

論 文
36~3~4

# 다이오우드 브릿지 방식에 의한 3상 6 펄스 듀엘 콘버터에 관한 연구

## Diode-Bridge Type Three Phase Six Pulse Dual Converter

金喆禹\* · 尹炳道\*\*  
(Chuel-U Kim · Byung-Do Yoon)

### Abstract

Dual converter using diode bridge and 6-thyristor is discussed and the characteristics of this converter depending on their switching mode is revealed.

The switching modes of converter operation are identified on both ac and dc sides.

The circuit has the ability to accept or deliver DC current without change of nominal DC voltage magnitude or polarity and has the capability not only to instantaneously change from motoring to generating and vice versa, but to operate cycloconverter.

### 1. 서 론

듀엘 콘버터(Dual Converter)는 스위칭소자의 제어각에 따라 正, 負極性의 직류전압을 얻을 수 있고, 제어각을 교번적으로 변조시키면 교류전압도 얻을 수 있는 전력변환장치이다. 따라서 이 장치들은 현재 산업에 널리 이용되고 있으며, 그 이론적해석<sup>1,2</sup>은 거의 해결된 상태이다.

그러나 듀엘 콘버터를 포함한 각종 콘버터는 동작상 스위칭소자의 ON, OFF 때문에 반드시 무효전력이 발생되며, 교류전류에 고조파성분이 포함된다. 그러므로 역률이 저하되고 교류입력용량이 커진다. 따라서 이와같은 문제를 해결하기 위하여 強制轉流方式에 의한 消弧角制御<sup>3,4</sup>, 펄스幅變調<sup>5</sup> 또는 多段制御法<sup>6</sup> 등이 연구되어 왔다. 그런데 앞의 두 방법은 스위칭소자를 強制轉流시키기 위해 필요

한 만큼의 보조소자가 증가하거나, 스위칭소자의 빈번한 ON, OFF로 인한 스위칭손실이 커진다. 또 多段制御에서는 변압기의 2차측을 다상 또는 지그자 그를 결선함으로써 상수가 증가하고 스위칭소자의 수도 많아진다. 그러므로 이들 방식에 의한 듀엘 콘버터의 구성은 주회로 및 제어회로가 복잡해지는 경향이 있다. 이에 비해 펄스幅制거나 多段制御보다 역률개선과 고조파감소는 다소 뒤지나, 주 스위칭소자인 다이리스터의 수를 최소로 줄이므로 비교적 간단한 듀엘 콘버터의 구성법을 강구 함도 바람직하다.

3상의 경우에 종래의 듀엘 콘버터는 12개의 다이리스터가 필요하다. 그러나 필자는 다이오우드 브릿지를 이용하여 6개의 다이리스터로 3상 6 펄스 듀엘 콘버터를 구성할 수 있는 방법"을 제시한 바있다.

본 연구에서는 다이오우드 브릿지형 듀엘 콘버터를 6 펄스로 운전할 때 그 가능한 스위칭 모드와 제어각변화에 따른 직류출력전압과 교류입력전류의 각 성분을 해석하여 각 모드에 따른 콘버터의 특성을 조사하였으며, 실험을 통해 이를 확인하였다. 또한 본 시스템이 싸이클로 콘버터로서 동작 됨도 알았다.

\*正會員 : 釜山大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博  
 \*\*正會員 : 中央大 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
 接受日字 : 1986年 8月 27日  
 1次修正 : 1986年 10月 31日  
 2次修正 : 1986年 11月 8日

## 2. 다이오우드 브릿지 형 듀얼 컨버터의 구성과 동작

그림 1은 다이오우드 브릿지 형 듀얼 컨버터(이하 본 컨버터라고 함)의 구성도이다. 다이오우드 브릿지(D<sub>1</sub>~D<sub>6</sub>), 다이리스터(T<sub>1</sub>), 轉流 콘덴서(C) 및 轉流 리액터(L)를 한 조로 하는 전자스윗치 6개로 구성된다. 또한 轉流群 A(이하 A 컨버터) 및 轉流群 B(이하 B 컨버터)에 속하는 각 3개의 리액터는 같은 철심에 감겨있다.

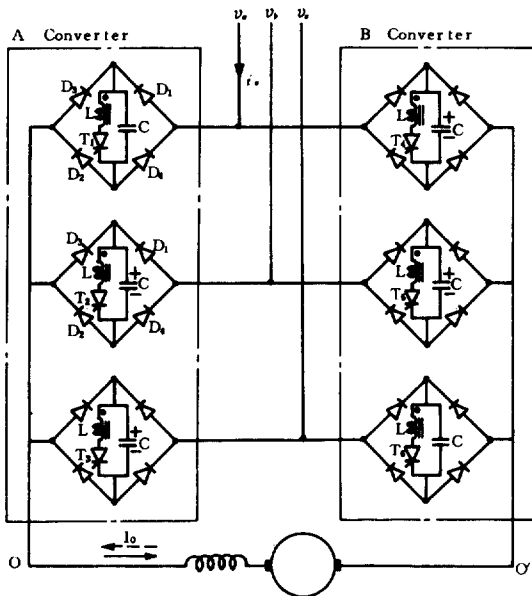


그림 1. 다이오우드 브릿지형 3상6펄스 듀얼 컨버터

Fig.1. Diode-Bridge type 3phase 6pulse dual converter.

