

비대칭형 PWM 교류차oppers의 기본파 전압제어 및 고조파 전압제거

장도현
호서대학교 전기공학과

최규하
건국대학교 전기공학과

Asymmetrical PWM Technique with Fundamental Voltage Control and Harmonic Voltage Elimination in AC Choppers

Jang Do-Hyun
Hoseo University

Choe Gyu-Ha
Konkuk University

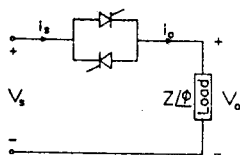
ABSTRACT: Optimal Asymmetrical Pulse-width Modulated (APWM) technique for ac chopper is proposed which can improve the input power factor and eliminate the harmonics of output voltage up to a specified order, and also enables linear control of the fundamental component of the output voltage. The PWM switching patterns at the specified phase angle are obtained by Newton-Raphson method and theoretical comparisons are made with other PWM and APWM technique.

1. 서론

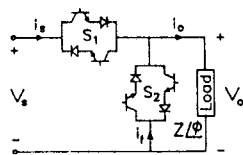
교류차opper(ac chopper)는 교류전원에서 가변 교류출력전압을 얻는 장치로써 유도전동기의 1차전압제어, 조광장치, 전열조정장치 등에 광범위하게 이용되어 왔다. 이 중에서 위상제어(phase angle control)방식은 조정장치가 간단하고 출력전압의 제어가 비교적 쉬운 장점으로 인해 대표적인 교류 전압조정장치로써 이용되어 왔다. 그러나 위상제어 방식은 역률이 크게 감소하며 낮은 점호각으로 인하여 큰 고조파분을 포함하는 불연속 부하전류가 발생하게 된다.

이와 같은 결점을 해소하기 위해 전력조정회로에 환류로(freewheeling path)를 도입시켜 개선하고 있으며 지금까지 제시된 방법으로는 고주파 시비율제어방식(TRC), 강제전류 회로를 이용한 대칭각 제어방식(SAC) 등이 있다. 그러나 이러한 제어방식들은 위상제어방식에 비해 출력전압의 파형을 크게 개선시킬 수 있는 반면 전원측 역률(input power factor)을 부하측 역률 보다는 향상시킬 수 없는 문제점을 가지고 있다.[1]

이러한 결점을 해소하기 위해 필자들은 전원측 역률을 향상시킬 수 있는 비대칭형 PWM(asymmetrical pulse width modulation: APWM)방식에 의해 제어되는 교류차opper를 제시하였으나[3,4] 이 방식은 전원측 역률을 크게 향상시킬 수 있는 반면 출력전압의 고조파분이 증가되는 결점을 가진다.



(a) 위상제어방식



(b) PWM 제어방식

그림 1 교류차oppers의 전력조정회로

본 연구에서는 교류 전압조정장치의 전원측 역률을 개선할 수 있을 뿐 아니라 고조파 출력전압의 제거도 가능한 교류차opper의 최적 APWM 제어방식(optimal APWM technique)을 제안하였다. 즉, 출력전압의 기본파를 선형적으로 제어할 수 있을 뿐만 아니라 지목된 고조파분을 완전히 제거할 수 있는 APWM switching pattern을 Newton-Raphson method를 사용하여 계산하였으며 이에 형성되는 출력전압의 고조파분을 분석하였다.

2. 위상이동방식(phase shifting method)

출력전압의 위상이동이론을 이용하여 교류전압 조정장치의 전원측 역률을 개선할 수 있다. 크기가 고정된 전원전압 v_s 를 $\sqrt{2}V_s \sin \omega t$ 이라고 가정하면 기존의 PWM 제어방식에 의해 제어되는 기본파 출력전압 v_o 은

$$v_o = \sqrt{2} V_o \sin \omega t \quad (1)$$

와 같다. PWM 제어방식의 스위칭 함수 $S(\omega t)$ 는 입력전압 v_s 과 출력전압 v_o 의 비 $x_o (= V_o/V_s)$ 로써 시간에 대해 일정하며 0과 1의 범위에서 제어할 수 있다. $S(\omega t)$ 의 크기를 조정할 경우 출력전압의 기본파분을 제어할 수 있으나 출력전압의 위상각은 이동되지는 않는다.

