

6고조파 주입 PWM을 이용한 3상 승압형 컨버터 고조파저감

이정훈*, 김재문*, 안정준*, 이정호*, 원충연*, 정동호**

*성균관대학교, **시립인천전문대학

Harmonic Reduction in Three-Phase Boost Converter with Six Harmonic Injected PWM

J. H. Lee*, J. M. Kim*, J. J. Ahn*, J. H. Lee*, C. Y. Won*, D. H. Jung**

*Sung Kyun Kwan University, **Junior College of Incheon

Abstract

In this paper, six harmonic injection PWM method for reducing total harmonic distortion in single switch three phase discontinuous conduction node boost converter is presented.

In the proposed method, periodic six harmonic voltage is injected in the control circuit to vary the duty ratio of the converter switch within a line cycle so that the fifth order harmonic of the input current is reduced. Experimental results are verified by converter operating at 400V/6kW with three phase 140V~220V input.

1. 서론

최근에 유럽 및 미국에서는 전력변환장치에 대한 역률보상 및 고조파저감에 대한 규격(IEC 555-2(A))이 정립되어 산업용 기기, 전자제품들에 대한 전 고조파 왜형(Total Harmonic Distortion)을 규제하고 있다. 이러한 이유로 전력변환장치의 역률개선 및 전 고조파 저감에 관한 연구가 활발하게 이루어지고 있으며, 이와 관련하여 제어기설계가 간단하고 경제적인 단일스위치 3상 승압형 컨버터를 이용하여 역률을 향상하는 연구가 관심을 받고있다[1-4].

단일 스위치 3상 승압형 컨버터는 입력전류의 연속성에 따라 연속모드와 불연속 모드로 구분되는데 3상 전원인 경우 단위역률을 유지하기 위해 입력전류를 불연속 모드로 동작시켜야 한다. 단일스위치 3상 승압형 컨버터에서 입력전류를 불연속적으로 흐르게 하면 승압용 스위칭 소자가 턴-온시에는 입력전류가

각각의 순시적인 상전압에 비례하여 흐르지만, 턴-오프시에는 상전압과 비선형 관계를 갖게 되어 다량의 저차 고조파가 함유된다. 따라서 입력전류의 왜곡을 줄이기 위해서 승압용 인덕터에 에너지가 저장되는 구간(스위치 턴-온 구간)을 길게 하고 인덕터에 저장된 에너지가 방전되는 구간(스위치 턴-오프 구간)을 짧게 하는 방법으로 3상 승압형 컨버터의 출력전압을 최대한 높인다. 그러나 이 방법은 스위칭소자 및 환류 다이오드의 정격을 높이는 결과를 초래하므로 근본적인 해결책이 되지 않는다. 따라서 이에 대한 보완책으로 기존방식에서 6고조파를 주입하여 저차고조파를 감소시키는 방법들이 제시되고 있다. 그렇지만 제시된 기존의 방법들은 전원전압에 민감하여 전압이 왜곡되거나 변동이 심하면 효과적으로 보상되지 못한다.

본 논문에서는 이를 해결하기 위해 6고조파를 록업 테이블 형식으로 ROM에 저장한 후 상전압과 동기되어 발진하도록 하고, 이를 통해 6고조파 주입 PWM을 사용하여 단일 스위치 3상 승압형 컨버터에서 입력전류의 전 고조파 왜형(THD)을 향상시키고자 한다. 실험한 결과, 6고조파 주입 PWM방식이 주입하지 않았을 때와 비교하여 THD면에서 개선됨을 확인하였다[5-7].

2. 단일 스위치 3상 승압형 컨버터 해석

전원단의 입력전류를 고역률로 유지하기 위해 단일 스위치 3상 승압형 컨버터가 사용되는데, 이를 위한 기존방식의 전체적인 시스템은 그림 1과 같다. 전체 시스템은 수동소자인 인덕터와 커패시터로 이루어진 입력필터, 승압용 인덕터, 정류단, 스위칭 소자, 환류 다이오드, 출력 커패시터 및 부하로 구성되어 있다.

단일 스위치 3상 승압형 컨버터는 스위칭소자가 턴-온 되면. 전원과 승압용 인덕터 사이에 단락회로가 형성되므로 전류가 선형적으로 상승되어 인덕터에 에너지가 저장되고, 저장된 에너지는 스위칭소자가 턴-오프 되면 출력 커패시터 및 부하로 전달되어 출력전압은 일정하게 유지된다.

