

Switching Signal Patterns to Prevent Short Circuit of AC Choppers

張 都 鉉* · 延 在 乙**
(Jang Do-Hyun · Yeon Jae-Eul)

Abstract - Two switching signal patterns are proposed to prevent short circuit of PWM ac choppers. The voltage detection method and the current detection method are proposed to execute two switching signal patterns. In the voltage detection method, the dead-time has to be inserted to the switching signals after polarity of input voltage is checked by voltage transducer at input side. In the current detection method, the direction of load current is checked by current transducer at output side, and the dead-time delay is not considered. Controlling circuit built by current detection method is simple because the dead-time delay is considered. The experimental results are presented to prevent short circuit of ac chopper safely.

Key Words : short circuit of ac choppers, switching signal pattern, the voltage detection method

1. 서 론

교류초퍼(ac chopper)는 교류전원에서 가변 교류출력전압을 얻는 장치로써 유도전동기의 1차 전압 제어, 조광 장치, 전열조정장치 등에 광범위하게 이용되어 왔다. 이 중에서 스위칭 소자가 사이리스터 인 위상제어방식은 조정장치가 간단하고 출력전압제어가 비교적 쉬운 장점으로 인해 대표적인 교류전압조정장치로서 이용되어 왔다. 그러나 낮은 점호각으로 인해 역률이 감소하며 입출력 전류가 발생한다.

이와 같은 위상제어방식의 결점은 교류전력조정회로에 환류로를 주입시킨 PWM 교류초퍼에 의해 개선하고 있으며 지금까지 제시된 PWM 제어방식으로는 대칭각 제어방식(symmetrical angle control: SAC)[1], 비대칭각 제어방식(asymmetrical angle control :AAC)[2], 고주파 시비율 제어방식(time ratio control; TRC)[3], 비대칭 PWM 제어방식(asymmetrical pulsewidth modulation control; APWM)[5] 등이 있다.

이러한 제어방식들은 출력 전압의 고조파분을 감소하는 등의 효과를 얻을 수 있으나[4,5], 환류로 설치로 인해 스위칭 순간, 전원 스위치와 환류 스위치 사이에서 단락 현상이 발생하게 된다. 이러한 단락 현상을 제거하기 위한 회로는 실제로 사업현장에서 존재하고 있는 것으로 짐작이 되고 있으나, 교류초퍼 단락 현상에 대해 집중적으로 해석하거나 모델화시킨 사례는 거의 존재하지 않은 것으로 예측된다.

본 논문에서는 교류초퍼에서 4개의 스위치를 안정된 스위칭 신호로 턴온 또는 턴오프하기 위한 새로운 2개의 스위칭 신호 패턴을 제안하였다. 이를 실행하기 위한 구체적인 방법으로서 전압 변류기에 의한 전압 검출법과 전류 변환기에 의한 전류 검출법을 제시하였다. 첫 번째로 제안하는 전압 검출법(voltage detection method)은 입력전압의 극성을 전압 변류기(voltage transducer)에 의해 검출하여 부하전류의 방향에 관계없이 4개의 스위치에 신호를 입력시키는 방식으로서 입력신호에 데드타임을 투입하여야 한다. 따라서 부하전류에 관계없이 스위칭 신호를 제어하므로 전류 변환기(current transducer)가 필요 없다. 전류 검출법(current detection method)은 부하전류의 방향을 전류 변환기에 의해 검출하여 입력 전압의 극성에 관계없이 4개의 스위치에 스위칭 신호를 입력하는 방식으로서 스위치의 입력 신호에는 데드 타임을 주입할 필요가 없다.

끝으로, 본 방식의 유효성을 입증하기 위해서 제안한 신호 패턴을 마이크로프로세서에 의해 구현하였고, 이를 실제로 교류 초퍼에 도입하여 신호 변화시 나타나는 단락 사고(short circuit fault)를 방지할 수 있음을 보여주었다.

2. 교류초퍼회로의 이상적 스위칭 신호 패턴

2.1 교류초퍼의 전압 및 전류 해석

그림1(a)는 유도성 부하를 갖는 교류초퍼의 회로도이다 교류초퍼의 회로는 2개의 전원 스위치, 2개의 환류 스위치(freewheeling switch)로 구성된다. 환류로는 전력조정회로에서 스위치를 턴오프할 때 유도성 부하에 축적된 에너지를 소멸시키기 위한 통로로서 부하 측에 설치한다.

