

보조전원장치에 의한 12-펄스정류기의 고조파 저감

김성환¹ · 김종수² · 오세진³ · 윤경국[†]

(원고접수일 : 2014년 6월 5일, 원고수정일 : 2014년 8월 29일, 심사완료일 : 2014년 9월 22일)

A harmonic reduction scheme for 12-pulse diode rectifiers by auxiliary voltage supply

Sung-Hwan Kim¹ · Jong-Su Kim² · Sae-Gin Oh³ · Kyoung-Kuk Yoon[†]

요약: 본 논문에서는 12-펄스정류기의 고조파 저감을 위해 12-펄스정류기의 커패시터 중앙 DC버스에 보조전원장치의 설치를 제안하였다. 그리고 이 장치에 의해 고조파가 감소되는 이론적인 배경을 다루었으며 부하전류의 크기에 따라 보조전원장치가 어떻게 제어되어야 하는지를 밝혔다. 본 논문에서 제안한 보조전원장치는 구형파 전압원을 적용함으로써 능동필터와 같은 다른 방식에 비해 시스템 구조가 간단하고 보다 저렴하다. 본 논문에서 제안하는 12-펄스정류기 고조파 저감법의 검증을 위해 소프트웨어 PSIM을 활용하였으며 제안된 방식의 유효성을 확인하였다.

주제어: 12-펄스정류기, 보조전원장치, 고조파, 구형파 전압원

Abstract: Diode rectifiers have been widely used for an AC to DC converter. But a big problem is that they include large harmonics components in the input currents. A 12-pulse configuration with phase shifting transformer is useful for reducing them. however, it still includes the $(12m\pm 1)$ th (m ; integer) harmonics in the input currents. In this paper, we propose a single-phase square wave auxiliary voltage supply which is inserted in the middle DC bus. It reduces harmonics especially the 11th and 13th and the harmonic characteristic becomes almost equivalent to a 24-pulse rectifier. Theoretical analysis of the combined 12-pulse diode rectifier with the auxiliary supply is presented and a control method of the auxiliary supply is proposed. The reduction in the input current harmonics is verified by simulation using software PSIM.

Keywords: 12-pulse Diode rectifiers, Auxiliary Voltage Supply, Harmonics, Square Wave Voltage Supply

1. 서론

최근에 다양한 전력변환소자의 개발에 힘입어 이러한 소자들을 채용한 전력전자장비들이 각종 선박뿐 아니라 해양플랜트 등에도 등장하고 있다. 그러나 이런 장비들을 사용할 경우 선박이나 플랜트내의 전력품질을 현저히 저하시켜 다른 장비나 시스템에 악영향을 끼칠 수 있다[1]. 따라서 전력 품질을 일정 수준이상으로 안정되게 확보하기 위

해 전력전자장비로 인한 피해를 최대한 감소시켜야 한다[2]. 선박이나 플랜트에서의 양질의 안정된 전력공급은 선박 및 승무원의 안전뿐 아니라 해양 환경보호를 위해서도 필수적이다. 전력공급의 이상으로 추진기나 항해장비가 제대로 동작하지 않으면 심각한 결과를 초래할 수 있다.

전력의 품질을 평가하는 데 있어서 가장 중요한 점은 공급 전압파형의 왜곡현상이다. 이는 주로

[†]Corresponding Author: R&D center, SeaNet Co.,Ltd, Dongsam-dong K/T B/D, Yeongdo-gu, Busan, 606-080, Korea, E-mail: navy2@daum.net, Tel: 010-5541-0424

1 Marine System Engineering, Korea Marine Engineering University, E-mail: kksh@kmou.ac.kr, Tel: 051-410-4265

2 Marine System Engineering, Korea Marine Engineering University, E-mail: jongskim@kmou.ac.kr, Tel: 051-410-4831

3 Department of Ship Operation, Korea Marine Engineering University, E-mail: osgengen@kmou.ac.kr, Tel: 051-410-5094

정현파가 아닌 비선형전류를 유발하는 전자장비의 사용에 기인한다. 비선형전류의 원인이 되는 비선형장치들도 고조파전류 및 이로 인해 발생하는 왜곡된 전압의 영향을 받는다[3].

