

새로운 영상전류 주입법에 의한 다이오드 정류기의 고조파 저감

金鉉正, 張敏洙, 崔世琬*, 元忠淵, 金奎植

Harmonic Reduction of Diode Rectifiers by a New Zero-Sequence Current Injection Method

Hyunjung Kim, Minsoo Jang, Sewan Choi, Chungyeun Won, and Gyusik Kim

요 약

본 논문에서는 영상고조파 주입법을 사용하여 3상 다이오드 정류기의 입력전류를 개선하는 새로운 방식의 고조파 저감기술을 제안한다. 3고조파 주입을 근간으로 하는 본 방식은 다이오드 정류기의 상측과 하측의 전류를 독립적으로 제어하기 위하여 두 대의 단상 반파 인버터와 두 대의 단상 변압기로 구성되어 있다. 이렇게 만들어진 영상전류는 zigzag 변압기에 의해서 다이오드 정류기의 상측과 하측으로 주입이 되어진다. 이 결과 3상 다이오드 정류기의 입력전류는 순수한 정현파 전류가 된다. 본 방식의 타당성을 15kVA 시제품의 실험을 통하여 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper a new harmonic reduction method of three-phase diode rectifiers is proposed to improve input current performance using the zero-sequence harmonics injection technique. The proposed method, based on the third-harmonic injection, employs two half-bridge inverters and two single-phase transformers to independently shape the positive and negative dc rail currents of the diode rectifier. The actively shaped zero-sequence harmonic currents are then circulated through the ac side of the rectifier using a zigzag transformer. This results in pure sinusoidal input currents in the three-phase diode rectifier. Experimental results on a 15kVA prototype are provided to validate the proposed technique.

Key Words : current injection, harmonic reduction, three-phase diode rectifiers

1. 서 론

최근 전력변환장치의 사용이 증가되어감에 따라 다

이오드 정류기의 입력전류 고조파에 의한 문제가 심각히 대두되고 있으며 이에 대한 각국의 고조파 규제강화되고 있다. 이러한 고조파를 저감하기 위한 연구와 실용화가 진행되고 있는데 대표적인 기술로는 1) 능동전력필터 2) 6-스위치 PWM 정류기 3) Boost 컨버터에 의한 역률개선 4) 다중화 방식 5) 전류주입 방식 등이 있으며 이들 방식의 장단점 비교는 문헌^[1]에 자세히 서술되어 있다. 이러한 방식 중에서 전류주입에 의한 고조파 저감방식은 고조파 보상특성이 비교적

*서울산업대학교 제어계측공학과 조교수

E-mail : schor@snu.ac.kr

접수일자 : 2002. 8. 1

1차심사 요청일 : 2002. 8. 5

심사완료일 : 2002. 10. 18

양호하며 응용대상에 따라 비용이 다소 낮고 중·대용량급에도 적용이 가능한 장점이 있다.

이 전류주입방식은 Bird^[2]와 Ametani^[3]에 의해 제안된 3차 고조파 주입방식을 근간으로 주입전류의 발생과 분배방식에 따라 여러 가지 형태의 것들이 있다^[4] 이러한 고조파 주입방식 중 그림 1과 같이 1대의 Boost 컨버터로 3차 고조파 전류를 발생시키고 zigzag 변압기로 이 전류를 분배하여 주입하는 문헌^[5]의 방식은 1개의 스위치를 사용하므로 제어가 간단하며 주전력의 흐름에 직렬로 소자가 연결되어 있지 않아 전력손실이 적다 하지만 이 방식에서 입력전류의 고조파 왜율은 직류측 인덕터스에 영향을 받기 때문에 충분히 큰 인덕터스를 사용하여야 한다 또한 입력전류를 순수한 정현파로 만들기 위하여 3차 고조파 이외의 다른 영상고조파 성분을 정류기 직류단 상측과 하측에 각기 다른 모양으로 주입시켜 줘야 하는데 이 방식으로는 상측과 하측의 두 인덕터 전류를 각각 독립적으로 제어할 수 없으므로 이 방식에 의한 고조파 왜율(Total Harmonic Distortion, THD)의 개선은 한계가 있다. 또한 그림 2와 같이 2대의 Boost 컨버터로 3차 고조파 전류를 주입하여 고조파를 저감하는 방식^[6]이 있는데, 이 방식에 의하여 상측과 하측의 인덕터 전류를 각각 제어하여 입력전류의 THD를 더욱 개선할 수 있다^[7] 그러나 이 방식은 주전력의 흐름에 직렬로 연결된 다이오드에서 발생하는 손실 때문에 효율이 떨어진다. 더욱이 이 방식은 Boost 동작에 의해 직류측 DC 링크 전압이 상승하므로 정류기 부하로 사용되는 인버터 등의 스위칭소자의 손실과 전압정격이 상승되어 인버터부의 재설계가 요구된다

