

# 새로운 18-펄스 전압형 정류회로

## A New 18-Pulse Voltage Source Rectifier

崔世琬\* · 金基勇\*\*

(Sewan Choi · Kiyong Kim)

**Abstract** - A new capacitor-input type voltage source rectifier is proposed in this paper. The proposed rectifier is based upon 6-pulse diode rectifier with the addition of an auxiliary circuit. By proper operation of the switches of the auxiliary circuit, the input voltage waveform has 18-pulse characteristics and the input current becomes almost sinusoidal due to input ac reactors. The operating principle along with current analysis and input voltage waveform synthesis is described. The experimental results from a laboratory prototype verify the proposed concept.

**Key Words** : 18-pulse, harmonic reduction, voltage source rectifier, capacitor-input

### 서 론

직류-교류 변환방식으로서 PWM정류기, 싸이리스터 정류기 및 다이오드 정류기등의 방식이 있는데 PWM정류방식은 대용량급에서는 스위칭 주파수를 높이기 어렵기 때문에 효과적이지 않다. 한편 회생전력이 요구되지 않고 무제어 전원이 필요한 교류 전동기 구동이나 UPS등의 응용분야에서는 초기 투자비용이 높지 않고 효율이 높은 다이오드 정류기가 많이 사용되고 있다. 그러나 이 다이오드 정류기의 비선형 스위칭 동작으로 인해 입력전류에 다량의 고조파가 발생되어 전력계통에 많은 문제를 야기시킨다. 이를 극복하기 위한 능동전력 필터는 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 순시적으로 고조파를 보상하는등 성능은 매우 좋은 반면 부하용량대비 필터 장치의 용량이 높아 대용량급에서는 실용화에 어려움이 많다. 따라서 대용량급에서는 주로 다수의 다이오드 브리지를 위상변압기로 연결하여 입력전류의 파형을 개선함으로써 고조파를 저감하는 다중화 방식이 주로 사용되고 있으며, 사용소자수를 더욱 감소시키면서 다중화 방식과 동등한 성능을 갖는 고조파 저감기술이 연구되고 있다.<sup>[1-3]</sup> 하지만 이러한 연구의 대부분은 쇼크 입력형 정류기에 관한 것이고 인버터등의 앞단에는 주로 커패시터 입력형 전압원 정류기가 사용되므로 이에 관련된 연구가 진행되고 있다.<sup>[4,5]</sup> 문헌 [4]에서는 6펄스 다이오드 정류기에 보조회로를 추가하여 입력전압을 다펄스화하여 입력전류의 고조파를 저감하는 방식으로 위상변압기를 사용하지 않는 장점이 있으나 보조회로에 사용되는 스위칭 소자의 수가 많은 단점이 있다. 또한 문헌 [5]의 방식은 수동소자만을 사용하여 보조회로가 비교적 간단하나 12-펄스 이상의 성능을 얻을 수 없다.

본 논문에서는 6-펄스 다이오드 정류기에 보조회로를 추

가하여 18-펄스 다이오드 정류기와 동등한 성능을 갖는 커패시터 입력형 전압원 정류회로를 제안한다. 이 방식은 부피가 큰 위상변압기가 필요 없으며 보조회로로 4개의 스위치와 저용량의 변압기등으로 구성된다. 또한 필요에 따라 보조회로에 스위치를 추가하여 펄스수를 더욱 늘릴 수 있다.

각부의 전압과 전류의 해석에 따른 입력전압의 합성 방법을 보조회로의 동작과 함께 기술하고 실험에 의하여 본 방식의 타당성을 입증한다.

