

새로운 능동형 고역률 다이오드 정류기시스템

金鉉正^{*}, 崔世琬^{**}, 元忠淵^{***}, 金奎植^{****}

A New High Power Factor Correction Diode Rectifier System

H.J. Kim, S.W. Choi, C.Y. Won, and G.S. Kim

요 약

본 논문에서는 2대의 다이오드 정류기에 부스트 컨버터를 이용하여 전류의 파형을 능동적으로 만들어 정현파의 입력전류를 얻는 새로운 방식의 고조파 저감방식을 제안한다. 제안한 방식으로 고역률의 전원 품질을 얻을 수 있으며 입력측의 변동에 대한 출력전압의 조정도 가능하다. 또한 저감된 용량을 갖는 3상 오토트랜스포머의 사용으로 기존의 Δ -Y 변압기에 비해 KVA정격이 75% 절감되며 상간변압기도 필요 없다. 본 방식을 소형화와 고품질의 전원이 요구되는 통신용 정류기등에 적용하면 효과적이다. 제안한 방식의 동작원리, 제어 및 설계방법을 기술하고 1.5KW급 시작품으로부터의 실험결과를 제시한다.

ABSTRACT

This paper proposes a new three-phase rectifier that actively shapes the input current sinusoidal by means of two rectifier bridges, each followed by a dc-dc boost converter. The proposed approach draws sinusoidal input current at unity power factor and has output voltage regulation capability. The size and weight of magnetic material is reduced by incorporating a low KVA three-phase autotransformer and by directly connecting the dc outputs each other without using low frequency interphase transformer(IPT). The operation principle is described along with simple control method, and experimental results on a 1.5kW prototype are provided.

Key Words : Power factor correction, Diode rectifier, Boost converter, 3 phase Autotransformer, Phase locked loop

1. 서 론

최근 통신설비, 교류 또는 직류 모터드라이브와 같은 전력변환장치의 사용이 증가되고 있으며, 이러한

전력변환장치의 앞단에 사용되는 저가격의 다이오드정류기는 고조파 전류를 발생시켜 전력계통에 심각한 문제를 야기시키고 있다. 이러한 고조파 문제가 심각히 대두됨에 따라 IEEE519 또는 IEC61000-3-4 등의 고조파 규제 지침이 출현하게 되었고 최근에는 유럽등 선진국을 중심으로 가전제품은 물론 통신용 정류기등 산업용에도 그 적용이 확대되어가고 있는 추세이다. 이러한 고조파를 저감하기 위한 연구와 실용화가 진행되고 있는데, 이 방식 중에서 비교적 용량이 큰 응용에 적용되는 다중화방식은 복수대의 6-펄스 정류기를 위상변압기와 상간변압기를 사용하여 연결하여 출력을

