

6고조파 주입 PWM을 이용한 3상 승압형 컨버터 고조파저감

李正鎬, 金才文, 李廷勳, 元忠淵, 金榮石, 崔世琬

Harmonic Reduction in Three-Phase Boost Converter with Sixth Order Harmonic Injected PWM

Joung-Ho Lee, Jae-Moon Kim, Jung-Hun Lee, Chung-Yuen Won, Young-Seok Kim, Se-Wan Choi

요약

본 논문에서는 단일 스위치 3상 승압형 컨버터 입력전류의 왜형을 개선하기 위한 6고조파 주입 PWM 방식이 제안되었다. 주기적인 6고조파 전압이 한 스위칭 사이클 내에 컨버터 스위치의 듀티비를 가변하도록 제어회로에 주입되었다. 그 결과 입력 상전류는 입력전압을 따라가고 거의 1에 가까운 역률을 얻었다. 실험결과는 3상 입력 AC 140~220V, 400V/6kW 저항부하와 3상 AC 220V, 비선형 부하인 CO₂ 아크 용접기에 의하여 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, sixth order harmonic injected PWM for improving input current distortion of single switch three phase boost converter is presented. Periodic sixth order harmonic voltage is injected in the control circuit to vary the duty ratio of the converter switch within one switching cycle. In the result, the input phase currents are forced to track the input voltage and an almost unity power factor is obtained. Experimental results are verified by converter operating at 400V/6kW with three phase 140V~220V input and by CO₂ arc welding machine which was nonlinear load with 3 ϕ 220V input.

Key Words : Sixth order harmonic injected PWM, Total Harmonic Distortion, Discontinuous conduction mode boost converter

1. 서론

최근에 유럽 및 미국에서는 전력변환장치에 대한 역률보상 및 고조파저감에 대한 규격이 제정되어 산업용 기기, 전자제품에 대한 전 고조파 왜형(Total Harmonic Distortion ; THD)을 규제하고 있다. 이러한 이유로 전력변환장치의 역률개선 및 전원고조파 저감에 관한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 이와 관련하여 제어기설계가 간단하고 경제적인 단일스위치 3상 승압형 컨버터를 이용하여 역률을 향상하는 연구가 관심을 받고 있다.^[1-4]

단일 스위치 3상 승압형 컨버터는 입력전류의 연속성에 따라 연속 모드와 불연속 모드로 구분되며 3상전

원인 경우 단위역률을 유지하기 위해 입력전류를 불연속모드로 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 짧게하여 큰 전압전달비(Voltage Conversion Ratio) M 을 통해 3상 승압형 컨버터의 출력전압을 최대한 높이는 방법이 사용되었다. 그러나 이 방법은 스위칭소자 및 환류 다이

오드의 정격을 높이는 결과를 초래하므로 근본적인 해결책이 되지 않는다. 따라서 이에 대한 보완책으로 기존방식에 6고조파를 주입하여 저차 고조파를 감소시키는 방법들이 제시되고 있다.^[5-7]

본 논문은 기존의 강압용 변압기를 이용한 6고조파 발생방법에서 문제가 되는 변압기 부피와 노이즈 발생의 단점을 극복하고자 룝-업 테이블 형식으로 6고조파를 ROM에 저장한 후 상전압의 검출값과 동기시켜 발진하는 방식을 사용하였다. 즉 6고조파 주입 PWM을 사용하여 낮은 전압전달비에서 단일 스위치 3상 승압형 컨버터 입력전류의 전 고조파 왜형(THD)을 개선시키고자 한다.

선형부하인 6[kW] 저항부하의 실험을 통하여 6고조파 주입 PWM방식의 이론적 타당성을 확인하고 비선형 특성이 강한 CO₂ 아크 용집기에 6고조파 주입 PWM방식을 적용함으로써 주입전·후의 비교한 결과 THD가 개선되었다.

2. 단일 스위치 3상 승압형 컨버터 해석

전원단의 입력전류를 고역률로 유지하기 위해 단일 스위치 3상 승압형 컨버터가 사용되는데, 이를 위한 전체적인 시스템은 그림 1과 같다. 전체 시스템은 수동소자인 인덕터와 캐패시터로 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 난락회로가 형성되므로 전류가 선형적으로 상승되어 인덕터에 에너지가 저장되고, 저장된 에너지는 스위칭소자가 턴 오프 되면 출력 커패시터 및 부하로 전달되어 출력전압은 일정하게 유지된다.