회로동작은 다음과 같다. A 컨버터의 T<sub>1</sub>과 B 컨버터의 T<sub>2</sub>를 통하여 v<sub>a</sub>상에서 v<sub>c</sub>상으로 부하전류 I<sub>o</sub>가 일정하게 흐른다고 한다. 이 때 비통전 중인 T<sub>2</sub>가 속한 곳의 콘덴서 C는 v<sub>a</sub>-D<sub>1</sub>-L-T<sub>1</sub>-D<sub>2</sub>-D<sub>3</sub>-C-D<sub>4</sub>-v<sub>c</sub>를 경유하여 선간전압의 최대치까지 충전되어 轉流 에너지를 확보하게 된다. 마찬가지로 비통전 중인 T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub> 및 T<sub>5</sub>가 속해있는 C도 그림 1의 극성으로 충전된다. 지금 T<sub>1</sub>이 전기각 2π/3 만큼 통전한 후에 상순에 따라 T<sub>2</sub>를 트리거하면, 콘덴서 C는 C-L-T<sub>2</sub>-C의 경로로 방전한다. 이 때 L에 유

기된 전압이 T<sub>1</sub>에 역 바이어스되어 T<sub>1</sub>는 강제소호되고 부하전류 I<sub>o</sub>는 T<sub>2</sub>로 轉流된다. 그러므로 A, B 컨버터의 轉流는 상전압이 낮은 곳에서 높은 곳으로 행해지는 P형 모우드와 그 반대인 N형 모우드 어느 쪽으로도 쉽게 이루어진다. 따라서 본 컨버터는 다음과 같은 특징이 있다.

첫째 轉流 에너지의 확보가 용이하고 시동이 간단하다.

둘째 주어진 제어각으로 운전중에 부하가 갑자기 변동부하로 바뀌어도 자동적으로 전력회생이 가능하다.

셋째 종래의 듀얼 컨버터는 어느 한 쪽만이 부하를 담당하였으나, 본 시스템은 A, B 컨버터 모두가 동작하므로 다이리스터의 이용률이 높다.

## 3. 스위칭 모우드에 따른 출력전압의 해석

그림 1과 같은 본 컨버터의 출력단 O, O'에서 평균치가 같은 직류출력전압을 얻는 스위칭 모우는 4가지 경우가 있다. 즉 A 및 B 컨버터를 모두 P-P 모우드로 동작시키는 경우, 모두 N-N 모우드로 동작시키는 경우, P-N 또는 N-P 모우드로 동작시키는 경우이다. 그러나 P-P 모우드와 N-N 모우는 본질적으로 같다. 따라서 여기서는 P-P, P-N 및 N-P 모우드에 관해서 각각 해석한다. 해석에 앞서 우선 다음과 같이 가정한다.

- 1) 교류전원은 대칭 3상정현파이며, 그 내부 임피던스는 무시한다.
- 2) 다이리스터와 다이오드는 이상적이다.
- 3) 직류전류 I<sub>o</sub>는 맥동이 없고 일정하다.
- 4) 다이리스터의 轉流는 무시할 만큼 짧은 시간 내에 행해지고 또 소호시간도 충분히 짧으며, 轉流시에 중첩현상이 일어나지 않는다.

### 3.1 P-P 모우드의 출력전압

이 경우의 제어각 α에 대한 출력파형의 변화는 그림 2와 같다. 그림 2(a)에서와 같이 ω<sub>st</sub>=0를 중심축으로 하고 A, B 컨버터는 모두 P형 모우드로 轉流된다. A 컨버터는 제어각 α를 0~+π/2까지 변화시키고, B 컨버터는 0~-π/2까지 변화시키면서 가변직류전압 v<sub>oo'</sub>를 얻는 방식이다. 이 경우 출력파형의 변화는 그림 2(b)와 같아진다. 즉 0 ≤ α < |π/3|인 범위에서는 2(π/3 - |α|)인 기간동안 출력단자 O, O'는 단락되며, 이 단락기간 외는 3상반파 제어 정류파형이 된다. 또 π/3 < |α|

$< \pi/2$  범위에서는  $v_{o'o'}$ 에는 새로운 계단이 생기기 되며,  $\alpha = \pm \pi/2$ 에서는 전파 정류파형이 되어  $v_{o'o'}$ 의 평균치는 0의 최대치가 된다. 그러나 A, B 콘버터의 제어각  $\alpha$ 를 반대방향으로  $0 \sim \pi/2$  까지 변화시키면 그 출력전압은 0가 되며,  $\alpha = \mp \pi/2$ 에서 0의 최대치가 된다.

이 경우의 출력전압을 존재함수를 도입하여 해석하면 다음과 같다. 그림2(a)에서와 같이 3상중의  $k$ 번째 상전압을  $v_k$ , A 콘버터의 스위칭 존재함수

를  $H_k$ , B 콘버터의 그것을  $H'_k$ 라 하면,

$$v_{o'o'} = v_o - v_o' = \sum_{k=0}^{k=2} [H_k] \cdot [v_k] - \sum_{k=0}^{k=2} [H'_k] \cdot [v_k] \quad (1)$$

로 주어진다. 여기서  $H_k$ 와  $H'_k$ 는  $\omega_s t = 0$ 를 중심축으로 하고  $\alpha$ 가 각각  $0 \sim \pm \pi/2$ 까지 서로 반대방향으로 移相되는 존재함수이다. 따라서 이들을 푸우리에 급수로 전개하면,