*정회원, 피에스텍
E-mail : dittoleo@hanmir.com

**정회원, 서울산업대 제어계측공학과 부교수

***정회원, 성균관대 전기전자및컴퓨터공학부 교수

****정회원, 서울시립대 전기전자컴퓨터공학부 부교수

접수일자 : 2003. 8.27

1차심사 : 2003. 9.22

심사완료일 : 2003.10.17

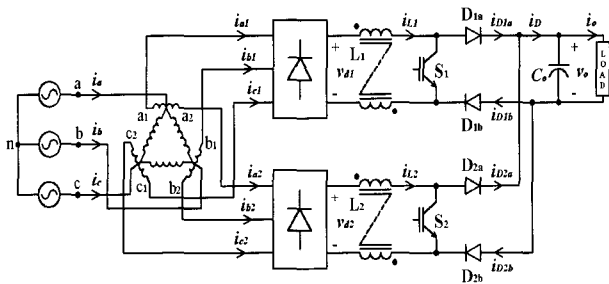


그림 1 제안하는 능동형 다이오드 정류기시스템
Fig. 1 Proposed active diode rectifier system

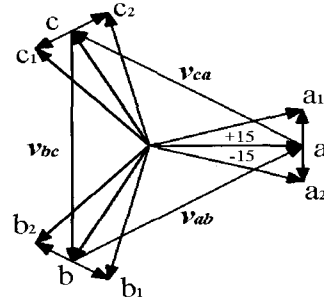
중대시킴과 동시에 입력전류의 저차 고조파도 제거한다. 하지만 고조파제거 만을 위하여 복수대의 정류기와 위상변압기를 사용하는 것은 비경제적이므로 두 대의 6-펄스 정류기에 보조회로를 부가하여 고조파를 제거하는 방식이 연구되었다^[1]. 문헌[1]의 방식은 수동소자만을 사용하여 24-펄스의 입력전류 파형을 얻고 있으며 3상 오토트랜스포머의 사용으로 기존 Δ -Y 위상변압기의 보다 75%의 KVA정격의 절감효과가 있다. 또한 상간변압기에 전류를 주입하여 정현파에 가까운 입력전류를 얻는 능동형 방식^[2]도 있는데, 이러한 방식들은 출력전압조정의 기능이 없는 단점이 있다. 고조파저감과 출력전압조정 기능이 있는 정류기로는 3대의 정류기와 부스트컨버터를 사용하여 18-펄스의 성능을 갖는 방식^[3]과 두 대의 단상 정류기와 부스트컨버터를 사용하여 정현파의 입력전류를 얻는 방식^[4] 및 두 대의 부스트컨버터와 Δ -Y 위상변압기를 사용하는 방식^[5] 등이 있다.

본 논문에서는 2대의 다이오드 정류기와 저감된 용량을 갖는 3상 오토트랜스포머에 2대의 부스트컨버터를 이용하여 전류의 파형을 능동적으로 만들어 정현파의 입력전류를 얻는 새로운 방식의 고조파 저감기술을 제안한다. 본 방식의 특징은 다음과 같다.

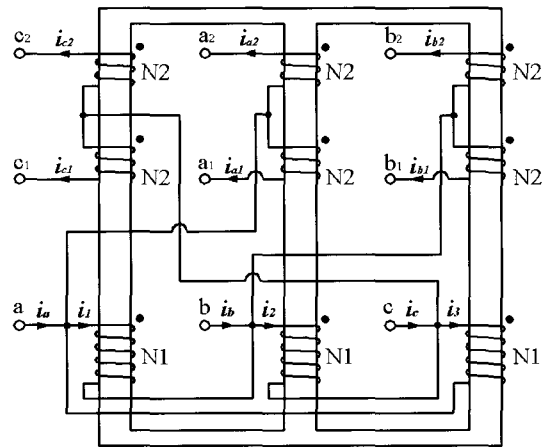
- 입력측에 정현파의 전류가 흘러 역률 1의 전원품질을 갖는다.
- 출력전압의 조정이 가능하다.
- 3상 오토트랜스포머의 사용으로 기존의 Δ -Y 변압기에 비해 KVA정격이 75% 절감된다.
- 기존의 이중접속방식에서 사용하던 상간변압기가 필요없다.

따라서 고조파저감 기능을 갖는 기존의 정류기시스템에 비해 소형화가 가능한 본방식을 고품질의 전원이 요구되는 통신용 정류기등에 적용하면 효과적이다.

2. 제안하는 고조파저감방식



(a) 벡터도



(b) 결선도 ($N_2:N_1=0.1546:1$)

그림 2 3상 오토트랜스포머^[7]

Fig. 2 3-phase autotransformer^[7]

그림 1은 제안하는 정류기시스템의 주회로를 나타낸다. 이 회로는 저용량(0.24P₀)의 3상 오토트랜스포머, 2대의 3상 다이오드 정류기와 2대의 부스트컨버터로 이루어져 있다. 상측의 부스트컨버터에는 커플링 인덕터 L₁, 다이오드 D_{1a}, D_{1b}와 스위치 S₁로 구성되어 있다. 하측의 부스트컨버터에는 커플링 인덕터 L₂, 다이오드 D_{2a}, D_{2b}와 스위치 S₂로 구성되어 있다.

본 방식에서 제안한 전류제어를 위하여 각각의 부스트컨버터는 독립적으로 동작해야 하며, 이때 부스트컨버터의 출력단에서 상호영향을 미치는 것을 제한하기 위해 다이오드 정류기에서 음의 출력단에 인덕터와 다이오드 D_{1b}, D_{2b}를 추가하였다^[6]. 상측 또는 하측 다이오드 정류기의 출력측에 있는 두 인덕터에는 동일한 전류가 흐르므로 코어의 크기를 줄이기 위해 커플링 인덕터로 구성하였다.

