \sqrt{3}) \times \cos \alpha - \sin \alpha] \quad (5)$$

이거서 Em 은 선간전압의 피크치이고, α 는 점화각이다. 그림4는 점화각 α 의 변화에 따른 직류 출력전압의 특성을 나타낸다. $\alpha = 75^\circ$ 를 기준으로 순반환과 역변환 동작이 행해진다. 이 때 본 정류회로에서 입력측 선간전압(E_m)에 대한 직류 링크전압(E_d)비의 최대치와 최소치는 각각 ± 0.891 이다.



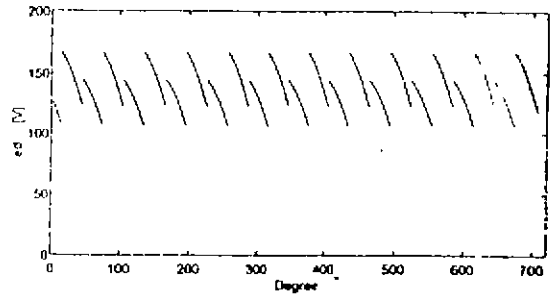
(그림4 직류 출력전압 특성)
(Fig.4 DC output voltage characteristics)

3. 시뮬레이션 및 실험

본 논문에서 제시한 3상 입력변압기가 없는 다펄스 정류회로는 입력전류를 12 펄스로 다펄스화하여 고조파를 저감하는 방법이다.

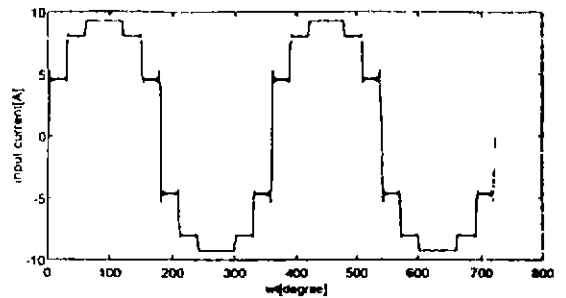
시뮬레이션은 IBMPC-486 DX2를 이용하였으며 시뮬레이터는 Matlab이었다. 실험에 사용된 실험상수는 $E = 200[V]$, $L = 3.5[mH]$, $M = 25[mH]$, $k=0.95$ 이다.

그림5은 중앙 상간리액티 랩 절환 방식으로 제어되는 본 시스템의 출력전압 파형을 나타낸다.

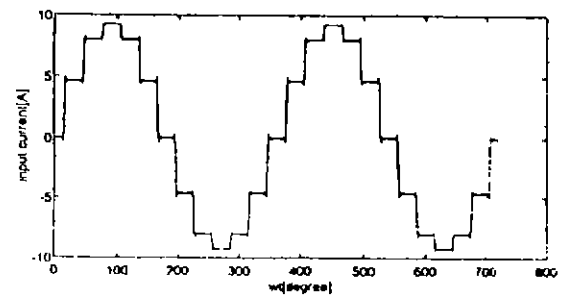


(그림5 출력전압 파형)
(Fig.5 The output voltage waveform)

그림6 (a), (b)는 기존 방식의 12 펄스 입력 전류 파형과 제안된 방식의 12 펄스 입력전류 파형을 비교하여 나타내고 있다.

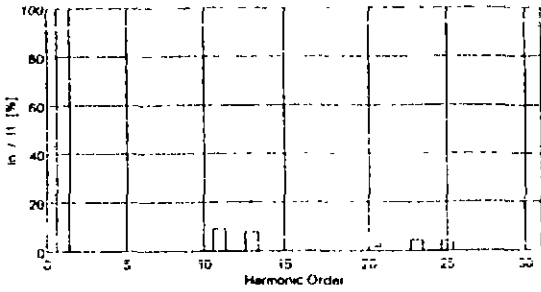


((a) 기존 방식의 12 펄스 입력전류 파형)

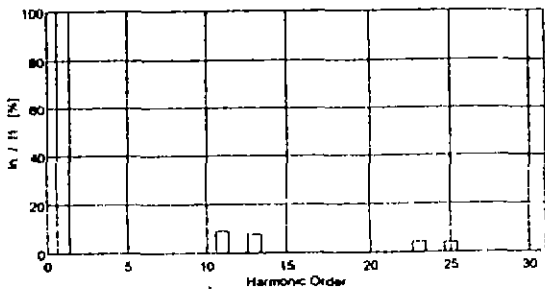


((b) 제안된 방식의 12 펄스 입력전류 파형
(그림6 12 펄스 입력전류 파형 비교)

(Fig.6 Comparison of the 12 pulses input current waveforms)



((a) 기존 방식의 고조파 스펙트럼)



((b) 제안된 방식의 고조파 스펙트럼)
(그림7 고조파 스펙트럼의 비교)

(Fig.7 Comparison of the harmonic spectrums)

그림7 (a), (b)에서는 기존 방식과 제안된 방식의 고조파 차수에 대한 고조파 함유율을 스펙트럼을 통해 비교하고 있다.