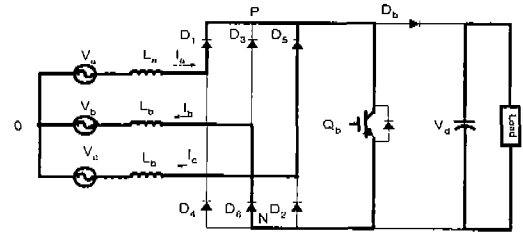


그림 3. Mode 1 (Switch On)

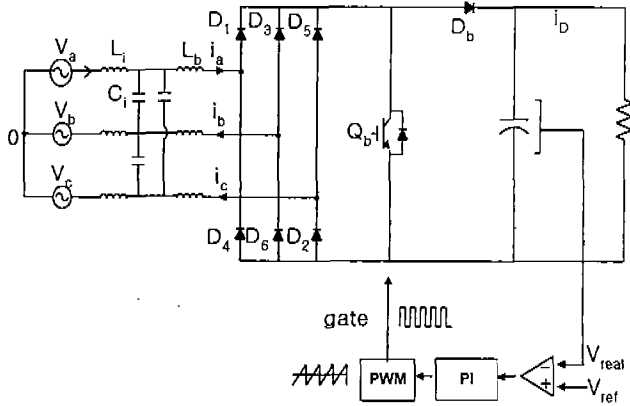


그림 1. 기존방식의 단일 스위치 3상 승압형 컨버터

이때 스위칭 소자의 듀티비 제어를 통하여 상전류가 불연속적으로 흐르도록 하면 입력전류는 상전압에 비례하여 흐르게 되어 단위역률을 얻을 수 있으며 입력 전류와 상전압은 항상 동상을 유지하게 된다. 그림 2는 한 스위칭 주기에서 각 상의 전류 파형을 나타내며 세부적으로 4개의 모드로 나눌 수 있다.

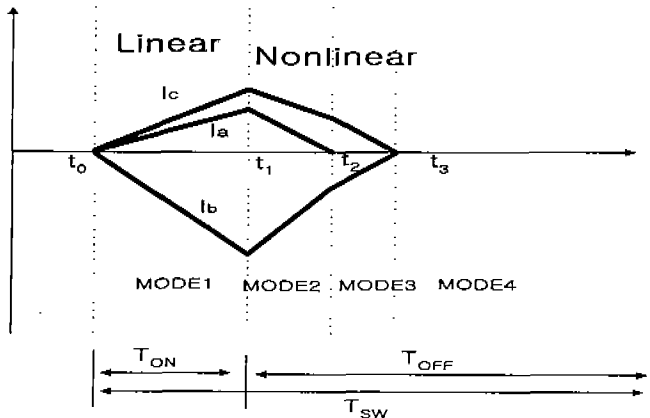


그림 2. 한 스위칭 주기동안의 각 상전류 파형

I. MODE 1 ($t_0 < t < t_1$)

스위칭 소자 Q_b 가 턴-온 구간동안 3상 입력전원은 승압용 인덕터 L_b , 정류 다이오드와 스위칭 소자 Q_b 를 통하여 단락 된다. 인덕터를 통하는 3상 입력전류 I_a, I_b, I_c 는 각각의 상전압에 비례하여 흐른다.

II. MODE 2 ($t_1 < t < t_2$)

스위칭 소자 Q_b 가 턴-오프 되면 승압용 인덕터에 축적된 에너지는 출력 커패시터와 부하측으로 전달된다.

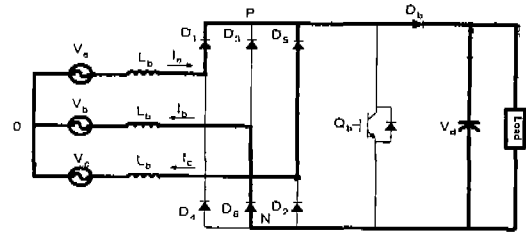


그림 4. Mode 2 (Switch Off)

따라서 출력 커패시터 전압은 증가하고 승압용 인덕터에 흐르는 전류는 감소하게 된다. 이때 I_a 가 t_2 에서 가장 작은 값을 갖게 되며 다른 두 상의 전류보다 먼저 영에 도달하게 되어 흐르지 않는다.

