

'88 추계 학술대회  
'88-F-2

강제 전류형 사이크로컨버터의 PWM 제어

이 종무, 김 영식, 김 동희  
한국 전기 연구소, 전력 전자 연구실

PWM Control of Forced Commutated Cycloconverters

Jongmoo Lee, Youngseok Kim, Donghee Kim

Power Electronics Lab., Korea Electrotechnology Research Institute

Abstract

Forced commutated cycloconverters are capable of conversion from a fixed 3 phase source to 3 phase unrestricted variable frequency, variable voltage.

They are able to accept regenerative power and the input displacement factor is controllable.

Furthermore, the input current and the output current waveforms are closed to sinusoid.

1. 서 론

최근, 전력용 반도체소자의 제조기술과 그응용기술, 회로기술 및 마이크로프로세서 적용 기술등이 향상됨에 따라 전력변환기술이 급속한 발전을 이룩하였으며 전력변환 기기의 수요도 급증하고 있다. 따라서 전력 변환기기의 사용에 따른 무효전력과 고조파 발생이 심각한 문제점으로 대두되고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 PWM 컨버터와 PWM 인버터로 구성된 인버터 시스템이 개발되어, 이미 실용화되고 있다.<sup>(1)(2)</sup>

그러나, 인버터 시스템은 DC Link를 포함하고 있어 장치가 커지고, 변환효율도 저하된다. 이러한 단점을 보완하기위해 강제전류형 사이크로컨버터의 PWM 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본헌 (3)에서는 전류추종제어 방식을 논하고 있으며, 제어방식 또한 가장 간단하나, 입력전압 반주기 내의 120° 구간만을 이용하므로 입력 전류파형이 나

쁘다는 단점을 갖고 있다.

본헌 (4)에서는 가상적인 인버터 모드를 적용한 출력 전압의 PWM 제어를 논하고 있으며, 이 방식은 Closed Loop제어를위한 전류추종제어에는 부적합하다.

본헌 (5), (6)은 같은 제어방식을 사용하고 있으며, 전압제어 및 전류추종제어가 가능하나 제어회로가 복잡하다는 것이 문제점으로 지적된다.

그러나, 마이크로프로세서의 회로기술과 소프트웨어 기술의 발전에 따라 제어회로의 복잡성은 극복될 수 있을 것으로 사료된다.

본 연구에서는 사이크로 컨버터의 PWM 제어시에 Simulation을 행하고 입력필터 설계에 앞서 입력전류의 고조파 분석을 행하고 있다.

2. 회로 구성

그림 1은 강제전류형 사이크로컨버터의 회로구성을 표시하고 있다. 회로는 3상전원전압, 입력 Filter L1 과 C, 사이크로 컨버터, 부하 L2 와 R2 로 구성되어 있으며, 사이크로컨버터는 9개의 양방향

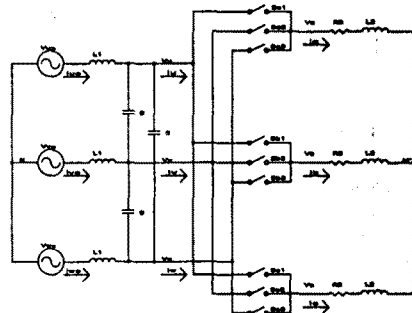


그림 1. FCC 의 회로 구성

# 강제 전류형 사이크로컨버터의 PWM 제어

스위치로 구성되고 있다.

입력 Filter는 사이크로컨버터 입력 전류  $I_v, I_v, I_w$  에 포함되어 있는 고조파 성분을 억제시키기 위한 평활용이다.

전원전압  $V_{uo}, V_{vo}, V_{wo}$  와 사이크로컨버터 입력전압  $V_u, V_v, V_w$  는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{uo} \\ V_{vo} \\ V_{wo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \cos \omega t \\ V_s \cos (\omega t - 2\pi/3) \\ V_s \cos (\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos (\omega t - \delta) \\ V \cos ((\omega t - \delta) - 2\pi/3) \\ V \cos ((\omega t - \delta) + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