이러한 출력 전압을 유도성 부하에 가했을 경우 전력조정회로에 흐르는 기본파 부하전류 i_o 와 기본파 입력전류 i_s 는 각각 다음과 같다.

$$i_o = \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \phi_o) \quad (2)$$

$$i_s = \sqrt{2} I_s \sin(\omega t - \phi_s) \quad (3)$$

여기서 부하전류의 위상각 ϕ_o 는 부하의 역률에 따라 결정되며, 입력전류의 위상각 ϕ_s 는 부하역률 및 교류차opper의 제어방식에 따라 결정된다. 만약 출력전압의 위상을 제어할 수 있는 교류차opper가 전력조정회로에 사용될 경우 기본파 출력전압 v_o 은

$$v_o = \sqrt{2} V_o \sin(\omega t + \phi_r) \quad (4)$$

와 같으며 입력 전류는 다음과 같이 표현될 것이다.

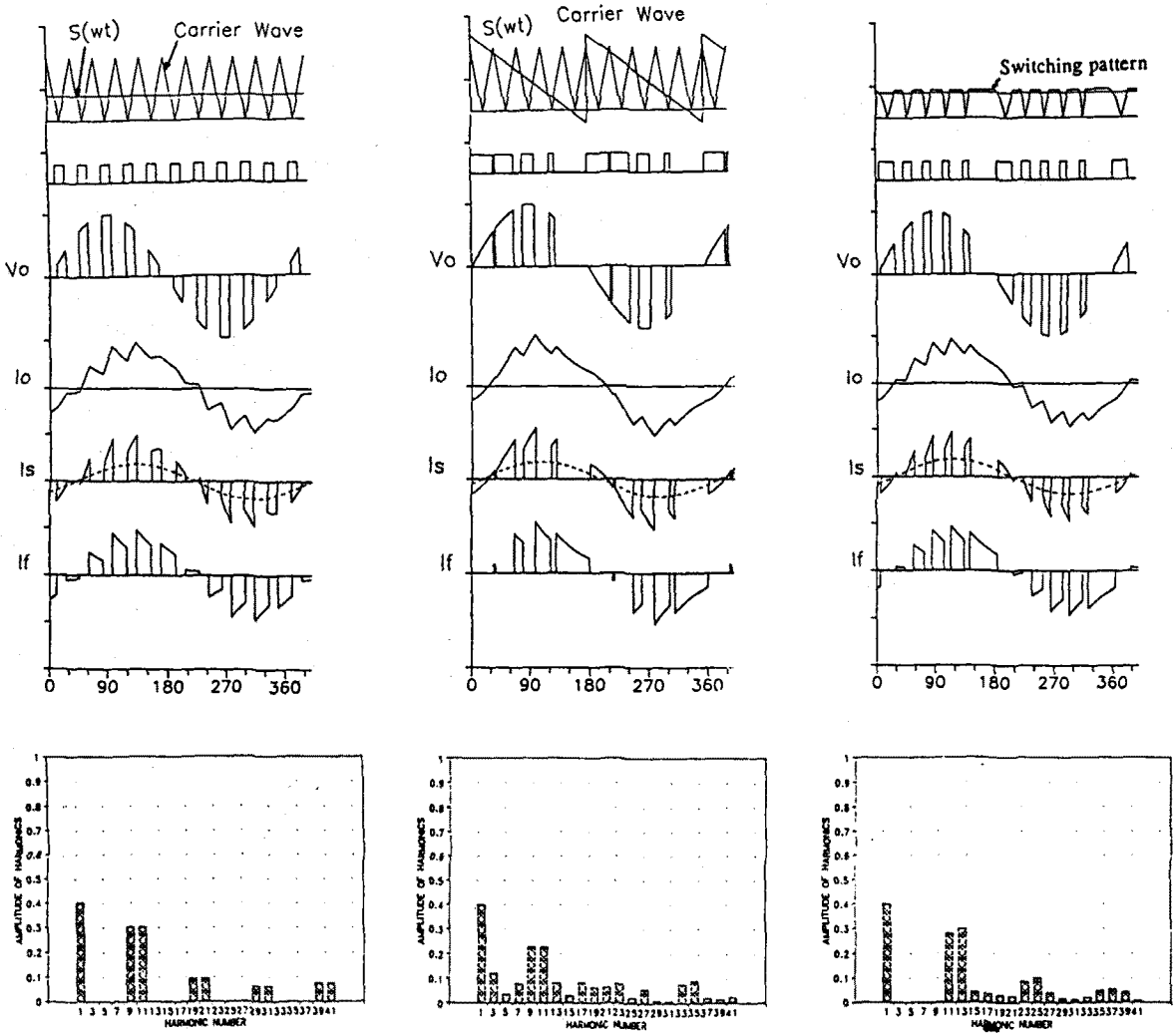
$$i_s = \sqrt{2} I_s \sin(\omega t + \phi_r - \phi_s) \quad (5)$$

