

전류형 GTO 컨버터의 SHE-PWM 실시간제어기법

崔載昊, 彭成日, 蔡京勳

On-line Techniques of SHE-PWM for Current Source GTO Converter

Jaeho Choi, Sungil Pang, Kyoungun Chae

요 약

본 논문은 전류형 GTO 컨버터의 SHE-PWM 실시간 제어기법을 제안한다. 제안된 방법은 변조지수에 따라서 실시간으로 GTO 스위치의 턴-온/오프 주기를 계산할 수 있도록 Look-up Table을 선형화 하였다. 제안된 방법에 의해서 컨버터의 DC 출력전류를 빠르고 연속적으로 제어하면서 컨버터의 AC 입력전류 파형을 정현파로 유지하고 동시에 역률을 '1'로 제어할 수 있다. 본 논문에서 SHE-PWM 선형화 기법과 고 역률 제어기법을 제안하고 이들 성능을 해석적으로 검토하였다. 시뮬레이션과 실험 결과로부터 제안된 기법의 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

This paper presents the on-line techniques of SHE-PWM for GTO current source converter. The look-up table is linearized with this proposed method so that the turn-on/off periods of the GTO switches can be computed in real-time for any modulation index. This allows the rapid and continuous regulation of the DC output current while producing the sinusoidal AC input current waveform and unity power factor. The linearized SHE-PWM technique and the high power factor control scheme are proposed and their performance is tested analytically. The validity of this proposed technique is well verified through the simulation and experimental results.

Key Words : Linearized SHE-PWM, GTO current source converter, Sinusoidal current waveform, High power factor, Input power factor correction

1. 서 론

기존의 AC/DC 전력변환장치로서는 구조가 간단하고 제어가 용이한 위상제어 정류기가 많이 사용되었다. 그러나 위상제어정류기는 사용된 전력소자인 다이리스터의 스위칭이 제한되어 출력전류의 제어 응답속도가 느리고 교류 입력 측에 고조파 및 무효전력을 발생시키는 단점이 있었다. 이에 PWM 컨버터가 대안으로 제시되어 많은 연구가 진행되었다.^[1] PWM 컨버터는 구조상 전류형과 전압형으로 대별할 수 있는데 전류형 컨버터는 전압형 컨버터와 비교할 때 스위칭제어의 동작에 기인하여 회로가 단락 되는 경우에도 비교적

강인한 특성을 가졌음에도 불구하고 직류 리액터의 부피와 가격 등이 부담으로 작용하고 스위칭시 회로의 개방을 방지하기 위한 스위칭 제어의 어려움으로 인하여 사용에 많은 제한을 받아 왔다.

최근 전류제어 응답속도를 개선하기 위하여 새로운 형태의 변조율 제어방식 PWM 기법들이 제안되었다. 현재 전류형 컨버터의 PWM 제어기법으로는 기존의 정현파 PWM 방식과 같은 삼각파 변조방식과 SHE (Selected Harmonic Elimination) PWM 방식과 같은 프로그램형 변조방식으로 대별할 수 있다.^[2,3] 프로그램형 변조방식은 주어진 조건에서 최적으로 스위칭 펄스를 제어할 수 있다는 장점은 있지만 전자에 비하여 구

현이 복잡하고 최적의 스위칭 펄스 패턴에 대한 정보를 사전에 계산하여 저장하였다가 사용할 수밖에 없어서 실시간 제어에 어려움이 있었다. 대용량 전력변환 장치의 경우는 GTO 소자가 주로 사용되고 있고 GTO 소자의 스위칭 주파수가 400~600[Hz]으로 제한됨을 고려할 때 프로그래머 방식을 사용하여 최소의 스위칭으로 특정한 저 차수 고조파를 효과적으로 억제할 수 있을 것이다. 이에 프로그램 제어방식의 실시간 제어에 많은 관심이 모아지고 있다.^[4~7]

본 연구에서는 전류형 GTO 컨버터의 SHE- PWM 실시간 제어를 위한 Look-up table의 선형화 기법을 제안한다. SHE-PWM 제어방식에서는 특정 차수의 고조파를 억제하도록 PWM 펄스 패턴을 결정하기 위하여 비선형 방정식의 해를 구해야 한다. 그런데 기존의 방식들에서는 비선형 방정식의 해를 구하는 과정에서 계산시간의 지연에 기인하여 실시간 제어를 수행하지 못하고 Look-up Table을 사용함으로써 제어응답속도가 느리고 변조율을 연속적으로 제어할 수 없다는 단점이 있었다. 이에 본 연구에서는 [5]에서 이미 언급된 PWM 스위칭 선형화 방식에 기초하여 필자가 [6,7]에서 이미 제안한 SHE-PWM 일반화이론에 근거한 변조지수와 PWM 스위칭 펄스 각의 관계를 선형화하고 변조지수에 따라서 선형화계수를 이용하여 실시간으로 펄스 패턴을 결정하도록 함으로써 선형화 이전의 특성을 거의 그대로 유지하면서 제어응답속도를 개선하도록 하였다. 그리고 동시에 역률 제어를 도입하여 교류 입력측 역률을 제어할 수 있도록 하였다.^[6,8] 최적화 PWM 방식의 Look-up Table 선형화 기법에 대한 이론적인 해석이 선행되고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 방식의 타당성을 입증하였다.