다이오드를 이용한 정류기는 산업현장에서 널리 응용되고 있다. 그러나 입력전류에 많은 저차 고조파가 포함되어 공급전압을 왜곡시켜 전력의 품질을 저하시키므로 이를 완화시킬 수 있는 적절한 설비가 필요하다[4].

특히, 위상이동 변압기(phase shifting transformer)에 의한 12-펄스정류기는 고조파 저감 등 많은 장점으로 인해 고출력장치에 널리 채용되고 있다[5][6][7]. 이는 6-펄스 정류기 2대로 구성되는데 각 정류기에서 발생하는 5차 및 7차 고조파가 서로 상쇄되므로 입력전류중의 고조파성분이 감소한다. 그러나 11차 및 13차 고조파 전류는 여전히 입력전류에 남아 있으므로 이를 완화시키거나 제거하고자 여러 가지 방법들이 제시되고 있다 [8][9][10].

고출력 장치에는 정류기에 의해 전력시스템에 유입되는 고조파전류를 감소시키기 위해 수동필터(passive filter)를 설치하는 것이 일반적이다. 하지만 필터 설치로 인해 부피가 크게 증가하고 전 시스템의 가격이 상승한다.

고조파 저감을 위해 선택할 수 있는 또 하나의 방법은 능동필터(active filter)이다. 그러나 이 방법도 비용이 높고, 전체시스템 및 제어가 복잡해지는 단점이 있다. 그 외에, 스위칭 장치를 추가하거나 다양한 수동소자를 사용하여 고조파를 저감하는 방식들이 제안되었지만 일반적으로 너무 복잡하여 고출력장치에는 적용하기가 용이하지 않다.

본 논문에서는 12-펄스정류기의 커패시터 중앙 버스에 보조전원장치의 설치를 제안하였으며 이 장치에 의해 고조파가 감소되는 이론적인 배경 및 보조전원장치의 제어방식을 규명하였다. 본 방식의 보조전원장치는 구형파 전압원을 적용함으로써 능동필터와 같은 다른 방식에 비해 구조가 간단하고 저렴하게 된다. 그리고 본 논문의 유효성 입증을 위해 소프트웨어 PSIM을 활용하였다.

2. 제안한 고조파 저감 방식

2.1 시스템 구성

Figure 1은 본 논문에서 제안하는 보조 전압원 v_i 를 갖는 12-펄스 다이오드 정류기를 나타내고 있다.

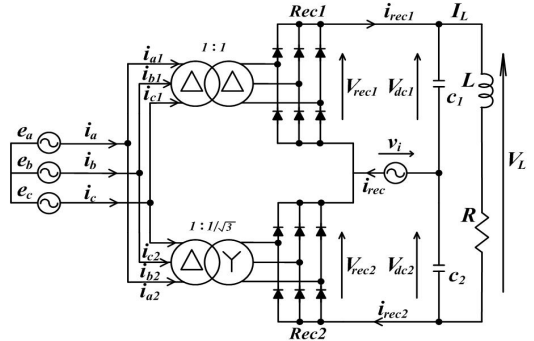


Figure 1: Auxiliary-supply assisted 12-pulse diode rectifier

12-펄스 정류기는 두 개의 6-펄스 정류기 Rec1, Rec2로 구성되어있다.

Rec1은 Δ - Δ 결선 변압기를 거쳐 전원측에 연결되어있고 Rec2는 Δ -Y결선 변압기를 통해 연결되어있다. 따라서 두 정류기의 3상 입력전압은 30° 의 위상차이가 존재한다. Rec1과 Rec2의 출력전압의 크기가 동일하게 되도록 변압기의 권선비를 결정한다. DC출력전압은 두 개의 같은 용량의 커패시터에 의해 균일하게 분배되고 커패시터의 중앙은 Rec1과 Rec2의 중앙에 연결된다.

2.2 기본 원리

Rec1과 Rec2의 직류전류 i_{rec1} 과 i_{rec2} 가 Figure 2의 (a) 및 (b)와 같다고 가정해보자.