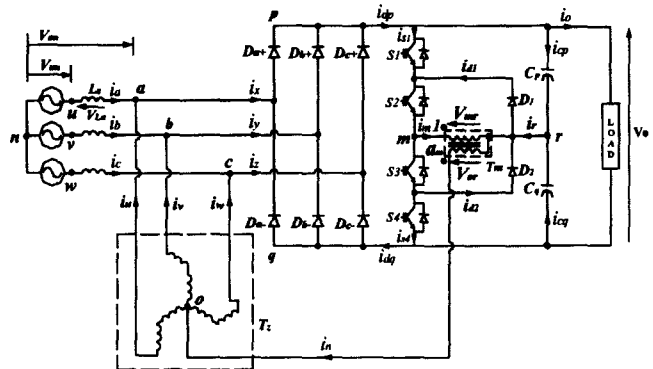


그림 1. 제안하는 18-펄스 다이오드 정류기

Fig 1. Proposed 18-pulse Diode Rectifier

### 동 작 원 리

그림 1은 제안하는 18-펄스 전압형 정류회로를 나타낸다. 제안하는 시스템은 6-펄스 다이오드 정류기에 보조회로를 추가하여 구성되며 이 보조회로는 직류전압을 이등분하는 커패시터  $C_p$ 와  $C_n$ , 게이트 턴 오프 디바이스  $S_1 \sim S_4$ , 변압기  $T_m$  및 zigzag 변압기  $T_z$ 등으로 구성된다. 보조회로 스위치  $S_1 \sim S_4$ 의 적절한 동작에 의해 입력 상전압은 18-펄스의

\* 正 會 員 : 서울産業大 制御計測工學科 副教授

\*\* 正 會 員 : 서울産業大 制御計測工學科 教授

接受日字 : 2001年 2月 14日

最終完了 : 2001年 5月 2日

파형을 갖게 되고, 입력측 교류 리액터의 작용으로 입력전류는 거의 정현파에 가깝게 된다. 그림 2에 각 스위치의 동작 및 각부의 주요 전류·전압 파형을 나타낸다. 또한 해석을 용이하게 하기 위해 다음을 가정한다.

- 3상 전원 전압은 평형이고 정현파이다.
- 모든 스위칭 소자와 변압기는 이상적이다.
- 입력측 인덕터  $L_s$ 는 충분히 커서 입력전류는 연속적(continuous)이다.
- 출력전압은 리플 없는 직류이다.

2.1 절 전류 해석

입력전류  $i_a, i_b$ 와  $i_c$ 는 평형이고 정현파로 가정하면 그림 2와 같이 도통 다이오드에 따라 6개의 구간으로 나눌 수 있으며 각 구간에서 각부의 전류는 이들 입력전류에 의해 표 1과 같이 표현된다. 예를 들면 구간 A에서 도통 다이오드는  $D_{c+}$ 와  $D_{b-}$  이므로 이때  $i_u = -i_a$ 가 되고 그림 3과 같은 zigzag 변압기  $T_2$ 의 작용으로 전류  $i_u, i_v, i_w$ 는

$$i_u = i_v = i_w = \frac{1}{3} i_n \quad (1)$$

이므로 식 (1)에 의하여  $i_n = -3i_a$ 가 된다. 따라서 다이오드 브리지 입력전류는 각각  $i_x = 0, i_y = i_b - i_a, i_z = i_c - i_a$ 가 되며, 다이오드 브리지 출력전류는  $i_{dp} = i_z = i_c - i_a, i_{dq} = -i_y = i_a - i_b$ 가 된다. 이와 같은 방식으로 다른 구간에 대하여도 각부의 전류를 구하여 표 1에 나타낸다. 한편, 변압기  $T_m$ (권선비는 1 :  $a_m$ )의 1차측 전류  $i_m$ 은 다음과 같다.

$$i_m = a_m i_n \quad (2)$$

한편, 그림 2의 각 구간(A~F)에는 표 2와 같이 보조회로의 스위치 ( $S_1 \sim S_4$ )의 동작에 따른 3개의 모드가 존재하며 이에 따라 보조회로의 각 소자에 흐르는 전류는 변압기  $T_m$ 의 권선비  $a_m$ 과 전류  $i_n$ 으로 표현된다. 예를들면  $S_1$ 과  $S_2$ 가 도통할때는  $i_{s1} = i_{s2} = i_m = a_m i_n$ 이고  $i_{d1} = i_{d2} = i_{s3} = i_{s4} = 0$ 이 된다. 이때

$$i_r = i_n - i_m = i_{cp} + i_{cq} \quad (3)$$

$$i_{cp} = i_{cq} \quad (4)$$

이므로 커패시터전류는  $i_{cp} = i_{cq} = \frac{1}{2}(1 - a_m)i_n$ 이 된다. 다른 모드에서도 같은 방법으로 해석하여 표 2에 정리하였으며, 표 2로부터 각 소자의 전류 정격을 구할 수 있다.