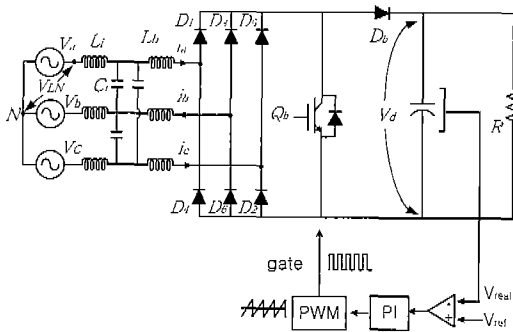


그림 1 단일 스위치 3상 승압형 컨버터
Fig. 1 Single switch three phase boost converter

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 상전압이 $V_c > V_a > V_b$ 인 경우 스위칭 소자의 한 주기동안 각 상의 전류 파형을 나타내며 세부적으로 4개의 모드로 나눌 수 있다.

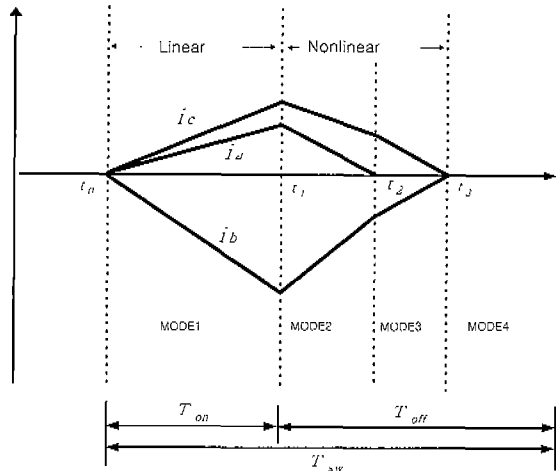


그림 2 한 스위칭 주기동안의 각 상전류 파형
Fig. 2 Current waveform in one switching cycle

입력전원을 3상 평형으로 가정하면, 입력 상전압의 순시값은 식 (1)과 같다.

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

이때 고정 스위칭 PWM을 사용하는 경우 $(0, \frac{\pi}{2})$ 구간동안 단일 스위치 3상 승압형 컨버터의 평균 입력 전류는 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{\sin\omega t}{\sqrt{3}M-3\sin\omega t} \frac{V_d T_{on}^2}{2L_b T_{sw}} \quad (0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6}) \\ i_a &= \frac{M\sin\omega t + \frac{1}{2}\sin(2\omega t - \frac{2\pi}{3})}{[\sqrt{3}M-3\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})][M-\sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \frac{V_d T_{on}^2}{2L_b T_{sw}} \\ & \quad (\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{3}) \end{aligned}$$

$$i_a = \frac{M \sin \omega t + \sin(2\omega t + \frac{\pi}{3})}{[\sqrt{3}M + 3 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})][M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \frac{V_d T_{on}^2}{2L_b T_{sw}} \quad (\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{\pi}{2}) \quad (2)$$

여기서 전압 전달비 M은 식 (3)과 같고,

$$M = \frac{V_d}{\sqrt{3} V_{LN}} \quad (3)$$

식 (2)와 식(3)에서 V_d 는 단일 스위치 3상 승압형 컨버터의 출력전압, V_{LN} 은 입력 상전압의 최대치, $T_{on} = D T_{sw}$, D 는 고정 스위칭 PWM의 듀티비 ($\frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$), T_{sw} 는 스위칭 주기, L_b 는 승압용 인덕터의 크기를 의미한다.