따라서 $(\phi_r - \phi_s)$ 을 π 으로 유지하기 위해 ϕ_r 을 제어한다면 전력조정회로의 전원측 역률을 1로 개선할 수 있을 것이다.

3. 최적 APWM 제어방식

그림1(b)는 APWM 제어 교류차opper와 유도성부하를 연결된 전력조정회로로써 종래의 그림1(a)의 위상제어방식의 전력조정회로에 환류도를 도입시킨 형태이다.

그림 2에서는 PWM 교류차opper가 연결된 전력조정회로에서 유도성부하(부하역률 이 약 0.64(=cos 50°))에 연결된 경우 기존



(a) Conventional PWM

(b) Asymmetrical PWM

(c) Proposed APWM

그림 2 PWM제어 교류소파의 출력전압, 부하전류 파형 및 출력전압의 고조파 해석

방식 및 제어방식에 의해 형성되는 스위칭 신호와 출력전압 및 전류 파형, 또한 출력전압의 고조파분석을 보여주고 있다. 그림 2(a)는 기존의 PWM제어방식의 경우로써 스위칭 소자에 입력되는 스위칭신호는 고정된 삼각파와 스위칭 함수 $S(\omega t)$ 와의 곱점에 의해 형성되며 출력전압의 $(2M-3)$ 차까지의 고조파제거가 가능하다. (단, M 은 반 사이클당 펄스수) 그러나 부하측 역률은 제어가 불가능하여 부하역률의 크기와 비슷하다. 그림 2(b)는 역률개선형 APWM제어방식으로써 [3] 고정된 삼각파와 플니파 스위칭 함수에 의해 스위칭 신호가 형성되며 출력전압 및 전류의 위상차 ϕ_R 가 13° 이동하므로써 부하측 역률은 0.64에서 0.8($=\cos(50^\circ - 13^\circ)$)로 향상된다. 반면 그림과 같이 차수가 낮은 고조파 출력전압이 발생하게 된다. 그림 2(c)는 본 연구에서 제시한 최적 APWM제어방식의 경우로써 출력전압의 위상차가 13° 의 이동이 가능한 APWM switching pattern과 스위칭 함수 $S(\omega t)$ 와의 곱점에 의해 스위칭 신호가 결정된다. 여기서 출력전압 및 전류의 위상차는 그림 2(b)의 경우와 같이 13° 앞으로 이동하며 더불어 $(2M-1)$ 차까지의 고조파 출력전압이 제거됨을 알 수 있다.

4. 출력전압의 수학적표현

입력전압 v_s 를 $\sqrt{2}V_s \sin \omega t$ 라고 하면 출력전압 v_o 는 다음과 같이 푸리에 급수로 나타낼 수 있다.

$$v_o(\omega t) = \sqrt{2} V_s \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \sin(k\omega t) + B_k \cos(k\omega t)) \quad (6)$$

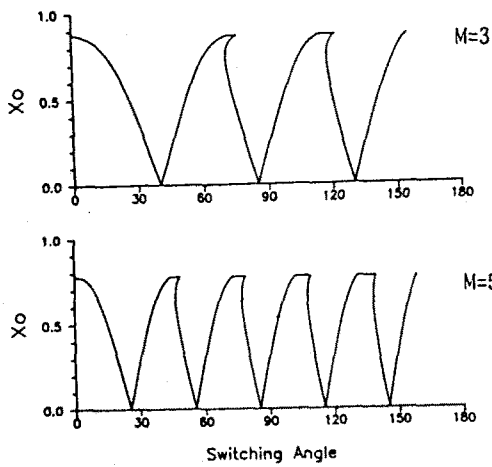
여기서 기본파 계수 A_1, B_1 는 각각

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left[\alpha_k - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_k) \right] \quad (7)$$