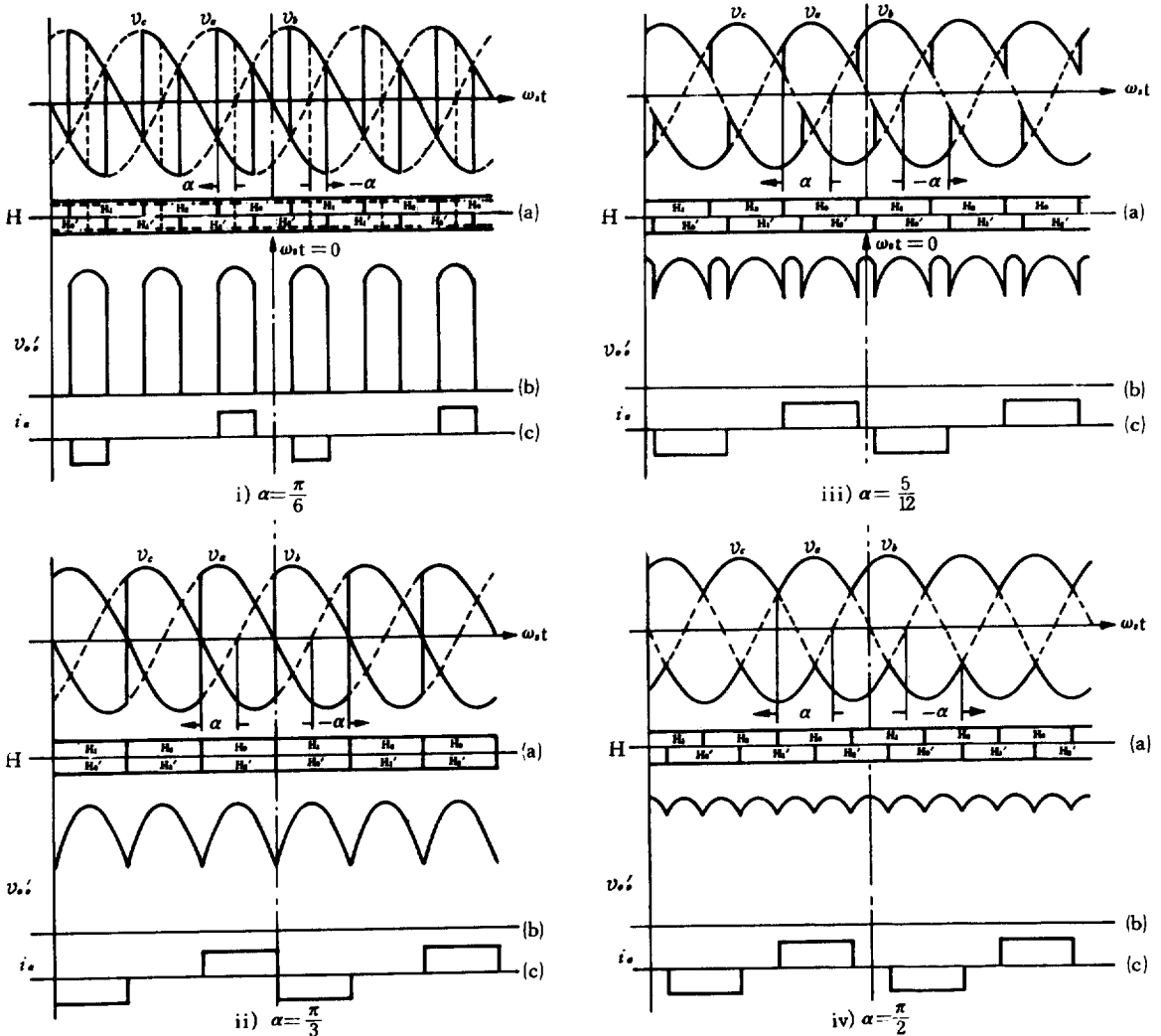


그림 2. P-P 모드 시의 각파형  
(a) 제어각  $\alpha$ 의 변화 (b) 출력전압 (c) 상전류

Fig. 2 Waveforms of P-P Mode  
(a) variation  $\alpha$  (b) output voltage (c) phase current

$$H_k = \frac{1}{3} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} [\sin(n\pi/3)/n] \cdot \cos[n(\omega_s t - 2k\pi/3 + \alpha)]$$

$$H_k' = \frac{1}{3} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} [\sin(n\pi/3)/n] \cdot \cos[n(\omega_s t - 2k\pi/3 - \alpha)] \quad (2)$$

단,  $n=1, 2, 3, \dots$   
로 표시되고,

$$v_k = -V_m \sin(\omega_s t - 2k\pi/3) \quad (3)$$

로 주어진다. 따라서 식(2)와 (3)을 식(1)에 대입하여 풀면, P-P 모드 시의 출력전압은,

$$v_{oo'}|_{P-P} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \sin \alpha + \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \cos(p\pi) \cdot \left[ \frac{\sin(3P-1)\alpha}{3P-1} + \frac{\sin(3P+1)\alpha}{3P+1} \right] \star \cos(3P\omega_s t)$$

단,  $P=1, 2, 3, \dots$  (4)  
와 같이 된다. 식(4)의 첫째 항은  $\alpha$ 의 변화에 따른 직류성분이며, 둘째 항은  $\alpha$ 의 변화에 따라 나타나는 전원 각주파수  $\omega_s$ 의 3 배수의 고조파성분이다.

### 3.2 P-N 모드에서의 출력전압

이 모드에서는 그림3(a)에서와 같이 A 콘버터는 P형으로, B 콘버터는 N형으로 각각 轉流된다. 그리고  $\alpha$ 를 모두 같은 방향으로  $0 \sim +\pi/2$ 까지 변화시키면 그림3(b)에서와 같이 출력전압은 正인 3상전파 제어정류파형이 된다. 그러나  $\alpha$ 를  $0 \sim -\pi/2$ 로 변화시키면 그 출력전압은 負가 된다.

이 경우에  $H_k$ 와  $H_k'$ 는

$$H_k = \frac{1}{3} + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [\sin(n\pi/3)/n] \cdot \cos[\omega_s t - 2k\pi/3 + \alpha]$$

$$H_k' = \frac{1}{3} + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [\sin(n\pi/3)/n] \cdot \cos[n(\omega_s t - 2k\pi/3 - \pi + \alpha)] \quad (5)$$

와 같이 표시된다. 따라서 출력전압은 식(5)와 식(3)으로부터

$$v_{oo'}|_{P-N} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cdot \sin \alpha + \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \sum_{p=1}^{\infty} [1 + \cos(3p\pi)] \cdot \cos(p\pi) \star \{ \sin[3P\omega_s t + (3P-1)\alpha]/3P-1 + \sin[3P\omega_s t + 1)\alpha]/3P+1 \} \quad (6)$$