* 正 會 員 : 호서대 電氣工學部 敎授
 ** 準 會 員 : 호대대 電氣工學部 碩士課程
 接受日字 : 2001年 2月 14日
 最終完了 : 2001年 8月 22日

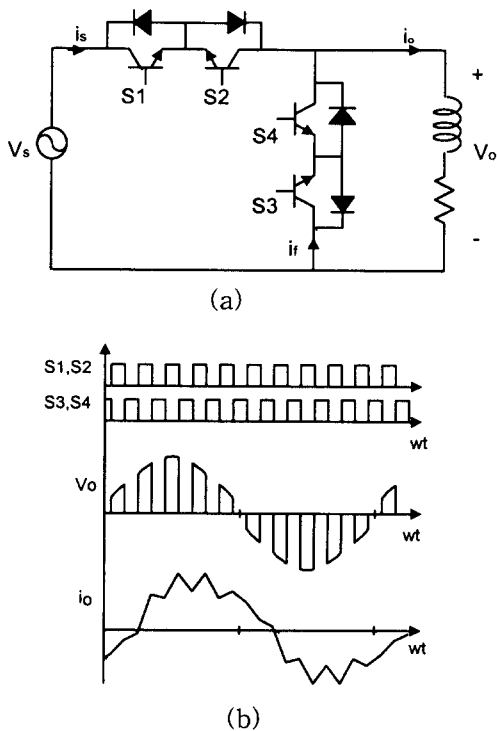


그림 1. 환류로가 포함된 교류초퍼 (a) 전력회로 (b) 스위칭 신호, 출력전압, 및 부하 전류 파형
 Fig.1 Ac chopper with freewheeling path. (a) power circuit. (b) switching signal, waveforms for output voltage, and load current.

교류초퍼는 직류초퍼와 같이 2가지 형태로 동작한다. 즉, 전원 스위치가 턴온되고 환류 스위치가 턴오프되어 교류전원이 부하에 인가되는 경우와 전원 스위치가 턴오프되어 환류 스위치가 턴온되어 부하전류가 환류 스위치로 흐르는 경우로 나눌 수 있다. 전원 스위치가 턴온되어 교류전원이 부하에 인가되는 동안의 전압방정식은 다음과 같다.

$$L \frac{di_o}{dt} + R i_o = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \quad (1)$$

$\omega t = \alpha_n$ 에서 전원 스위치가 턴온된다고 할 때 정상상태에서의 부하전류 i_o 는

$$i_o(t) = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\omega t - \phi) + \left\{ I_m - \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\alpha_n - \phi) \right\} \cdot \exp\left\{ -\frac{\omega t - \alpha_n}{\tan \phi} \right\} \quad (2)$$

여기서, I_m 은 $\omega t = \alpha_n$ 에서 부하전류의 초기치이다. 전원 스위치가 턴오프되어 부하전류가 환류 스위치로 흐르는 동안의 전압방정식은

$$L \frac{di_o}{dt} + R i_o = 0 \quad (3)$$

$\omega t = \beta_n$ 에서 전원 스위치가 턴오프된다고 할 때 정상상태에

서의 부하전류 i_o 는

$$i_o(t) = I_n \cdot \exp\left(\frac{\omega t - \beta_n}{\tan \phi}\right) \quad (4)$$

여기서, I_n 은 $\omega t = \beta_n$ 에서 부하전류의 초기치이다.

2.2 교류초퍼에서 발생하는 단락사고

그림1(b)는 교류초퍼의 이상적인 스위칭 신호와 이에 의해 발생하는 출력전압 및 부하전류의 파형이다. 그림 1(b)의 두 개의 스위칭 신호중 하나는 두 개의 전원 스위치 S1, S2에 입력이 되며, 나머지 하나는 두 개의 환류 스위치 S3, S4에 입력이 된다.

이러한 스위칭 패턴에 의한 교류초퍼의 출력전압은 S1/S2과 S3/S4 사이의 상보적인 스위칭에 의해서 이루어진다. 실질적으로 한 쪽 스위치의 턴 오프와 다른 쪽 스위치의 턴온이 정확히 동시에 이루어지는 것은 거의 불가능할 뿐 아니라 두 스위치가 동시에 온되어 " $v_s - S1/S2 - S3/S4$ "의 단락회로가 형성된다. 이에 따라 발생된 전류 스파이크는 전력 스위치를 파괴시킨다[6].

2.3 스위칭 패턴의 동기식과 비동기식

그림 2는 교류초퍼의 스위칭 패턴의 주파수와 전원 주파수와 의 관계로서 구분한 동기식과 비동기식을 보여주고 있다. 동기식은 스위칭 패턴의 시작점과 교류 전원의 반주기의 시작점을 동기시키는 방식[4,5]이며, 비동기식은 스위칭 패턴의 시작점을 교류 전원의 반주기의 시작점과는 무관하게 설정한다. 따라서 비동기식[6]의 회로가 더 간편하므로 비동기식의 주파수가 동기식의 주파수보다는 크게 설정할 수 있다. 그러나, 비동기식은 출력전압이 대칭성이 없어 같은 펄스 갯수에 비해 동기식보다 고조파분이 크다. 일반적으로 주파수가 큰 비동기식은 스위칭 손실도 역시 크다.