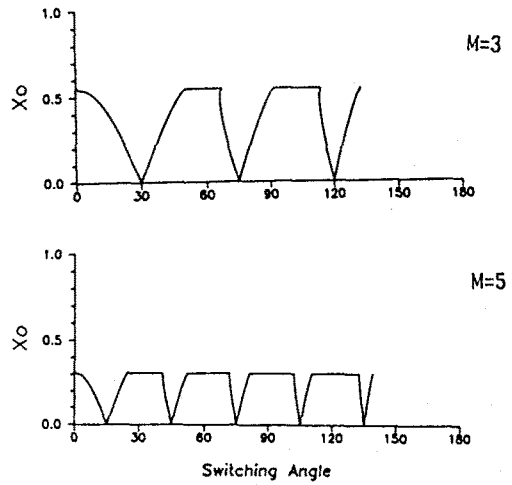
$$B_1 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \frac{1}{2} \cos(2\alpha_k) \quad (8)$$

이며 고조파 계수 A_n, B_n 는 각각 다음과 같다.

$$A_n = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left(\frac{\sin((1-n)\alpha_k)}{(1-n)} - \frac{\sin((n+1)\alpha_k)}{(n+1)} \right) \quad (9)$$

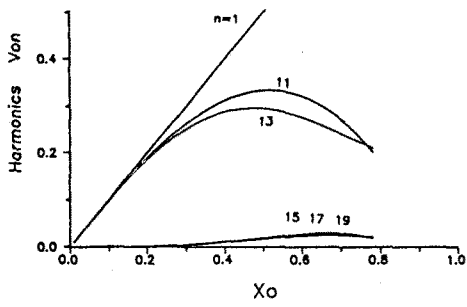


(a) $\phi_{R1} = 5^\circ$

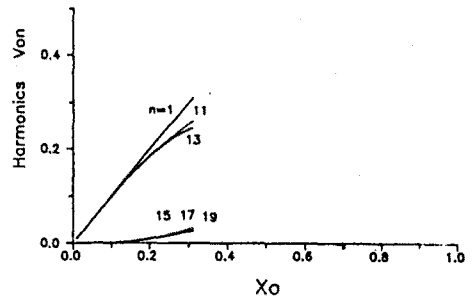


(b) $\phi_{R1} = 15^\circ$

Fig.3 M 과 ϕ_{R1} 에 따른 APWM switching pattern. (M=3,5)



(a) $\phi_{R1} = 5^\circ$



(b) $\phi_{R1} = 15^\circ$

Fig.4 출력전압의 고조파 분석(M=5).

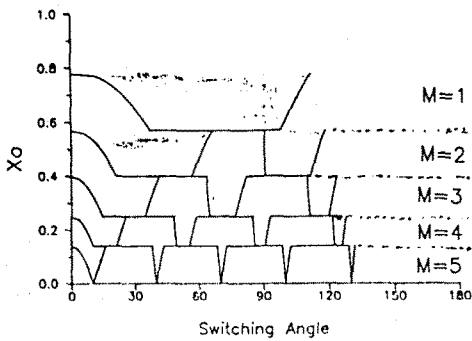


Fig.5 Optimal APWM switching pattern($\phi_{R1} = 20^\circ$)

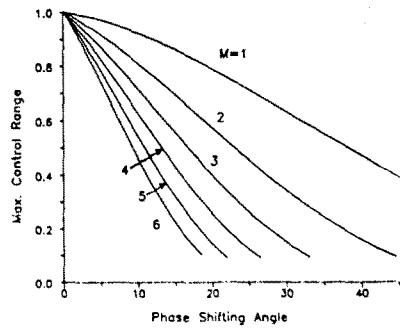


Fig.6 기본파 출력전압의 최대 제어범위

$$B_n = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \left(\frac{\cos((1-n)\alpha k)}{(1-n)} - \frac{\cos((1+n)\alpha k)}{(1+n)} \right) \quad (10)$$

(6)의 출력전압의 푸리에 표시식을 합성하면 다음과 같다.

$$v_o(\omega t) = \sqrt{2}V_s \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t - \phi_{Rn}) \quad (11)$$

$$\text{where } C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \phi_{Rn} = \tan^{-1}(B_n / A_n) \quad (12)$$