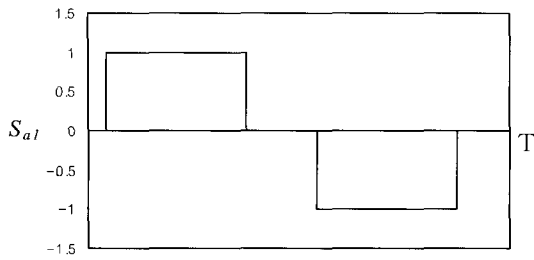


그림 3 'a1'상에 대한 스위칭함수 S_{a1}
Fig. 3 Switching function S_{a1} for phase 'a1'

그림 2는 제안하는 정류기에서 사용하는 3상 오토트랜스포머의 벡터도와 결선도이다. 이 오토트랜스포머는 그림 2(a)의 벡터도에서 보듯이 전원전압을 입력받아 전원전압보다 각각 15° 앞서거나 뒤지는 두 세트의 3상전압을 만들어 주며 출력용량의 약 24%의 정격을 가지게 되어 기존의 Y- Δ 형 변압기와 비교할 때 변압기의 크기와 무게를 저감할 수 있다^[7]. 이렇게 하면 상측과 하측 다이오드 정류기의 출력전압이 서로 30° 위상차를 갖게 된다. 즉, 입력전압은

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - 120^\circ) \\ \sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

이다. 여기서 V_m 은 입력상전압의 최대값이며 상측 다이오드 정류기의 입력전압은

$$\begin{bmatrix} V_{a1n} \\ V_{b1n} \\ V_{c1n} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin(\omega t + 15^\circ) \\ \sin(\omega t - 120^\circ + 15^\circ) \\ \sin(\omega t + 120^\circ + 15^\circ) \end{bmatrix} \quad (2)$$

이고, 하측 다이오드 정류기의 입력전압은

$$\begin{bmatrix} V_{a2n} \\ V_{b2n} \\ V_{c2n} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin(\omega t - 15^\circ) \\ \sin(\omega t - 120^\circ - 15^\circ) \\ \sin(\omega t + 120^\circ - 15^\circ) \end{bmatrix} \quad (3)$$

이다. 여기서 $V_m' = 1.035V_m$ 이다.

상측 다이오드 정류기의 'a'상에 대한 스위칭 함수 S_{a1} 을 그림 3과 같이 정의하면 각 상에 대한 스위칭함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{b1} &= S_{a1} \angle -120^\circ \\ S_{c1} &= S_{a1} \angle +120^\circ \end{aligned} \quad (4)$$

또한 하측 다이오드 정류기에 대한 스위칭함수는

$$\begin{aligned} S_{a2} &= S_{a1} \angle -30^\circ \\ S_{b2} &= S_{b1} \angle -30^\circ \\ S_{c2} &= S_{c1} \angle -30^\circ \end{aligned} \quad (5)$$

이 되므로 정류기 입력전류를 이 스위칭함수와 정류기 출력전류, 즉 인덕터전류에 의하여 표현할 수 있다. 그러므로, 식 (4), (5)에 의해서

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \cdot i_{L1} \quad \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} \cdot i_{L2} \quad (6)$$

와 같다. 또한, 그림 2(b)의 결선도에서 각 레그에 대한 기저력 관계식으로부터 3상 오토트랜스포머의 델타결선의 권선전류는

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{N_2}{N_1} \cdot (i_{c2} - i_{c1}) \\ i_2 &= \frac{N_2}{N_1} \cdot (i_{a2} - i_{a1}) \\ i_3 &= \frac{N_2}{N_1} \cdot (i_{b2} - i_{b1}) \end{aligned} \quad (7)$$

이고, kirchhoff의 전류법칙에 의해 전원전류 i_a 는

$$i_a = i_{a1} + i_{a2} + i_1 - i_3 \quad (8)$$

이므로, 식 (7)과 (8)에 의해 전원전류 i_a 는 다음과 같이 된다.

$$i_a = i_{a1} + i_{a2} + \frac{N_2}{N_1} \cdot (i_{c2} - i_{b2} + i_{b1} - i_{c1}) \quad (9)$$