III. MODE 3 ($t_2 < t < t_3$)

이 구간동안 I_a 는 흐르지 않고 다른 두 상의 전류 I_b, I_c 만이 같은 크기의 값을 갖고 부하로 흐르게 된다.

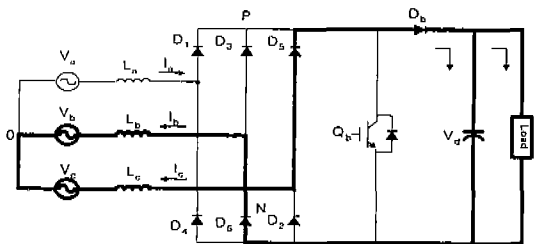


그림 5. Mode 3 (Switch Off)

IV. MODE 4 ($t_3 < t < T_{sw} - t_3$)

각 상의 인덕터 전류가 영이 되면 전원은 전류가 흐르지 않고 출력 커패시터는 축적된 에너지를 부하측에 전달한다. 이 구간은 불연속적인 전류구간으로 스위칭 소자가 턴-온 될 때까지 유지된다[2].

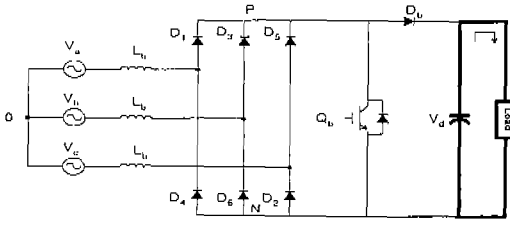


그림 6. Mode 4 (Switch Off)

이상과 같이 스위칭 소자의 상태에 따른 모드별 해석을 통해 전류의 흐름을 살펴보았으며, 이를 수식적으로 고찰하기 위해 입력전원이 3상 평형이라고 가정하면 각 상전압은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} V_a(t) &= V_{LN} \sin \omega t \\ V_b(t) &= V_{LN} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) &= V_{LN} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (1)$$

각 상전류는 $i_a(\omega t)$, $i_b(\omega t)$, $i_c(\omega t)$ 로 표현하고 3상 평형전류로 가정하면 각 상의 전류가 사분파 대칭이므로 $i_a(\omega t)$ 에 대한 $(0, \frac{\pi}{2})$ 구간동안의 입력전류 해석을 통하여 한 주기에 대한 각상의 전류해석이 가능하다. 3상 입력전류 i_a, i_b, i_c 의 대칭성으로부터 $(0 \leq \omega t < \frac{\pi}{2})$ 구간의 3구간 해석이 가능하다.

$$\begin{aligned} i_a(\omega t) &= i_a(\pi - \omega t) \quad (0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}) \\ i_a(\omega t) &= i_c(\frac{\pi}{3} - \omega t) \quad (\frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{3}) \\ i_a(\omega t) &= -i_b(\omega t - \frac{\pi}{3}) \quad (\frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (2)$$

입력 전류가 흐르지 않는 상태에서 승압용 스위칭 소자가 턴-온 될 때 각 상전류는 식(3)과 같다.

$$i_a = \frac{V_a}{L} t, \quad i_b = \frac{V_b}{L} t, \quad i_c = \frac{V_c}{L} t \quad (3)$$

한편 스위칭 소자가 턴-온에서 턴-오프되는 시점에서의 각 상에 대한 전류는 식(4)과 같다.

$$\begin{aligned} i_a(T_{on}) &= \frac{V_a}{L} T_{on}, \quad i_b(T_{on}) = \frac{V_b}{L} T_{on} \\ i_c(T_{on}) &= \frac{V_c}{L} T_{on} \end{aligned} \quad (4)$$

스위치가 턴-오프 되면 입력전원의 중성점과 상단 정류 다이오드 사이의 전압 V_{p0} 는 $\frac{V_d}{3}$ 와 같고 결과적으로 입력전류는 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} i_a &= i_a(T_{on}) + \frac{V_a - \frac{1}{3} V_d}{L} (t - T_{on}) \\ i_b &= i_b(T_{on}) + \frac{V_b - \frac{1}{3} V_d}{L} (t - T_{on}) \end{aligned} \quad (5)$$

$$i_c = i_c(T_{on}) + \frac{V_c - \frac{1}{3} V_d}{L} (t - T_{on})$$

따라서 각 상의 입력전류가 영으로 되는데 걸리는 시간은 식 (6)과 같다.