계산형 APWM 제어방식에서 출력전압의 기본파분의 크기 $x_o (=C_n)$ 와 위상차 $\phi_{R1} (= \tan^{-1}(B_1 / A_1))$ 를 만족하기 위한 반 사이클 내의 2M개의 절호각들은

$$n \leq 1 : A_1 = x_o \cos \phi_{R1}, B_1 = x_o \sin \phi_{R1} \quad (13)$$

$$n > 1 : A_n = B_n = 0 \quad (n = 3, 5, 7, \dots, (2M-1)) \quad (14)$$

로 하여 2M개의 비선형 고조파방정식을 얻은 다음, Newton-Raphson method에 의해 구할 수 있다.

5. 계산결과

출력전압의 위상차 및 펄스수 M을 고정하고 (2M-1)차 까지의 고조파분들을 제거하고, 단지 기본파 크기만을 제어할 수 있도록 하기 위해서는 그림 3과 같이 APWM switching pattern을 만들어야 한다. 이는 식(13), (14)의 조건을 가진 2M개의 방정식의 해를 스위칭 함수 $S(\omega t) = x_o$ 를 바꾸어 구한 것으로서 위상차 ϕ_R 과 펄스수 M에 따라 그 모양을 달리한다. 즉 출력전압 위상차가 커질수록 스위칭 함수 x_o 의 제어범위는 줄어들며 절호각은 왼쪽으로 이동한다. 또한 M의 값이 작은 pattern은 큰 pattern 보다 출력전압의 위상차를 더욱 크게 이동할 수 있다. 그러나 M의 값이 작을수록 제거할 수 있는 출력전압의 고조파의 차수(2M-1)는 줄어들며 위상차가 커질수록 제어가 불가능한 고조파 출력전압의 크기는 증가한다. 이와 같은 특성은 그림 4에 자세히 나타나 있다. 그림 5는 고정된 출력전압의 위상차에서 기본파 크기를 최대한으로 제어할 수 있도록 만든 최적의 APWM switching pattern으로서 이 그림의 경우 위상차가 20°의 크기가 요구되더라도 $x_o = 0.8$ 까지 출력전압의 제어가 가능해진다. 그림 6은 APWM switching pattern에서 위상차가 변할때 기본파 출력전압의 최대 제어범위를 나타낸 것이다. 이 그림에서 위상차가 커질수록 최대제어범위는 급격히 감소하며 이와 같은 현상은 M이 커질수록 더욱 심화된다.

6. 결론

본 연구에서는 교류전압 조정장치의 부하측 역률을 개선시키고 동시에 출력전압의 고조파분을 감소시킬 수 있는 단상전원용 교류쇼퍼의 최적 APWM 제어방식을 제안하였다.

출력전압의 기본파를 선형적으로 제어할 수 있을 뿐만 아니라 지적된 고조파분을 완전히 제거할 수 있는 APWM switching pattern을 Newton-Raphson method를 사용하여 계산하였으며 이에 형성되는 출력전압의 고조파분을 분석하였다. 이러한 pattern을 마이크로프로세서에 의해 제어하는 APWM 교류쇼퍼에 적용할 경우 기존의 PWM 교류쇼퍼보다 부하의 역률에 관계없이 전원측 역률을 크게 개선시킬 수 있으며 출력전압의 고조파분의 증가를 억제할 수 있다. 더구나 제시된 방식을 3상전원용 교류쇼퍼에 적용할 경우 출력전압의 3차배의 고조파가 무시되므로 출력전압의 위상이동능력을 더욱 키울 수 있을 뿐 아니라 기본파 출력전압의 최대 제어범위를 증가시킬 것으로 생각된다.

참고 문헌

- [1] S.Lida, S.Miyairi, "Effects of PWM applied in single phase AC power control," Trans. of JIEE, vol.103-B(1), pp.7-14, Jan., 1983.
- [2] G.Choe, et al., "An improved PWM technique for AC chopper," IEEE Trans. on PE, vol.4, pp.496-504, Oct., 1989.
- [3] D.Jang, et al., "Asymmetrical PWM method for ac chopper with improved input power factor," IEEE PESC'91 Record, pp.838-845, June, 1991.
- [4] G. Choe, et al., "Asymmetrical PWM technique for ac choppers" IEEE IECON'91 Record, Nov. 1991.