식 (4), (5)와 (9)에 의해서 전원전류는 스위칭함수와 정류기출력전류 i_{L1} , i_{L2} 에 의해 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_a &= \left\{ S_{a1} + \frac{N_2}{N_1} (S_{b1} - S_{c1}) \right\} i_{L1} + \left\{ S_{a2} + \frac{N_2}{N_1} (S_{c2} - S_{b2}) \right\} i_{L2} \\ i_b &= \left\{ S_{b1} + \frac{N_2}{N_1} (S_{c1} - S_{a1}) \right\} i_{L1} + \left\{ S_{b2} + \frac{N_2}{N_1} (S_{a2} - S_{c2}) \right\} i_{L2} \\ i_c &= \left\{ S_{c1} + \frac{N_2}{N_1} (S_{a1} - S_{b1}) \right\} i_{L1} + \left\{ S_{c2} + \frac{N_2}{N_1} (S_{b2} - S_{a2}) \right\} i_{L2} \end{aligned} \quad (10)$$

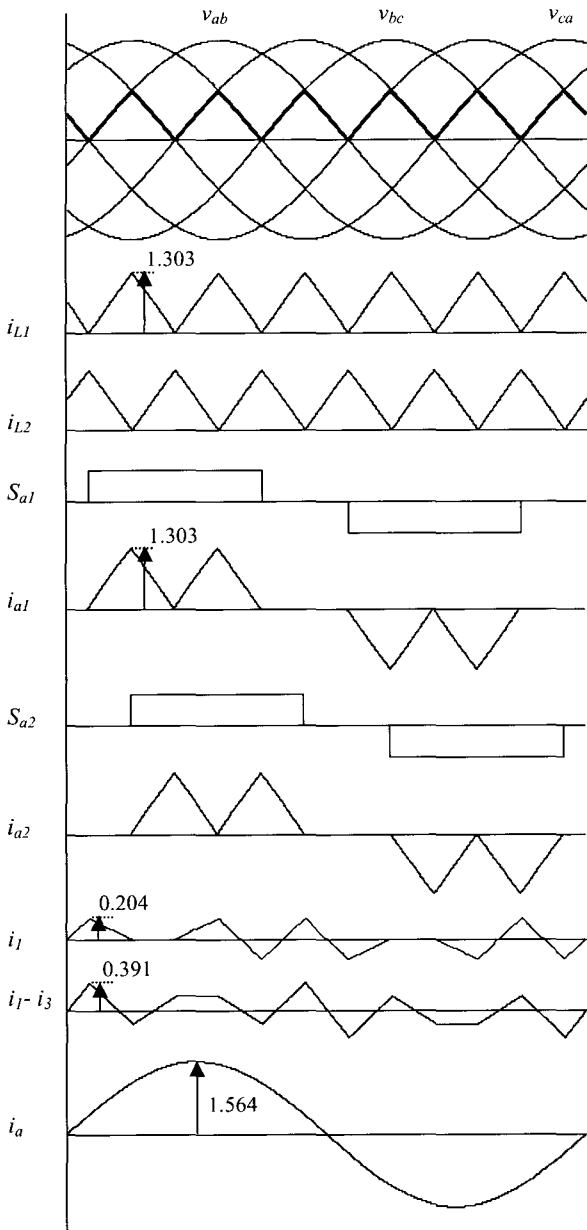


그림 4 제안한 방식의 주요파형($I_o=1pu$, $N_2/N_1=0.1546$, $D=0.233$)

Fig. 4 Various waveforms of the proposed scheme ($I_o=1pu$, $N_2/N_1=0.1546$, $D=0.233$)

본 논문에서 제안하는 고조파 저감방식에 관한 주요 파형을 그림 4에 나타낸다. 각 인덕터에 그림과 같은 전류 파형의 i_{L1} 과 i_{L2} 가 흐른다고 가정하면 정류기 입력 전류 i_{a1} 과 i_{a2} 는 식 (6)에 의하여 그림 4와 같이 된다. 이와 같이 다이오드 입력전류가 결정되면 식 (9)에 의해 전원전류가 결정되는데 이는 그림 4와 같이 역률

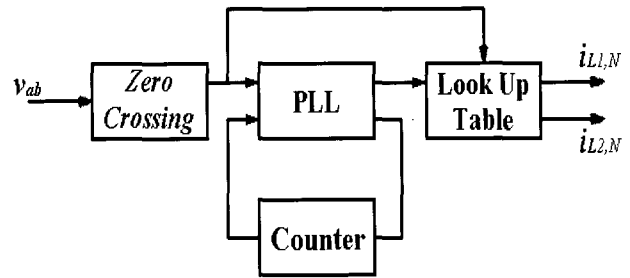


그림 5 지령전류 발생

Fig. 5 Reference signal generation

1의 순수한 정현파가 된다.