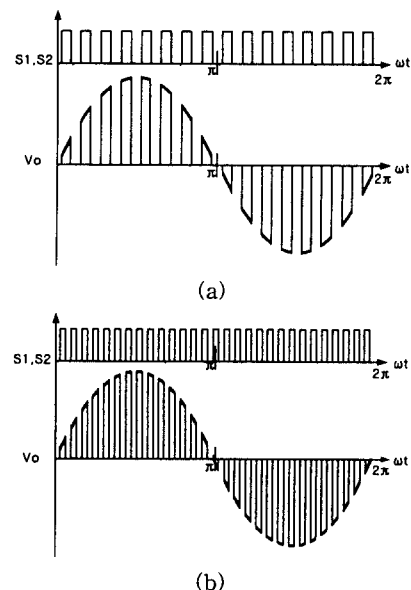


그림2. 교류 초퍼의 스위칭 패턴의 종류 (a) 동기식 (b) 비동기식

Fig.2 Type of switching patterns of ac chopper. (a) synchronous type (b) unsynchronous type

본 논문에서는 푸리에 급수의 계수는 파형이 사분파 대칭일 때 고조파를 많이 제거할 수 있으므로 출력 전압파형의 고조파분을 효과적으로 제거하기 위해 90°에서 대칭이 되는 동기식 스위칭 패턴을 선택하였다.

3. 전압 검출법의 스위칭 신호 패턴

본 논문에서는 교류초퍼의 단락현상을 제거하기 위해 두 가지 스위칭 방식을 제안하였다. 본 장에서 제안한 스위칭 방식은 전압 검출법이다. 입력전압의 극성을 전압 변류기에 의해 검출하여 부하전류의 방향에 관계없이 4개의 스위치에 신호를 입력시키는 방식으로 입력신호에 데드타임을 투입하여야 한다.

3.1 신호 패턴의 형성

그림 3은 전압 검출법에 의해 형성된 스위칭 패턴으로서 이 방식을 수행하기 위해서는 전압 변류기로 출력전압의 극성을 검출하여야 한다. 이 스위칭 패턴은 S1의 신호가 반주기 동안 스위칭할 때 S2, S4의 입력신호는 온 상태를 유지하며, S3의 입력신호는 S1의 신호에 보수(complement)화 되어 스위칭한다. 반주기가 지난 후의 극성이 바뀌면의 반주기 동안 S1 및 S3의 신호는 스위칭상태에서 온 상태로 변화된다. 또한 S2 및 S4의 신호는 온상태에서 스위칭상태로 변화되며, 두 신호는 보수 관계를 유지한다.

그러나, 전압의 극성의 변화 시점에서 S1, 및 S2의 스위칭 신호는 서로 바뀌며, S3, 및 S4의 스위칭 신호는 온 상태를 유지한다. S1, S3의 신호와 S2, S4의 신호 사이에서 신호가 변화되는 시점에서 단락사고를 보호하기 위해 데드타임이 적용되어 신호가 발생되며, 데드타임 기간동안 폐회로가 형성된다. 이때 데드 타임은 안정성을 고려하여 소자의 소호에 소요되는 시간의 2 내지 3배 정도로 하는 것이 일반적이다[8].

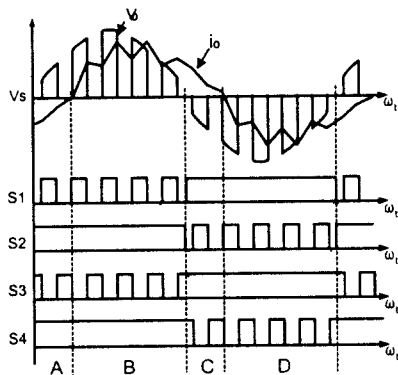


그림 3 전압 검출법에 의한 스위칭 신호 패턴
Fig. 3 switching signal pattern in the voltage detection method.

3.2 전압 검출법의 동작 원리

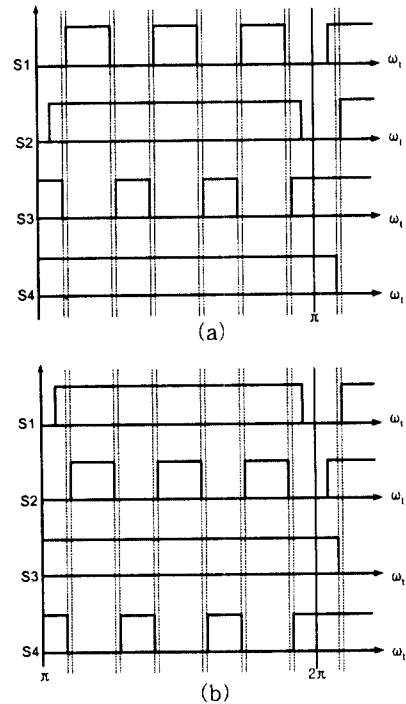


그림 4 데드타임을 고려한 전압 검출법의 스위칭 패턴 (a) 정(+의) 입력전압 영역 (b) 부(-)의 입력전압 영역
Fig. 4 Switching pattern considering dead time in the voltage detection method. (a) region of positive input voltage. (b) region of negative input voltage.