즉 i_{rec1} 과 i_{rec2} 는 삼각파형이고 위상은 서로 반대이며 주파수는 전원의 6배이고 DC 평균전류는 I_L 이다. 각 정류기의 입력전류 i_{a1} , i_{a2} 및 입력 상전류 i_a ($= i_{a1} + i_{a2}$)는 Figure 2의 (c)~(e)가 된다. 또한 전류의 주파수 스펙트럼은 Figure 3과 같다. 12-펄스 정류기이기 때문에 i_{a1} 과 i_{a2} 에는 5차 및 7차 고조파 성분이 존재하지만 상전류 i_a 에는 상쇄되어 나타나지 않고 11차와 13차 고조파도 거의 포함되어있지 않다.

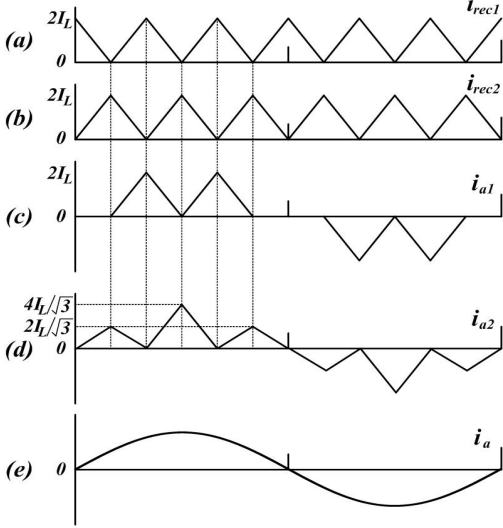


Figure 2: Hypothetical input current waveforms

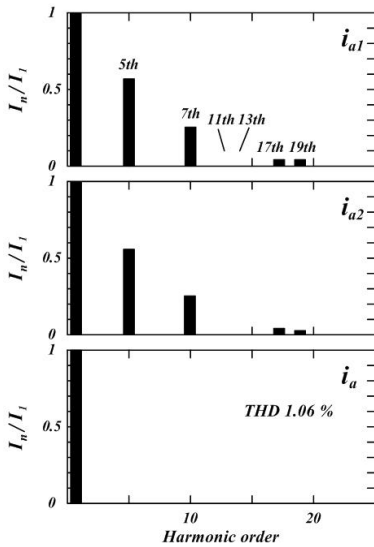


Figure 3: Frequency spectra of hypothetical input current

결과적으로 i_a 의 총 고조파율은 1.06[%] 정도로 매우 낮다. 그러므로 만일 DC 입력전류가 Figure 2의 (a) 및 (b)와 같은 형상을 가진다면 고조파 특성은 24-펄스 정류기와 유사해질 것이다.

Figure 2와 같은 전류형상을 얻기 위하여 Figure 1과 같이 단상 보조전원장치(AVS; auxiliary voltage

supply)를 DC 버스 중앙에 삽입하였다. AVS는 구형파 전압을 발생시키는데 그 크기 V_s 는 조정 가능하고 다이오드가 통전하는 순간 극성도 전환시킨다. 즉 AVS는 전원주파수의 6배의 구형파 전압을 출력한다.

Figure 4는 12-펄스 다이오드 정류기에 AVS를 설치한 경우와 하지 않은 경우의 전압 및 전류파형의 예를 도시하고 있다.

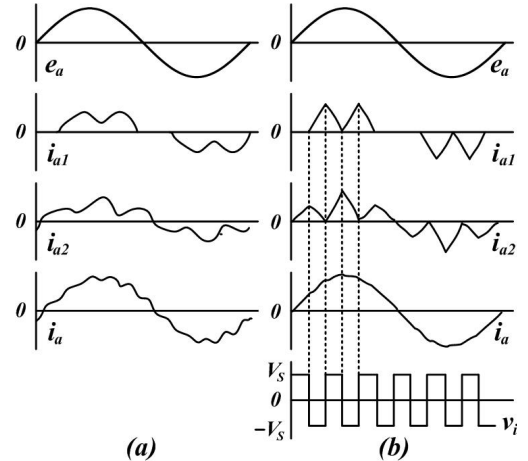


Figure 4: Voltage and current waveforms of 12-pulse diode, (a) without AVS and (b) with AVS

Figure 4(a)는 기존의 12-펄스 정류기의 파형을 보여 준다. i_{a1} 과 i_{a2} 가 다르게 보이지만 같은 수준의 $(6n \pm 1)$ 차의 고조파성분을 가지고 있다. i_{a1} 과 i_{a2} 의 짝수 고조파성분은 상이 같고 홀수 성분은 상이 반대이다. 따라서 홀수 고조파성분은 상전류 i_a 에 나타나지 않는다. 이것이 12-펄스 정류기의 가장 큰 장점이다. 그러나 짝수 고조파성분은 여전히 존재할 뿐 아니라 또한 Figure 4(a)로부터 다음 두 가지 점을 발견할 수 있다.