2.2 절 전압 해석

변압기  $T_m$ 의 1차측 전압  $v_{mr}$ 은 표 2에서 보듯이 보조회로의 스위치 동작에 의해 결정된다. 또한, 2차측 전압  $v_{or}$ 은 다음과 같다.

$$v_{or} = a_m v_{mr} \quad (5)$$

한편, zigzag 변압기  $T_2$ 가 평형이면 노드 'n'과 'o'는 전위가 같으므로

$$v_{nm} = v_{om} = v_{or} - v_{mr} \quad (6)$$

과 같다. 또한  $v_{pm}$ 과  $v_{qm}$ 은 다음과 같다.

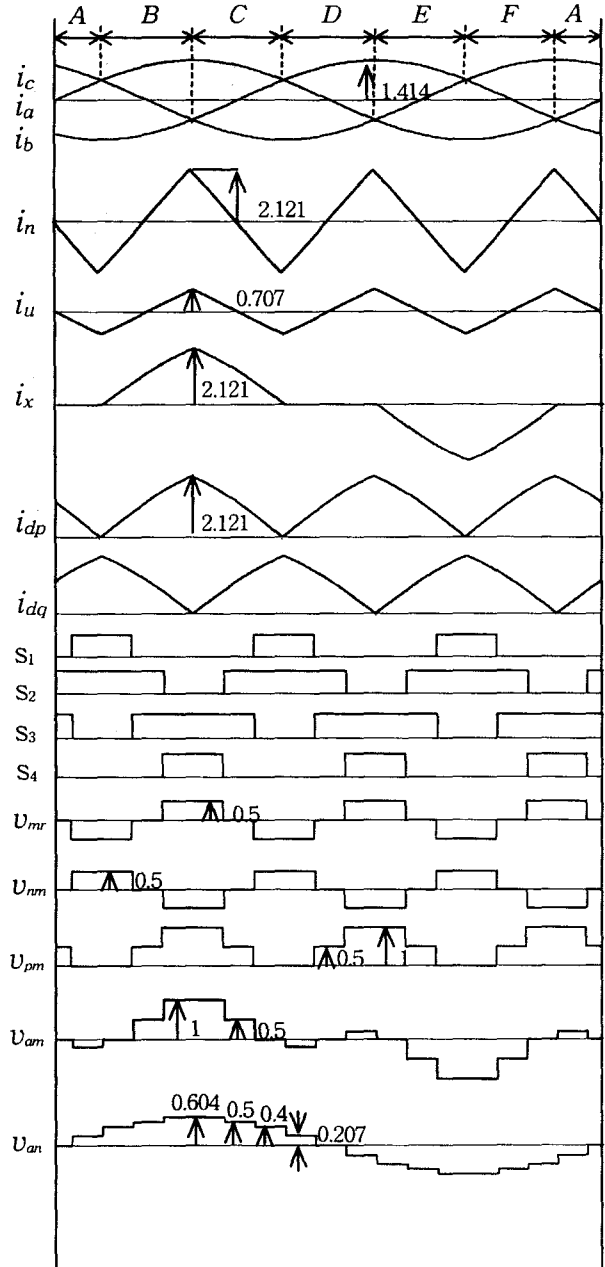


그림 2. 각부 주요 파형 ( $V_o=1, I_a=1$  일 때)

Fig 2. Various Waveforms (When  $V_o=1, I_a=1$ )

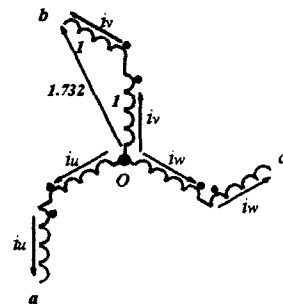


그림3. zigzag transformer 결선도

표 1. 다이오드의 도통구간에 따른 각부 전압 및 전류  
Table 1. Voltage and Current According to Conducting Diodes