그림 4는 데드-타임을 고려하여 만든 스위칭 패턴으로서 반주파수내의 펄스 수가 3개이다. 그림 4(a)는 정전압이 가해지는 A 및 B 영역의 신호 패턴이며, 그림 4(b)는 역전압이 가해지는 C 및 D 영역의 스위칭 신호 패턴이다.

3.2.1 A 영역

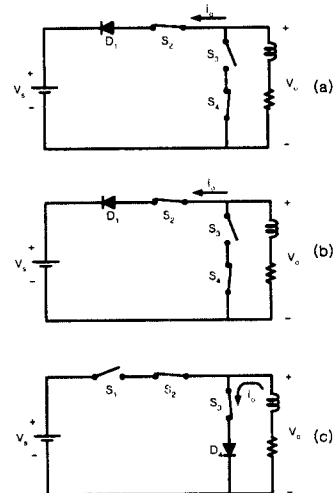


그림 5. 전압 검출법을 사용하는 제어회로의 A 영역 (a) 모드 I (b) 모드 II (c) 모드 III
Fig. 5 Region A of circuit in the voltage detection method. (a) Mode I (b) Mode II (c) Mode III

A 영역은 역방향 전류, 정 전압이 가해지는 영역이다. 스위치 S2, 및 S4가 항상 턴온 상태를 유지하며, 3개의 모드로 형성된다.

Mode I : 그림 4(a)와 같이 T_{on} 기간 동안 S1, S2, S4는 온 상태이며, S3는 오프상태이다. 이에 따라 그림 5(a)와 같이 에너지 회생회로가 형성된다.

Mode II : 데드-타임 ΔT 에 의해 형성되는 회로로서 S2, S4는 온 상태이며, S1, S3는 오프 상태이다. 이에 따라 그림 5(b)와 같은 회로가 형성되며, 이 회로는 결국 그림 5(a)의 회생회로와 같다.

Mode III : S2, S3, S4는 온 상태이며, S1는 오프상태이다. 이에 따라 그림 5(c)와 같이 환류 회로가 형성된다.

그림4에서 한 주기를 T라고 할 때 A영역의 통류율(duty cycle) D는 다음과 같다.

$$D = \frac{T_{on} + 2\Delta T}{T} \quad (5)$$

3.2.2 B 영역

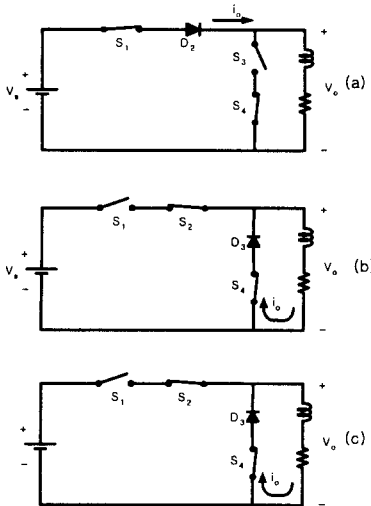


그림 6. 전압 검출법을 사용하는 제어회로의 B 영역
(a) 모드 I (b) 모드 II (c) 모드 III

Fig.6 Region B of circuit in the voltage detection method.
(a) Mode I (b) Mode II (c) Mode III

B 영역은 정방향의 전류, 정전압이 가해지는 영역이다. A 영역과 마찬가지로 스위치 S2, 및 S4가 항상 온 상태를 유지하며, 3개의 모드로 형성된다.

Mode I : S1, S2, S4는 온 상태이며, S3는 오프 상태이다. 그러나 그림 5(a)의 회로와는 달리 그림 6(a)와 같이 에너지 전달회로가 형성된다.

Mode II : 데드-타임 보상법에 의해 형성되는 회로로서 S1, S3는 온 상태이며, S2, S4는 오프 상태이다. 그러나 그림 5(b)의 회로와는 달리 그림 6(b)와 같은 환류회로가 형성된다.

Mode III : S1는 오프 상태이며, S2, S3, S4는 온 상태이다. 그림 6(c)와 같이 환류 회로가 형성된다. 그러나 환류 전류의

방향은 그림 5(c)의 회로의 그것과는 달리 반대 방향으로 형성된다.

B 영역의 통류율(duty cycle) D는 다음과 같다.

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (6)$$

3.2.3 C 영역

C 영역은 정방향의 전류, 역전압이 가해지는 영역이다. 스위치 S1, S3는 항상 온 상태를 유지하며, S2, S4로 스위칭한다. 이때 형성되는 회로는 B영역과 같으며 전원 극성이 전환된다. 이 때 C 영역의 통류율은 식(6)와 같다.

3.2.4 D 영역

D 영역은 역방향의 전류, 역전압이 가해지는 영역이다. C 영역과 마찬가지로 스위치 S1, S3는 항상 턴온 상태를 유지하며, S2, S4로 스위칭한다. 이때 형성되는 회로는 A 영역과 같으며 전원 극성은 A영역의 극성과 반대이다. 이 때 D 영역의 통류율은 식(5)와 같다.