### 3. 주파수 변환 원리

각 주파수  $W$  인 3상입력으로 부터 각 주파수  $W_0$  인 3상출력으로 주파수 변환할 경우를 가정하자. 우선, 3상입력전압을 3상 2상변환하여 공간벡터로 표시하면 고정좌표 (입력측) 상에서 각속도  $W$  로 회전하는 벡터로 표시할 수 있다. 마찬가지로 3상출력전압은 고정좌표 (출력측) 상에서 각속도  $W_0$  로 회전하는 벡터로 표시된다. 각속도  $W$  로 회전하는 입력전압 벡터를 각속도  $W_0$  로 회전하는 벡터로 주파수변환하기 위해서는 출력측 좌표속을 입력전압 벡터에 대하여 상대속도  $W_0$  로 회전시켜야 한다. 즉, 출력 좌표속을  $W - W_0$  나  $W + W_0$  로 회전시켜야 한다.

출력 좌표속을  $W - W_0$  로 회전시킬 때의 벡터도를 그림 2에 표시한다. 그림의  $W - W_0$  로 회전하는 좌표에서 입력전압 벡터를 보면  $W_0$  로 회전하는 전압벡터가 되며, 이 전압 벡터가 바로 출력 전압벡터이다.

또한, 부하역율  $\phi_L$  만큼 뒤진 출력 전류벡터를 입력측 좌표에서 보면 입력전압  $\dot{v}$  보다  $\phi_L$  만큼 뒤진 전류벡터가 된다. 이 전류 벡터가 입력 전류벡터이다.

출력 좌표속을  $W + W_0$  로 회전시킬 경우의 벡터도를 그림 3에 표시한다. 그림에서  $W + W_0$  로 회전하는 좌표에서 입력 전압벡터를 보면  $W_0$  로 회전하는 출력 전압벡터가 되며, 이 벡터보다 부하 역율각  $\phi_L$  만큼 뒤진 출력 전류벡터는 입력좌표에서 보면 입력전압

$\dot{v}$  보다  $\phi_L$  만큼 앞선 입력 전류벡터가 된다.

$W - W_0$  와  $W + W_0$  로 회전하는 좌표를 합성하면 그림 4와 같다. 여기서, 설명을 간단히 하기 위해  $\delta$  를 무시하여 전압벡터  $\dot{v}$  와  $\dot{v}_s$  를 동일하다고 가정하자.  $W - W_0$  로 주파수 변환하면 입력 전류벡터는 입력 전압벡터  $\dot{v}$  보다  $\phi_L$  만큼 뒤진 위상이고,  $W + W_0$  로 주파수 변환하면 입력 전류벡터는  $\dot{v}$  보다  $\phi_L$  만큼 앞선 위상이므로 이 두가지 주파수 변환 방식을 합성하면 부하 역율각  $\phi_L$  과 관계없이 입력 전류벡터  $\dot{i}$  는 입력 전압벡터  $\dot{v}$  와 항상 동상이 된다.

즉, 이 두가지 주파수 변환방식의 기간을 평균시간으로 1/2씩 제어하면 입력역율을 항상 1.0로 유지할 수 있다.

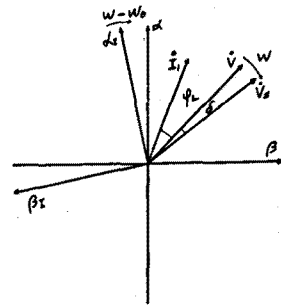


그림 2.  $W - W_0$  로 주파수 변환한 경우의 벡터도

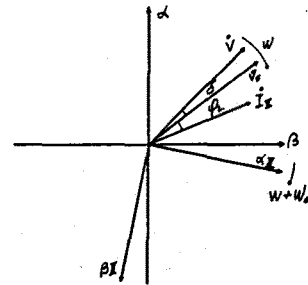


그림 3.  $W + W_0$  로 주파수 변환한 경우의 벡터도

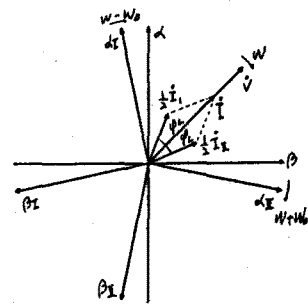


그림 4.  $W - W_0, W + W_0$  로 주파수 변환한 경우의 벡터도

4. 스위칭 함수

스위치 Sa1 - Sc3 에 대한 스위칭 함수를 a1 - c3 라고 하면, 출력전압 Va, Vb, Vc 와 입력전류 Iu, Iv, Iw 는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