- ① i_a 의 파형이 여전히 왜곡되어 있다.
- ② i_a 의 위상이 상전압 e_a 의 위상보다 뒤진다.

이러한 문제점들을 해결하기 위해 AVS를 삽입하였다. Figure 4(b)는 AVS를 통해 적절한 크기의 V_s 를 가했을 경우의 전류파형을 나타낸다. 전류 i_{a1} 과 i_{a2} 는 Figure 2의 (c) 및 (d)와 각각 유사한 파형을 보여 준다. 결과적

으로 입력 상전류 i_a 는 정현파에 가깝고 위상도 e_a 와 같아지는 것을 볼 수 있다.

2.3 AVS의 해석

Figure 5에서 $Rec1$ 의 전류 i_{rec1} 이 연속이고 DC 전압 V_{dc1} 이 일정하다고 가정하자.

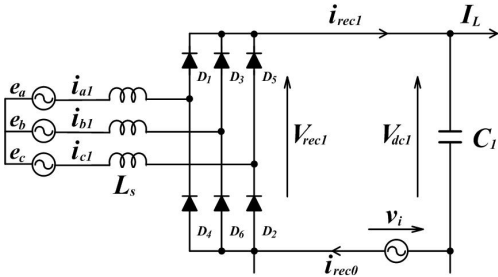


Figure 5: Detailed circuit of rectifier, $Rec1$

3상 전압을 식 (1)과 같이 정의하였을 경우 **Figure 6(a)**는 3상 전압이고 (b)는 상전류 파형을 보여주고 있다.

$$\begin{aligned} e_a &= V \sin \omega t \\ e_b &= V \sin (\omega t - 2\pi / 3) \\ e_c &= V \sin (\omega t - 4\pi / 3) \end{aligned} \quad (1)$$

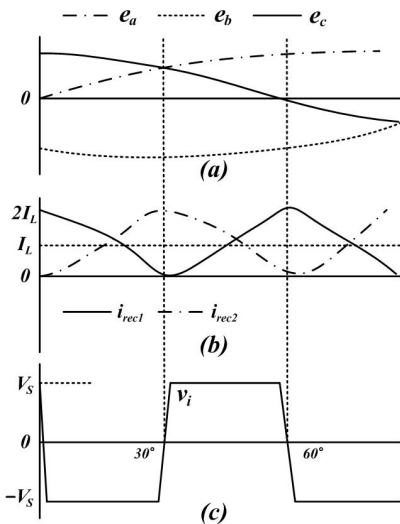


Figure 6: Variations in DC currents i_{rec1} and i_{rec2} with auxiliary voltage supply v_i

Figure 5에서 $v_i = 0$ 이고 $\omega t = 30^\circ$ 에서 $D5$ 로부터 $D1$ 으로 전류(轉流)가 일어나고 있다고 가정하자. 전류 전에는 i_{rec1} 가 $D5$ 와 $D6$ 를 통해 흐르고 있었다. 전압차 $e_a - e_c$ 가 전류 i_{c1} 은 감소시키고 i_{a1} 은 증가시킬 것이다.

전류(轉流)가 완료되기 위해서는 u 라는 시간이 필요한데 이것을 전류 중복각(commutation overlap angle)이라 한다. 이 중복기간으로 인해 상전류 i_{a1} 은 상전압 e_a 보다 $u/2$ 만큼 뒤진다. 만일 보조 전압원 v_i 를 삽입하면 u 는 제거될 수 있다. 보조 전압원 v_i 는 **Figure 6(c)**와 같이 진폭 V_s 를 가진 구형파 전압이고 주파수는 전원 주파수의 6배이다. $D5$ 에서 $D1$ 으로 전류가 발생하는 시점인 $\omega t = 30^\circ$ 직전의 상황을 고려해 보자.