2. 전류형 GTO 컨버터의 구성 및 동작

그림 1은 교류측 입력필터를 고려한 3상 GTO-CSC(Current Source Converter)의 기본 구성 도이다. 스위칭 소자는 GTO 다이리스터이며 역전압 저지를 위하여 직렬로 다이오드가 연결되었다. 그리고 컨버터의 교류 입력 측에는 PWM 구형파 전류 파형에 포함된 고조파 성분을 억제하기 위하여 LC-저역필터가 사용되었다.

전류형 PWM 컨버터의 기본적 특성으로 다음 사항이 요구된다.

- 직류 출력전류의 크기를 조절하면서 컨버터 입력전류 파형의 저 차수 고조파를 최적으로 억제한다.

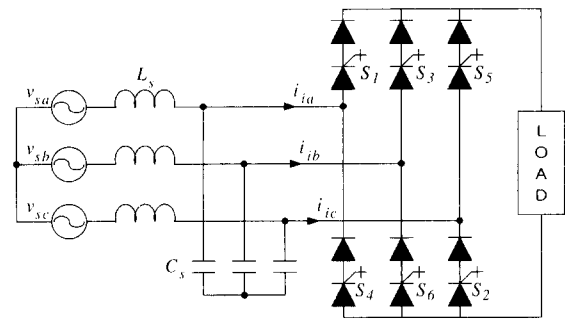


그림 1 전류형 GTO 컨버터의 시스템 구성도
Fig. 1 System configuration of GTO-CSC.

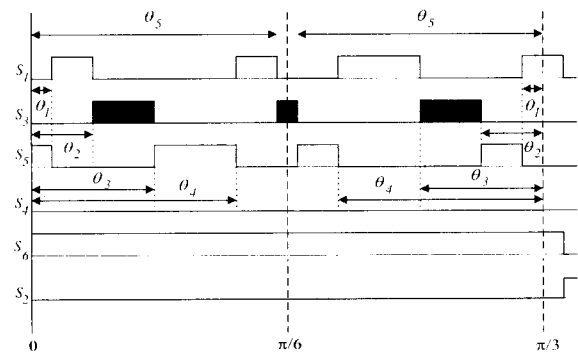


그림 2 0에서 $\pi/3$ 까지 5개의 변수를 가지는 PWM 패턴
Fig. 2 PWM pattern with 5 variables from 0 to $\pi/3$.

- 교류 입력 역률을 최대유지한다.
- 전류형 PWM 컨버터의 직류측 출력전류는 시스템의 특성상 부하 조건에 따라서 항상 일정한 값으로 유지되어야 한다. 만약 직류측 부하가 개방되는 경우에는 직류측 평활 리액터에 과도한 역전압이 유기되고 이에 기인하여 GTO 소자가 손상되므로 전로가 개방되지 않도록 GTO 소자의 스위칭 시에 이를 고려하여야 한다. 따라서 전력변환장치의 6개의 GTO 소자들의 스위칭 알고리즘을 설계함에 있어서 상부와 하부의 각 3개의 GTO 소자들 중에서 어느 한 소자의 도통상태가 반드시 유지될 수 있도록 폐회로를 구성한다.
- 이러한 소자 도통의 기본원리를 바탕으로 각 소자의 도통상태를 제어하게 되는데 본 연구에서는 컨버터의 직류 출력측 전류의 방향이 정방향인 것으로 설정하고 해석상의 편의를 위하여 다음의 두 가지 사항을 가정한다.
- 전류형 컨버터의 GTO 소자는 이상적인 스위치이다.
- 스위칭 기간동안 직류 출력측 전류 I_{dc} 는 평활하다.
- 스위칭 패턴은 60° 까지 그림 2에 보이는 것처럼 하위의 S_6 스위치가 60° 구간동안 온 상태를 유지하는 동안 상위 S_1, S_3, S_5 의 스위치들이 $\theta_1 \sim \theta_5$ 간격만큼

온이 된다. 다음 60~120°는 상위 S₃ 스위치가 60° 구간동안 온을 유지하고 하위 S₂, S₄, S₆ 스위치들이 번갈아 가며 온이 된다. 그 다음 주기도 이런 방식으로 스위칭 패턴이 반복된다

부하전류 I_{ik}가 이상적인 직류라고 가정하고 그림 2와 같은 스위칭 패턴을 사용할 때 컨버터의 입력전류의 n차 고조파성분과 그 크기는 식 (1)과 같이 주어진다.^[6,7]

$$I_{in} = A_n \cdot I_{dc} \quad (1)$$

단,

$$A_n = \frac{8}{n\pi} \left[\left\{ \cos n \left(\frac{\pi}{6} - \theta_1 \right) - \cos n \left(\frac{\pi}{6} + \theta_2 \right) + \cos n \left(\frac{\pi}{6} - \theta_4 \right) - \cos n \left(\frac{\pi}{6} + \theta_5 \right) \right\} \cdot \cos \left(\frac{n\pi}{6} \right) - \sin(n\theta_3) \sin \left(-\frac{n\pi}{3} \right) \right]$$