이러한 각 부스트컨버터의 지령전류 i_{L1} 과 i_{L2} 를 발생시키기 위한 방법을 그림 5의 블록도로 표시하였다. i_{L1} 과 i_{L2} 의 파형은 전원전압의 굵은 선과 같은 모양으로 프로그램에 의해 미리 구하여 Look Up Table에 저장하여 놓는다. 또한 영전위 검출(Zero Cross Detector)과 PLL (Phase Locked Loop)회로를 이용하여 미리 저장된 지령전류의 데이터를 전원전압과 동기시켜 출력시킨다.

그림 5로부터 얻은 지령전류의 제어를 위한 제어블록도를 그림 6에 나타낸다. 이러한 제어방식으로 전류 제어는 물론 출력전압 v_o 를 조절할 수 있다. 지령치 v_o^* 와 검출된 출력전압 v_o 와 비교하여 발생된 오차는 PI 제어기에 입력되어 각 부스트컨버터의 인덕터에 흐르는 전류의 크기신호가 된다. 이 크기신호는 그림 5로부터 얻어진 단위화(Normalize)된 모양 지령전류 $i_{L1,N}$ 와 $i_{L2,N}$ 와 곱해져 각 인덕터전류의 기준전류인 i_{L1}^* , i_{L2}^* 가 된다. 검출된 인덕터전류 i_{L1} , i_{L2} 와 비교하여 발생된 오차를 PI 제어를 행한 후 게이트 구동부에 인가되어 각 부스트컨버터의 스위치를 구동하게 된다.

3. 변압기 용량 및 소자정격

3.1 3상 오토트랜스포머

부스트컨버터의 듀티비에 따라 전류정격이 변하므로 2차측 권선 N_2 에 흐르는 전류 I_{N2} 의 정격은 다음과 같다.

$$I_{N2, pk} = I_{L1, pk} = 2I_{L1, av} = 2 \frac{0.5}{1-D} I_o \quad (11)$$

$$I_{N2, rms} = \frac{0.471}{1-D} I_o \quad (12)$$

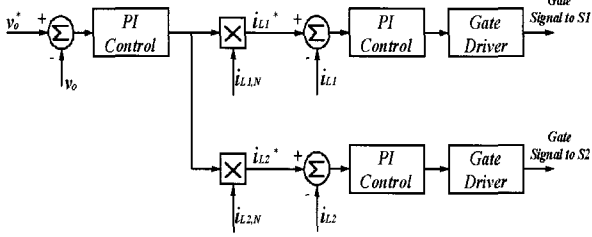


그림 6 제어블록도
Fig. 6 Control block diagram

또한, 식 (7)에 의해서 델타결선의 권선전류의 실효치 I_{N1} 은

$$I_{M1} = \frac{0.083}{1-D} I_o \quad (13)$$

이다. 2차측 권선 N_2 에 걸리는 전압의 실효치 V_{N2} 는

$$V_{N2} = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} \tan 15^\circ \quad (14)$$

이며, 1차측 권선 N_1 에 걸리는 전압 V_{N1} 은 입력선간전압 V_{LL} 과 같다. 오토트랜스포머의 VA(%)용량은 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$VA(\%) = \frac{\frac{1}{2} \sum V_{rms} I_{rms}}{V_o I_o} \times 100 \quad (15)$$

$V_o=400V_{dc}$ 라고 하면

$$V_{LL} = 0.55 V_o \quad (16)$$

또한, 부스트컨버터의 입출력관계식은

$$\frac{V_o}{V_{d1}} = \frac{1}{1-D} \quad (17)$$

이고, 정류기 출력전압은

$$V_{d1} = 1.35 \times \sqrt{3} \times V_{N2} \quad (18)$$

이므로 식 (14), (16)~(18)으로부터 $D=0.233$ 이 된다. 이 때 변압기 VA 정격은 식 (12)~(15)에 의해서 부하 정격의 24.6%가 된다. 변압기의 각 권선전압과 전류

및 VA용량을 표 1에 정리하였다.