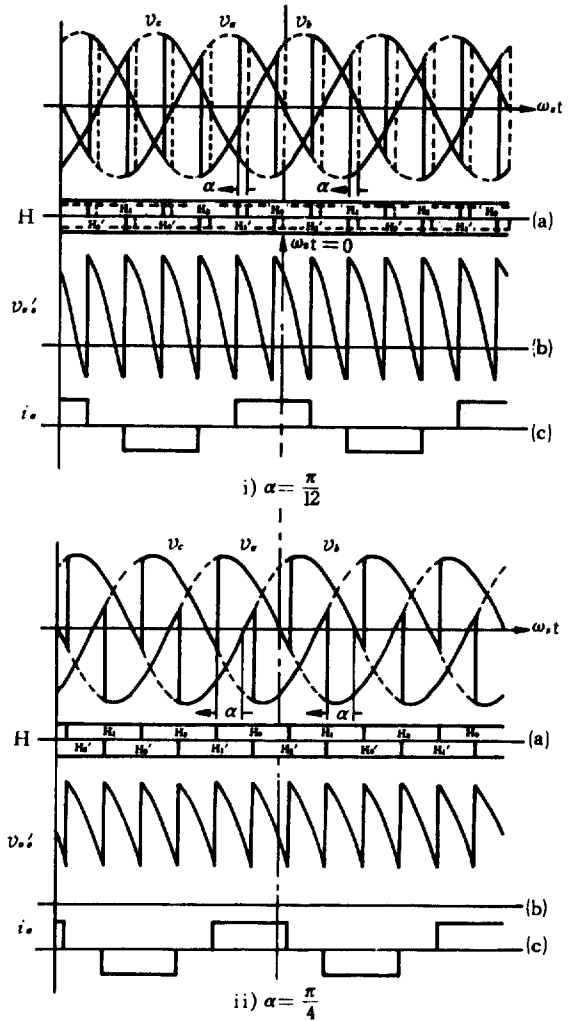


그림 3. P-N 모드에서의 각파형

Fig. 3. Waveforms of P-N Mode

와 같이 된다. 식(6)의 첫째 항은 직류성분이며 그 크기는 P-P 모드와 같다. 둘째 항은  $\omega_s$ 의 6 배수인 고조파성분이다. 그리고 고조파의 실효치  $V_h$ 는,

$$V_h = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\sqrt{2}\pi} \sum_{p=1}^{\infty} [1 + \cos(3p\pi)] \cdot \left[ \frac{1}{(3P+1)^2} + \frac{1}{(3P-1)^2} + \frac{2\cos(2\alpha)}{(3P+1)(3P-1)} \right]^{1/2} \quad (7)$$

와 같이 제어각  $\alpha$ 에 따라 변하게 된다.

3.3 N-P 모드에서의 출력전압

N-P 모드에서는 그림4(a)에서와 같이 A 콘버터는 P형으로 B 콘버터는 N형으로 각각 轉流된다. 또 이 경우는 그림4(b)와 같이  $\alpha$ 를  $0 \sim -\pi/2$  까지 변화시키면 正인 출력전압이 얻어진다. 그러나  $\alpha$ 를  $0 \sim +\pi/2$  까지 변화시키면 출력전압은 負의 최대치까지 변하게 된다.

이 경우의  $H_k$ 와  $H'_k$ 는,

$$H_k = \frac{1}{3} + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [\sin(n\pi/3)/n] \cdot \cos[n(\omega_s t - 2k\pi/3 - \alpha)]$$

$$- \pi - \alpha]$$

$$H'_k = \frac{1}{3} + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [\sin(n\pi/3)/n] \cdot \cos[n(\omega_s t - 2k\pi/3 - \alpha)] \quad (8)$$

과 같다.

따라서 이 경우 출력전압은 식(3)과 식(3)으로 부터,

$$v_{oo'}|_{N-P} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \sin\alpha - \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \sum_{p=1}^{\infty} [1 + \cos(3p\pi)] \cdot \cos(p\pi) [\sin[3P\omega_s t - (3P-1)\alpha]/3P-1 + \sin[3P\omega_s t - (3P+1)\alpha]/3P+1] \quad (9)$$

로 주어진다. 식(9)에서 보는 바와 같이 N-P 모드는 P-N 모드와 마찬가지로 같은 크기의  $6\omega_s$  조파의 고조파성분이 발생된다. 다만 P-N 모드일 때는 각 고조파의 위상이  $(3P \pm 1)\alpha$  만큼 앞서는 대신, N-P 모드는  $(3P \pm 1)\alpha$  만큼 뒤짐을 알 수 있다.

4. 스위칭 모드에 따른 교류입력전력의 해석

본 콘버터의 부하전류  $I_o$ 가 일정한 경우에 교류입력전류는 각 스위칭 모드에 따라 종속적으로 흐르게 된다. 따라서 여기서는 각 스위칭 모드에 대한 입력전류를 해석하고, 이를 토대로 교류측의 역률과 전류의 고조파성분비(Harmonic factor)를 알아보려고 한다.

4.1 P-P 모드에서의 입력전류

이 경우의  $v_a$  상에 흐르는 상전류  $i_a$ 는 그림2(c)와 같다. 즉  $\alpha$ 가 증가하여  $0 < \alpha < \frac{\pi}{3}$ 인 범위에서는  $i_a$ 는  $\omega_s t = 0$  축을 중심으로 대칭적으로 증가하며 구간  $2\alpha$  동안 통전하게 된다. 그러나  $\frac{\pi}{3} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$ 인 범위에서는  $i_a$ 는  $2\pi/3$  만큼 통하나,  $\alpha$ 의 증가와 더불어  $v_a$ 의 零點으로부터 전기각으로  $\pi/6$ 까지 진상되고  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 에서는 3상전파정류시의 전류와 같아진다. 따라서  $i_a$ 는 다음과 같이 구해진다.