나머지 ($\frac{\pi}{2}, 2\pi$)구간의 입력전류 i_a 와 ($0, 2\pi$)구간의 입력전류의 i_b, i_c 는 입력전류 파형의 대칭성으로부터 구할 수 있다.^{[2][3]}

3. 6고조파 주입 PWM 방식

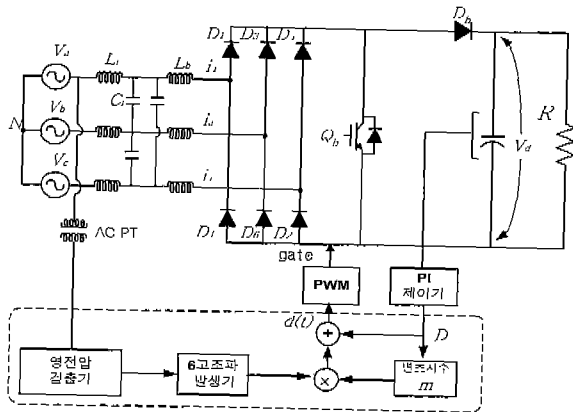


그림 3 6고조파 주입 PWM방식을 사용한 단일 스위치 3상 승압형 컨버터

Fig. 3 Single Switch three phase boost rectifier with sixth order harmonic injected PWM

단일 스위치 3상 승압형 컨버터 역률개선은 입력전류를 불연속적으로 흐르게 함으로써 얻을 수 있는데 그림 2에서 한 스위칭 주기동안 승압용 스위칭소자가

턴-온 되면 입력전류의 파형은 각 상전압에 비례하여 흐른다. 그러나 스위칭 소자가 턴-오프 구간동안에는 입력전류는 zero로 감소하게 되어 흐르지 않는다. 따라서 입력전류는 상전압에 대하여 비선형 관계가 되고, 이 구간에서 많은 저차 고조파가 존재하게 된다. 고정 스위칭 PWM을 사용하는 단일 스위치 3상 승압형 컨버터의 ($0, \pi/2$)구간에 평균 입력전류는 식 (2)와 같고, 이 식으로부터 입력전류의 THD와 기본파에 대한 고조파성분은 푸리에 해석을 통해 계산된다. 또한 식 (2)로부터 입력전류의 THD는 듀티비 D에 의존하고 전압 전달비에 의해서 결정됨을 알 수 있다. 따라서 제안된 고정스위칭 고조파 주입 PWM기법의 듀티비 D를 변경하기 위해서 식 (4)와 같은 6고조파를 사용한다.^[5-8]

$$d(t) = D[1 + m \sin(6\omega t + \frac{3}{2}\pi)] \quad (4)$$

여기서 $m(0 < m < 1)$ 은 6고조파가 주입되는 양으로서 변조지수이다.

저차 고조파 중에서 5고조파가 고정스위칭 PWM방식에서 주성분이기 때문에, 식 (2)에서 3상 입력전류는 식 (5)같이 근사화 할 수 있다.^[8]

$$\begin{aligned} i_a &= I_1 \sin \omega t + I_5 \sin(5\omega t + \pi) \\ i_b &= I_1 \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + I_5 \sin(5\omega t - \frac{1}{3}\pi) \\ i_c &= I_1 \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) + I_5 \sin(5\omega t + \frac{1}{3}\pi) \end{aligned} \quad (5)$$

식 (4)에서 정의된 가변 듀티비 $d(t)$ 로 식 (2)의 고정 듀티비 D에 대입하고 ($T_{on} = D T_{sw}$) $m^2 (m^2 \ll 1)$ 과 고차 고조파 ($n > 7$)이상을 무시하면 식 (5)는 식 (6)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_a &= I_1 \sin \omega t + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t + \pi) - mI_1 \sin 7\omega t \\ i_b &= I_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ &\quad - mI_1 \sin(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c &= I_1 \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t + \frac{\pi}{3}) \\ &\quad - mI_1 \sin(7\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (6)$$

각 상에 대해서 5차 고조파 성분은 6차 고조파 성분에 의해서 크기가 감소되며 7차 고조파 성분은 커지

만 THD는 개선된다. 식 (6)으로부터 식 (7)과 같은 부등식이 성립된다. 식(7)로부터 6고조파를 주입할 경우 THD가 개선되는 것을 수식적으로 확인할 수 있다.¹⁶⁾¹⁸⁾

$$THD = \frac{\sqrt{(I_5 - mI_1)^2 + (mI_1)^2}}{I_1} < \frac{I_5}{I_1} \quad (7)$$

그림 4는 그림 3의 제어부에 대한 상세회로를 보여 준다. 6고조파를 발생시키기 위해 우선 입력 상전압을 AC PT를 거쳐 강압한 후 비교기를 거친다. 이후 미분기, 반과정류회로 및 슈미트 트리거 회로를 통해 영전압 검출을 한다. 이것은 ROM에 록-업 테이블형식으로 저장된 6고조파가 식 (4)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 소자에서 곱해진다. 이후 제어기의 제어량과 승산기에서 출력되는 값인 변조신호는 가산기 회로를 통해 더해진다. 예러보징에 의해 선정된 변조지수 m 을 통하여 식 (4)에서 표현된 가변듀티비 $d(t)$ 를 생성시킨다.