표 1 변압기 VA 및 소자의 정격
Table 1 Transformer VA & Component rating

		P.U. Value	5kW 설계 예
오토트랜스포머	$V_{pri,rms} / V_o$	0.550	220V
	$V_{sec,rms} / V_{LL}$	0.085	34V
	$I_{pri,rms} / I_o$	0.108	1.4A
	$I_{sec,rms} / I_o$	0.614	7.7A
	VA / W	0.246	1,230VA
부스트 스위치	V_{peak} / V_o	1	400V
	I_{peak} / I_o	1.304	16.3A
	I_{rms} / I_o	1.558	4.5A
부스트 다이오드	V_{peak} / V_o	1	400V
	I_{peak} / I_o	1.304	16.3A
	I_{rms} / I_o	0.658	8.2A

3.2 부스트 스위치와 다이오드

부스트 스위치의 전압 정격은 스위치가 출력측과 병렬로 연결되어 출력전압 V_o 가 걸리게 된다. 전류 정격은 인덕터전류 i_{L1} (또는 i_{L2})이 듀티비에 의해서 스위치에 흐르게 되므로, 스위치 전류의 실효값과 최대값은

$$I_{s1,rms} = I_{L1,rms} \times \sqrt{D} = 0.751 I_o \sqrt{D} \quad (19)$$

$$I_{s1,pk} = I_{L1,pk} = I_o / (1-D) \quad (20)$$

이 된다.

또한 부스트 다이오드의 전압 정격은 부스트 스위치가 오프하였을 경우 출력전압 V_o 가 걸리게 되고 전류 정격은 인덕터전류 i_{L1} (또는 i_{L2})에서 부스트 스위치의 듀티비를 뺀 만큼 다이오드로 흐르게 된다. 이때 다이오드 전류의 실효값과 최대값은

$$I_{D1a,rms} = I_{L1,rms} \times \sqrt{(1-D)} = 0.751 I_o \sqrt{(1-D)} \quad (21)$$

$$I_{D1a,pk} = I_{L1,pk} = I_o / (1-D) \quad (22)$$

이 된다. 표 1에 D=0.233일 때의 부스트 스위치와 다이오드의 정격을 정리하였다.

3.3 부스트 인덕터 L₁, L₂

부스트 인덕터 L₁(또는 L₂)는 다음 두 가지 기준을 만족하도록 인덕턴스를 설정한다^[8]. 우선 인덕터에 흐르는 전류의 스위칭주파수 성분을 제한하기 위해서 다음 식을 만족해야 한다.

$$\frac{V_{sw}}{I_6 \cdot (f_{sw}/f) \cdot \omega L_1} < K_I \tag{23}$$

여기서 f_{sw}는 스위칭주파수, V_{sw}는 인덕터전압의 스위칭주파수 성분, I₆는 6고조파 인덕터전류이고 K_I는 인덕터전류의 6고조파 성분에 대한 스위칭 주파수 성분의 비이다.

또한, 다이오드 정류기의 출력전압의 최소값이 부스트 컨버터에 의해서 발생하는 인덕터 기준전류 i_{LL}^{*}에 의해 발생하는 전압의 최대값보다 크게하여 원활한 전류제어가 될 수 있도록 다음을 만족해야 한다.

$$v_{dl, min} > \left[L_1 \frac{d i_{L1}^*}{dt} \right]_{max} \tag{24}$$

여기서 v_{dl}은 인덕터에 걸리는 전압이다. 식 (23), (24)에 의해서 인덕턴스의 상한치와 하한치의 범위가 결정이 된다.

3.4 5kW 설계 예

제안한 방법의 설계 예로서 다음의 파라미터를 가정하였다.

$$P_o = 5kW, V_{LL} = 220V, V_o = 400V, K_I = 0.05, f_{sw} = 20kHz$$

듀티비는 식 (14), (16), (17), (18)에 의해서 D=0.233이 된다. 또한, 출력전류를 계산하면

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 12.5A \tag{28}$$

이고 변압기, 부스트 스위치와 부스트 다이오드의 정격을 계산하여 표 1에 정리하였다. 또한, 3고조파 인덕터 전류 I₆의 실효치는 0.752I_o이고 인덕터 전압 V_{L1}의 실효치 시뮬레이션에 의해서 0.23V_o이다. V_{dl}의 최소값과 di_{L1}^{*}/dt의 최대값은

$$V_{dl, min} = 0.697 V_o \tag{29}$$

$$\left[\frac{d i_{L1}^*}{dt} \right]_{max} = 19.6kA/s \tag{30}$$

이므로 식 (15), (16), (29)과 (30)에 의해서 커플링인덕터 L₁, L₂의 값을 다음과 같이 얻었다.