고조파 차수	고조파 함유율 (%)	
	기존방식	제안된 방식
3		
5		0.0097
7		0.0069
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

(표1 고조파 함유율의 비교)

(Tab.1 Comparison of the harmonic factor)

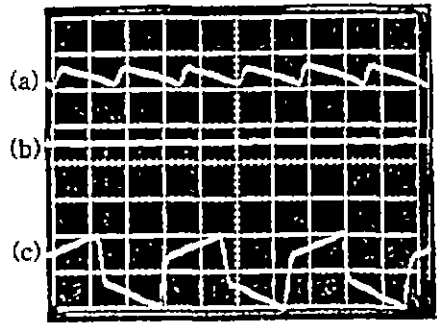
표1은 기존 방식과 제안된 방식의 3차에서 부터 31차

까지 고조파 함유율을 비교한 것이다. 이상의 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 알 수 있는 바와 같이 입력변압기가 있는 제안된 방식의 시스템은 기존 입력 변압기를 사용한 경우의 동등한 고조파 지감 효과가 있음을 알 수 있다.

그림8 (a)는 콘버터의 출력전압 파형이고 (b)는 콘버터의 출력전류 파형, (c)는 상간리액터에 걸리는 전압을 나타낸다.

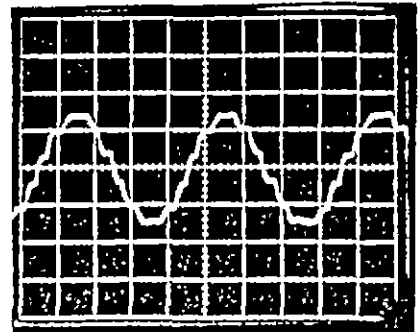
그림9은 시뮬레이션에서 얻은 전류 제어율을 이용하여 실험한 입력전류 파형이다. 실험결과 파형이 12 펄스로 다펄스화 되므로써 입력전류의 고조파를 감소시킬 수 있음을 알 수 있었다. 여기서 실험파형이 시뮬레이션 파형과 약간 다른 이유는 전류의 중첩현상 때문이라 생각된다.

이상을 종합해보면, 본 회로는 중전의 입력변압기를 가진 시스템과 유사한 고조파 지감 효과를 얻을 수 있고, 이론적 해석과 결과 파형이 일치하므로 제안된 시스템이 견고함을 알 수 있다.



(a) 콘버터 출력 전압파형
(b) 콘버터 출력 전류파형
(c) 상간리액터 전압파형

(그림8 제안된 콘버터의 각부 파형)
(Fig.8 The waveforms of the presented converter (50V/DIV, 20A/DIV, 200V/DIV))



(그림9 12 펄스 입력전류 실험 파형)
(Fig.9 The experimental 12 pulses waveform of the input current(5A/DIV))

4. 결론 및 연구방향

본 논문에서는 듀얼 콘버터를 소형화 하기위해 입력측에 변압기를 제거 하였고, 전원 전류의 고조파 저감효과를 극대화하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제어각과 권수비를 설정하여 시스템을 구성하였다. 본 다 어리스터 정류회로를 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 입력측에 변압기를 제거하여 시스템이 70%정도 소형화 되었고, 무게는 90%가량 줄일수 있어서 소형·경량화 되었다.
- 2) 설치 스페이스를 64%정도 줄일 수 있어, 협소한 공간에 설치가 가능하였다.
- 3) 변압기가 없어서 제품 비용을 50%로 대폭 저감되어 경제성이 우수하다.
- 4) 변압기가 제거되어 손실을 줄일 수 있어 역율이 향상되었다
- 5) 고조파 특성은 기존 입력변압기를 가진 12 펄스 콘버터와 거의 동등한 고조파 저감 효과를 얻을 수 있었다.

그러므로 본 방식은 제품이 소형·경량화가 이루어졌고, 경제측면에서도 유리하여 이동이 많은 대용량 부하인 전기철도등에 적합하고, 또한 장소가 협소한 곳에 많이 사용될것으로 사료된다. 앞으로 입력 전류 파형을 24스텝 또는 36스텝으로 하여 고조파를 대폭 저감 가능한 시스템을 구현하고자 한다.

참고문헌

- 1. R. P. Stratford, "Rectifier Harmonics in Power Systems", IEEE Trans. Ind. Appl. vol.IA-16, no. 2, Mar. / April, 1980.
- 2. D. D. Shipp, "harmonic Analysis and Suppression for Electrical Systems Supplying Static Power Converters and Other Nonlinear Loads ", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. IA-15, no.5, Sept./Oct. 1979.
- 3. R.P. Statford, "Analysis and Control of Harmonic Current in Systems with Static Power Converters", IEEE Trans. Ind. Appl. vol.Ia-17, no. 1, Jan. Feb., 1981
- 4. H. Nakano, I. Takahashi "A Novel Type of Thyristor Converter with Interphase Reactor" Pesc '88 record mc-6(1988)
- 5. 이성룡, 임성호, 유철로, "입력측 전류의 고조파 저감을 위한 3상 24펄스 듀얼 콘버터", 대한 전기학회 전

력전자연구회 논문집, 전력전자 8-7-1,1986.

- 6. 이성룡, "2-3펄스 변환방식에 의한 새로운 고조파 저감형 콘버터 시스템", 대한전자공학회 논문지, vol.24, no.4, pp.111-119, July, 1987.
- 7. 이성룡, 이공희, 유철로, "상진리액터의 2-4펄스 변환 방식에의한 콘버터 입력전류의 고조파 저감에 관한 연구", 대한 전기학회 논문지, vol.37, No.1, 1988.