본 논문에서는 이러한 두 방식의 단점을 극복하기 위하여 다이오드 정류기에 단상 인버터와 변압기로 구성되는 보조회로를 이용하여 전류를 주입함으로써 순수한 정현파 입력전류를 얻을 수 있는 새로운 방식의 고조파 저감기술을 제안한다 본 방식의 특징은 다음과 같다

- 3차 고조파 이외에 영상고조파를 주입하여 순수한(pure) 정현파 입력전류를 얻을 수 있다
- 주전력의 흐름에 직렬로 스위칭소자가 연결되지 않아 전력손실이 적다.
- 보조회로에서 사용하는 단상 인버터의 진류 정격이 매우 작다.
- Boost 동작을 하지 않으므로 부하측 인버터부의 재설계가 필요없다

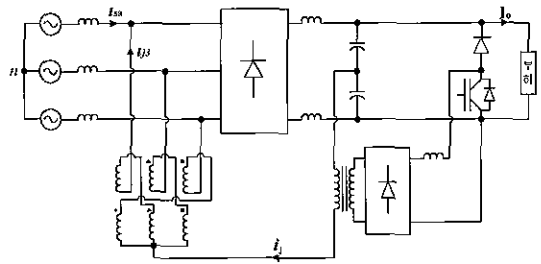


그림 1 1대의 Boost 컨버터에 의한 전류주입방식^[5]
Fig 1 Current injection method by a boost converter^[5]

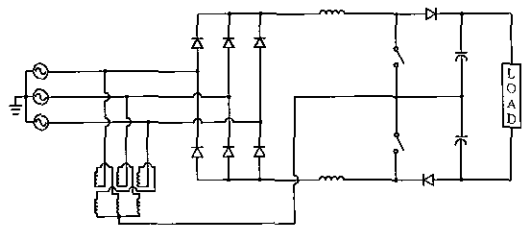


그림 2 2대의 Boost 컨버터에 의한 전류주입방식^[6,7]
Fig 2 Current injection method by two boost converters^[6,7]

2. 제안하는 영상전류 주입법

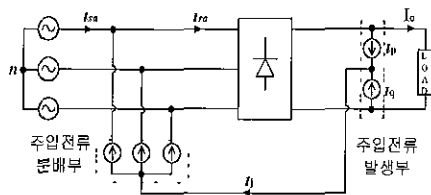
2.1 영상전류 주입의 원리

그림 3(a)에 전류 주입에 의한 고조파저감을 나타내는 주회로의 구성을 나타낸다. 전류 i_p 와 i_q 는 주입할 전류를 발생시키는 부분이고 이는 분배회로에 의해 입력측에 주입된다. 이때 부하전류를 리플없는 직류전류로 가정하면 전류 주입전($i_p=i_q=0$)의 입력전류 i_{in} 에는 5차, 7차, 11차 및 13차 등 다수의 저차 고조파를 포함하게 된다 이는 3상의 상전압 중 가장 높은 상에 연결된 상측다이오드와 가장 낮은 상에 연결된 하측다이오드 두 개만이 각각 120° 동안 도통하기 때문에 가장 높지도 낮지도 않은 상에 연결된 다이오드가 도통하지 않아 불연속 구간이 생기기 때문이다 따라서 각상에 전류를 주입하여 이 불연속구간을 메꿔줌으로써 입력전류의 파형을 개선하는 것이 전류주입방식이다. 그림 3(b)는 기존의 3차 고조파 주입방식을 나타내며, 주입전류는