4. 전류 검출법의 제안

본 4장에서는 3장의 데드 타임으로 단락을 저지하는 방법 대신 데드타임을 고려하지 않고 부하측에서 전류변류기로 전류의 방향을 검출하여 단락을 제거하는 방식을 제시하였다.

4.1 스위칭 신호 패턴의 형성

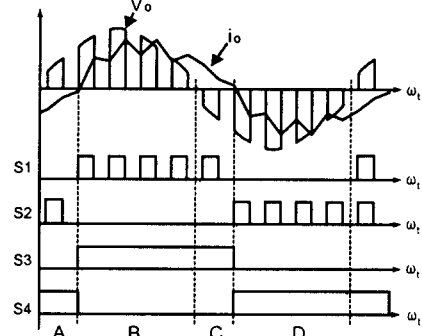


그림 7. 전류 검출법에 의한 스위칭 신호 패턴

Fig. 7 Switching signal pattern in the current detection method.

전류 검출법은 전류 변환기를 교류 초퍼의 부하 측에 설치하여 부하전류를 방향을 전압비교기에 의해 측정된 후 이를 근거로 환류 스위치의 스위치들을 턴온 또는 턴오프하며, 이 때 입력 전압의 극성과는 무관하게 동작하게 된다.

그림 7은 부하전류의 방향에 근거하여 형성된 스위칭 패턴으로서 입력전압의 극성에 관계없이 4개의 스위칭 신호가 4개의 전력 스위치에 입력되는 신호 패턴이다. 이러한 스위칭 신호 패턴을 얻기 위해서는 통류율(duty ratio) 및 부하 전류의 방향에 따라 전력 스위치 S1, S2의 입력신호를 턴온 또는 턴오프시키며 부하 전류의 방향에 따라 환류 스위치 S3, S4의 입력신호를 결정해야 한다. 따라서 이 방식을 수행

하기 위해서는 필수적으로 전류 변환기가 필요하다.

4.2 전류검출법의 동작원리

교류초퍼의 스위칭에 의해 형성되는 전압, 전류 파형은 그림 7과 같다. 전류 또는 전압의 상태에 따라 A, B, C, 및 D의 4개의 영역으로 나누어진다.

4.2.1 A 영역

A 영역은 역방향 전류, 정전압이 가해지는 영역이다. 그림 7과 같이 스위치 S4가 항상 온 상태를 유지하며, 2개의 모드로 형성된다.

Mode I : 그림 1(a)의 교류초퍼의 전력회로에서 스위치 S2, S4는 온 상태이며, S1, S3는 오프 상태이다. 이에 따라 그림 8(a)과 같이 에너지 회생회로가 형성된다.

Mode II : S1, S2, S3는 오프 상태이며, S4는 온 상태이다. 이에 따라 그림 8(b)과 같이 환류 회로가 형성된다.

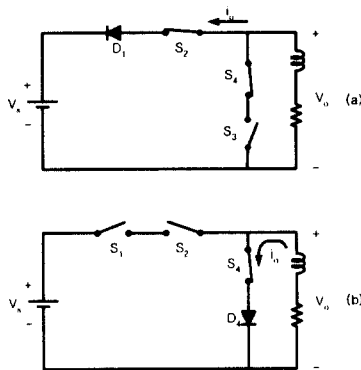


그림 8. 전류검출법에 의한 제어회로의 A 영역 (a) 모드 I (b) 모드 II

Fig. 8 Region A of controlling circuit in the current detection method. (a) Mode I (b) Mode II

4.2.2 B 영역

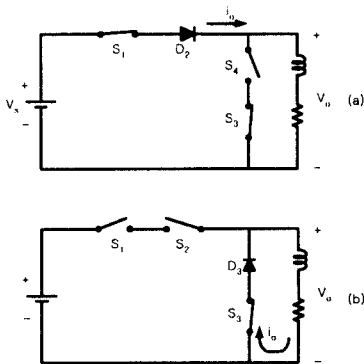


그림 9. 전류검출법을 사용하는 제어회로의 B 영역 (a) 모드 I (b) 모드 II

Fig. 9 Region B of controlling circuit in the current detection method. (a) Mode I (b) Mode II

B 영역은 정방향의 전류, 정전압이 가해지는 영역이다. 스위치 S3가 항상 턴온 상태를 유지하며, 2개의 모드로 형성된다.

Mode I : 스위치 S1, S3는 온 상태이며, S2, S4는 오프 상태이다. 이에 따라 그림 8(a)의 회로와는 달리 그림 9(a)와 같이 에너지 전달회로가 형성된다.

Mode II : S1, S2, S4는 오프 상태이며, S3는 온 상태이다. 그러나 그림 8(b)의 회로와는 달리 그림 9(b)와 같이 반대방향의 환류 회로가 형성된다.