전류형 컨버터의 입력 전류 파형의 PWM 변조지수 M을 컨버터 입력전류의 기본파 성분 I_n과 컨버터 출력전류 I_{ik}와의 비로 식 (2)와 같이 정의한다.

$$M = \frac{I_n}{I_{dc}} \quad (2)$$

식 (1)로부터 변조지수 M에 따라서 기본파 성분 I_n을 변화시키면서 4개의 저 차수 고조파 I₅, I₇, I₁₁, I₁₃들을 제거시키는 조건으로부터 비선형 방정식의 해를 풀어서 식 (3)을 만족하는 SHE-PWM 펄스각 θ₁~θ₅를 계산할 수 있다.

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \theta_3 < \theta_4 < \theta_5 < \frac{\pi}{6} \quad (3)$$

그림 3은 변조지수 M의 값에 따른 θ₁~θ₅의 값들을 보인다. 그림 3의 결과를 얻기 위해서는 이상의 비선형 방정식의 해를 풀기 위한 계산시간이 요구되며 이를 실시간으로 처리하기에 관련하여 구현과정에서는 결과 값들을 Look-up Table로 저장하여 사용하여 왔다. 이에 본 연구에서는 PWM 펄스 발생을 실시간으로 처리하기 위하여 그림 3을 식 (4)와 같이 선형화하고 K_i와 C_i 값만을 이용하여 M값에 따른 펄스각 θ_i를 실시간으로 계산할 수 있는 방안을 제시하였다.

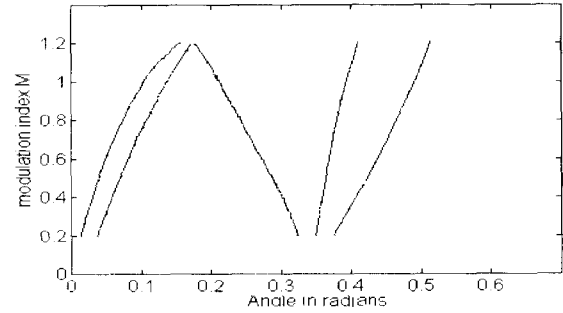


그림 3 선형화 이전 변조지수의 변화에 따른 스위칭각
Fig. 3 Switching angles to the variation of modulation index before linearization.

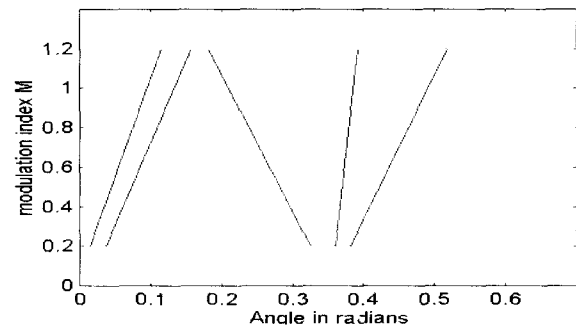


그림 4 선형화 이후 변조지수의 변화에 따른 스위칭각
Fig. 4 Switching angles to the variation of modulation index after linearization.

$$[\theta_i] = M[K_i] + [C_i] \quad i=1,2,3,4,5 \quad (4)$$

본 연구에서는 선형화에 따르는 오차를 줄이기 위하여 변조지수 M의 제어범위를 0.2 < M < 1.2로 제한하였다. 그림 4는 선형화 이후에 변조지수 M값에 따른 θ₁~θ₅ 값을 보인다. 그리고 표 1에 선형화 상수 값을 나타내었다. 한편 선형화의 정확성을 개선하기 위하여 선형화 구간을 두 구간으로 분할한 경우에 대하여 각각의 선형화 상수 값을 구하고 이들의 특성을 비교 분석하였다. 두 구간으로 나누는 기준은 그림 3에서 보이는 바와 같이 스위칭 각도가 변조 지수 M이 0.9를 기준으로 해서 급격하게 변하고 있기 때문에 그 점을 기준으로 해서 0.2 ≤ M < 0.9 구간과 0.9 ≤ M ≤ 1.2 구간에 따르는 상수 값들을 표 2에 제시했다. 그림 5는 두 구간으로 나누어 선형화한 경우에 변조율의 변동에 따른 θ₁~θ₅ 값들을 나타낸다.

표 1 1구간 선형화를 위한 상수 K_i 와 C_i

Table 1 Constants K_i and C_i for one segment linearization

K_i		C_i	
K_1	0.073304	C_1	0.0062832
K_2	0.104720	C_2	0.0104720
K_3	-0.157079	C_3	0.3455748
K_4	0.031416	C_4	0.3497638
K_5	0.146608	C_5	0.3371974

표 2 2구간 선형화를 위한 상수 K_i 와 C_i

Table 2 Constants K_i and C_i for two segments linearization.