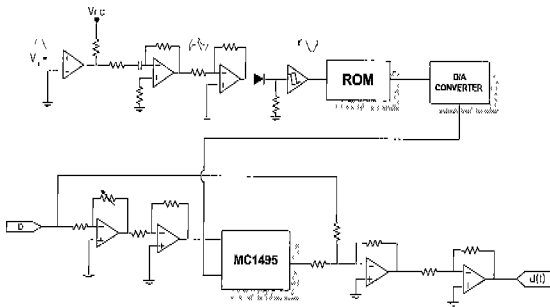


그림 4 제어부 블록도
Fig. 4 Block diagram of control part

4. 실험 결과

본 논문에서 단일 스위치 3상 승압형 컨버터를 실현하기 위해 직류 출력전압 400[V], 6[kW] 저항부하에 입력전압을 선간 140[V]~220[V] 가변하면서 전압전달비 M 에 대한 6고조파 주입 PWM 방식의 효율성을 확인하였다. 비선형 특성이 강한 3[kW] CO₂ 아크 용접기로 모재(5.5[mm]두께의 철)를 용접한 결과 제안된 방식을 사용했을 때 THD가 개선되었다. 표 1은 저항부하를 연결하여 실험에 사용한 파라미터이다.

그림 5는 전압 전달비 M 이 1.29인 경우(입력전압 220[V]) 6고조파를 주입하지 않았을 때 입력전류와 이에 대한 주파수 스펙트럼 파형으로 THD는 22% 이었고, 전압 전달비 M 이 1.29인 경우(입력전압 220V) 6고조파를 주입했을 때 입력전류와 이에 대한 주파수 스펙트럼 파형이 그림 6이다. 그림 5와 비교했을 때 5고조파 성분은 상대적으로 작아진 반면, 7고조파는 커진 것을 알 수 있으며 이에 대한 THD는 18.15%로 주입하지 않았을 때 보다 개선되었다.

표 1 실험 파라미터
Table 1 Experimental parameter

| 파라미터 | 공칭값 |
|-------------|------------------|
| 입력 전압 | 3상 AC 140~220[V] |
| 저항부하 | 6 [kW] |
| 직류 출력전압 | 400 [V] |
| 승압용 인덕터 | 50 [μH] |
| 컨버터 스위칭 주파수 | 10 [kHz] |
| 컨버터 출력 커패시터 | 4700 [μF] |
| 전원측 필터 인덕터 | 100 [μH] |
| 전원측 필터 커패시터 | 50 [μF] |

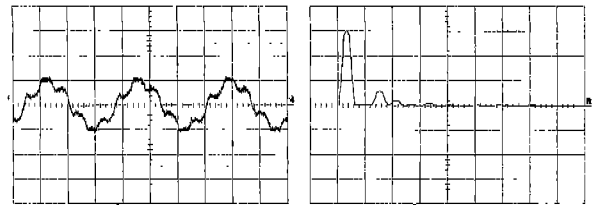


그림 5 6 고조파 비주입시의 입력전류(20A/div.,5ms/div.)와 주파수 스펙트럼 파형(5A/div.) $M=1.29$
Fig. 5 Current waveform(20A/div.,5ms/div.)and frequency spectrum without harmonic injection (5A/div.) $M=1.29$

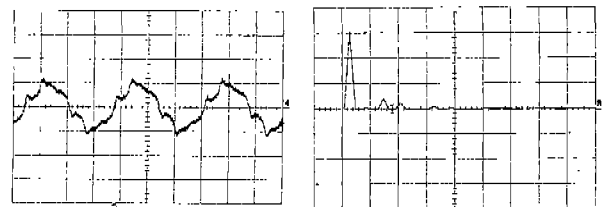


그림 6 6고조파 주입시의 입력전류 (20A/div.,5ms/div.)와 주파수 스펙트럼 파형(5A/div.) $M=1.29$
Fig. 6 Current waveform(20A/div.,5ms/div.) and frequency spectrum with harmonic injection(5A/div.) $M=1.29$