$$3.5mH < L_1, L_2 < 14.1mH \tag{31}$$

4. 실험결과

그림 8은 제안한 방식의 각 전류의 실험파형을 나타낸다. 그림 6에 의해서 발생된 인덕터전류 i_{L1}, i_{L2}를 그림 8(a)와 그림 8(b)에 나타낸다. 이 전류들은 각 다이오드정류기의 스위칭함수에 의해서 나타나는 다이오드정류기의 입력전류 i_{ai}, i_{ae}를 그림 8(c)와 그림 8(d)에 나타냈다. 각각의 다이오드 정류기의 입력전류와 오토트랜스포머의 기자력 관계식으로부터 그림 8(e)와 같은 정현파에 가까운 전원전류 i_a를 얻었다. 그림 8(f)에는 이 전원전류 i_a에 대한 FFT를 나타내는데 전원전류의 THD = 2.9%로 거의 정현파가 된다.

5. 결 론

최근 대두되고 있는 입력측 전류의 고조파문제와 관련하여 이를 개선하기 위한 많은 연구가 진행되고 있다. 본 논문에서 제안한 다이오드 정류기의 고조파 저감 방식은 두 대의 다이오드 정류기를 사용하는 이중접속방식을 근간으로 하여 고 역률의 전원 품질을 얻을 수 있으며 입력 측의 변동에 대한 출력전압의 조정 기능도 부가되었다. 또한, 기존의 방식에 비해 더욱 소형화가 가능하게 되었는데 이는 저감된 용량을 갖는 3상 오토트랜스포머를 적용하여 Δ-Y 변압기에 비해 KVA정격이 75% 절감되며 이중접속방식에서 사용하던 상간변압기를 없앴기 때문이다. 본 방식은 소형화와 고품질의 전원이 요구되는 통신용 정류기등에 적용하면 효과적이다. 제안한 방식의 동작원리, 제어 및 설계방법을 기술 하고 1.5KW급 시작품으로부터의 실험 결과로 타당성을 입증하였다.