1) $0^\circ < \omega t < 30^\circ$ 인 경우

이 기간 동안은 C상 전압이 최대값이고 B상 전압이 최소값이기 때문에 i_{rec1} 은 $D5$ 와 $D6$ 를 통해 흐른다. **Figure 5**로부터 이 순간 전압방정식은 식 (2)와 같이 됨을 알 수 있다.

$$2L_s \frac{di_{rec1}}{dt} = e_c - e_b - V_{dc1} - v_i \quad (2)$$

$i_{rec1} (= i_{c1})$ 은 **Figure 6(b)**와 같이 시간에 따라 거의 선형적으로 감소한다.

Figure 2(b)에 의하면 $i_{rec1} (= i_{c1})$ 는 $\omega t = 0^\circ$ 시점에서 $2I_L$ 로부터 $\omega t = 30^\circ$ 시점에 0 까지 감소되어야 한다. 여기서 I_L 은 DC 부하전류이다. dt 에 해당하는 30° 는 $1/12f$ 초에 해당하고 di_{rec1} 은 $-2I_L$ 이므로 식 (3)이 성립한다.

$$\frac{di_{rec1}}{dt} = \frac{-2I_L}{1/12f} = -24fI_L \quad (3)$$

식 (3)을 식 (2)에 적용하면 보조 전압원에 인가해야 할 전압은 식 (4)가 된다.

$$v_i = e_c - e_b - V_{dc1} + 48fL_sI_L \quad (4)$$

2) $30^\circ < \omega t < 60^\circ$ 인 경우

$\omega t = 30^\circ$ 시점에 D5로부터 D1으로 전류(轉流)가 일어난다. 이 기간 동안 전류 $i_{rec1} (= i_{a1})$ 는 D1과 D6를 통해 흐르므로 전압방정식은 식 (5)와 같다.

$$2L_S \frac{di_{rec1}}{dt} = e_a - e_b - V_{dc1} - v_i \quad (5)$$

$\omega t = 30^\circ$ 시점에 0 으로부터 $\omega t = 60^\circ$ 시점에 $2L_L$ 까지 선형적으로 증가되어야하므로 보조 전압원에 인가해야할 전압은 식 (6)이 된다.

$$v_i = e_a - e_b - V_{dc1} - 48fL_S I_L \quad (6)$$

제어를 간략하게하기 위해 30° 의 제어기간 동안 크기가 동일한 구형파 전압을 가한다면 식 (4) 및 식 (6)에서 $e_c - e_b \cong V_{dc1}$, $e_a - e_b \cong V_{dc1}$ 이라고 가정할 수 있다. 따라서 1)의 경우와 2)의 경우 보조 전압원에 인가해야할 구형파 전압의 크기는 다음 식들이 된다.

$$v_i \cong V_S = 48fL_S I_L \quad \text{for } 0^\circ < \omega t < 30^\circ \quad (7)$$

$$v_i \cong -V_S = -48fL_S I_L \quad \text{for } 30^\circ < \omega t < 60^\circ \quad (8)$$

식 (7) 및 (8)은 최적 전압의 크기 V_S 와 부하전류 I_L 의 관계를 정의한다. V_S 는 I_L 에 비례한다. 보조 전압원장치를 사용하면 전류(轉流)가 순간적으로 끝나기 때문에 e_a 와 i_a 사이에 시간지연이 발생하지 않으므로 부하에 관계없이 역률을 1로 유지할 수 있다. Rec1의 변압기는 $\Delta-\Delta$, Rec2의 변압기는 $\Delta-Y$ 이므로 Rec2에 인가되는 3상 AC전압이 Rec1 전압보다 30° 앞선다. 또한 Rec2 변압기의 1차 전류는 두 상의 2차 전류의 차이가 된다. 따라서 i_{a2} 의 전류파형은 Figure 2(d)와 같이 된다. AVS가 삽입되면 입력 상전류의 왜형률은 최소화되어 거의 정현파와 유사하게 되며 역률도 1을 유지할 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 검토

3.1 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 고조파 저감방식의 유효성을 확인하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 12-펄스 다이오드 정류기의 출력은 6[MW], 선간전압은 2.2[kV], 주파수는 50[Hz]로 가정하였으며 변압기의 리액턴스는 2.5[%], DC 커패시터들의 용량은 12[mF]로 간주하였다. 식(7)에 의해 계산된 보조전원의 전압은 312[V]이다. Figure 7은 소프트웨어 PSIM으로 구성한 시뮬레이션 다이어그램을 보여주고 있다.