4.2.3 C 영역

C 영역은 정방향의 전류, 역전압이 가해지는 영역이다. B 영역과 같이 S3는 항상 온 상태이며, S2, S4는 항상 오프 상태이고, S1은 스위칭한다. 그러나 C 영역의 전원의 극성은 B 영역의 전원의 극성과는 서로 반대이다.

4.2.4 D 영역

D 영역은 역방향의 전류, 역전압이 가해지는 영역이다. A 영역과 같이 S4는 항상 온 상태이며, S1, S3는 항상 오프 상태이며, S2는 스위칭한다. 그러나 D 영역의 전원의 극성은 A 영역의 전원의 극성과는 서로 반대이다.

5. 제안한 두 방식의 비교

본 논문에서 제안한 두 스위칭 패턴은 각각 장단점을 가지고 있으므로 교류초퍼의 용량, 또는 부하 특성에 따라 스위칭 패턴의 형태와 동기식 또는 비동기식을 결정해야 한다.

전압 검출법은 제어회로에서 전압 변류기를 사용하고 전류 변환기는 설치할 필요성이 없다. 따라서 전압 검출회로가 간단하나 데드-타임이 신호에 포함하므로 데드타임 지연회로가 포함되는 제어회로는 복잡해지며, 스위칭 시간 지연이 회로에 미치는 영향을 고려할 필요가 있다. 즉, 스위칭 주파수가 크지 않은 동기식에서는 그리 큰 문제가 되지 않지만 수십 kHz 정도의 스위칭이 이루어지는 비동기형의 경우 상하 영역의 통류율이 달라진다[4.2절]. 이에 따라 데드-타임 자체의 효과가 약화되며 왜형율이 커질 수도 있다 [8]. 따라서 전압 검출법은 스위칭 주파수와 데드타임 설정에 있어서 한계가 있다. 또한, 이를 마이크로프로세서 등을 사용하는 디지털형 제어회로에 적용할 경우 소프트웨어가 복잡해지는 단점이 있다. 그러나, 상하 통류율을 같은 값으로 조정하거나 비동기식 또는 동기식으로도 소프트웨어를 개발할 수 있으므로 편리하게 관리할 수 있다.

전류검출법의 최대의 장점은 데드 타임을 설정하지 않아도 된다는 점이다. 전류 변환기에서 만들어지는 전류의 방향을 입력신호로 변환하여 독립적으로 환류 스위치 S3, S4에 입력되므로, S3, S4의 입력 신호는 입력전압의 극성에 영향을 받지 않는다. 그러나 S1, S2의 입력신호는 S3, S4의 신호에 따라 결정되므로 이를 TTL IC에 의해 해결할 수 있다. 이러한 전류 검출법은 제어회로의 설계가 비교적 간단하므로 캐리어 파형(carrier waveform)을 고정할 수 있는 아날로그형 제어회로에 적용하는 것이 유리하다. 디지털형 제어회로에도 적용이 가능하나, 기동시 또는 불연속 부하전류일 때 전압과 전류의 주파수가 다르므로 이를 고려하여 프로그래밍하여야 한다.

전류검출법은 전류 변환기 자체의 히스테리시스 손실에 의해 오차가 발생할 수 있을 것으로 염려되나 최근 전문회사에서 개발된 전압 변류기는 오차가 대부분 1% 이하[7]의 우수

한 특성을 가지며, 오차에 의해 영향을 받는 지점이 반주기의 영전류 근처이므로 오차에 의한 영향은 거의 없을 것으로 예상된다.

6. 실험결과

제안한 2가지의 스위칭 패턴을 근거로 교류초퍼에 대한 실험을 실시하였다. 제안한 신호 패턴은 마이크로프로세서에 의해 구현하였다. 실제로 본 실험에서 기본 신호의 수행방식은 수치 해석적인 방식에 의해 신호의 위상각을 계산하여 조건표(look-up table)의 형식으로 메모리에 저장한 후 운전시 특정한 출력전압의 발생이 요구되면 이에 대응되는 위상각을 조건표에서 읽어 출력하는 고조파 소거법을 사용하였다[5]. 이때 사용된 마이크로프로세서는 8051이며, 입력전압은 120V, 60Hz이며 부하의 저항 R은 8Ω이며, L은 30mH이다.

그림 10은 그림 1(b)와 같은 이상 스위칭 신호 패턴 및 이에 의해 수행할 때 나타나는 부하전류를 보여주고 있다. 여기서 반주기당 펄스 수는 8개이다. 2.2절에서 설명한 바와 같이 스위칭 신호가 변화되는 시점에서 부하전류에 단락현상이 발생되는 것을 보여주고 있다.