그림 7은 전압 전달비 M이 2.03인 경우(입력전압 140[V]) 6고조파를 주입하지 않았을 때 입력전류와 주파수 스펙트럼 파형으로 THD는 8.2%이었으며, 그림 7은 그림 5보다 입력전류의 왜형이 개선됨을 보여준다. 따라서 전압 전달비가 커지는 경우 THD가 개선됨을 알 수 있다. 반면에 그림 8은 전압 전달비가 2.03인 경우(입력전압 140[V]) 6고조파를 주입했을 때 입력전류와 주파수 스펙트럼 파형으로 THD는 7.77% 이며, 그림 7과 비교했을 때 왜형이 크게 개선되지는 않음을 볼 수 있다.

그림 9는 전압 전달비 M과 THD의 관계를 나타내었다. 기존 방식과 비교하여 거의 동일하게 전압 전달비 M이 작을 수록 THD에 대한 차이가 뚜렷하게 나타나며 커질수록 두 곡선이 근접함을 알 수 있다. 이것은 6고조파주입 PWM방식이 전압 전달비가 낮은 영역에서 THD에 대한 보상이 더 잘 됨을 의미한다.

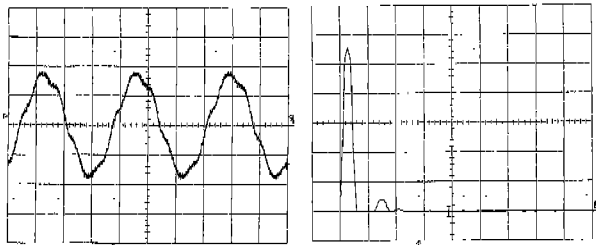


그림 7 6고조파 비주입시의 입력전류(20A/div., 5ms/div.)와 주파수 스펙트럼 파형 (5A/div.) M=2.03
 Fig. 7 Current waveform(20A/div., 5ms/div.) and frequency spectrum without harmonic injection (5A/div.) M=2.03

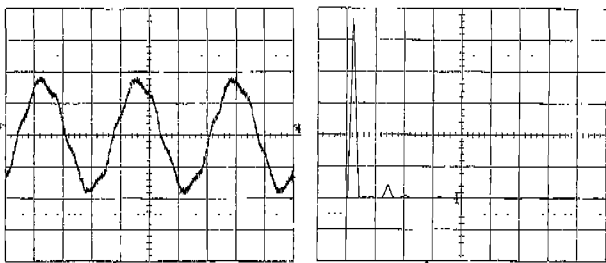


그림 8 6고조파 주입시의 입력전류 (20A/div., 5ms/div.)와 주파수 스펙트럼 파형(5A/div.) M=2.03
 Fig. 8 Current waveform (20A/div., 5ms/div.) and frequency spectrum with harmonic injection (5A/div.) M=2.03

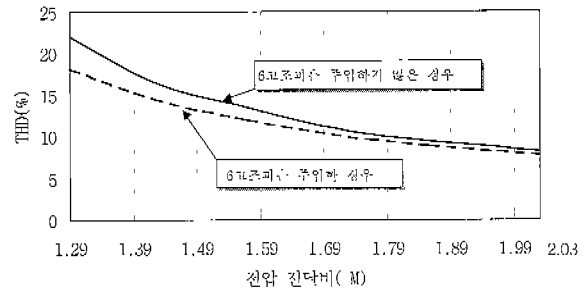


그림 9 전압전달비 M과 THD와의 관계
 Fig. 9 THD as a function of voltage conversion ratio

그림 10(a)는 3상 승압형 컨버터와 비선형 특성이 강한 CO₂ 아크 용접기를 결합한 전체 회로도이며, (b)는 전체 시스템을 보여준다. 저항부하의 실험을 통해 검증된 결과를 비선형부하에 적용하고자 M이 1.29인 경우 (입력전압 220[V]) 용접전류 100[A], 용접전압 24[V]의 동일한 용접조건하에서 실험하였다.