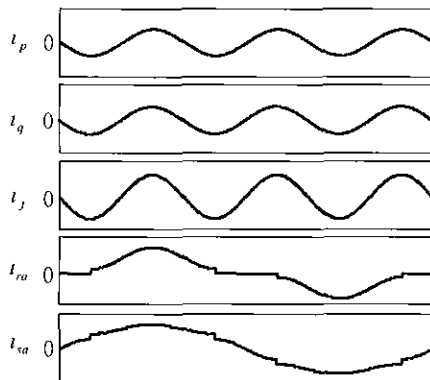
$$i_p = i_q = kI_o \sin(3\omega t - \phi) \quad (1)$$

이 된다 입력전류의 고조파왜율(THD)이 최적이 되기 위하여 $k=0.74$, $\phi=0^\circ$ 이 되며 이때, 이 3차 고조파 전

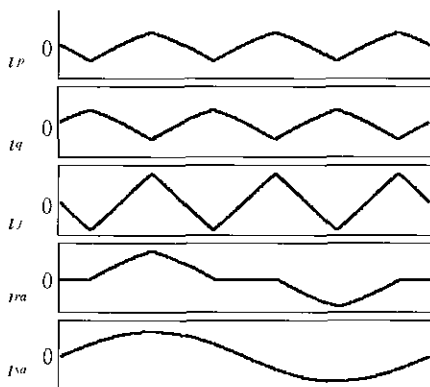
류주입 후에 입력전류 i_{sa} 의 THD는 51%로 개선된다 그러나 그림 3(b)에서 알 수 있듯이 이러한 3차 고조파의 주입만으로는 입력파형의 개선에 한계가 있다. 이에 대하여 그림 3(c)에서 나타내는 바와 같이 3차 뿐만 아니라 9차, 15차, 21차등 영상고조파를 포함하는 전류 i_p 와 i_q 를 주입하면, 입력전류 i_{sa} 는 순수한 정현파로 개선된다 이때 이 영상고조파 주입방식은 그림 3(b)의 3차고조파 주입방식과는 다르게 전류 i_p 와 i_q 는 서로 다른 파형이어야 함을 알 수 있다



(a) 회로구성



(b) 기존의 3고조파 주입에 대한 전류파형



(c) 제안한 영상고조파 주입방식의 전류파형

그림 3 영상전류 주입의 원리

Fig 3 Principle of zero-sequence current injection

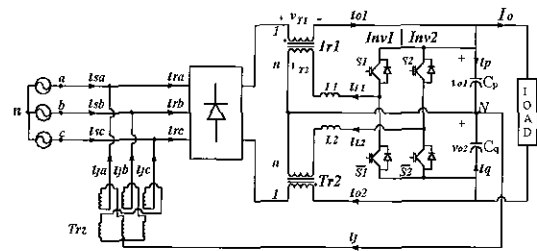


그림 4 제안하는 영상고조파 주입방식의 회로

Fig 4 Proposed circuit for zero-sequence harmonic injection

2.2 제안하는 고조파저감회로

그림 4는 제안하는 영상전류 주입방식의 주회로도를 나타낸다. 이는 6펄스 다이오드 정류기에 두 대의 단상 반파 인버터, 두 대의 단상 변압기 Tr1, Tr2 및 주입전류 분배를 위한 zigzag 변압기 Trz등의 보조회로를 추가하여 구성한다 두 대의 단상 인버터로 각각의 인덕터 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 를 제어하며 이들 전류는 단상 변압기 Tr1과 Tr2를 통하여 정류기의 상측과 하측에 주입되고 주입된 전류 i_j 가 zigzag 변압기를 통하여 입력측 각상에 분배되어 입력전류를 정현파로 개선한다 이때 각 입력선간전압에 대한 Heaviside 함수^[7]를 다음과 같이 정의한다

$$h(v) = \begin{cases} 0, & \text{for } v < 0 \\ 1, & \text{for } v > 0 \end{cases} \quad (2)$$