Two segment linearization					
K_i	$0.2 \leq M < 0.9$		$0.9 \leq M \leq 1.2$		C_i
K_1	0.089761	0.034906	C_1	0.002992	0.052361
K_2	0.134642	0.069813	C_2	0.004488	0.062832
K_3	0.119681	0.174530	C_3	0.336095	0.387460
K_4	0.029920	0.034906	C_4	0.350063	0.345576
K_5	0.164532	0.138053	C_5	0.333607	0.357463

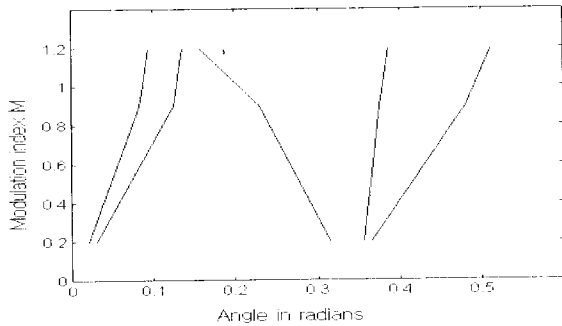


그림 5 두 구간 선형화한 후 변조지수에 따른 스위칭각
Fig. 5 Switching angles to the variation of modulation index after two segment linearization.

3. 역률 제어

전류형 컨버터의 교류입력측 단상 등가회로와 페이저 선도를 그림 6에 보인다. 전원전압, v_s 와 컨버터 입력 전류, i_i 가 정상상태에서 일정하다고 가정하면 그림 6으로부터 전압전류방정식을 다음과 같이 표현할 수 있다.^[6]

$$V_s = -\omega_s L_s I_s \sin \phi + V_c \cos \theta \quad (5)$$

$$0 = \omega_s L_s I_s \cos \phi - V_c \sin \theta \quad (6)$$

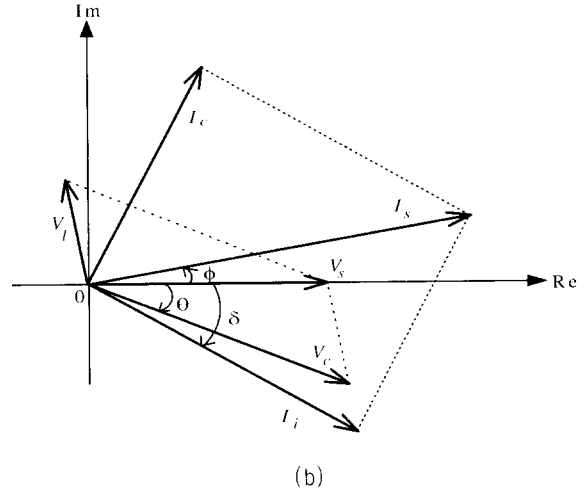
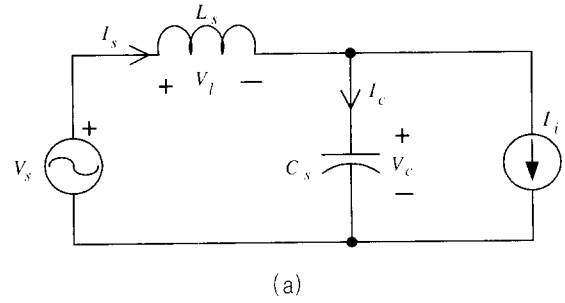


그림 6 (a) 단상 등가회로 (b) 페이저 선도
Fig. 6 (a) Single phase equivalent circuit. (b) Phasor diagram.

$$I_s \cos \phi = \omega_s C_s V_c \sin \theta + I_i \cos \delta \quad (7)$$

$$I_s \sin \phi = \omega_s C_s V_c \cos \theta - I_i \sin \delta \quad (8)$$

상기 식들로부터 역률각, ϕ 는

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{\omega_s C_s V_s}{I_i \cos \delta} - \tan \delta \right] \quad (9)$$

로 주어지며, 단위역률을 유지하기 위해서는 식 (9)로부터 PWM 패턴의 위상각, δ 를 식 (10)을 만족시키도록 유지할 수 있다.

$$\delta = \sin^{-1} \frac{\omega_s C_s V_s}{I_i} = \sin^{-1} \frac{\omega_s C_s V_s}{MI_{dc}} \quad (10)$$

한편, 단위역률 유지를 위해서 식 (10)을 이용하는 경우는 전원 및 시스템의 제 상수 값들에 영향을 받게 되는 단점이 있다. 따라서, 본 연구에서는 그림 6에 보

인 바와 같이 전원전압과 전류의 위상 차를 제한하여 위상각 제어기에 의하여 PWM 위상 각을 이동하도록 하였다. 그리고, 변조율이 낮은 $M < 0.2$ 구간에서는 전류전류의 고조파율이 증가하므로 역률 제어를 포기하고 변조율을 일정하게 유지하면서 위상 각을 증가시켜서 전류를 제어하도록 하였다.