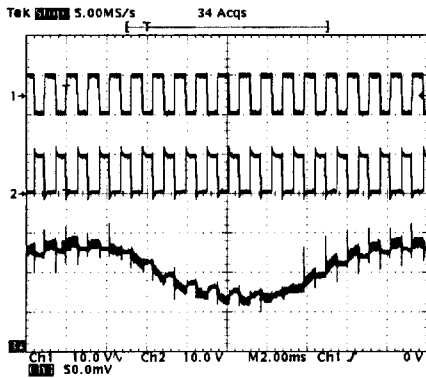


그림 10. 이상 스위칭 신호 패턴과 이에 의해 발생된 부하전류 파형의 실험 결과

Fig.10 Experimental result for the waveform of load current by ideal switching signal pattern

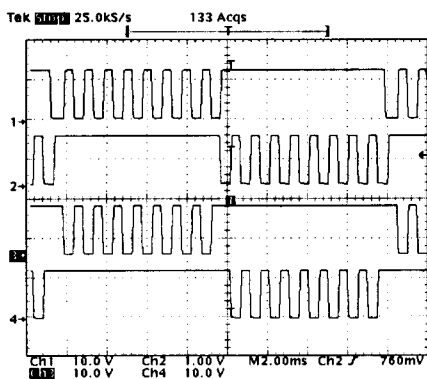


그림 11 전압 검출법에 의한 신호 패턴의 실험 결과
Fig.11 Experimental result for the proposed switching signal pattern in voltage detection method.

그림 11은 전압 검출법에 의한 신호패턴을 마이크로프로세서로 수행했을 때 나타난 4개의 신호들을 보여 주고 있다. 여기서 반주기당 펄스 수는 8개이다. 반사이클당 펄스 수는 8개이며 통류율 D는 0.5이다. 그림 12는 제안 신호 패턴에서 S1과 S3에 입력된 신호를 확대하여 신호의 데드타임을 자세히 보여주고 있다. 데드타임을 폭은 전력 디바이스의 특성, 부하의 크기 등에 의해 결정된다. 그림 13은 그림 12의 전압 검출법에 의한 스위칭 신호에 의해 실행된 출력전압, 부하전류를 보여주고 있다. 그림 13의 전류검출기법에 의해 실행된 출력전압, 부하전류와 거의 같은 파형으로서 부하 전류는 신호가 변화되는 시점에서 단락현상이 나타나지 않음을 알 수 있다.

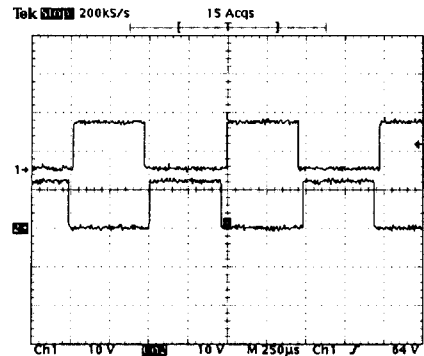


그림 12 전압 검출법에 의한 신호 패턴의 확대 실험 결과
Fig.12 Experimental result for the extended signal pattern in voltage detection method.

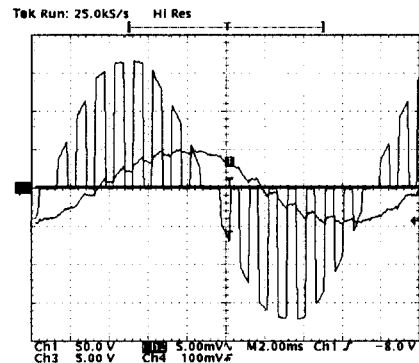


그림 13 전압 검출법에 의한 출력전압, 부하전류 파형의 실험 결과
Fig.13 Experimental result for the waveform of output voltage and load current in voltage detection method.

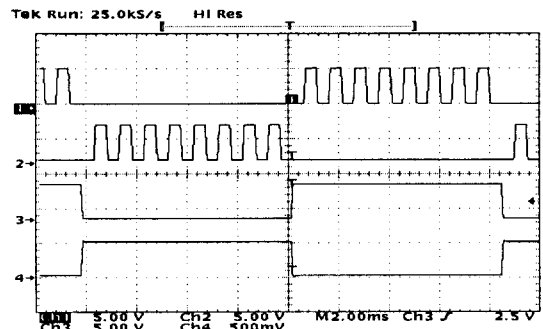


그림 14 전류검출법의 스위칭 패턴에 대한 실험 결과
Fig.14 Experimental result for the switching pattern in current transducer method.

그림 14는 그림7의 전류 검출법의 스위칭 패턴을 마이크로프로세서로 수행했을 때 나타난 실험 결과를 보여주고 있다. 여기서 반주기당 펄스 수는 8개이며, 통류율 D는 0.5이다. 상위 2개는 전력 스위치 S1, S2의 입력 신호이며, 하위 2개는 S1, S2의 입력 신호이다. S3, S4의 입력 신호는 출력전류에 의해 결정되며 S1,S2는 D와 S3, S4의 입력 신호에 의해 결정된다.

그림 15는 그림 14의 전류 검출법에 의해 실행된 신호를 스위치에 입력했을 때 출력전압, 부하전류를 보여주고 있다. 여기서, 부하 전류는 신호가 변화되는 시점에서 단락현상이 나타나지 않았으며, 그림 13의 전압 검출기법에 의해 실행된 출력전압, 부하전류와 거의 같은 모양의 파형을 알 수 있다.