각 인버터의 지령전류 i_{L1}^* 와 i_{L2}^* 는 식 (2)에서 정의된 Heaviside 함수를 이용하여 각각 다음과 같이 표현할 수 있다

$$i_{L1}^* = \frac{1.9I_o}{V_{LL}} (|v_{12}|(h(v_{23})(1-h(v_{31}))) + |v_{23}|(h(v_{31})(1-h(v_{12}))) + |v_{31}|(h(v_{12})(1-h(v_{23}))) - 1) \quad (3)$$

$$i_{L2}^* = \frac{1.9I_o}{V_{LL}} (|v_{12}|(h(v_{31})(1-h(v_{23}))) + |v_{23}|(h(v_{12})(1-h(v_{31}))) + |v_{31}|(h(v_{23})(1-h(v_{12}))) - 1) \quad (4)$$

여기서, V_{LL} 는 입력선간전압의 실효값, I_o 는 부하전류의 평균값이다.

그림 5는 이와 같은 지령전류를 구현하기 위한 회로를 나타낸다. a점에서는 지령전류의 파형에 관한 정보가 얻어지며 b점에서는 이 값이 단위화 된다. 이 신호의 직류성분을 제거하면 c점에서는 지령전류의 파형이 얻어지며 이에 부하 전류로부터 계산된 d점의 크기를 곱하여 최종의 지령전류를 얻게된다. 또한 계산된 기준전류 i_{L1}^* 와 i_{L2}^* 는 인버터 출력전류의 제어를 위하여 지령되며, 두 개의 직류링크 커패시터의 균등제어를 포함하는 전체 고조파저감 장치의 제어블록도를 그림 6에 나타낸다. 두 개의 커패시터 전압을 검출하여 이들의 오차신호는 P-Regulator를 거쳐 각각의 기준신호 i_{L1}^* 와 i_{L2}^* 에 더해진다. 이후 전류제어를 위하여 Hysteresis 제어를 행한 후 게이트 구동부에 인가된다.

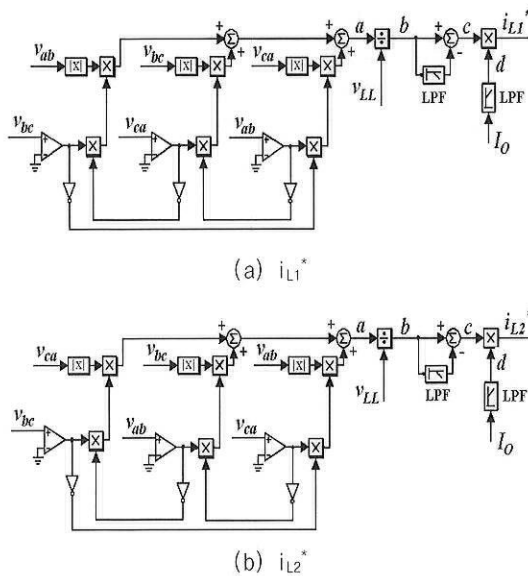


그림 5 기준전류발생
Fig. 5 Reference signal generation

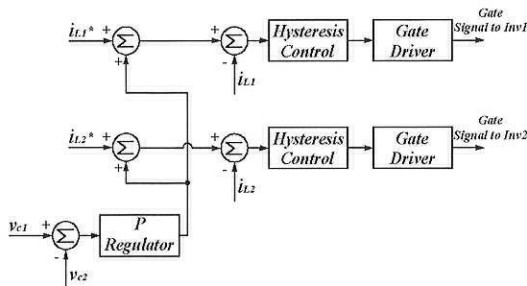


그림 6 제어블록도
Fig. 6 Control block diagram

이때 변압기의 주회로측 권선에는 다이오드 정류기 출력에 나타나는 작은 리플전압이 걸리므로 인버터의 적당한 전류제어를 위하여 권수비 n 은 개략 5에서 10 사이의 값으로 정한다. 따라서 인버터 스위치의 전류정격은 매우 낮은 값이 됨을 알 수 있다.