4. 시뮬레이션 및 실험

그림 7은 본 연구에서 제안한 선형화 SHE-PWM 제어 알고리즘을 이용한 GTO-CSC의 전력회로 및 제어회로를 포함하는 전체 시스템의 기본 구성도를 보인다. I_{dc} 가 제한되어 기준전류 I_{dc}^* 를 추종하도록 PI-전류제어기를 구성하였으며 제어기의 출력에 따라서 변조도 M 값을 결정하고 표 1 또는 표 2의 상수값을 이용하여 PWM 펄스각을 순서 적으로 계산하도록 한다.

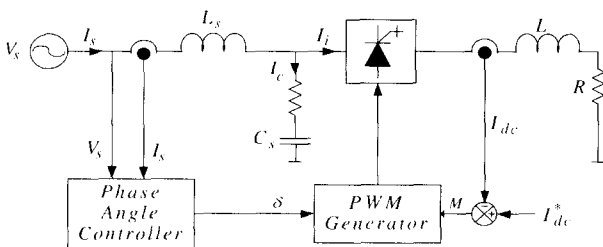


그림 7 제안된 전류형 GTO 컨버터의 전력회로와 제어회로
Fig. 7 Configuration of proposed GTO-CSC power circuit and control circuit.

표 3 시스템 계수값

Table 3 System parameter.

Item	Value	Item	Value
AC source(V_{s1})	3P 220V	DC Load resistor(R)	1Ω
L_s of Filter	3mH	Output Inductor(L)	1.2H
C_s of Filter	200uF	Switching Frequency	600Hz
Damping resistor(R_s)	1Ω		

한편, 전원전압과 전류 파형의 위상을 검출하여 위상각 제어기를 구성하고 이에 따라서 PWM 펄스패턴의 위상을 이동하도록 한다. 그리고, PWM 펄스패턴을 전원 전압 파형과 동기시키기 위하여 내부적으로 PLL 회로를 사용하였다. 제어회로 및 PWM 발생회로는 Intel 90c196KC 마이크로프로세서를 기본적으로 사용하여 구성하였다. 시뮬레이션 및 실험에 R-L 부하를

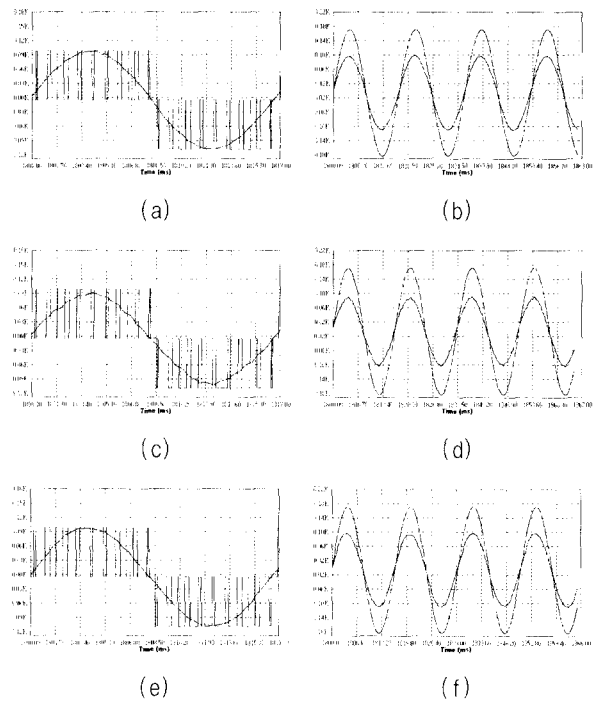


그림 8 선형화 전·후의 시뮬레이션 전압과 전류 파형

- (a) 선형화 전의 컨버터 입력전류와 전원전류
- (b) 선형화 전의 전원 상전압과 전류
- (c) 단 구간 선형화 후의 컨버터 입력전류와 전원전류
- (d) 단 구간 선형화 후의 전원 상전압과 전류
- (e) 두 구간 선형화 후의 컨버터 입력전류와 전원전류
- (f) 두 구간 선형화 후의 전원 상전압과 전류

Fig. 8 Simulation voltage and current waveform before(BL) and after(AL) linearization (a) Converter input current and AC source current BL. (b) AC phase voltage and current BL. (c) Converter input current and AC source current AL for one segment. (d) AC phase voltage and current AL for one segment. (e) Converter input current and AC source current AL for two segment. (f) AC phase voltage and current AL for two segment.