$$t_a = \frac{V_d T_{on}}{V_d - 3V_a}, \quad t_b = \frac{2V_d T_{on}}{2V_d - 3V_a}, \quad t_c = \frac{V_d T_{on}}{V_d - 3V_c} \quad (6)$$

$(0, \frac{\pi}{6})$ 구간에서 a상의 전류가 영이 되는 시간인 t_a 가 t_b, t_c 보다 작게 되므로 a상의 전류가 가장 먼저 영이 된다. a상의 전류가 영이 되는 시간을 t_1 이라 하면 이때 각상의 전류는 식(7)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i_a(t_1) &= 0 \quad i_b(t_1) = -i_c(t_1) \\ i_c(t_1) &= \frac{(V_c - V_a)V_d T_{on}}{L(V_d - 3V_a)} \end{aligned} \quad (7)$$

위의 관계를 이용하면 $(0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6})$ 에서 a상의 평균전류 i_A 는 식(8)과 같다.

$$i_A(t) = \frac{\sin \omega t}{\sqrt{3}M - 3 \sin \omega t} \frac{V_d T_{on}^2}{2LT_{sw}} \quad (0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}) \quad (8)$$

여기서 전압 전달비 $M = \frac{V_d}{\sqrt{3}V_{LN}}$, $T_{on} = DT_{sw}$

$(\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3})$ 구간과 $(\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2})$ 구간에서 입력전류의 대칭성으로부터 나머지 구간에 대해서 풀면

$$\begin{aligned} i_A(t) &= \frac{M \sin \omega t + \frac{1}{2} \sin(2\omega t - \frac{2\pi}{3})}{[\sqrt{3}M - 3 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})][M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \frac{V_d T_{on}^2}{2LT_{sw}} \\ & \quad (\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{3}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_A(t) &= \frac{M \sin \omega t + \sin(2\omega t + \frac{\pi}{3})}{[\sqrt{3}M + 3 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})][M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \frac{V_d T_{on}^2}{2LT_{sw}} \\ & \quad (\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (9)$$

이러한 방법으로 3상 평형 대칭조건에 의하여 b상과 c상을 정리하면 두 상에 대한 입력전류의 평균값을 구할 수 있다[2][3].

3. 6고조파 주입 PWM 방식

단일 스위치 3상 승압형 컨버터 역률 개선은 입력 전류를 불연속적으로 흐르게 함으로써 얻을 수 있는데 그림 2에서 보듯이 한 스위칭 주기동안 승압용 스위칭 소자가 턴-온 되면 입력전류의 파형은 각 상전압에 비례하여 흐른다. 그러나 스위칭 소자가 턴-오프 구간동안에는 입력전류는 영으로 감소하게 되어 흐르지 않는다. 따라서 입력전류는 상전압에 대하여 비선형 관계가 되고, 이때 다량의 저차 고조파가 존재하게 된다. 고정스위칭 PWM을 사용하는 단일 스위치 3상 승압형 컨버터의 $(0, \frac{\pi}{2})$ 구간에 평균 입력 전류는 식 (9)와 같다. 이 식으로부터 입력전류의 전 고조파 왜형(THD)과 기본파에 대한 고조파성분은 푸리에 분석을 통해 계산된다. 또한 식 (9)로부터 입력전류의 전 고조파 왜형(THD)은 듀티비 D에 의존하고 전압전달비 (M)에 의해서 결정됨을 알 수 있다. 따라서 제안된 고정스위칭 고조파 주입 PWM기법의 듀티비 D를 변경하기 위해서 식 (10)과 같은 6고조파를 사용한다[5-8].

$$d(t) = D[1 + m\sin(6\omega t + \frac{3}{2}\pi)] \quad (10)$$

여기서 m ($0 < m < 1$)은 변조지수이다.

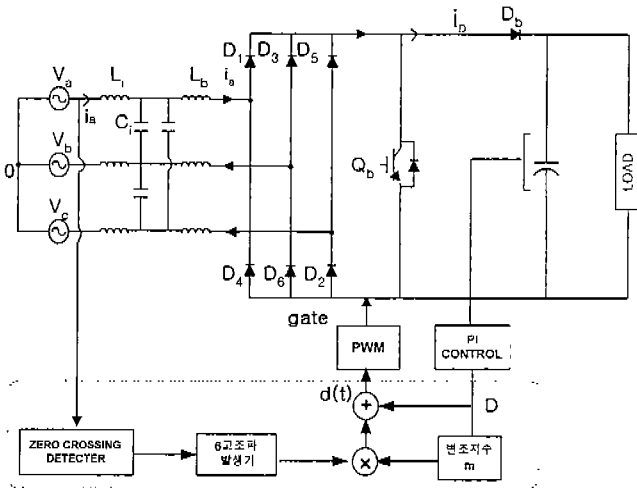


그림 7. 6고조파 주입 PWM방식을 사용한 단일 스위치 3상 승압형 컨버터

저차 고조파 중에서 5고조파가 고정스위칭 PWM 방식에서 주요하기 때문에, 식 (9)에서 3상 입력전류는 식 (11)같이 근사화 할 수 있다.