또한 제안한 방식은 보조회로에서 인버터의 출력측에 별도의 인덕터 L_1 과 L_2 가 없어도 단상 변압기의 적절한 누설 인덕턴스만을 이용하여 동작이 가능하다.

2.3 변압기 용량 및 소자 정격

2.3.1 인버터 소자 정격

표 1에 본 방식의 보조회로에서 사용한 스위치의 정격을 정리하였다. 인버터 스위치의 정격은 스위치의 피크 전류와 피크 전압의 곱으로 나타내는데 본 방식의 인버터 스위치에는 직류링크전압이 걸리므로 최대 전압 정격은 입력선간전압의 최대값과 같다. 또한, 인버터 스위치의 전류정격은 인버터 출력측에 있는 변압기 Tr1과 Tr2의 권수비 n 에 의해 결정되는데 n 을 증가시킬수록 전류정격이 감소한다. 이때 변압기의 주회로측 권선에는 다이오드 정류기 출력에 나타나는 작은 리플전압이 걸리므로 인버터의 적당한 전류제어를 위하여 권수비 n 은 개략 5에서 10사이의 값으로 정한다. 따라서 $n=5$ 로 한다면 인버터 스위치의 전류정격은 $0.165I_o$ 로 매우 낮은 값이 됨을 알 수 있다.

2.3.2 변압기 용량

변압기의 VA용량을 표 1에 계산하여 정리하였다. 변압기 VA(%)용량은 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

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

제안하는 영상고조파 주입 다이오드 정류기		
IGBT	V_{peak} / V_{LL}	1.400
	I_{peak} / I_o	$\frac{0.824}{n}$
	I_{rms} / I_o	$\frac{0.346}{n}$
변압기 Tr1, Tr2	V_{rms} / V_{LL}	0.168
	I_{rms} / I_o	0.891
	$VA(\%) / V_{LL} i_s$	8.587
zigzag 변압기	V_{rms} / V_{LL}	0.334
	I_{rms} / I_o	0.317
	$VA(\%) / V_{LL} i_s$	24.15

$$VA(\%) = \frac{\frac{1}{2} \sum V_{rms} I_{rms}}{\sqrt{3} V_{LL} I_{sa}} \times 100 \quad (5)$$

여기서 V_{rms} 와 I_{rms} 는 각 권선의 전압과 전류의 실효값이며, I_{sa} 는 입력전류의 실효값이다

변압기 Tr1과 Tr2의 주회로측 권선에는 다이오드 정류기의 출력 리플전압과 직류링크전압의 차가 걸려서 전압정격은 $0.168V_{LL}$ 로 작기 때문에 변압기 Tr1의 VA용량은 입력용량의 약 8.6%이다 그리고 zigzag 변압기의 VA용량은 입력용량의 241%로 된다 또한 이 두 변압기의 동작주파수는 모두 기본파의 3배 주파수이므로 일반 60Hz 변압기보다 작은 크기를 갖는다

2.3.3 직류 커패시터 정격

커패시터 C_p 와 C_q 에는 각각의 전류 i_p 와 i_q 가 흘러 리플전압이 발생한다 출력전류 I_o 일 때 두 커패시터 전류 i_p 와 i_q 는 계산의 편의를 위하여 그림 7과 같이 삼각파형으로 근사화시킬 수 있다. 이 삼각파형의 전류로 커패시터 양단의 전압 v_{oi} 은 그림 7과 같은 리플을 갖는다 이때, 리플전압의 크기를 V_{ripple} 이라고 하면 다음과 같다

$$\begin{aligned} V_{ripple} &= \frac{1}{C_p} \int_0^{\frac{T}{4}} \frac{3.32I_o}{T} t dt \\ &= \frac{0.000576}{C_p} I_o \end{aligned} \quad (6)$$