	A	B	C	D	E	F
period	-30° ~ 30°	30° ~ 90°	90° ~ 150°	150° ~ 210°	210° ~ 270°	270° ~ 330°
max (i <sub>a</sub> , i <sub>b</sub> , i <sub>c</sub> )	i <sub>c</sub>	i <sub>a</sub>	i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub>	i <sub>b</sub>	i <sub>c</sub>
min (i <sub>a</sub> , i <sub>b</sub> , i <sub>c</sub> )	i <sub>b</sub>	i <sub>b</sub>	i <sub>c</sub>	i <sub>c</sub>	i <sub>a</sub>	i <sub>a</sub>
conducting diodes	D <sub>c+</sub> , D <sub>b-</sub>	D <sub>a+</sub> , D <sub>b-</sub>	D <sub>a+</sub> , D <sub>c-</sub>	D <sub>b+</sub> , D <sub>c-</sub>	D <sub>b+</sub> , D <sub>a-</sub>	D <sub>c+</sub> , D <sub>a-</sub>
i <sub>a</sub>	-3i <sub>a</sub>	-3i <sub>c</sub>	-3i <sub>b</sub>	-3i <sub>a</sub>	-3i <sub>c</sub>	-3i <sub>b</sub>
i <sub>b</sub>	0	i <sub>a</sub> - i <sub>c</sub>	i <sub>a</sub> - i <sub>b</sub>	0	i <sub>a</sub> - i <sub>c</sub>	i <sub>a</sub> - i <sub>b</sub>
i <sub>c</sub>	i <sub>b</sub> - i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub> - i <sub>c</sub>	0	i <sub>b</sub> - i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub> - i <sub>c</sub>	0
i <sub>u</sub>	i <sub>c</sub> - i <sub>a</sub>	0	i <sub>c</sub> - i <sub>b</sub>	i <sub>c</sub> - i <sub>a</sub>	0	i <sub>c</sub> - i <sub>b</sub>
i <sub>ub</sub>	i <sub>c</sub> - i <sub>a</sub>	i <sub>a</sub> - i <sub>c</sub>	i <sub>a</sub> - i <sub>b</sub>	i <sub>b</sub> - i <sub>a</sub>	i <sub>b</sub> - i <sub>c</sub>	i <sub>c</sub> - i <sub>b</sub>
i <sub>uc</sub>	-i <sub>b</sub> + i <sub>a</sub>	-i <sub>b</sub> + i <sub>c</sub>	-i <sub>c</sub> + i <sub>b</sub>	-i <sub>c</sub> + i <sub>a</sub>	-i <sub>a</sub> + i <sub>c</sub>	-i <sub>a</sub> + i <sub>b</sub>
V <sub>am</sub>	3(a <sub>m</sub> -1)V <sub>mr</sub> -V <sub>qm</sub> -V <sub>pm</sub>	V <sub>pm</sub>	V <sub>pm</sub>	3(1-a <sub>m</sub> )V <sub>mr</sub> -V <sub>qm</sub> -V <sub>pm</sub>	V <sub>qm</sub>	V <sub>qm</sub>
V <sub>bm</sub>	V <sub>qm</sub>	V <sub>qm</sub>	3(a <sub>m</sub> -1)V <sub>mr</sub> -V <sub>qm</sub> -V <sub>pm</sub>	V <sub>pm</sub>	V <sub>pm</sub>	3(1-a <sub>m</sub> )V <sub>mr</sub> -V <sub>qm</sub> -V <sub>pm</sub>
V <sub>cm</sub>	V <sub>pm</sub>	3(1-a <sub>m</sub> )V <sub>mr</sub> -V <sub>qm</sub> -V <sub>pm</sub>	V <sub>qm</sub>	V <sub>qm</sub>	3(a <sub>m</sub> -1)V <sub>mr</sub> -V <sub>qm</sub> -V <sub>pm</sub>	V <sub>pm</sub>

$$v_{pm} = \frac{V_o}{2} - v_{mr} \quad (7)$$

$$v_{qm} = -\frac{V_o}{2} - v_{mr} \quad (8)$$

중점의 원리에 의하여 전압 v<sub>nm</sub>은 다음과 같다.

$$v_{nm} = \frac{1}{3}(v_{am} + v_{bm} + v_{cm}) \quad (9)$$

여기서 전압 v<sub>am</sub>, v<sub>bm</sub> 및 v<sub>cm</sub>은 다이오드 도통구간(표 1참조)