사용하였고 표 3에 사용된 시스템 계 상수 값들을 제시하였다. 단, 실험에서는 입력전압을 상전압 87 [V]를 인가하였다.그림 8부터 그림 11까지 시뮬레이션 결과를 보인다. 그림 8은 컨버터 입력전류와 전원입력전압과 입력전류파형 들을 보이며 그림 9는 전원전류와 컨버터 입력전류 파형의 고조파 분석결과들을 보인다. 그림 8 (a), (b)와 그림 9 (a), (b)에 보인 바와 같이 SHE-PWM 기법에 의하여 5, 7, 11, 13 고조파의 저차수 고조파가 선택적으로 제거되었음을 알 수 있으며 이들과 그림 8 (c), (d) 및 그림 9 (c), (d)들과 비교할

때 실시간 제어를 위해 변조율에 따른 펄스 스위칭 각에 대한 정보를 선형화 하였음에도 큰 오차가 발생하지 않고 양호한 동작특성을 나타내고 있음을 확인할 수 있었다. 그리고 그림 7 (e), (f)와 그림 8 (e), (f)에 보인 바와 같이 변조지수의 제어구간을 두 구간으로 나누어 선형화한 결과 단 구간으로 선형화한 경우보다 성능을 개선시킬 수 있음을 확인하였다. 다 구간 선형화의 효과를 분석하기 위하여 그림 10과 그림 11에 선형화 이후 변조 지수의 변화에 따른 저 차수 고조파의 크기를 나타내었다. 이들로부터 알 수 있는 바와 같이 구간을 적당히 분할함으로써 선형화 효과를 개선시킬 수 있으나 그에 따라 구현이 복잡해짐은 감안하여야 한다.

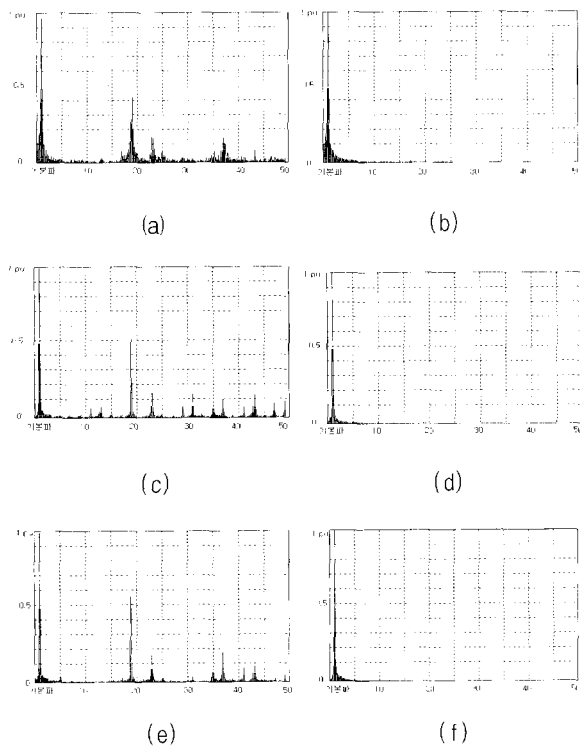


그림 9 시뮬레이션 파형의 고조파 분석
 (a) 선형화 전의 컨버터 입력전류 (b) 선형화 전의 전원전류 (c) 단 구간 선형화 후의 컨버터 입력전류 (d) 단 구간선형화 후의 전원전류 (e) 두 구간 선형화 후의 컨버터 입력전류 (f) 두 구간 선형화 후의 전원전류

Fig. 9 Harmonic spectra for simulation waveform
 (a) Converter input current BL. (b) Source current BL. (c) Converter input current AL for one segment. (d) Source current for one segment. (e) Converter input current AL for two segment. (f) Source current for two segment.

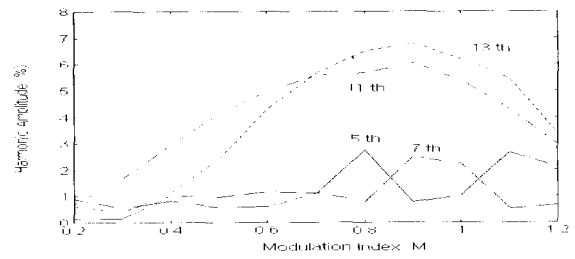


그림 10 한 구간 선형화 후의 변조지수에 따른 고조파 크기
 Fig. 10 Harmonics amplitude according to modulation index after one segment linearization.

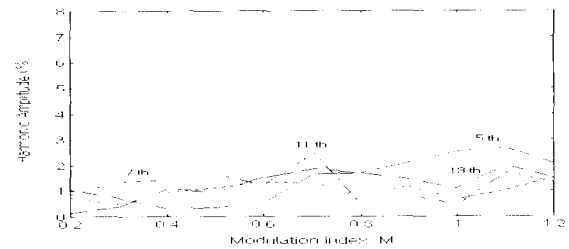


그림 11 두 구간 선형화 후의 변조지수에 따른 고조파 크기
 Fig. 11 Harmonics amplitude according to modulation index after two segment linearization.

한편, 그림 8 (b), (d), (f)에 보인 바와 같이 전원전압과 전류 파형의 위상을 비교할 때 역률 제어기의 동작으로 전원 전압과 전류 파형이 거의 동상으로 제어되고 있음을 잘 알 수 있었다.