한편, 커패시터의 평균전압은

$$V_{oi} = \frac{1}{2} V_o \quad (7)$$

이고 커패시터 전압의 %리플 K_v 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

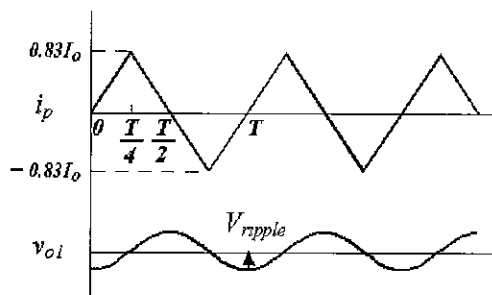


그림 7 커패시터 전압과 전류

Fig 7 Capacitor voltage and current

$$K_v = \frac{V_{ripple}}{V_{oi}} \quad (8)$$

식 (6)~(8)로부터 커패시터의 용량을 다음과 같이 구할 수 있다

$$C_p = \frac{0.00084I_o}{K_v V_{LL}} \quad (9)$$

2.3.4 필터인덕턴스의 설계

필터인덕턴스 L_1 (또는 L_2)는 다음 두 가지 기준을 만족하도록 설정한다^[8] 우선 인덕터에 흐르는 전류 i_{L1} (또는 i_{L2})의 스위칭주파수 성분 I_{fsw} 를 기본파 성분 I_1 의 K_I 배로 제한하기 위해서 다음 식을 만족해야 한다

$$\frac{I_{fsw}}{I_1} = \frac{V_{fsw}}{I_1 \cdot (f_{sw}/f) \cdot \omega L_1} < K_I \quad (10)$$

여기서 f_{sw} 는 스위칭주파수, V_{fsw} 는 인버터출력전압의 스위칭주파수 성분이다.

또한, 인버터에 의해서 발생하는 순시 di_{L1}/dt 가 인덕터 기준전류의 i_{L1}^* 의 최대값인 $[di_{L1}^*/dt]_{\max}$ 보다 크게하여 원활한 전류제어가 될 수 있도록 다음 식을 만족해야 한다

$$\sqrt{2} \cdot V_s \sin \theta_{\max} + L_1 \left[\frac{di_{L1}^*}{dt} \right]_{\max} < 0.5 V_o \quad (11)$$

여기서 V_s 는 입력상전압의 실효값이며 $\theta_{\max}$ 는 인덕터의 기준전류의 di_{L1}/dt 가 최대가 되는 지점의 위상이다

본 방식에서 인버터 직류측은 V_o 로 고정되어 있어서 필터인덕터의 인덕턴스값이 너무 작으면 인덕터전류 i_{L1} (또는 i_{L2})에 리플성분이 커지고, 인덕턴스값이 너무 크면 전류제어가 불가능해지므로 식 (10)에서 정해지는 하한값과 식 (11)에서 정해지는 상한값사이의 적절한 값을 설정하면 된다