부하전류  $I_o$ 가 일정하고 또  $v_a$  상의 존재함수는 식(2)에서  $k=0$ 에 해당되므로,

$$i_a|_{P-P} = I_o [H_k - H'_k] = -\frac{2\sqrt{3}I_o}{\pi} \sin\alpha \cdot \sin\omega_s t \pm \frac{2\sqrt{3}I_o}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \cos(p\pi) \star$$

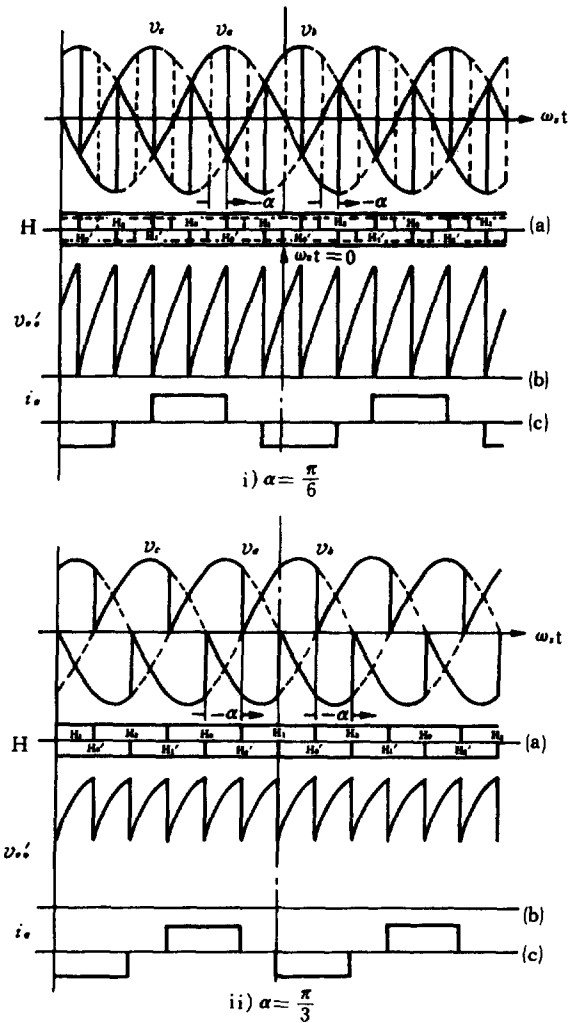


그림 4. N-P 모드에서의 각파형  
Fig. 4. Waveforms of N-P Mode

$$\begin{aligned} & \star \cdot \sin[(3P \mp 1)\alpha]/3P \mp 1 \\ & \star \cdot \sin[(3P \mp 1)\omega_s t] \end{aligned} \quad (10)$$

로 표시된다. 식(10)의 첫째 항은  $i_a$ 의 기본파성분( $I_1$ )을 나타내며  $v_a$ 와 항상 同相이다. 즉 기본파역률(Displacement Factor)  $\cos \phi$ 가 1인 특징이 있다. 둘째 항은  $\alpha$ 에 따라 변하는  $(3P \mp 1)\omega_s$ 의 우수고조파성분( $I_n$ )을 포함하게 된다. 이 때 고조파성분비(Harmonic Factor)  $\mu_1$ 를 구해보면,

$$\mu_1 = \frac{(I_a^2 - I_1^2)^{1/2}}{I_1} = \frac{(\sum_{p=1}^{\infty} I_n^2)^{1/2}}{I_1} \quad (11)$$

인 정의식으로 부터

$$\mu_1|_{P-P} = \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} \sin^2[(3P \mp 1)\alpha]^2 / (3P \mp 1)^2} / \sin \alpha \quad (12)$$

로 주어진다. 또한 역률(Input Power Factor)를 구해보면,

$$\begin{aligned} P \cdot F|_{P-P} &= \frac{I_1}{I_a} \cos \phi \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \alpha / \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} (\sin p \pi / 3 \cdot \sin \alpha / P)^2} \quad (13) \end{aligned}$$

#### 4.2 P-N 모우드의 입력전류

이 경우의  $i_a$ 는 그림3(c)에서 같이 종래의 3상 6펄스 콘버터처럼  $2\pi/3$  구간은 통전하고  $\pi/3$  구간은 비통전되는 전류파형이 된다. 이 경우의  $i_a$ 는 식(5)를 이용하여 풀면,

$$\begin{aligned} i_a|_{P-N} &= I_o [H_k - H'_k] \\ &= \frac{2\sqrt{3}I_o}{\pi} \cos(\omega_s t + \alpha) \mp \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o \sum_{p=1}^{\infty} \cos[ \\ & (6P \mp 1)(\omega_s t + \alpha)] / 6P \mp 1 \end{aligned} \quad (14)$$

와 같이 된다. 식(14)의 첫째 항은 기본파성분으로서 P-P 모우드와는 달리,  $\alpha$ 의 변화에 따라  $(\pi/2 - \alpha)$ 만큼 위상 늦음이 생긴다. 둘째 항은  $(6P \mp 1)\omega_s$ 의 차수를 갖는 기수고조파성분을 나타낸다. 여기서 고조파성분비를 구하면 식(11)과 식(14)로 부터,

$$\mu_1|_{P-N} = \sqrt{(\pi/3)^2 - 1} \quad (15)$$

와 같이 된다. 이 경우의 역률을 구해보면 식(14)로부터,

$$P \cdot F|_{P-N} = \frac{I_1}{I_a} \cos \phi = \frac{3}{\pi} \sin \alpha \quad (16)$$

과 같이 된다.