$$i_a = I_1 \sin \omega t + I_5 \sin(5\omega t + \pi)$$

$$i_b = I_1 \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + I_5 \sin(5\omega t - \frac{1}{3}\pi) \quad (11)$$

$$i_c = I_1 \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) + I_5 \sin(5\omega t + \frac{1}{3}\pi)$$

식 (10)에서 정의된 가변 듀티비 $d(t)$ 로 식 (9)의 D에 대입하고 ($T_{on} = DT_{sw}$) m^2 ($m^2 \ll 1$)과 고차 고조파 ($n > 7$) 이상을 무시하면 식 (11)은 식 (12)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_a &= I_1 \sin \omega t + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t + \pi) - mI_1 \sin 7\omega t \\ i_b &= I_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ &\quad - mI_1 \sin(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c &= I_1 \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t + \frac{\pi}{3}) \\ &\quad - mI_1 \sin(7\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (12)$$

각 상에 대해서, 5차 고조파성분은 6차 고조파성분에 의해서 크기가 감소되며 7차 고조파성분은 커지지만 THD는 개선된다. 식 (12)으로부터 식 (13)과 같은 부등식이 성립된다[6][8].

$$THD = \frac{\sqrt{(I_5 - mI_1)^2 + (mI_1)^2}}{I_1} < \frac{I_5}{I_1} \quad (13)$$

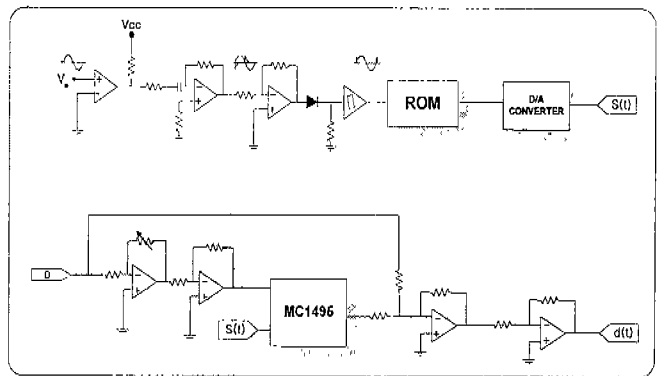


그림 8. 제어부 상세 회로

그림 8은 그림 7의 제어부에 대한 상세회로를 보여 준다. 6고조파를 발생시키기 위해 우선 입력 상전압에 대해 비교기를 거친다. 이후 미분기, 반파정류회로 및 슈미트 트리거 회로를 통해 영전압 검출을 한다. 이것은 ROM에 록-업 테이블형식으로 저장된 6고조파가 식 (10)에서 표현된 것처럼 입력 상전압과 동기 되도록 한다. ROM에서 출력되는 디지털 값은 D/A를 통해 아날로그 값으로 변환되고 이 값은 PI제어기에서 출력되어 스케일링된 제어량과 MC1495 소자

에서 곱해진다. 이후 제어기의 제어량과 승산기에서 출력되는 값인 변조신호는 가산기 회로를 통해 더해진다. 이러한 방법을 통하여 식 (10)에서 표현된 가변 듀티비 $d(t)$ 를 생성시킨다.

4. 실험 결과

본 논문에서 제안된 6고조파 주입 PWM방식에 의한 단일 스위치 3상 승압형 컨버터를 실험하기 위해 출력전압 400V, 6kW저항부하에 입력전압을 선간 140V~220V 가변하면서 전압전달비 M에 대한 6고조파 주입PWM 방식의 효율성을 확인하였다. 표 1은 실험에 사용한 파라미터이다.