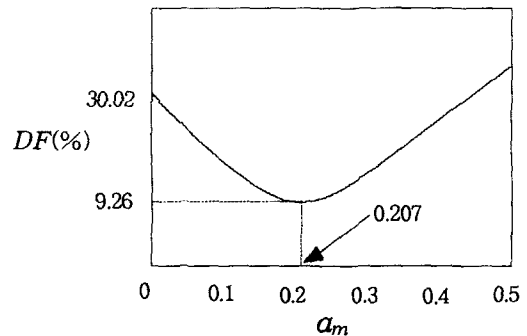


그림 4. 변압기 T<sub>m</sub>의 전압비 a<sub>m</sub>에 따른 왜곡률  
Fig 4. Distortion Factor vs. Voltage Ratio a<sub>m</sub> of T<sub>m</sub>

표 2. 스위치 동작에 의한 각부 전압 및 전류  
Table 2. Voltage and Current According to Switch Operation

	S <sub>1</sub> , S <sub>2</sub> on	S <sub>3</sub> , S <sub>4</sub> on	S <sub>1</sub> , S <sub>2</sub> on	
			i <sub>m</sub> > 0	i <sub>m</sub> < 0
i <sub>ur</sub>	0	0	a <sub>m</sub> i <sub>n</sub>	0
i <sub>ur</sub>	0	0	0	a <sub>m</sub> i <sub>n</sub>
i <sub>sl</sub>	a <sub>m</sub> i <sub>n</sub>	0	0	0
i <sub>sl</sub>	a <sub>m</sub> i <sub>n</sub>	0	a <sub>m</sub> i <sub>n</sub>	0
i <sub>sl</sub>	0	-a <sub>m</sub> i <sub>n</sub>	0	-a <sub>m</sub> i <sub>n</sub>
i <sub>sl</sub>	0	-a <sub>m</sub> i <sub>n</sub>	0	0
i <sub>sp</sub> , i <sub>sn</sub>	(1-a <sub>m</sub> )i <sub>n</sub> /2	(1-a <sub>m</sub> )i <sub>n</sub> /2	i <sub>n</sub> /2	(1-2a <sub>m</sub> )i <sub>n</sub> /2
v <sub>ur</sub>	V <sub>o</sub> /2	-V <sub>o</sub> /2	0	
v <sub>ur</sub>	0	V <sub>o</sub>	V <sub>o</sub> /2	
v <sub>ur</sub>	-V <sub>o</sub>	0	-V <sub>o</sub> /2	

과 스위칭 동작(표 2참조)에 의해 출력전압과 전압비 a<sub>m</sub>로 표현할 수 있다. 예를 들면 다이오드 D<sub>c</sub>와 D<sub>b</sub>가 도통하는 구간 A에서는 V<sub>bm</sub> = V<sub>qm</sub>, V<sub>cm</sub> = V<sub>pm</sub> 이 되고, 식 (5), (6) 및 (9)로부터 v<sub>am</sub> = 3(a<sub>m</sub>-1)v<sub>mr</sub> - v<sub>pm</sub> - v<sub>qm</sub>이 된다. 또한 이때 스위치 S<sub>1</sub>과 S<sub>2</sub>가 도통하고 있다면 표2로부터

$$v_{am} = \left(\frac{3a_m - 5}{2}\right)V_o, \quad v_{nm} = \frac{(a_m - 1)}{2}V_o \text{가 된다. 즉,}$$

입력 상전압은 출력전압 V<sub>o</sub>와 전압비 a<sub>m</sub>으로 표현할 수 있다. 그리고, 입력 상전압은 각각 다음과 같다.

$$v_{an} = v_{am} - v_{nm} \quad (10)$$

$$v_{bn} = v_{bm} - v_{nm} \quad (11)$$

$$v_{cn} = v_{cm} - v_{nm} \quad (12)$$

전압비 a<sub>m</sub>에 따른 입력전압의 왜곡률은 그림 4에 나타낸다. 그림 4으로부터 전압비 a<sub>m</sub>=0.207일 때 왜곡률은 THD=9.26%

로 최소로 되며 이때 입력 상전압의 파형은 그림 2에서 보듯이 18-펄스의 특성을 가진다.