3. 실험결과

제안한 방식의 실험을 위해 220V, 15kVA급 시작품을 제작하였으며 실험에서 사용한 소자값은 다음과 같다

변압기 Tr1, Tr2의 권선비 $n = 2$

직류커패시터 $C_p, C_q = 3300\mu F$

필터 인덕터 $L_1, L_2 = 5mH$

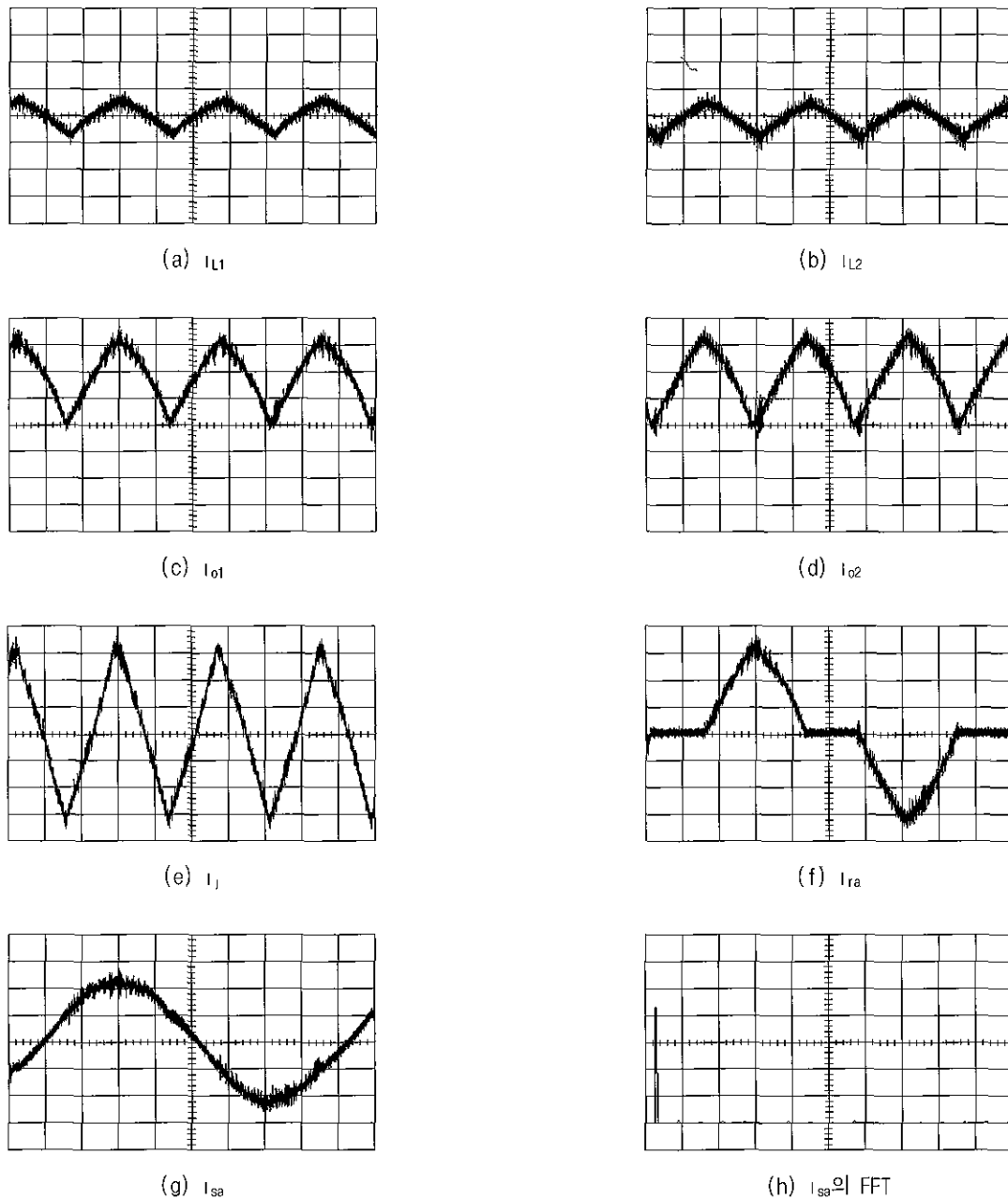


그림 8 실험 파형 (Waveforms 1A/div, 2ms/div, FFT 0.5A/div, 100Hz/div)

Fig. 8 Experimental waveforms (Waveforms 1A/div, 2ms/div, FFT 0.5A/div, 100Hz/div)

그림 8은 제안한 방식의 각 전류의 실험파형을 나타낸다. 그림 5와 같은 지령전류에 의해 발생된 단상 인버터의 인덕터 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 를 그림 8(a)와 그림 8(b)에 나타낸다. 권수비 n 을 더욱 크게 하면 이 전류의 크기가 작아지게 되므로 인버터 스위치의 전류정격을 더욱 작게할 수 있다.