표 1. 실험 파라미터

파라미터	소자 값
입력 전압	3상 AC 140~220[V]
저항부하	6 [kW]
DC link 제어전압	400 [V]
승압용 인덕터	50 [uH]
컨버터 스위칭 주파수	10 [kHz]
컨버터 출력 커패시터	4700 [uF]

그림 9는 전압 전달비 M이 1.29인 경우(입력전압 220V) 6고조파를 주입하지 않았을 때 입력전류와 이에 대한 고조파 분석(FFT) 파형으로 THD는 22%이었다. 그림 10은 전압 전달비 M이 1.29인 경우(입력전압 220V) 6고조파를 주입했을 때 입력전류와 이에 대한 고조파 분석 파형을 보여주고 있는데 그림 9와 비교했을 때 5고조파 성분은 상대적으로 작아진 반면, 7고조파는 커진 것을 알 수 있으며 이에 대한 THD는 18.15%로 주입하지 않았을 때보다 개선되었다.

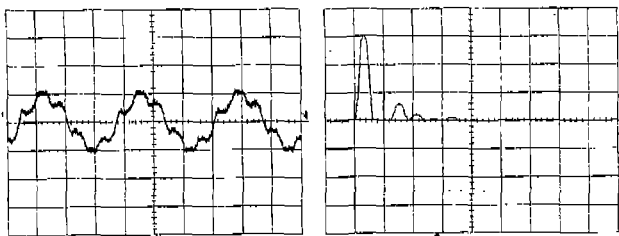


그림 9. 6고조파를 주입하지 않았을 때 입력전류와 고조파 분석 파형 (20A/div., 5ms/div.)

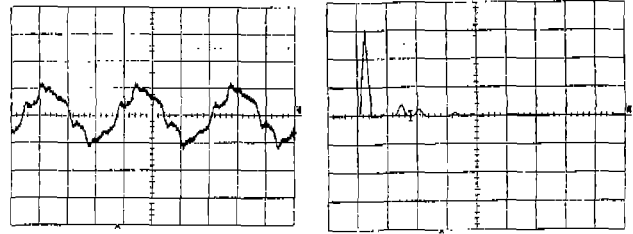


그림10. 6고조파를 주입했을 때 입력전류와 고조파 분석 파형 (20A/div., 5ms/div.)

그림 11은 전압 전달비 M이 2.03인 경우(입력전압 140V) 6고조파를 주입하지 않았을 때 입력전류와 고조파 분석 파형으로 THD는 8.2%이었으며, 그림 9와 그림 10을 비교했을 때 입력전류의 왜형이 개선되었음을 보여준다. 따라서 전압 전달비가 커지는 경우 THD가 개선됨을 알 수 있다. 그림 12는 전압 전달비 M이 2.03인 경우(입력전압 140V) 6고조파를 주입했을 때 입력전류와 고조파 분석 파형인데 THD는 7.77%이며, 그림 11과 비교했을 때 왜형이 크게 개선되지는 않음을 볼 수 있다.

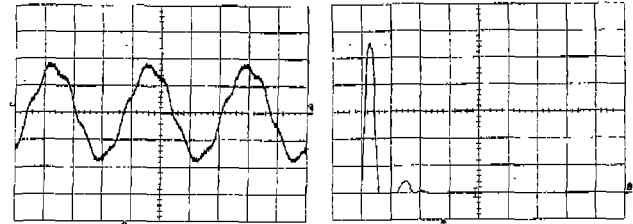


그림 11. 6고조파를 주입하지 않았을 때 입력전류와 고조파 분석 파형 (20A/div., 5ms/div.)

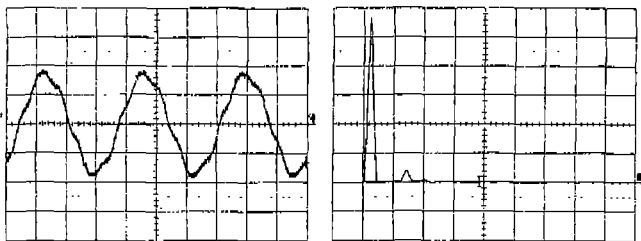


그림12. 6고조파를 주입했을 때 입력전류와 고조파 분석 파형 (20A/div., 5ms/div.)

그림 13은 전압 전달비 M과 THD의 관계를 나타내었다. 6고조파를 주입했을 경우와 그렇지 않은 경우에 대해 비교했을 때 전압 전달비 M이 작은 경우 THD에 대한 차이가 뚜렷하게 나타나며 커질수록 비

슷한 값을 보인다. 이것은 6고조파주입 PWM방식이 전압 전달비가 낮은 영역에서 THD에 대한 보상이 더 잘 됨을 의미한다.

