

고조파 주입 펄스 폭 변조를 이용한 3상 부스트 정류기의 고조파 저감

이준구^u, 김진성, 박석하, 김종범, 김광수, 김양모
 충남대학교 전기공학과

Harmonic Reduction of Three-Phase Boost Rectifier using a Harmonic-Injected

Joon-Ku Lee, Jin-Sung Kim, Seok-Ha Park, Jong-Bum Kim, Yang-Mo Kim
 Dept. of Electrical Eng. Chungnam national Univ.

Abstract-Power electronic loads inject harmonic currents into the utility system. The large increase of power consumption will inevitably lead to deteriorating power quality due to the popularization of switch-mode power electronic equipment. In this paper, a periodic voltage is injected in the control circuit to vary duty cycle of the rectifier switch within a line cycle so that the fifth-order harmonic of the input current is reduced to meet the IEC 61000-3-2 requirement. Experimental results are presented to confirm the validity of this method.

1. 서 론

전력소비의 증가는 필연적으로 전력의 질을 악화시킨다. 전력 시스템으로부터 발생된 고조파는 통신 간섭, 변압기 열화 등의 여러 가지 문제를 발생시킨다. 대부분의 전력장비 시스템에서 입력전압은 직류로 정류되고, 이것은 부하의 필요에 따라 적절한 크기와 주파수, 위상을 갖는 전압, 전류로 변환된다. 고조파와 EMI 문제로 인해 IEC 61000-3-2와 같은 규정이 확립됨으로 인해싼 가격, 높은 효율과 더불어 이러한 규격에 맞는 전력 공급기가 필요하게 되었다. IEC 61000-3-2는 입력 전압 220-240V, 16A 이하인 전력 공급기의 고조파 전류를 다룬다. 3상인 경우의 IEC 61000-3-2는 표 1과 같다.

표 1. IEC 61000-3-2 class A

고조파	최대 허용 고조파 전류(A)
5	1.14
7	0.77
11	0.33
13	0.21

3상 다이오드 정류기는 가변속 AC/DC 모터구동, 무정전 전원 장치 등에 광범위하게 사용되고 있다. 입력 선 전류의 고조파를 줄이기 위하여 이미 다음과 같은 방법이 제안되어 사용되고 있다.

- 1) 고속 스위칭 PWM 기법[9]
- 2) 3상 변압기에 의한 다중 정류기법[10]
- 3) 제 3고조파 전류 주입법[11]
- 4) 액티브 필터링 기법[12]

이와 같은 방법은 비용, 크기, 효율, 스위칭 주파수에 대해 다양한 장점을 갖지만, 각각의 단점이 있다. 따라서, 낮은 전압이득을 가지며, 큰 유효전력을 전달하는 방법이 제안되었는데 이 방법은 3상 부스트 정류기를 연속 전류 모드와 불연속 전류 모드 사이에서 동작시키는 방법이다[2,3]. 이외에 입력전류가 0이 될 때, 새

로운 스위칭을 시작하는 가변 주파수 스위칭 방법이 있다. 가변 주파수 스위칭은 부하가 일정한 경우에 사용하기 적절하며 부하가 변하는 경우에는 부하의 변화에 따라 스위칭 주파수가 변하며, 스위칭 손실이 증가한다[2,6,7,8]. 본 논문에서는 펄스 폭 변조에 의한 입력 선 전류의 고조파 억제 방법을 제시하며, 수학적인 분석과 실험결과가 제시된다.

2. 고조파 주입 펄스 폭 변조

2.1 고조파 왜곡

그림 1.은 3상 PWM DCM 부스트 정류기이다. 이 부스트 정류기는 일정한 주파수와 일정한 시비율로 동작하며, 모든 3상 전류는 스위치가 온 되기 전에 0이 된다.

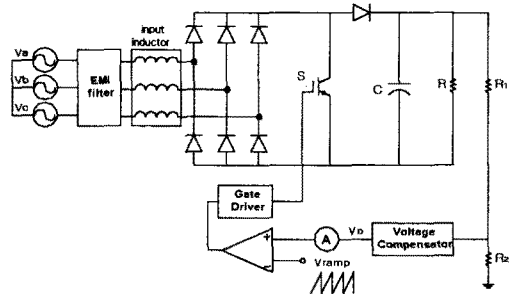


그림 1. 일반적인 3상 부스트 정류기

스위치가 온 되면 그림 2.와 같이 3상 전류는 선형적으로 증가하며, 입력 상전압과 비례관계이다. 스위치가 오프 되면, 출력 전압이 입력 상전압보다 크게되어 입력전류는 감소하기 시작한다. 불연속모드에서는 스위칭 주기가 끝나기 전에 입력전류는 0이 된다. 입력 선 전류의 감소비는 출력전압과 입력 상전압의 차에 관계되며, 스위칭 오프 구간에서는 입력전류는 입력 상전압에는 비례하지 않는다. 입력 상전압이 완전히 정현파이고 3상 전압의 불균형이 이루어지지 않더라도, 입력 선 전류의 왜곡이 발생한다.