2.3 절 인덕턴스  $L_s$ 의 영향

제안하는 시스템은 커패시터 입력형의 전압원 정류회로이므로 입·출력 전압 및 전류의 관계는 입력측 인덕턴스  $L_s$  등의 동작조건에 따라 변한다. 본 절에서는 입력측 인덕턴스  $L_s$ 의 변화에 따른 입·출력 전압의 관계를 분석하기로 한다. 입력측 전압과 전류의 기본파에 대한 페이지도는 그림 5와 같으며 이 페이지도로부터 입력전압과 입력전류의 위상차  $\theta$ 는 다음과 같다.

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega L_s I_a}{V_{an,1}} \quad (13)$$

$V_{base} = V_o = 1, I_{base} = I_a = 1(pu)$  일 때

$$L_{base} = \frac{V_o}{\omega I_a} = 2.65(mH) \quad (14)$$

이므로 식 (13)으로부터 전원측 인덕턴스  $L_s$  (PU)의 각도  $\theta$ 에 대한 영향을 그림 6(a)와 같이 나타낸다. 한편 그림 1의 모든 소자는 이상적이라고 가정하면 입·출력 평균전력은 같으므로

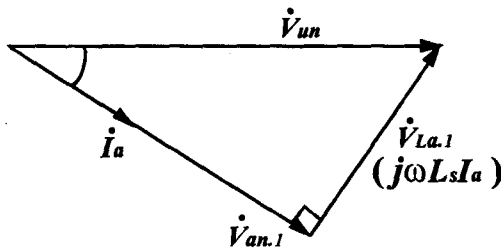


그림 5. 기본파에 대한 입력측 전압·전류의 페이지도  
Fig 5. Phasor Diagram of Input Voltage and Current for Fundamental

$$3V_{un}I_a \cos \theta = 3V_{an,1}I_a = V_o I_o \quad (15)$$

또한, 그림 2로부터

$$V_{an,1} = 0.45 V_o \quad (16)$$

이 된다. 따라서 식 (15)과 (16)로부터 다음과 같이 된다.

$$I_o = 1.35 I_a \quad (17)$$

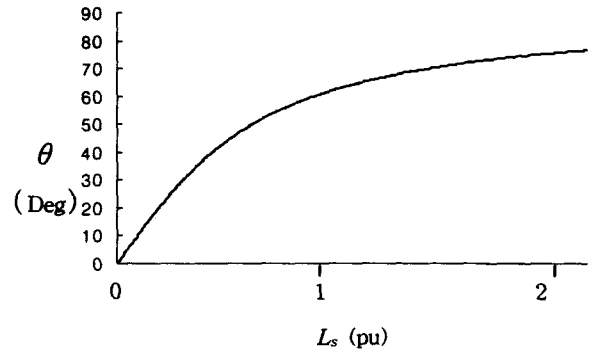
이고, 식(15)과 (17)로부터

$$V_o = 2.22 \cos \theta V_{un} \quad (18)$$

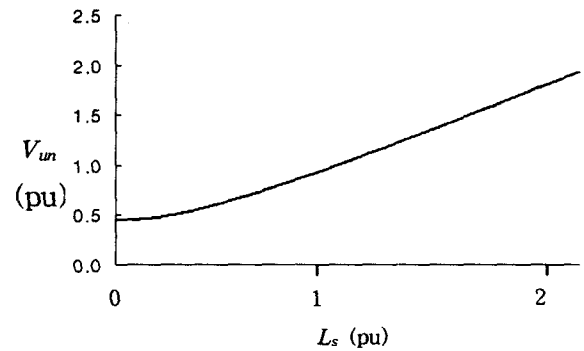
또한 식 (18)으로부터 인덕턴스  $L_s$ 에 따른  $V_{un}$ 의 변화를 그림 6(b)에 나타낸다.

2.4 절 소자의 정격 및 변압기 용량

이 절에서는 보조회로의 변압기 용량과 스위칭 소자의 정격을 계산한다. 전압정격을 계산할 때 정현파의 경우는 실효값(Effective voltage)을 사용하나, 비정현파인 경우는 인가전압



(a) 각도  $\theta$



(b) 전원 전압  $V_{un}$

그림 6. 입력측 인덕턴스  $L_s$ 의 영향

Fig 6. Effect of Input Inductance  $L_s$

에 의해 유지된 최대자속값을 고려하여 다음과 같이 정의된 등가실효전압(Equivalent effective voltage)을 사용한다.

$$V_{eq} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \int_0^\pi v_w d\theta \quad (19)$$

여기서  $v_w$ 는 권선에 인가된 비정현파형의 전압임.