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2001-0306) 지원으로 수행되었음

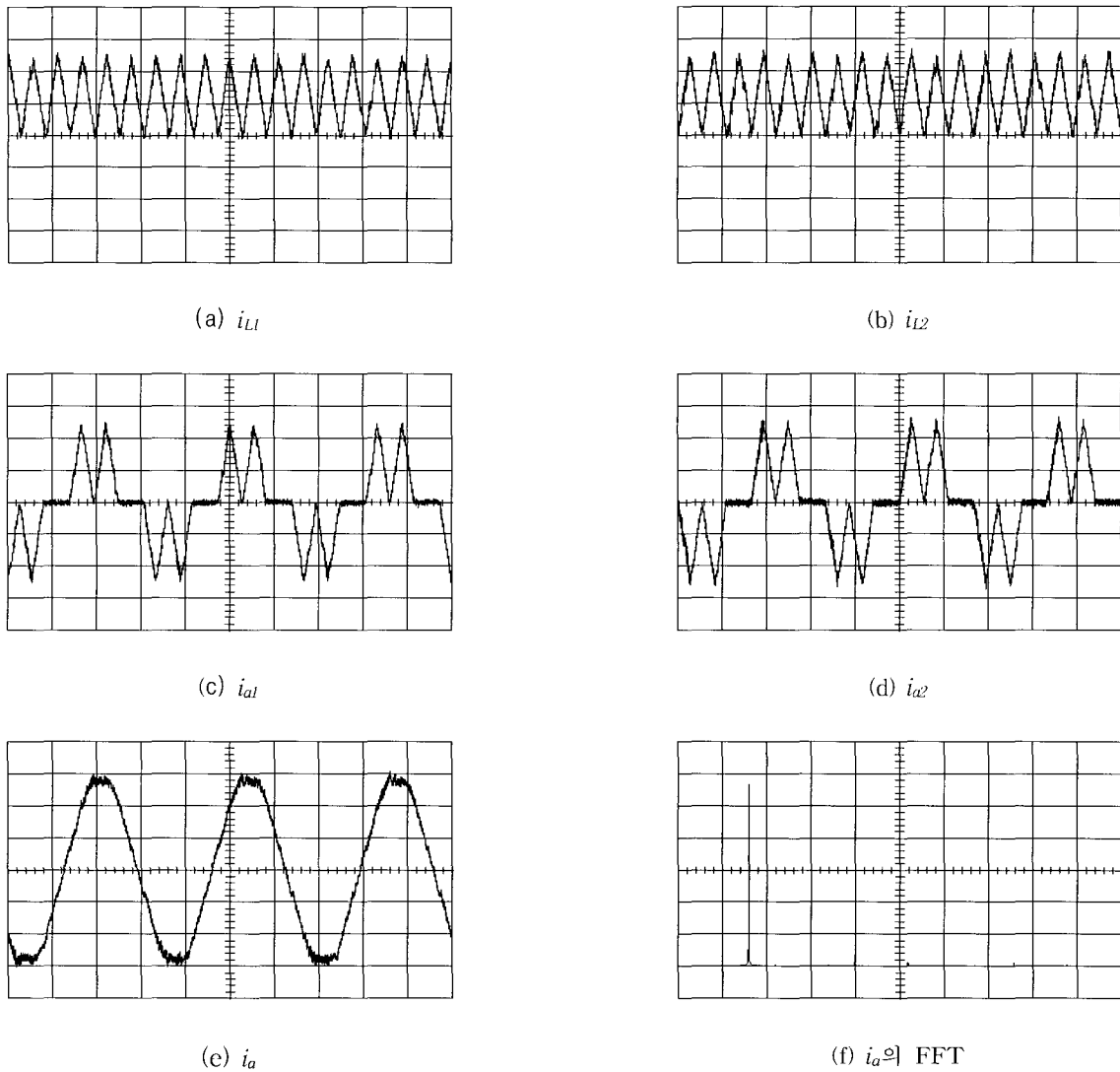


그림 8 실험파형(Waveforms:2A/div, 5ms/div, FFT : 1A/div, 100Hz/div)
 Fig. 8 Experimental waveforms(Wavefoms:2A/div, 5ms/div, FFT : 1A/div, 100Hz/div)

참 고 문 헌

[1] Sewan Choi, Prasad N. Enjeti and Ira J. Pitel, "New 24-Pulse Diode Rectifier Systems for Utility Interface of High-Power AC Motor Drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 33, No. 2, pp. 531-541, March/April. 1997.

[2] Sewan Choi, Prasad N. Enjeti, Hong-Hee Lee and Ira J. Pitel, "A New Active Interphase Reactor for 12-Pulse Rectifiers Provides Clean Power Utility Interface", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 21, No. 6, Nov./Dec. 1996.

[3] Seixas, F.J.M., and Barbi, I. "A New 12kW Three-Phase 18-Pulse High Power Factor AC-DC Converter with Regulated Output Voltage for Rectifier Units", in *IEEE INTELEC Record*, Section 14.2, Jun. 1999

[4] Jaehong Hahn, Prasad N. Enjeti and Ira J. Pitel, "A New Three-Phase Power-Factor Correction (PFC) Scheme Using Two Single-Phase PFC Modules", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 38, No. 1, Jan/Feb 2002

[5] Jaehong Hahn, Prasad N. Enjeti and In-Gyu Park, "A Wide Input Range Active Multi-pulse Rectifier for

Utility Interface of Power Electronic Converters," *Proceedings ICPE '01 Conference*, pp. 512-517, Jun. 2001.

- [6] G. Spiazzi and F.C. Lee, "Implementation of Single-Phase Boost Power Factor Correction Circuits in Three-Phase Applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 44, pp. 365-370 Jun. 1997.
- [7] Falcondes Jose Mendes de Seixas and Ivo Barbi, "A New Three-Phase Low THD Power Supply with High-Frequency Isolation and 60V/200A Regulated DC Output," *IEEE PESC. 2001*, Vol. 3, pp. 1629-1634, 2001.
- [8] Thierry Thomas, Kevork Haddad, Geza Joos, and Alain Jaafari, "Design and Performance of Active Power Filters", *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 38~46, Sept./Oct. 1998.

저 자 소 개



김현정(金鉉正)

1977년 12월 26일생. 2001년 호서대 전기공학과 졸업. 2003년 8월 서울산업대 제어계측공학과 대학원 졸업(석사). 2003년 10월~현재 PSTEK 재직.



최세완(崔世琿)

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



원충연(元忠淵)

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



김규식(金奎植)

1958년 8월 25일생. 1981년 서울대 전자공학과 졸업. 1983년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1990년 8월 동 대학원 제어계측공학과(박사). 1988년~1992년 대우중공업 중앙연구소 선임연구원. 1993년~현재 서울시립대 전기전자컴퓨터공학부 부교수.