#### 4.3 N-P 모우드의 입력전류

N-P 모우드일 때는 그림4(c)와 같이  $i_a$ 는  $2\pi/3$  구간 동안 통전하게 된다. 그러나 평균출력전압의 크기가 같도록  $\alpha$ 를 제어했을 때에 P-N 모우드와는 반대로 移相된다. 식(8)을 이용하여  $i_a$ 를 구하면,

$$\begin{aligned} i_a|_{N-P} &= I_o [H_k - H'_k] \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o \cos(\omega_s t - \alpha) \pm \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o \sum_{p=1}^{\infty} \cos[ \\ & (6P \mp 1)(\omega_s t - \alpha)] / \star \\ & \star (6P \mp 1) \end{aligned} \quad (17)$$

과 같이 된다. 따라서  $i_a$ 의 기본파성분은  $(\pi/2 - \alpha)$ 만큼 위상이 앞선다. 또한 고조파는 P-N 모우드에서와 같이  $(6P \mp 1)\omega_s$ 인 기수고조파가 포함되나 위상은 서로 반대가 된다. 그러므로 N-P 모우드에서도 고조파성분비와 역률은 식(15) 및 식(16)과 동일하다.

### 5. 실험 결과 및 검토

#### 5.1 출력전압의 스펙트럼분석과 평가

그림5는 각 모우드의 대표적인 출력 전압파형과 그 스펙트럼을 분석한 것이다. 그림5(A)와 같이 P-P 모우드에서는  $3\omega_s$  배의 고조파가 포함되며 크기는 식(4)와 일치 함을 알 수 있다. 그림5(B)와 (C)는 P-N 모우드 및 N-P 모우드의 파형이다. 스펙트럼의 분석 결과  $6\omega_s$  배의 고조파성분이 포함된다.

그림6은  $\alpha$ 의 변화에 따라서 직류출력전압에 대한 각 고조파성분의 함유율을 나타낸 것이다. 그림6(A)는 P-P 모우드인 경우로서 3조파의 함유율은 매우 완만하게 감소한다.  $\alpha = 7\pi/18$  근방까지는 3조파성분이 가장 많으나, 그 후에는 6조파성분이 가장 많아진다. P-P 모우드에설는  $3\omega_s$  배의 각 고조파가 감쇄진동적으로 줄어지므로  $\alpha$ 에 따라서는 특정고조파를 제거할 수 있다. 즉  $\alpha = \pi/3$  일 때는 3고파와 6조파가 각각 17.7% 및 4.0% 함유될 뿐이다. 그림6(B)는 P-N 또는 N-P 모우드인 경우로  $6\omega_s$  배의 각 고조파가  $\alpha$ 의 증가와 더불어 지수함수적으로 감쇄하나, P-P 모우드와는 달리 특정고주파의 제거가 곤란하다.

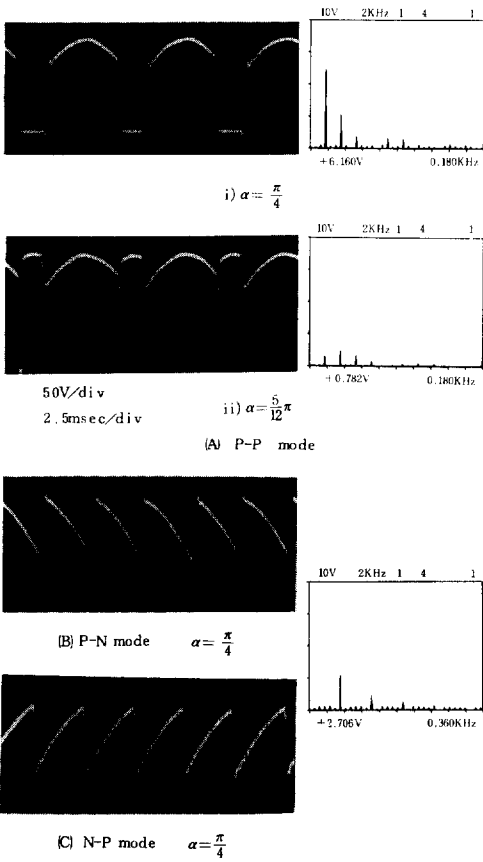


그림 5. 대표적인 출력전압파형과 고조파 스펙트럼  
 Fig. 5. Typical output voltage waveforms and Harmonic spectra

5.2 입력전류의 스펙트럼분석과 평가

그림 7은 각 모우드의 대표적인 상전류와 그 스펙트럼을 분석한 것이다.

그림 7 (A)는 P-P 모우드인 경우로 식(10)과 같이 (3P+1)ω<sub>s</sub>인 고조파가 발생된다. α = π/6 일 때는 기본과전류의 88.9%에 해당하는 매우 큰 2고조파가 포함된다. 이것은 P-P 모우드의 동작상, 0 ≤ α < |π/3|인 범위에서는 출력단이 구간 2(π/3 - |α|) 동안 단락되기 때문이다. 그림 7 (B), (C)는

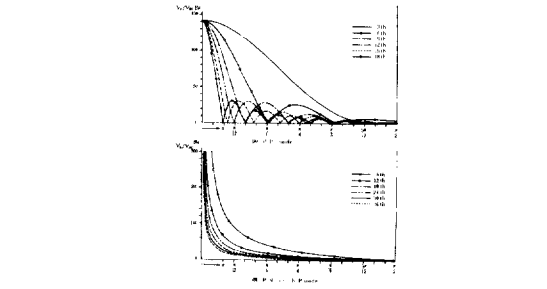


그림 6. 제어각 변화에 따른 출력전압의 고조파 함유률  
 Fig. 6. Output voltage harmonic ratio with variation, α