그림 12부터 그림 15까지는 제안된 기법을 실제로 구현한 실험 결과들을 보인다. 컨버터 출력전류를 कै 환하고 제어 기준치와 비교하여 변조지수 M을 결정한다. 그리고, 전원 전압과 전류 파형의 위상을 검출하여 펄스 위상각 δ 를 결정한다. 이상에서 변조지수 M이 최저값 0.2 이하인 경우에는 변조지수 $M=0.2$ 에서의 펄스 패턴을 계산하여 고정시키고 비록 역률이 저하되더라도 고조파율을 저감시키기 위하여 위상각 δ 를 선형적으로 증가시켜서 출력 전류를 감소시키도록 하였다. PWM 제어부는 Intel 80c196KC 마이크로프로세서로 구성하였으며 이상의 제어원리에 따라서 6개의 GTO 게이트 구동용 스위칭 펄스 신호를 발생하도록 하였다. 그림 12는 GTO 게이트 펄스신호(S1)와 컨버터 입력 전류파형(jia)을 그림 13은 전원 전압 및 전류파형을 그림 14는 직류측 출력전류 및 전압파형을 보인다. 입력전류는 전압과 거의 동상으로 정현파를 유지하며 출력 전류는 기준치인 10[A]를 잘 추종하고 있다. 그림 15 (a), (b)는 한 구간 선형화 후의 전원전류와 컨버터 입력전류 파형에 대한 고조파 분석 결과를 각각

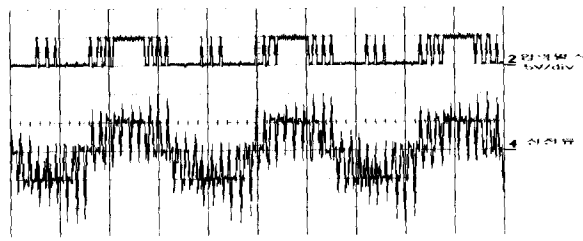


그림 12 GTO 게이트 펄스와 컨버터 입력 전류 파형 실험 결과
Fig. 12 Experimental results of GTO gate pulse and converter input current waveform.

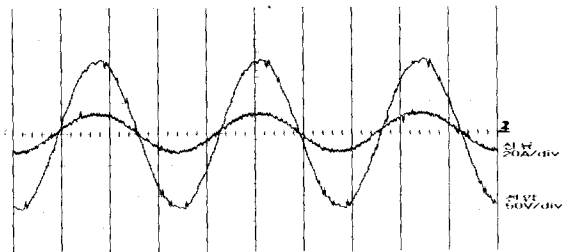


그림 13 전원 상전압 파형과 전원 전류 파형의 실험 결과
Fig. 13 Experimental results of source phase voltage and current waveform.

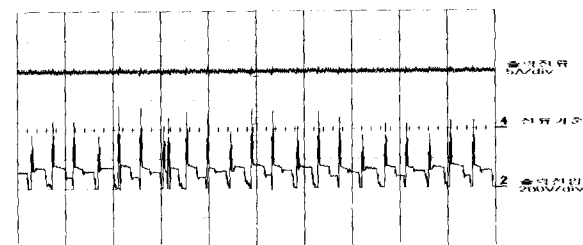


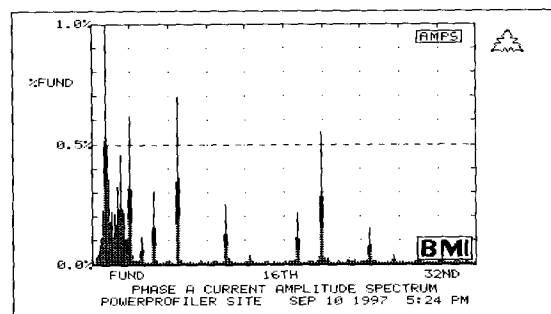
그림 14 컨버터 출력 전압과 전류 파형의 실험 결과
Fig. 14 Experimental results of converter output voltage and current waveform.

보인다. 그림 15 (b)에 보인 컨버터 입력전류 파형의 고조파 분석 결과는 5차는 2.2[%], 7차는 4.1[%], 11차는 7.6[%], 13차는 1.0[%]로 낮은 반면 17차는 13.4[%], 19차는 41.7[%]로 17차와 19차 고조파가 상대적으로 중요한 잔류 고조파가 됨을 알 수 있다. 그림 15 (a)의 단 구간 선형화 후의 전원전류 파형의 총 고조파 왜형률(THD)는 1.2[%]로 나타났다. 그림 16은 두 구간으로 나누어 실험한 경우 전원전류와 컨버터 입력의 고조파 분석결과를 각각 보인다. 그림 16 (b)의 컨버터 입력전류의 고조파 분석 결과에서 5차가 3.5[%], 7차가 0.4[%], 11차가 0.5[%], 13차가 0.2[%]이고 17차는 10.9[%] 19차는 41.2[%]로 있었는데 이는 단 구간 선형화의 결과보다 저감된 결과를 얻을 수 있었다. 그림

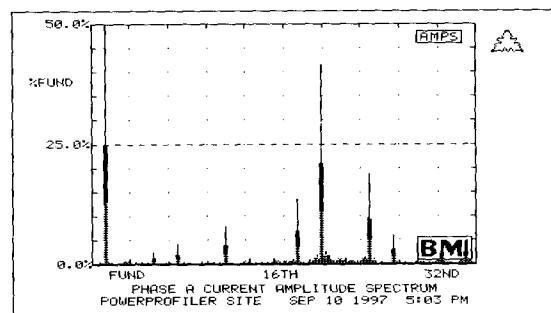
16 (a)의 두 구간 선형화 후의 전원전류 파형의 THD는 0.8[%]로 이 결과도 구간을 분할함으로써 개선되었음을 확인할 수 있었다.