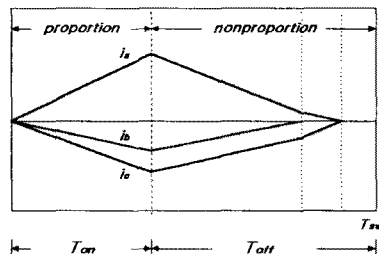


그림 2. 스위칭 한 주기동안의 3상 입력 전류

그림 2.에서 보는 바와 같이 T_{on} 구간에서는 입력 선 전류는 선형적으로 증가하는 반면, T_{off} 구간에서는 비선형적으로 감소함을 볼 수 있다. 따라서, 고조파로 인한 입력 선 전류의 왜곡이 발생한다.

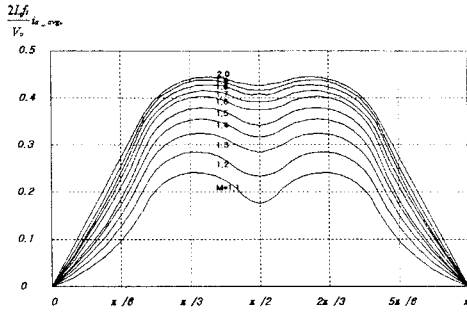


그림 3. 전압 이득 M의 변화에 따른 입력 선 전류 왜곡

입력 선 전류 왜곡을 줄이기 위해서 부스트 인덕터에 에너지가 저장되는 구간을 길게 하고, 방전되는 구간을 짧게 하는 방법이 사용된다. 결과적으로, 시비율이 커지게 되어, 전압 이득, $M = \frac{V_o}{\sqrt{3}V_b}$ 이 큰 경우에 전류 왜곡이 작아진다. 여기서, V_b 는 입력 상전압 피크치이고, V_o 는 출력 전압으로 3상 부스트 정류기의 출력 전압을 가급적 크게 사용해왔다. 그림 3.은 전압 이득 M의 변화에 따른 입력 선 전류의 왜곡을 보여주고 있으며, 전압 이득 M이 클수록 입력 선 전류의 왜곡이 줄어들음을 알 수 있다. 따라서, 이런 문제점들을 효율적으로 해결하기 위하여, 고조파 주입 펄스 폭 변조를 사용하여 입력 선 전류의 고조파 왜곡을 효과적으로 감소시키고자 한다. 3상 부스트 정류기의 입력 전류는 [2, 5]에서 계산된 바와 같이 3상 입력 선 전류는 스위칭 온 시간의 제곱에 비례하여 증가, 감소됨을 알 수 있고, 펄스 폭 변조를 하여 입력 선 전류의 왜곡을 줄일 수 있다[6,7].

2.2 펄스 폭 변조

제안된 회로는 3상 부스트 정류기와 고조파 발생기, 제어기로 구성된다. 제 6고조파는 그림 1.의 노드 ④에 주입된다. 따라서, 3상 부스트 정류기의 펄스 폭은 변조된다. 그림 4.는 고조파 발생기, 그림 5.는 고조파 발생기의 각부 주요 전압 파형을 보여 준다. 고조파 발생기는 세 개의 저주파수용 강압 변압기와 3상 브리지 정류기, 대역필터, 두개의 Op-amp로 구성된다. 변압기는 전압 강하, 3상 부스트 정류기와 고조파 발생기사이의 절연, 위상천이의 기능을 하며, 변압기 2차 측의 3상 브리지 정류기는 정류를 하게 되고, 정류된 직류분은 대역필터를 거쳐 제 6고조파가 발생하게 된다. 제 6고조파가 주입되어 스위칭시 펄스 폭이 변조되게 된다. 고조파 발생기에서는 고조파 주입 펄스 폭 변조를 하기 위해 전원측으로 부터 3상 전압을 추출하여 제 6고조파를 발생시킨다.