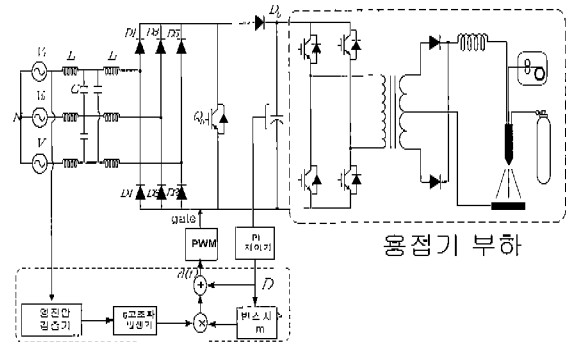


그림 10(a) 제안된 방식의 전체 회로도
 Fig. 10(a) Overall circuit diagram with proposed scheme

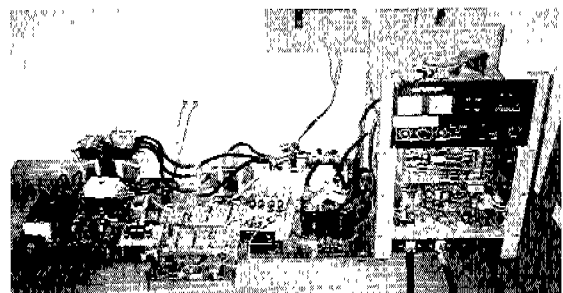


그림 10(b) 제안된 방식의 전체시스템
 Fig. 10(b) Overall system with proposed scheme

그림 11은 6고조파를 주입하지 않은 경우 입력전류와 주파수 스펙트럼 파형이고, 그림 12는 6고조파를 주입한 경우 입력전류와 주파수 스펙트럼 파형을 보여준다. 그림 13은 6고조파 주입시와 비주입시의 입력전류의 고조파 성분 분석으로 주입전의 20.51%에서 주입 후의 16.62%로 비선형 부하에서도 6고조파 주입 PWM방식이 THD를 개선하는 것을 확인할 수 있다. 기본파를 100%로 할 때 주입전·후의 5, 7차 고조파 함유량은 표 2와 같다. 6차 고조파 주입을 한 경우 5차 고조파의 크기가 작아진 반면 7차 고조파의 크기가 증가함을 알 수 있다.

표 2 6고조파 주입전, 후의 저차고조파 비교

Table 2 Comparison between with and without harmonic injection

| | 주입전 | 주입후 |
|-----|--------|--------|
| 5 차 | 18.41% | 11.73% |
| 7 차 | 5.95% | 9.237% |

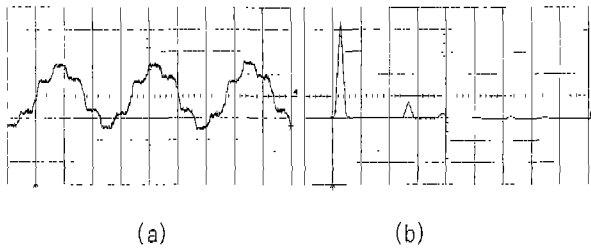


그림 11 CO₂ 아크 용접시 6고조파를 주입하지 않았을 경우 M=1.29 (a) 입력전류 (20A/div., 5ms/div.)와 (b)주파수 스펙트럼 파형 (5A/div.)
Fig. 11 (a) Input current waveform(20A/div., 5ms/div.) and (b)frequency spectrum of CO₂ arc welding machine without harmonic injection (5A/div.) M=1.29

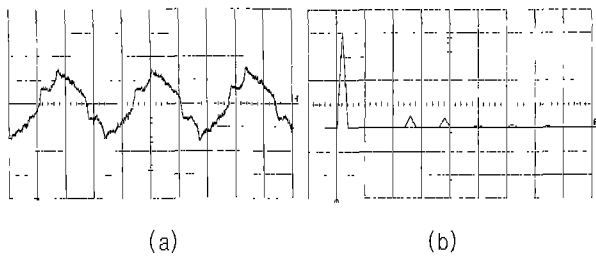


그림 12 CO₂아크 용접시 6고조파를 주입한 경우 M=1.29 (a)입력전류(20A/div., 5ms/div.)와 (b)주파수 스펙트럼 파형 (5A/div.)
Fig. 12 Input current waveform (20A/div., 5ms/div.) and frequency spectrum of CO₂ arc welding machine with harmonic injection (5A/div.) M=1.29