이때, 출력 전력  $P_o$ 는 다음과 같다.

$$P_o = V_o I_o = 1.35 P_{base} = 1.35 (pu) \quad (20)$$

앞절에서 유도한 식과 표 1 및 표 2로부터 보조회로 변압기  $T_m$ 과 변압기  $T_2$ 의 각 권선의 등가실효전압과 전류의 실효값을 구하고 부하용량에 대한 변압기 등가용량을 구하여 표 3에 나타낸다. 이때 등가용량(VA)는 다음과 같이 계산하였다.

$$\text{등가용량(VA)} = \frac{0.5 \sum V_{eq} I_{rms}}{P_o} \quad (21)$$

표 3으로부터 알 수 있듯이 변압기  $T_m$ 의 등가용량은 부하용량의 7%로 매우 작으며 zigzag 변압기  $T_2$ 의 등가용량도 부하용량의 22.4%로 위상변압기보다 78%정도 감소하였음을 알 수 있다. 그리고 보조회로에 사용한 스위칭소자의 전압과 전류 정격도 구하여 표 4에 나타낸다. 이 소자들 역시 주 회로의 다이오드에 비해 낮은 정격을 갖는 것을 알 수 있다.

표 3. 변압기의 VA용량

Table 3. VA Capacity of transformer

구분		등가실효전압	실효전류	등가VA용량
변압기		$V_{eq} / V_o$	$I_{rms} / I_a$	(PU)
변압기 $T_m$	1차측	0.370	0.258	0.070
	2차측	0.077	1.248	
변압기 $T_z$	1차측	0.247	0.408	0.224

표 4. 스위칭 소자의 정격

Table 4. Ratings of Switching Devices

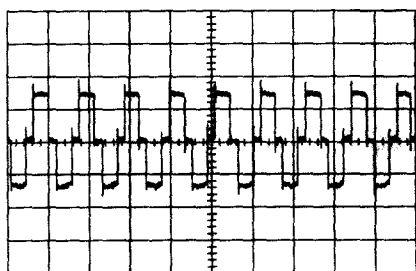
구분 소자	전압정격	전류정격	
	$V_{peak} / V_o$	$I_{rms} / I_a$	$I_{peak} / I_a$
$S_1 - S_4$	0.5	0.18	0.44
$D_1, D_2$	0.5	0.04	0.15

실험 결과

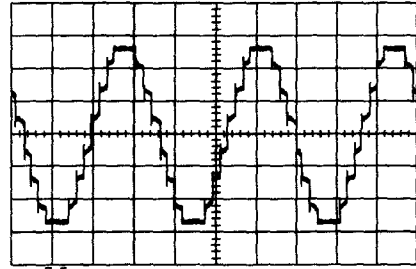
본 방식의 타당성을 검증하기 위하여 제안한 18-펄스 전압형 정류회로를 3KVA급으로 제작하였고, 각부의 주요 파형을 그림 7에 나타낸다. 실험에 사용한 각소자의 정격은 다음과 같다.

- $L_s = 5mH$
- $C_p = C_q = 3300\mu F / 450V$
- 전압비  $a_m = 0.2$
- 입력전압  $V_{in} = 87V$
- 출력전류  $I_o = 4A$

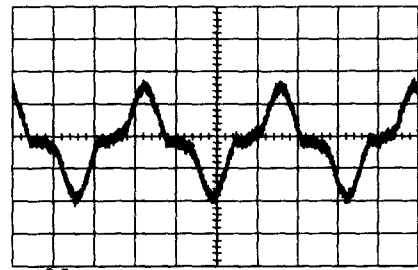
그림 7(a)는 보조회로 스위치 동작에 의해 주입되는 전압  $v_{rm}$ 을 나타내고, 그림 7(b)의 입력단 선간전압  $v_{ab}$ 은 18-펄스 파형임을 보여준다. 또한 다이오드 브리지 입력전류  $i_x$ 와 전류  $i_n$  및 입력전류  $i_a$ 를 각각 그림 7(c), 7(d) 및 7(e)에 나타낸다. 입력전류는 거의 정현파에 가깝고, 각 실험결과를 2절의 이론적 분석 및 계산결과와 일치함을 알 수 있다.