5. 결 론

본 연구에서는 최적화 PWM의 실시간 제어를 위해서 종래에 SHE-PWM 구현을 위해서 사용하는 Look-up Table의 선형화를 제안하였다. 이의 결과로 부하전류의 제어 응답속도를 개선하였고 변조지수를 연속적으로 변동시킬 수 있도록 하였다. 또한 최적화 PWM 기법으로 SHE-PWM 기법이 사용되어 선택적으로 저 차수의 고조파를 제거할 수 있었다. 역률 제어기는 전원 전압과 전류 파형을 동상으로 유지하여 고역률로 동작하도록 하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 기법의 타당성을 입증하였으며 구간 별로 나누어 선형화할 경우에 구성상 다소 복잡하더라도 단 구간으로 선형화하는 경우보다 개선된 결과를 얻을 수 있음을 확인하였다.

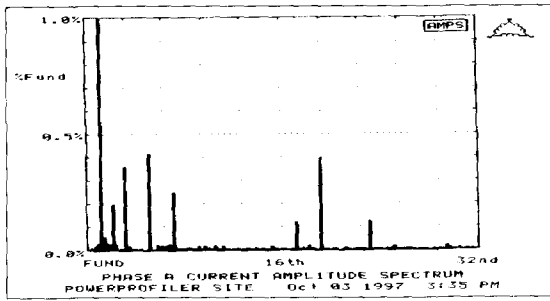


(a)

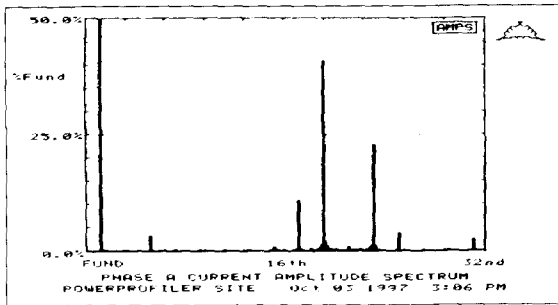


(b)

그림 15 단 구간 선형화 후의 실험 파형 고조파 분석
(a) 전원 전류 파형 (b) 컨버터 입력전류 파형
Fig. 15 Harmonic spectra for experimental results after one segment linearization (a) Source current. (b) Converter input current.



(a)



(b)

그림 16 두 구간 선형화 후의 실험 파형 고조파 분석
(a) 전원 전류파형 (b) 컨버터 입력전류 파형
Fig. 16 Harmonic spectra for experimental results after two segment linearization (a) Source current. (b) Converter input current.

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소 주관으로 수행되었음(관리번호 96-054)

참고 문헌

[1] S. Fukuda, et. al., "PWM technique for inverter with sinusoidal output current," in *Conf. Rec. of PESC'88*, pp. 35-41, 1988.
 [2] M. Hombu, et. al., "A current source GTO inverter with sinusoidal inputs and outputs," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 2, pp. 247-255, 1987.
 [3] P. Enjeti, et. al., "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 2, pp. 302-316, 1990.
 [4] M. Iwahori, et. al., "Three-phase current source GTO rectifier adopting new PWM control techniques," in *Conf. Rec. IAS'89*, pp. 855-860, 1989.

[5] Q. Jiang, et. al., "A linearized optimal modulation strategy for a GTO converter to allow real-time control of active and reactive power flows into a SMES system," in *Conf. Rec. EPE'91*, vol. 1, pp. 504-509, 1991.
 [6] J. Choi, et. al., "High power GTO-CSC based power supply utilizing SHE-PWM and operating at unity power factor," in *Conf. Rec. CCECE'93*, pp. 76-79, 1993.
 [7] H. Karshenas, et. al., "Generalized techniques of selective harmonic elimination and current control in current source inverters/converters," in *Conf. Rec. of APEC'94*, pp. 107-114, 1994.
 [8] Y. Xiao, et. al., "A novel power factor control scheme for high-power GTO current source converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 6, pp. 1278-1284, 1998.

저 자 소 개



최재호(崔載昊)

1955년 9월 27일생. 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업, 1981년 동 대학원(석사), 1989년 동 대학원(박사). 1981년~1983년 중경공업전문대학 전자과 전임강사, 1983년~1999년 현재 충북대학교 공과대학 전기전자공학부 교수. 1993년~1994년, 1997

년~1998년 University of Toronto(Visiting Professor). 당 학회 편집이사.



팽성일(彭成日)

1969년 9월 13일생. 1995년 충북대학교 전기공학과 졸업, 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



채경훈(蔡京勳)

1969년 7월 28일생. 1995년 충북대학교 전기공학과 졸업, 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년~1998년 파워테크 연구소, 1999년 현재 월드텔레콤 근무.