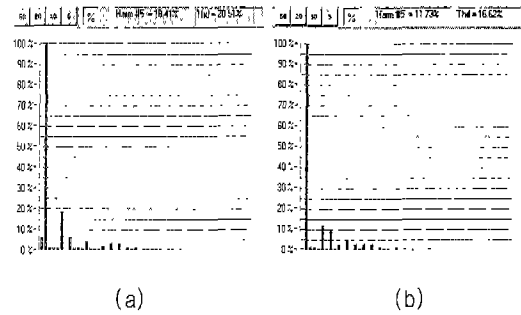


그림 13 6고조파 (a) 주입시, (b) 비주입시 CO₂ 아크용접시 입력전류의 고조파 성분분석
Fig. 13 Input current harmonic content analysis of CO₂ arc welding (a)with and (b)without sixth harmonic injection

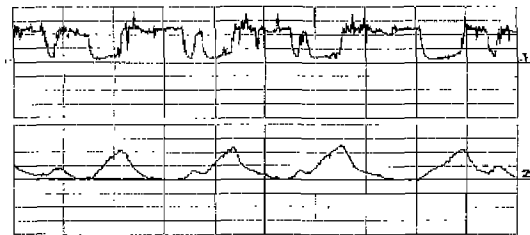
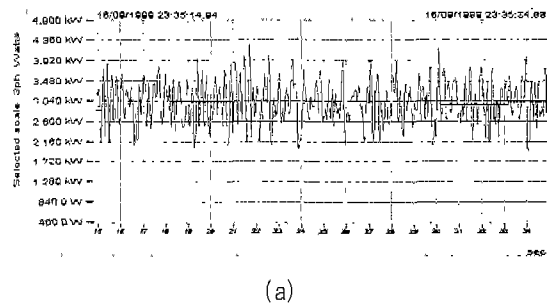
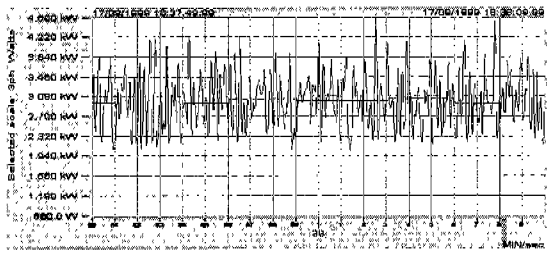


그림 14 6고조파주입 PWM방식을 사용한 경우
상단 : 용접전압 파형 (10V/div., 20ms/div.),
하단 : 용접전류 파형 (150A/div., 20ms/div.)
Fig. 14 With sixth harmonic injection.
upper : Welding voltage waveform (10V/div., 20ms/div.)
lower : Welding current waveform (150A/div., 20ms/div.)

그림 14는 6고조파주입 PWM방식을 사용한 경우의 용접전압, 용접전류의 파형으로 아크용접시 용접기 출력단이 단락이행을 하고 있음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 15 6고조파 비주입시와 주입시의 컨버터 입력단 유효전력

- (a) 주입시 입력단 유효전력
- (b) 비주입시 입력단 유효전력

Fig. 15 Comparison between with and without harmonic injection of converter input active power

- (a) converter input active power without harmonic injection.
- (b) converter input active power with harmonic injection.

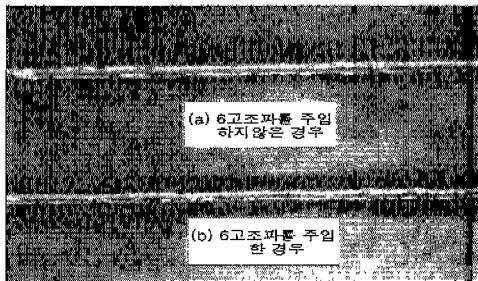


그림 16 비드상태 비교

- (a) 6고조파 비주입시
- (b) 6고조파 주입시

Fig. 16 Comparison of bead state.