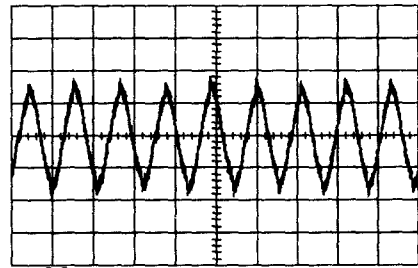
(a)  $v_{mr}$



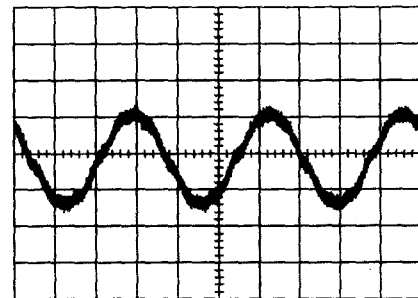
(b)  $v_{ab}$



(c)  $i_x$



(d)  $i_n$



(e)  $i_a$

그림 7. 실험 결과  
( 전압:50V/div, 전류:2A/div )  
Fig 7. Experimental Results  
(Voltage:50V/div., Current:2A/div)

결 론

본 논문에서는 커패시터 입력형 전압원 정류회로의 입력 전압파형을 개선하여 전원측 인덕턴스  $L_s$ 에 의한 입력전류의 고조파 저감 효과를 증대시키는 방식을 제안하였다. 제안한 방식은 6-펄스 다이오드 정류기에 보조회로를 추가하여 구성되며 보조회로는 다음과 같은 특징을 갖는다.

- 입력전압은 6-펄스에서 18-펄스로 개선되어 입력전류의 고조파가 저감된다.
- 기존의 6-펄스 정류기에 큰 변경없이 추가적으로 부착할 수 있다.
- 스위치  $S_1 \sim S_4$ 는 전원 주파수의 3배 주파수로 동작한다.
- 변압기  $T_m$ 과  $T_2$ 의 VA용량은 각각 부하용량의 7%, 22.8%로 비교적 작다.

제안된 18-펄스 전압형 정류기를 제작하여 실험한 결과 분석과 일치 하였다. 제안한 방식은 중·대용량급의 인버터 앞단에 정류기로 사용하면 효과적이다.

감사의 글

\*이 논문은 서울산업대학교 교내 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

[1] S.Miyairi, S.Iida, K.Nakata, and S.Masukawa, "New Method for Reducing Harmonics Involved in Input and Output of Rectifier with Interphase Transformer," *IEEE Transactions on industry applications*, Vol.IA-22, No. 5, pp. 790-797, September/October 1986.

[2] S.Choi, B.S.Lee, and P.N.Enjeti, "New 24-Pulse Diode Rectifier Systems for Utility Interface of High-Power AC Motor Drives," *IEEE Transactions on industry applications*, Vol.33, No.2, pp. 531-541, March/April 1997.

[3] R.Naik, M.Rastogi, and N.Mohan, "Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics" *IEEE Transactions on industry applications*, Vol.31.No.3, pp598-602, May/June 1995.

[4] K.Oguchi and Y.Maki, "A Multilevel-Voltage Source Rectifier with a Three-Phase Diode Bridge Circuit as a Main Power Circuit," *IEEE Transactions on industry applications*, Vol. 30, No.2, pp. 413-421, March/April 1994.

[5] Y.Nishida: "A harmonic reducing scheme for 3-phase bridge 6-pulse diode rectifier," *Proceedings of the 25th Annual Conference of The IEEE Industrial Electronics Society - Volume 1*, pp. 228-234, 1999

저 자 소 개



최 세 완 (崔世琿)

1963년 3월 3일 생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 미국 Texas A&M Univ. 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1996년~1997 삼성전기 종합연구소 수석

연구원. 1997년~ 현재 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 전력전자학회 편집위원.

Tel : 02-970-6542, Fax : 02-949-2654

E-mail : schoi@plaza1.snut.ac.kr



김 기 용 (金基勇)

1943년 1월 4일 생. 1965년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1979년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 서울산업대 제어계측공학과 교수.

Tel : 02-970-6542, Fax : 02-949-2654

E-mail : yykim@duck.snut.ac.kr