이러한 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 는 변압기 Tr1과 Tr2에 의해서 부하전류와 더해져서 그림 8(c)와 그림 8(d)와 같이 다이오드 정류기 상측과 하측으로 주입이 된다. 이 전류 i_{o1} 과 i_{o2} 의 교류성분은 커패시터로 흐르고 직류성분은 부하측으로 흐른다. 그림 8(e)는 주입전류 i_i 로서 zigzag 변압기에 의해서 각 상에 주입된다. 그림 8(f)

는 다이오드 정류기의 입력전류 i_{ia} 를 나타낸다. 그림 8(g)는 입력전류 i_{sa} 를 나타내며 그림 8(h)는 입력전류의 FFT를 나타내는데 입력전류의 THD = 2.7%로 거의 정현파가 된다.

4. 결 론

본 논문에서는 새로운 영상전류 주입법에 의한 다이오드 정류기의 고조파 저감기술을 제안하였다. 본 방식의 회로구성 및 제어방식으로 3차 고조파 이외의 영상고조파를 주입하여 순수한 정현파 입력전류를 얻을 수 있다. 본 방식의 주 전력의 흐름에는 직렬로 스위칭소자가 연결되지 않아 전력손실이 적다. 또한 보조 회로에서 사용한 변압기의 권수비 n 을 증가시키므로서 인버터의 전류용량을 매우 작게 할 수 있다. 1.5kVA급 시작품의 실험을 통하여 본 방식의 타당성을 입증하였다.

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

참 고 문 헌

- [1] M. Rastogi, R. Naik, and N. Mohan, "A Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface of Power Electronic Loads", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 30, No. 5, pp. 1149~1155, September/October 1994.
- [2] B.M. Bird, J.F. Marsh, and P.R. McLellan, "Harmonic Reduction in Multiplex Converters by Triple-frequency Current Injection", *Proc. IEE*, Vol. 116, No. 10, pp. 1730~1734, 1969.
- [3] A. Ametani, "Generalised Method of Harmonic Reduction in AC-DC Converters by Harmonic Current Injection", *Proc. IEE*, Vol. 119, No. 7, pp. 857~864, July 1972.
- [4] 최세완, "전류주입에 의한 고조파 저감기술의 개발동향", *전력전자학회지*, 제6권, 제1호, pp. 30~36, 2001년 2월.
- [5] S. Hansen, P.N. Enjeti, J. Hahn, F. Bllabjerg, "An Integrated Single-Switch Approach to Improve Harmonic Performance of Standard PWM Adjustable-Speed Drives", *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 36, No. 4, pp. 1189~1196, July/August 2000.

- [6] N. Mohan, M. Rastogi, and R. Naik, "Analysis of a New Power Electronics Interface with Approximately Sinusoidal 3-Phase Utility Currents and a Regulated DC Output", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 8, No. 2, pp. 540~546, April 1993.
- [7] P. Pejovic, Z. Janda, "Optimal Current Programming in Three-Phase High-Power-Factor Rectifier Based on Two Boost Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, pp. 1152~1163, November 1998.
- [8] Thierry Thomas, Kevork Haddad, Geza Joos, and Alain Jaafari, "Design and Performance of Active Power Filters", *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 38~46, September/October 1988.

저 자 소 개



김현정(金鉉正)

1977년 12월 26일생. 2001년 호서대 전기공학과 졸업. 현재 서울산업대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



장민수(張敏洙)

1976년 6월 11일생. 2001년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 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 제어계측

공학과 조교수. 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 성균

관대 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 전기전자컴퓨터공학

부 부교수, 당 학회 재무이사.