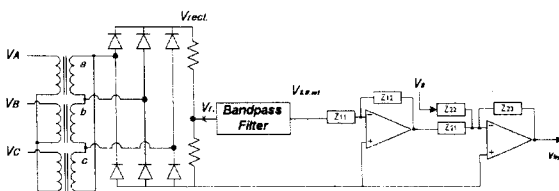


그림 4. 제 6고조파 발생기

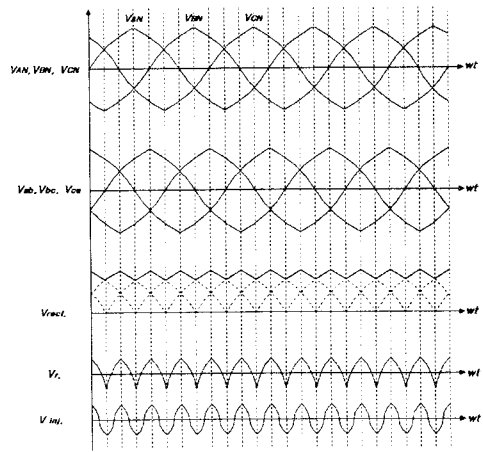


그림 5. 고조파 발생기의 각부 전압 파형

2.2.1 변조 지수 m

그림 4.에서 V_{ini} 가 제어기에 주입되면, 3상 부스트 정류기의 시비율은 변조되며, 펄스 폭의 변화분 $mT_{on} \sin(6\omega t + \frac{3\pi}{2})$ 에 주입 신호 V_{ini} 에 비례하므로 변조된 시비율 $D(t)$ 는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$D(t) = \frac{T_{on} + mT_{on} \sin(6\omega t + \frac{3\pi}{2})}{T_s} \quad (1)$$

여기서, T_{on} 는 스위칭 온 시간, T_s 는 스위칭 주기이다. m은 변조 지수로 식 (2)로 정의된다.

$$m = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \frac{Z_{23}}{Z_{21}} \times V_{B.D.out} \quad (2)$$

여기서, Z_{12}/Z_{11} 과 Z_{23}/Z_{21} 은 Op-amp 이득이며, $V_{B.D.out}$ 은 그림 3.에서 대역 필터의 출력전압이다. 제 6 고조파가 주입되면 시비율은 변화되며, 입력 선전류는 식(4)과 같이 계산된다[6]. 입력 선 전류의 고조파 왜곡은 주로 제 5고조파의 영향이 크다. 기본파와 제 5고조파만이 발생한다고 가정하면 식 (3)과 같이 간략하게 표현된다.

$$\begin{aligned} i_a &= I_1 \sin \omega t + I_5 \sin(5\omega t + \pi) \\ i_b &= I_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + I_5 \sin(5\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ i_c &= I_1 \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + I_5 \sin(5\omega t + \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3)$$

I_1 과 I_5 는 [2,5]에서 스위칭 온 시간의 제곱에 비례하여 증가, 감소함으로 고조파 주입 펄스 폭 변조를 한 경우의 3상 입력 전류는 식 (4)와 같이 계산된다[6].

$$\begin{aligned} i_a' &= (I_1 - mI_5) \sin \omega t + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t + \pi) \\ &\quad + mI_1 \sin(7\omega t + \pi) + mI_5 \sin(11\omega t) \\ i_b' &= (I_1 - mI_5) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ &\quad + mI_1 \sin(7\omega t + \frac{\pi}{3}) + mI_5 \sin(11\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ i_c' &= (I_1 - mI_5) \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t + \frac{\pi}{3}) \\ &\quad + mI_1 \sin(7\omega t - \frac{\pi}{3}) + mI_5 \sin(11\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서, 고조파 주입 펄스 폭 변조는 제 5고조파를 감소시킬 수 있는 반면에, 제 7, 11고조파가 증가할 수도 있다. 변조 지수, m 을 조절하여 제 5고조파를 억제할 수 있고, 고조파 왜곡을 향상시킬 수 있다.

2.2.2 전제 조건

지금까지의 수학적 계산 및 고조파 주입 펄스 폭 변조를 이용한 3상 부스트 정류기의 분석은 다음과 같은 전제 조건이 필요하다.

- 1) 특별히 언급되지 않는 한 모든 소자는 이상적이다.
- 2) 스위칭 주파수는 25kHz로 일정하다.
- 3) 3상 부스트 정류기는 불연속 전류모드로 동작한다.
- 4) 3상 입력전압은 일정하며, 왜곡되지 않은 정현파이다

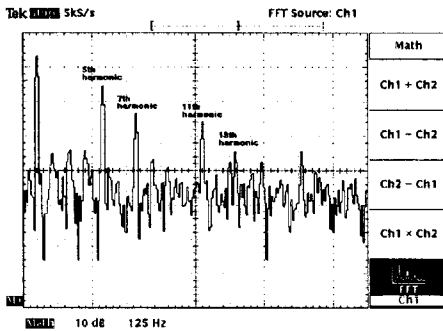
3. 실험 결과

실험을 통하여 고조파 주입 펄스 폭 변조를 이용해서 입력 선 전류의 제 5고조파를 효과적으로 억제함을 확인할 수 있었다.