- (a) without harmonic injection
- (b) with harmonic injection

그림 15(a)와 (b)는 6고조파 주입하기 전과 한 경우 컨버터 입력단의 유효전력을 동일 조건으로 20초동안 측정된 결과로 비선형 부하로 인한 아크, 단락의 불규칙성으로 뚜렷한 차이는 보이지 않으나 입력전류의 왜형을 향상으로 인해 약 70[W]의 평균 유효전력이 6고조파 주입후 늘어났음을 알 수 있다. 그림 16은 6고조파 주입전후의 실제 용접된 비드상태로서 6고조파 주입 후에도 동일한 용접성능을 보임으로서 6고조파 주입 PWM 방식이 용접성능을 저해하지 않고 입력전류의 왜형을 향상을 통해 입력단의 유효전력을 증가시킴을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 단일 스위치 3상 승압형 컨버터의 입력 전류에 대한 THD를 개선하기 위하여 6고조파 주입 PWM방식을 제안하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) 고조파성분을 동기하기위해 입력 상전압을 검출하여 ROM에 록-업 테이블형식으로 데이터를 저장하였다가 6고조파 성분이 발진되도록 하였다.
- (2) 선형부하의 경우 6고조파 주입 PWM방식은 주입하지 않았을 때보다 THD가 3.8% 개선되었으며, 특히 전압 전담비 M이 낮은 영역에서 보다 더 뚜렷한 차이를 보였다.
- (3) 비선형 부하인 인버터 아크용접기에서도 6고조파 주입 PWM방식에서 입력전류의 THD가 3.9% 개선되는 것을 확인하였다.

향후과제로서 국제규격(IEC555-2) 이하로 THD를 개선하기 위해 제어부에 6고조파가 주입되는 양을 최적화 하는 연구가 필요할 것으로 사료된다.

이 논문은 기초전력공학공동연구소의 중기과제(98-중기-03)로 수행되었습니다.

참고 문헌

- [1] A. R. Prasad and P. D. Ziogas, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE Trans. on 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 IEEE-PESC'93, Proceedings, 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 규하, 목 형수, "인버터 아크 용접기의 파형 제어기법 및 성능향상에 관한 연구", 전력전자학회논문지 4권 2호, pp. 128~137, 1999.
- [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", ICEE'1998, pp. 550~553, Aug., 1998.

[6] Y. T Jang, Milan M. J, "A Novel Robust Harmonic Injection Method for Single-Switch Three-Phase Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifiers", IEEE Trans. on PE, Vol. 13 No. 5, pp. 824~834, Sep. 1998.

[7] 이 준구, 김 양모 외 4명, "고조파 주입 펄스폭 변조를 이용한 3상 부스트 정류기의 고조파 억제", 국제 전력전자학회 학술발표회 논문집, pp. 35~38, 1999.

[8] Qihong Huang and Fred C. Lee, "Harmonic Reduction in Single-Switch Three-Phase Boost Rectifier with High Order Harmonic Injected PWM", IEEE-PESC'96 in Proceedings, pp. 1266~1271, 1996.

[9] N.G. Hingorani, "Power Electronics in Electric Utilities : Role of Power Electronics in Future Power System," Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 4, pp. 481-482, 1988, April.



이정훈(李廷勳)

1971년 12월 27일생. 1998년 성균관대학교 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기전자 및 컴퓨터공학과 졸업(석사). 현재 LG전자 디스플레이연구소 연구원.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대학교 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1997년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문교수.

1988년 3월~현재 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부 교수. 당 학회 학술이사.

< 저 자 소 개 >



이정호(李正鎭)

1971년 10월 19일생. 1996년 순천향대학교 전기공학과 졸업. 1998년 성균관대학교 공대 메카트로닉스공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기전자 및 컴퓨터 공학과 박사과정.



김영석(金榮石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대학교 공대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년 ~1989년 한국전기연구소 선임연구원 실장. 현재 인하대학교 공대 전기공학과 교수. 당 학회 조사이사.



김재문(金才文)

1967년 9월 6일생. 1994년 성균관대학교 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).



최세원(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대학교 공대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1996년 ~1997년 삼성전기 종합연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 당 학회 편집위원 및 Journal of Electrical Engineering and Information Science 편집위원.

대 제어계측공학과 조교수. 당 학회 편집위원 및 Journal of Electrical Engineering and Information Science 편집위원.