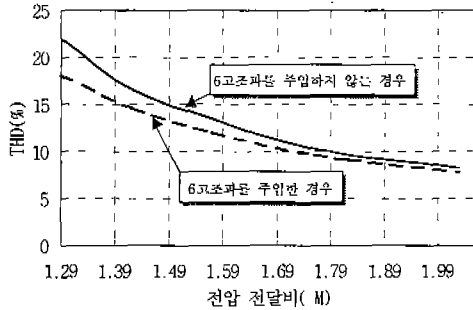


그림 13. 전압전달비 M과 THD와의 관계

그림 14(a)는 식 (10)에서 표현한 바와 같이 제안된 6고조파주입 PWM방식을 실현하기 위해 입력 상전압 한 주기내에 Zero Crossing Detector를 통해 ROM에서 만든 6고조파의 출력 파형을 보여주며, 그림 14(b)는 PI제어기의 제어량과 6고조파가 곱해진 변조신호 $d(t)$ 의 파형을 나타낸다.

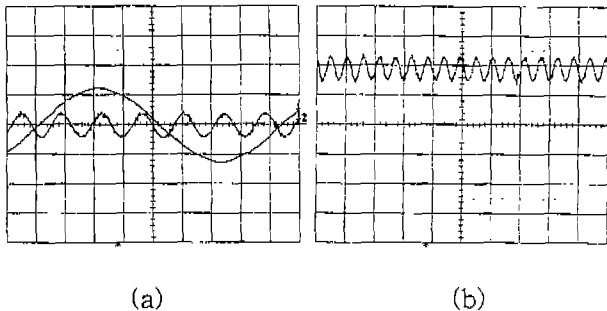


그림 14. 6고조파 출력 파형과 변조신호 $d(t)$
((a)5v/div, 2ms/div, (b)5v/div., 5ms/div)

5. 결론

본 논문에서는 단일 스위치 3상 승압형 컨버터의 입력 전류에 대한 THD를 개선하기 위하여 6고조파주입 PWM방식을 제안하였다. 이를 위해 기존에 제안된 방식과 달리 상전압은 고조파성분과 동기하는데 사용되었으며, 6고조파성분은 ROM에 록-업 테이블 형식으로 데이터를 저장하였다가 발진되도록 하였다. 실험 결과로부터 6고조파 주입PWM방식은 주입하지 않았을 경우에 비해 THD가 개선되었으며, 특히 전압 전달비 M이 낮은 영역에서 보다 더 뚜렷한 차이를 보였다.

향후 이상의 연구결과를 기본으로 하여 인버터 크용접기의 역률 개선에 적용할 예정이다.

본 논문은 기초공학 공동연구소의 중기과제 (98-중기-03)로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] A. R. Prasad and P. D. Ziogas, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-phase Diode Rectifiers", IEEE Trans. PE, Vol.6 No 1, pp. 83~92, Jan.1991.
- [2] 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", in PESC'93, pp. 696~703, 1993.
- [3] Mohammad Sedighy and Francis P. Dawson "Single-Switch Three-Phase Power Factor Correction", in IPEC'95, pp. 293~297, 1995.
- [4] 채 영민, 최 규하의 "인버터 아크 용접기의 파형 제어기법 및 성능향상에 관한 연구", 전력전자학회논문지 4권 2호, pp. 128~137, 1999년.
- [5] Jae-Mun Kim, Chung-Yuen Won, et al "High Performance Power Factor Correction Using Harmonic Injection for Single-Switch Three-Phase AC/DC Converter", in ICEE'1998 pp. 550~553.
- [6] Yungtaek Jang, Milan M. J "A Novel Robust Harmonic Injection Method for Single-Switch Three-Phase Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifiers", IEEE Trans. PE, Vol.13 No 5 pp. 824~834, Sep.1998.
- [7] 이 준구, 김 양모의 "고조파 주입 펄스폭 변조를 이용한 3상 부스트 정류기의 고조파 억제", 1999년도 춘계 전력전자학회 학술발표회 논문집. pp. 35~38.
- [8] Qihong Huang and Fred C. Lee "Harmonic Reduction In Single-Switch Three-Phase Boost Rectifier With High Order Harmonic Injected PWM", in PESC'96, pp. 1266~1271, 1996.