전결에서 언급한 주파수 변환 방식을 실현할 수 있는 스위칭 함수는

$$\begin{aligned} f_1 &= A[\cos(\omega - \omega_0)t + \cos(\omega + \omega_0)t]/2 \\ f_2 &= A[\cos\{(\omega - \omega_0)t - 2\pi/3\} + \cos\{(\omega + \omega_0)t - 2\pi/3\}]/2 \quad (5) \\ f_3 &= A[\cos\{(\omega - \omega_0)t + 2\pi/3\} + \cos\{(\omega + \omega_0)t + 2\pi/3\}]/2 \end{aligned}$$

이며, a1 - c3 와 f1 - f3 는 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$\begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & f_3 \\ f_3 & f_1 & f_2 \\ f_2 & f_3 & f_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서, hu, hv, hw 는 영상분 전압에 해당하는 함수이다.

식 (3), (6)으로부터 출력전압 Va, Vb, Vc는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = 3AV/2 \begin{bmatrix} \cos \omega_0 t + V_o \\ \cos (\omega_0 t + 2\pi/3) + V_o \\ \cos (\omega_0 t - 2\pi/3) + V_o \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서,

$$V_o = h_u V_u + h_v V_v + h_w V_w \quad (8)$$

이고, Vo 는 영상전압 성분으로 선간전압에는 나타나지 않는다. 출력전류는 완전히 평활되어 정현파라고 가정하면, 출력전류 Ia, Ib, Ic 는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \cos (\omega_0 t + \phi_L) \\ I \cos (\omega_0 t + \phi_L + 2\pi/3) \\ I \cos (\omega_0 t + \phi_L - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (4), (9)로부터 입력전류 Iu, Iv, Iw 는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} = (3AI \cos \phi_L)/2 \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos (\omega t - 2\pi/3) \\ \cos (\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (10)$$

5. Simulation 결과 및 고찰

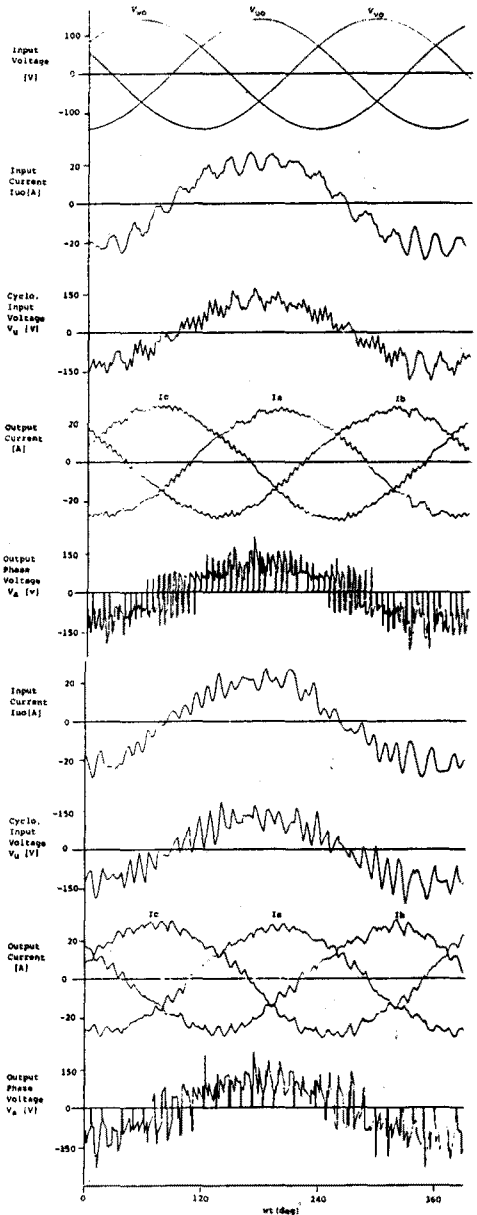


그림 5 60Hz시 각부의 파형(상:260us, 하:510us)

## 강제 전류형 사이크로컨버터의 PWM 제어

그림5 - 그림8은 Simulation 파형과 입력전류의 고조파 Spectrum을 나타내고 있다. 여기서  $L1=1mH$ ,  $C=10\mu F$ ,  $R2=4\Omega$ ,  $L2=3mH$  이다. 입력 기본파역율은 거의 1이며, 왜형율은 Sampling Time이 260us, 출력 주파수 60Hz시 약 0.99, 510us시 약 0.97이고 260us, 180Hz시 약 0.96, 510us, 180Hz시 약 0.89 였다.