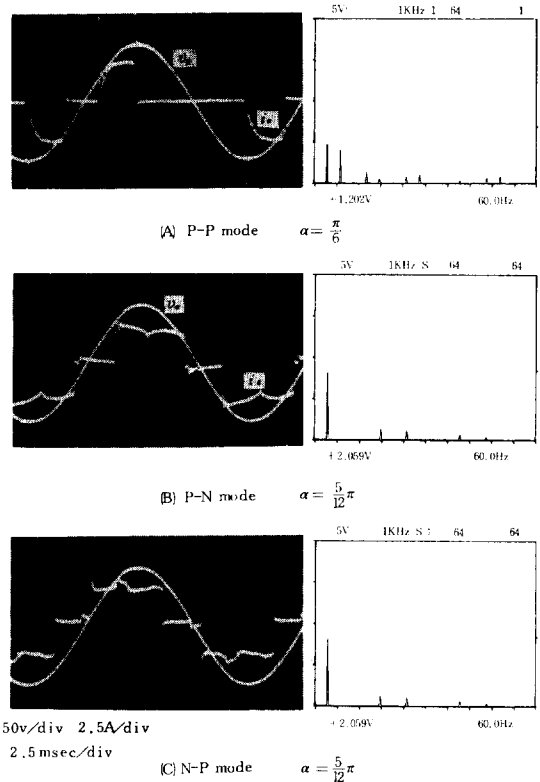


그림 7. 대표적인 상전류와 고조파 스펙트럼  
 Fig. 7. Typical phase current waveforms and Harmonic spectra

$\alpha=5\pi/12$ 일 때 P-N 및 N-P 모우드의 상전류파형과 스펙트럼이다. 식(14), (17)에서와 같이 P-N 모우드에서는 기본파전류가  $v_a$ 보다  $\pi/12$  만큼 뒤지나, N-P 모우드에서는 반대로 앞선다. 또한 이들 경우에는  $(6P \mp 1)\omega_s$ 의 고조파성분이 포함되나, 기본파성분의 16.9%에 해당하는 5 고조파와 15.1%에 해당하는 7 고조파 외는 대부분 나타나지 않는다.

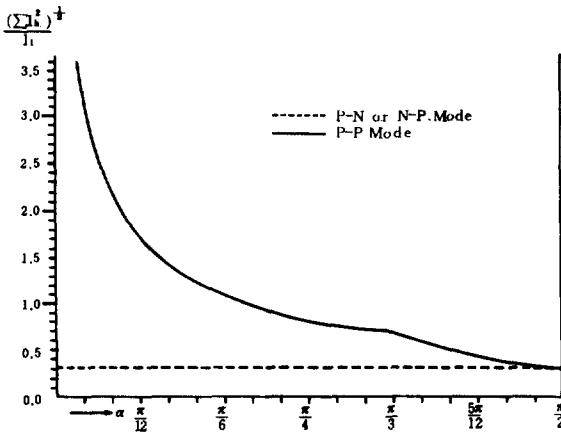


그림 8. 상전류의 고조파 성분비  
Fig. 8. Phase current Harmonic Factor

그림 8은 상전류의 고조파성분비  $\mu_1$ 를 나타낸 것이다. P-N 또는 N-P 모우드에서는  $i_a$ 가 항상  $2\pi/3$  구간은 통하므로  $\mu_1$ 는  $\alpha$ 에 관계없이 항상 일정하다. 그러나 P-P 모우드에서는  $\alpha$ 의 증가와 더불어 지수함수적으로 감소한다. 그러나 N-P 모우드에 비하여 그 값이 매우 크며,  $\alpha=7\pi/36$ 에서  $\mu_1$ 는 0.97이 된다. 그런데  $\pi/3 \leq \alpha < \pi/2$ 인 범위에서는 급격히 감소하여  $\alpha=\pi/2$ 에서  $\mu_1$ 는 최소치 0.31이 된다. 이것은 앞서 언급한 바와 같이  $\alpha$ 가  $0 < \alpha < \pi/3$ 인 범위에서는 출력단의 단락구간이 생기기 때문이다.

그림 9는 입력측의 역률을 각 모우드 별로 나타낸 것이다. P-N 또는 N-P 모우드에서는 식(16)과 같이  $\sin \alpha$ 에 비례하며  $\alpha=\pi/2$ 에서 최대치 0.96이 된다.

그러나 P-P 모우드인 경우에는,  $0 < \alpha < \pi/3$ 인 범위 내에서 역률은 P-N 모우드 보다 크게 증가하며  $\alpha=\pi/3$ 에서 0.83이 된다. 그리고  $\pi/3 \leq \alpha < \pi/2$ 인 구간에서는 P-N 모우드와 마찬가지로  $\sin \alpha$ 에 비례하여 증가한다. P-P 모우드의 역률이 증가함은  $i_a$ 의 기본파성분이 상전압  $v_a$ 와 同相이므로  $\cos \phi=1$

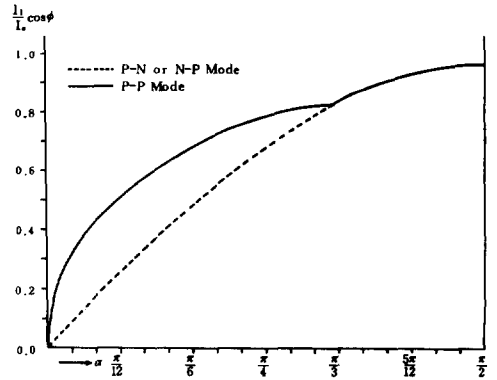


그림 9. 입력측 역률  
Fig. 9. Input power factor

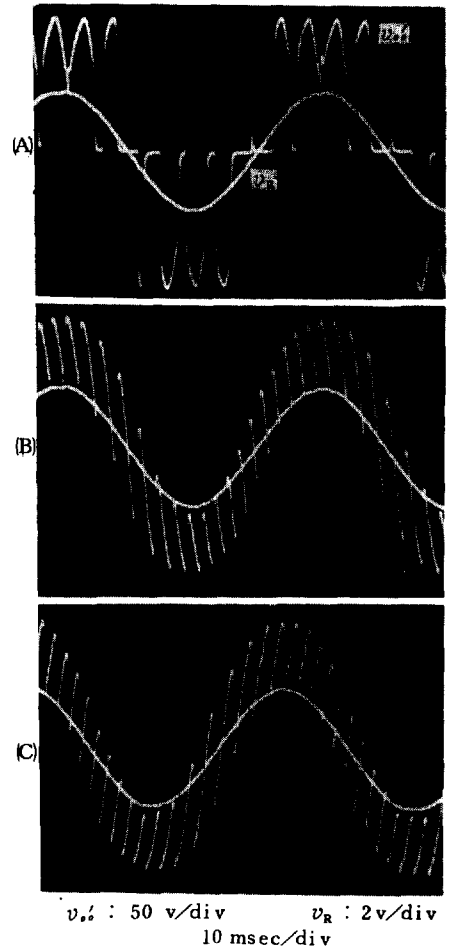


그림 10. 본시시스템의 사이클로 콘버터 동작  
Fig. 10. Cycloconverter operation of the Fig. 1 circuit