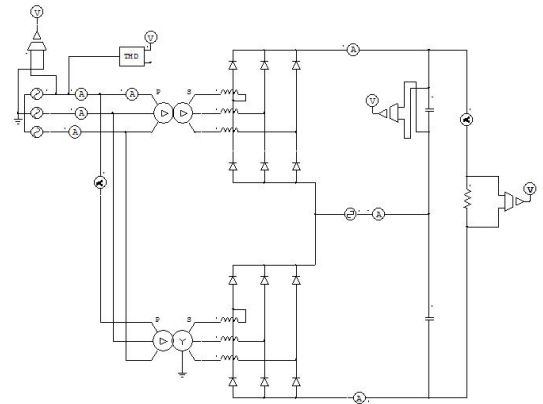


Figure 7: Simulation diagram using PSIM for the proposed scheme

3.2 시뮬레이션 결과 및 검토

Figure 8은 보조전원장치를 사용하지 않은 경우의 상전압, 정류기 입력전류 및 상전류파형을 보여주고 있다. 정류기에 흐르는 전류가 왜곡되고 따라서 전원측에서 유입되는 상전류도 찌그러짐이 심하다는 것을 알 수 있다. 상전류의 고조파 왜형률은 9.0[%]정도로 고조파 함유율이 비교적 높았다. 또한 전류(轉流)로 인하여 상전류가 상전압보다 위상이 지연되는 현상도 나타나고 있다.

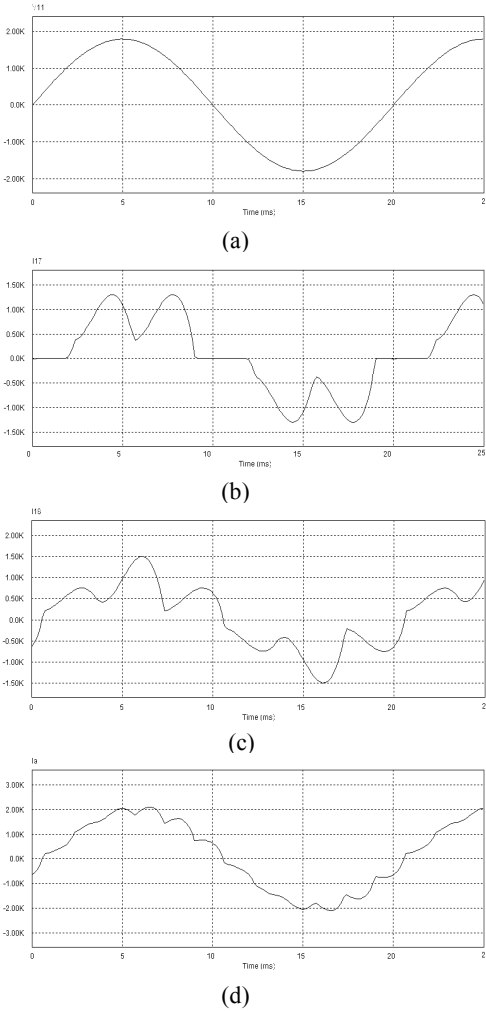


Figure 8: Simulation voltage and current waveforms without AVS, (a) source phase voltage, (b) input current to rectifier1, (c) input current to rectifier2, (d) phase current

Figure 9는 보조전원장치를 적용한 경우의 상전압, 정류기 입력전류 및 상전류파형을 도시하고 있다. 정류기에 흐르는 전류가 이상적인 삼각파에 가깝고 상전류도 정현파와 유사한 것을 볼 수 있다. 상전류의 고조파 왜형율은 3.8[%]정도로 고조파 함유율이 많이 감소되었을 뿐 아니라 또한 상전류의 위상이 상전압의 위상과 일치되어 역률이 1이 됨을 확인할 수 있었다.