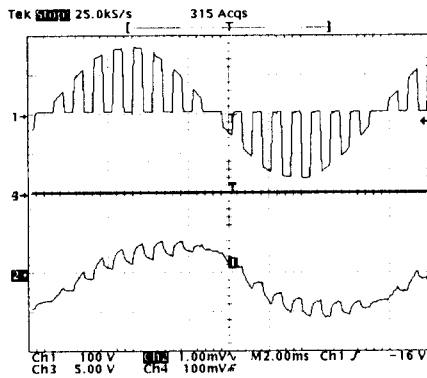


그림 15 전류검출기법에서 출력전압, 부하전류 파형의 실험 결과

Fig.15 Experimental result for the waveform of output voltage and load current in current detection method.

7. 결 론

본 논문은 교류초퍼에서 4개 스위치의 단락사고 방지를 위한 두 가지의 스위칭 신호 패턴을 제안하고, 이를 실행하기 위한 구체적인 방법으로 전압 검출법과 전류검출법을 제안하고 해석하였다.

전압 검출법은 제어회로에서 전압검출기를 사용하고 스위칭 신호에 데드-타임을 포함하여 단락을 방지한다. 따라서 전압검출회로는 간단하나 스위칭 지연회로가 포함되므로 제어회로가 복잡해지고 데드타임에 의한 입력 신호지연에 의해 왜형율이 발생할 수 있다. 반사이클당 펄스수가 그리 많지 않은 동기식에서는 그리 큰 문제가 되지 않지만 입력 신호가 수십 kHz 이상의 비동기형의 경우 데드-타임 자체의 효과가 약화되어 왜형율이 더욱 커질 수도 있으며 이럴 경우 데드타임 보상법이 요구된다. 따라서 전압 검출법은 스위칭 주파수와 데드타임 설정에 있어서 한계가 있다.

전류검출법의 최대의 장점은 데드 타임을 설정하지 않아도 된다는 점이다. 전류 변류기에서 만들어지는 전류의 방향을 입력신호로 변환하여 환류 스위치에 입력한다. 이러한 전류 검출법은 불연속 부하전류를 제어하기가 어려운 디지털형 제어회로보다는 설계가 비교적 간단한 아날로그형 제어회로에 적용하는 것이 유리하다. 전류검출법은 전류 변류기 자체의

히스테리시스 손실에 의해 오차가 발생할 가능성이 있을 수 있으나 오차에 의해 영향을 받는 지점이 영전류 근처이며, 현재 개발된 전류 변류기의 정격오차가 대부분 1%이하이므로 자체 손실의 오차에 의해 시스템은 거의 영향을 받지 않을 것으로 예상된다.

본 논문에서 제시한 전압검출법은 소형의 교류초퍼용에 적합하고 전류변류기가 요구되는 전류검출법은 중대형의 교류초퍼용으로 적합하리라 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] G.N.Revankar and D.S. Trasi, " Symmetrical pulse width modulated ac chopper," *IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum.*, vol. IECI-24, pp.41-45, Feb. 1977
- [2] B.W.Williams, "Asymmetrically modulated AC chopper," *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 29, pp.181-185, June. 1982
- [3] A.Mozder, Jr., and B. K. Bose, "Three-phase ac power control using power transistor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.IA-12, pp499-505,1976
- [4] S.A.Hamed," Steady-state modeling, analysis, and performance of transistor-controlled ac power conditioning systems,"*IEEE Trans. Pow. Electron.*, vol.5,no3, pp.305-313, July, 1990
- [5] D.-H. Jang and G.-H. Choe, "Asymmetrical PWM technique with harmonic elimination and power factor correction in ac choppers," *IEEE Trans. Pow. Electron.*, vol.10,no.2, pp.175-184, March, 1995
- [6] B.-H.Kwon, B.-D. Min, and J.-H Kim, " Novel commutation technique of Ac-Ac converters," *Proc. of IEE Electr. Power Appl.*, Vol.145, No.4, July 1998
- [7] Data from "www.lem.com"
- [8] 박민호, 홍순찬 및 정승기, " PWM 인버터에서 스위칭 시간 지연이 미치는 효과의 분석 및 그 보상," 대한전기학회 논문지, 제 40권, 1호, 1991년

저 자 소 개



장도현 (張都鉉)

1956년 8월 24일 생. 1980년 한양대 전기 공학과 졸업. 1982년 서울대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1989년 동대 대학원 전기 공학과 졸업(공학박). 1993년 ~ 1994년 미국 Texas A&M univ. 객원교수. 현재 호

서대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원

Tel : 041-540-5654

E-mail : jangdh@office.hoseo.ac.kr



연재을 (延在乙)

1973년 10월 24일 생. 2000년 호서대 전기 공학과 졸업. 현재 동대학 대학원 재학(석사)

Tel : 041-540-5224

E-mail : dionisus2@hanmail.net