이고, 또  $\alpha$ 가 증가함에 따라서 기본파성분이  $\sin \alpha$ 에 비례하여 커지기 때문이다.

### 5.3 제어각변조와 싸이클로 콘버터 동작

본 콘버터에서 제어각을 변조시키면 3상교류에서 다른 주파수와 진폭을 갖는 교류가 얻어진다. 식(4), (6) 및 식(9)에서  $\sin \alpha$ 를 변조지수가  $\gamma$  이고 출력각주파수가  $\omega_s$ 인 정현파로 변조시키면, 출력전압은 그림10과 같이 된다. 여기서는  $\gamma=0.6$ , 입력과 출력의 각주파수비 ( $\omega_s/\omega_0$ )가 1/3인 경우이다. 그림10(A)는 그림1의 A 콘버터가  $\alpha=\sin^{-1}\gamma\sin\omega_0t$ 로, B 콘버터는  $\alpha=-\sin^{-1}\gamma\sin\omega_0t$ 로 변조될 때의 파형이다. 따라서 A, B 콘버터는 P-P 모우드로 轉流되며 UDFFC(Unity Displacement Factor Freq. Changer)로 동작한다. 그림10(B)는  $\alpha=\sin^{-1}\gamma\sin\omega_0t$ 로 변조시키나, A, B 콘버터를 각각 P, N 모우드로 轉流시킴으로서 P형 싸이클로 콘버터로 동작된다. 그림10(C)는 이와 반대로 A, B 콘버터를 각각 N, P 모우드로 변조한다. 따라서 N형 싸이클로 콘버터로 동작된다.

그림10에서  $v_R$ 는 변조지수  $\gamma=0.6$ 에 해당하는 정현파변조입력전압이다.

## 6. 결 론

본 연구에서는 다이오우드 브릿지 방식을 이용한 3상 6펄스 듀얼 콘버터에 관하여 그 가능한 스위칭 모우드를 제시하였다. 그리고 각 스위칭 모우드에 대하여 입력전류와 출력전압의 특성을 해석하고 실험적으로 이를 확인하였다. 그 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 출력전압에서 P-P 모우드인 경우에는  $3\omega_s$ 의 고조파성분이 포함되나, 제어각  $\alpha$ 에 따라서는 특정고조파가 제거된다. 그러나 P-N 또는 N-P 모우드인 경우에는  $6\omega_s$ 의 고조파가  $\alpha$ 의 모든 범위내에서 나타난다.
- 2) 상전류의 기본파성분은 P-P 모우드에서는  $\alpha$ 에 관계없이 상전압과 同相이되어 기본파역율은 1이 된다. 그러나, P-N 또는 N-P 모우드에서는 기본파역율이  $\alpha$ 에 따라 변한다.
- 3) P-P 모우드에서는 상전류에  $(3P \mp 1)\omega_s$ 의

고조파가 포함되나, P-N 또는 N-P 모우드에서는  $(6P \mp 1)\omega_s$ 의 고조파가 포함된다.

4) 역률은  $0 < \alpha < \pi/3$ 인 범위에서는 P-P 모우드가 P-N 또는 N-P 모우드보다 최고 25% 증가하며,  $\pi/3 < \alpha \leq \pi/2$ 인 범위에서는 모두  $\cos \alpha$ 에 비례하여 증가한다.

5) 본 시스템은 싸이클로 콘버터로서도 이용가능하다.

6) 스위칭 소자는 반으로 줄어지나, 다이오우드의 수가 증가한다는 단점은 있다.

본 콘버터의 스위칭소자를 FET로 바꾸면 회로가 간단해지고 PWM 제어로 용이해질 것이다. 경제적인 면에서 아직 어려운 단계이다. 그러나 본 콘버터는 용도와 목적에 따라 산업체에 이용될 것이 기대된다.

### 참 고 문 헌

- 1) L. Gyugui and B.R. Pelly, "Static Power Frequency Changers", Wiley-Interscience, New York, 1976.
- 2) B.R. Pelly, "Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters", Wiley-Interscience, New York, 1971.
- 3) P.C. Sen and S.R. Doradla, "Evaluation of Control Schemes for Thyristor Controlled DC Motors", IEEE Trans. Ind. Elec. and Cont. Instrum. IECI-25, No.3, Aug., 1978.
- 4) H. Kahlen, "Rectifying single-phase and three-phase A.C with Forced Commutated Converters", 2nd IFAC Symposium on Control, in Power electronics and electrical drives, pp. 323-330, 1977.
- 5) James W.A. Wilson, "The Forced-Commutated Inverter as a Regenerative Rectifier", IEEE Trans. Ind. Appl., IA-14, No. 4, July./ Aug., 1978.
- 6) T. Kataoka, K. Mizumachi and S. Miyairi, "A Pulsewidth Controlled AC-to-DC Converter to Improve Power Factor and Waveform of AC line current", IEEE Trans. Ind. Appl., IA-14, No. 6, Nov./ Dec., 1979.
- 7) Cheul-U Kim, "A Study on the Three-phase Bridge Type Converter Furnished Diode-Bridge Circuits", KIEE, Vol. 23, No. 4, July, 1974.