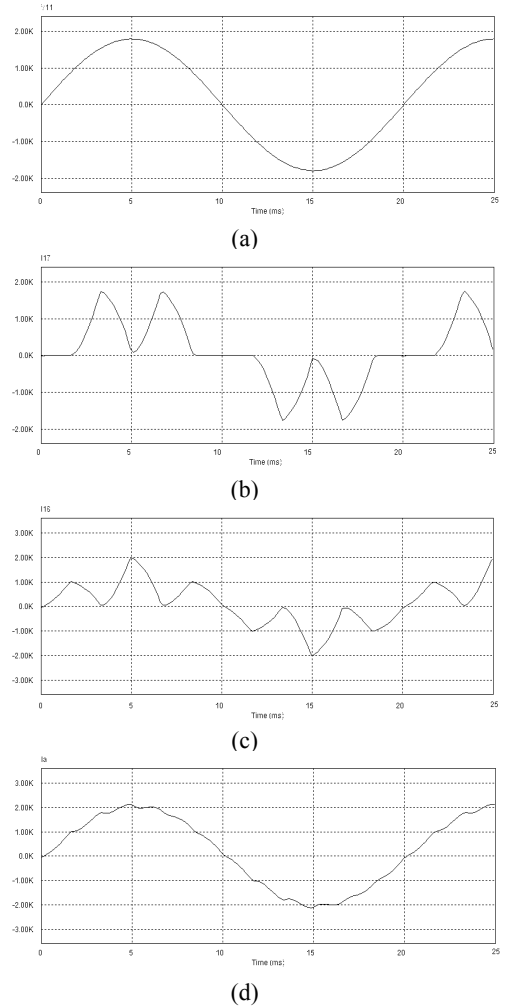


Figure 9: simulation voltage and current waveforms with AVS, (a) source phase voltage, (b) input current to rectifier1, (c) input current to rectifier2, (d) phase current

4. 결 론

단상 구형과 보조전원장치를 12-펄스 다이오드 정류기의 DC 버스 중앙에 삽입하였다. 이 보조전원장치의 구성으로 말미암아 정류기 입력전류의 고조파 왜형률을 24-펄스 다이오드 정류기와 같은 수준으로 감소시킬 수 있었다.

본 논문은 입력전류의 고조파 왜형률을 감소시킬 수 있는 원리의 이론적인 배경을 제공했으며,

최상의 결과를 얻기 위하여 부하전류에 따라 보조 전원장치의 전압의 크기를 변화시키는 근거를 제시하였다.

소프트웨어 PSIM을 사용하여 본 논문에서 제안한 방식의 유효성을 입증하였다.

입력전류의 고조파 왜형률이 9.0[%]에서 3.8[%]로 감소되었고 역률 또한 1로 개선될 수 있음을 확인할 수 있었다. 보조전원장치의 정격은 12-펄스 다이오드 정류기 출력의 5[%]정도이므로 비용 및 설치비는 크게 높지 않을 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] X. Liang, O. Ilochonwu, and J. Lim "Influence of reactors on input harmonics of variable frequency drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, pp. 2195-2203, 1972.
- [2] M. E. Villablanca and J. I. Nadal, "An efficient current distortion suppression method for six-pulse bridge rectifiers", IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 54, pp. 2532-2538, 2007.
- [3] H. Akagi and R. Kondo, "A transformerless hybrid active filter using a three-level pulse width modulation (PWM) converters for medium-voltage motor drive", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, pp. 1365-1374, 2010.
- [4] R. Mathew, D. Houghton, and W. Oghanna, "Vector control techniques for induction motors", IEEE International Conference on Power Electronics and Drives, vol. 2, pp. 813-818, 1995.
- [5] P. C. Krause, Analysis of Electrical Machinery, McGraw-Hill Book Company, 1987.
- [6] A. E. Fitzgerald, C. K. Jr, and S. D. Umans, Electric Machinery, McGraw-Hill Book Company, 2002.
- [7] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1987.
- [8] B. Wu, High-Power Converts and AC Drives, Wiley Inter-Science, 2006.
- [9] American Bureau of Shipping, Guidance notes on "Control of harmonics in electrical power systems", ABS Plaza Houston, 2006.
- [10] Peter Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, New York, Oxford Science Pub., 1998.