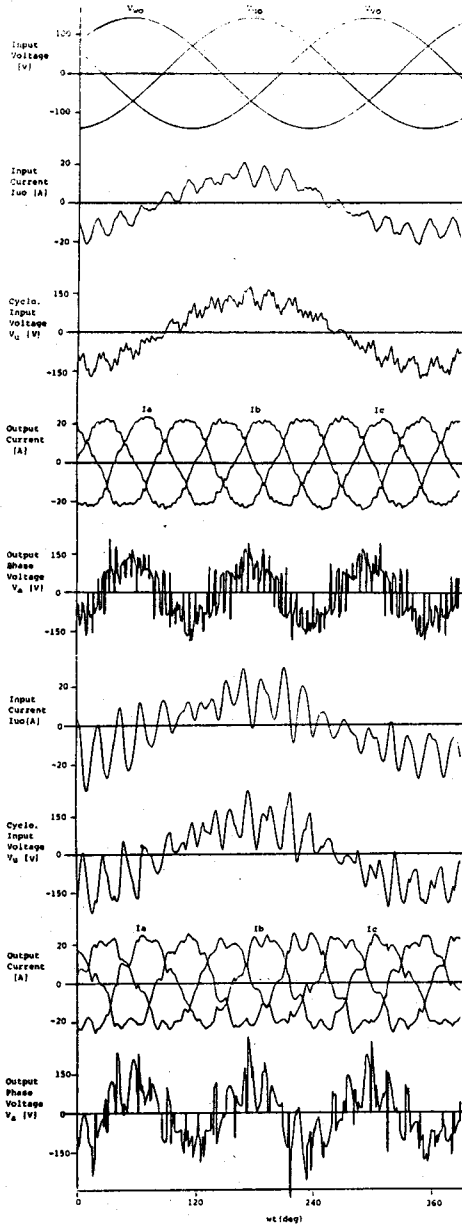


그림 6 180Hz시 각부의 파형 (상:260us, 하:510us)

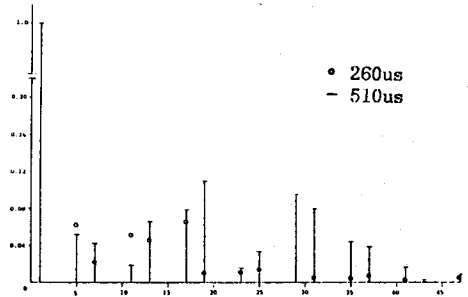


그림 7 60Hz시 입력전류의 Spectrum

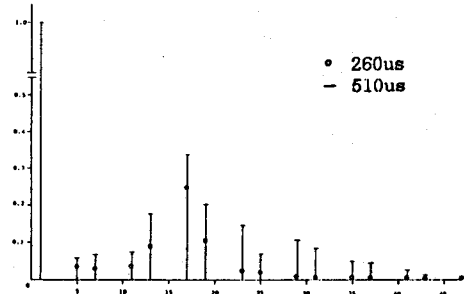


그림 8 180Hz시 입력전류의 Spectrum

### 참고 문헌

- (1) Sakae Ishikawa 외 2인; "Development of AC Traction Vehicle System.", Toshiba Review, Vol.42, No.6, pp.457-460, 1987.
- (2) Kuniake Yasukawa 외 3인; "전원 회생형 Inverter THYFREC-VT86XR", 명전시보 동권 제195호, No.4, pp.14-17, 1987.
- (3) A.R. Daniels 외 1인; "New Power Converter Technique Employing Power Transistor", PROC. IEE, Vol.125, No.2, pp.146-150, February 1978.
- (4) Shahidul I. Khan 외 2인; "Design Aspects of Logic Control Circuits for Direct Frequency Changers", IBCON'85, pp.277-284.
- (5) Marco Venturini; "A New Sine Wave in, Sine Wave out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements", Proceedings of Powercon7, pp.E3.1-E3.13.
- (6) Muneaki Ishida 외 3인; "입력역불가변 정현파 입출력 PWM 제어 사이크로컨버터의 파형제어법", 전학론 D, 107권 2호, pp.239-246, 1987.