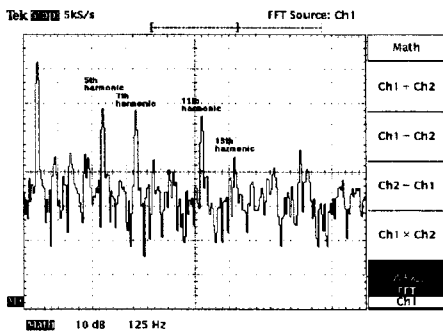
제안된 3상 부스트 정류기의 정격은 표 2.와 같다.

표 2. 3상 부스트 정류기의 정격

입력 전압	3×220[V]
출력 전압	750[V]
스위칭 주파수	25[kHz]
입력 인덕터	0.8[mH]
출력 커패시터	250[μF]
출력 전력	1.1[kW]



(a)



(b)

그림 6. 입력 선 전류의 주파수 스펙트럼
(a) 고조파 주입 펄스폭 변조를 하지 않은 경우
(b) 고조파 주입 펄스폭 변조를 한 경우

그림 6.에서 보는 바와 같이 제 5고조파가 감소된 반면

에 제 7고조파와 제 11고조파가 증가함을 볼 수 있으며 발생하는 총고조파 왜곡은 감소됨을 볼 수 있다.

4. 결 론

3상 PWM DCM 부스트 정류기에 고조파 주입법을 이용하여 고조파를 억제할 수 있음을 실험을 통하여 확인하였다. 이 방법은 다음과 같은 장점이 있다.

- 1) 10[kW] 대용량급의 IEC61000-3-2(class A)규격 달성
- 2) 제어회로 및 EMI 필터 제작 용이
- 3) 역률과 THD(총고조파왜곡) 향상

고조파 주입 펄스폭 변조를 이용하여 출력 전압을 크게 사용하거나, 가변주파수 스위칭을 이용한 제어를 하지 않고도 입력 선 전류의 고조파 성분을 줄일 수 있게 되었고, 시스템 구성이나 제어를 용이하게 달성할 수 있었다.

(참 고 문 헌)

- [1] A.R.Prasad, P.D.Ziogas, and S. Manias, "An Active Power Factor Correction Technique For Three Phase Diode Rectifier", Proceedings of PESC89, pp.58-65.,1989
- [2] D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "Single-Switch Three-Phase Power Factor Preregulator Under Variable Switching Frequency And Discontinuous Input Current", Proceedings of PESC93, pp.657-662.,1993
- [3] J.W.Kolar, H.Ertl, and F.C.Zach, "Space Vector-Based Analytical Analysis Of The Input Current Distortion Of A Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System", Proceedings of PESC93, pp.696-703., 1993
- [4] S.Gatatic, D.Borojevich, and F.C. Lee, "Soft Switched Single-Switch Three-Phase Rectifier With Power Factor Correction", Proceedings of APEC94, pp.738-744., 1994
- [5] M. Sedighy, and F.P.Dawson, "Single-Switch Three-Phase Power Factor Correction", Proceedings of IPEC95, pp.293-297., 1995
- [6] Q.Huang, and F.C.LEE, "Harmonic Reduction In A Single-Switch, Three-Phase Boost Rectifier With High Order Harmonic Injected PWM", Proceedings of PESC96, pp.1266-1271., 1996
- [7] Y.Jang, and M.M.Javanovic, "A Novel, Robust, Harmonic Injected Method For Single-Switch, Three-Phase, Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifiers", Proceedings of PESC97, pp.469-475., 1997
- [8] D.S.Schramm, M.O.Buss, "Mathematical Analysis of a New Harmonic Cancellation Technique of the Input Line Current in DICM Boost Converter", Proceedings of PESC98, pp.1337-1342., 1998
- [9] H.D.Ziogas et al, "PWM Control Techniques for Rectifier Filter Minimization", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-21, no.5, pp.1206-1213., 1985
- [10] S.Miyairi et al, "New Method for Reducing Harmonics Involved in Input and Output of rectifier with Interphase Transformer", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, no.5, pp.790-797., 1986
- [11] Sikyung Kim et al, "A New Approach to Improve Power Factor and Reduce Harmonics in a Three-Phase Diode Rectifier Type Utility Interface", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-30, no.6, pp.1557-1564., 1994
- [12] H.Fujita et al, "A Combined of a Series Active Filter and Double-Series Diode Rectifier with a DC Smoothing Capacitor", IEEE Trans. on Inst. Of Elec. Eng., Japan, vol.116-D, no.9, pp.910-917., 1996