

## 코사인 점호방식에 의한 단상 싸이클로콘버터의 설계에 관한 연구

김시현\* · 안병원\*\* · 노창주\*\*\*

### A Study on the Design of Single Phase Cycloconverter by Cosine Wave Crossing Control Method

C. J. Noh · S. H. Kim · B. W. Ahn · C.J. Noh

**Key words** : Single Phase Cycloconverter(단상 싸이클로 콘버터), Cosine Wave Crossing Control Method(코사인 점호방식), Cycloconverter(싸이클로 콘버터)

#### Abstract

The Cycloconverter that the author is going to treat in this paper, has strong advantages over the D.C. Link Inverter in points of chattering torque problem and natural commutation. Thus, the Cycloconverter is expected to be well applied to large and low-speed machines which require better speed control at low frequency. But the control circuit of Cycloconverter has two weak points described as follows.

1) Because of its rather complicated control circuit, it is likely to be illoperating due to unexpected noise signals, thus the higher the accuracy and reliability of the circuit is required to be, the more the circuit may cost.

2) Because the load current is not purely sinusoidal, the Cycloconverter may possibly be destroyed in case of inaccurate convert switching resulted from the difficulties in detecting the load current - zero and the current direction at the moment.

In this paper, the author first of all intends to design and build a modified VVVF-type Non-circulating Current Cycloconverter to which recently proposed control methods are applied for improving the circuit simplicity, the control performance, and the system reliability. And then, experiments for observing the output waveforms of the Cycloconverter which is controlled by Singled-Board Computer using 8086 16-bit microprocessor are carried out. Finally the author concludes the result of this study as follows.

1) By replacing the conventional analog control circuits such as Reference Wave Generator, Cosine Timing Wave Generator, and Comparator with softwares, a great circuit simplicity is

\* 정희원, 한국해양연구소 기술원  
\*\* 정희원, 한국해양대학교 대학원  
\*\*\* 정희원, 한국해양대학교 기관학과

achieved.

2) The output of the designed Cycloconverter changes its frequency very fast without showing discontinuity of its waveform, and this waveform characteristic enables the smooth speed control of Induction Motor.

3) The design control circuit of Cycloconverter can be applied to the systems of 12 or 24 pulses because of its short processing period.

記號說明

- $\alpha_P, \alpha_N$  : firing angle of P & N converter [deg]
- $\alpha_K$  : phase angle of the kth timing wave [rad]
- $i_O$  : output current [A]
- $I_P, i_N$  : current through P & N converter [A]
- $m$  : angular frequency ratio
- $r$  : ratio of the output amplitude to the input amplitude
- $V_d$  : average output voltage of controlled rectifier [V]
- $V_{do}$  : max average output voltage of controlled rectifier [V]
- $V_P, V_N$  : average output voltage of P & N converter [V]
- $V_{dP}$  : voltage across diode
- $V_O$  : amplitude of reference wave [V]
- $V_r, V_t$  : reference & timing wave [V]
- $x, y$  : phase angle of the timing & reference wave [rad]
- $\omega, \omega_O$  : angular frequency of the timing & the reference wave [rad/sec]
- $y_1, y_2$  : y coordinates of the intersecting point on the tangential line
- $\Delta y_1, \Delta y_2$  : spaces between the intersecting points on the two tangential line with slope +r and -r

1. 序 論

유도 전동기의 속도 제어를 위한 전력 변환기의 설계에 관한 연구는 플랜트(plant)의 자동화를 위

한 중요한 과제로 다루어져 왔고, 이에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다.<sup>1,2,3)</sup>

유도 전동기의 가변속도 운전에는 주로 고정자 주파수를 변환시키는 방법을 이용하며, 여기에 사용되는 주파수 변환기에는 직류 매개 인버터(DC Link Inverter)와 싸이클로콘버터(Cycloconverter)가 있다. 이 중 PWM방식에 의해 제어되는 직류 매개 인버터가, 제어 회로도 간단하고 주파수 변환폭이 넓어, 주로 사용되고 있는 실정이지만, 스위칭 주파수가 낮아지면, 유도전동기의 토오크에 맥동이 발생하며, 회전자에 회전에 스텝현상이 일어나는 문제점을 안고 있다.

이 연구에서 다루고자 하는 싸이클로콘버터는 3상 전원에서부터 직접 출력전압을 얻기 때문에, 높은 주파수에서 보다는 오히려 낮은 주파수에서 정현파에 가까운 파형을 발생하므로, 전동기의 토오크 맥동은 거의 없어지고, 회전자는 부드럽게 회전한다. 그러나, 싸이클로콘버터는 다음과 같은 문제점을 가지고 있다.<sup>4,5)</sup>

1) 제어 회로가 복잡하여, 잡음신호에 따른 오동작이 발생하기 쉽고, 고정밀성 및 고안정성이 요구될수록 가격이 비싸진다.

2) 부하전류 검출 시, 전류가 순수한 정현파가 아니므로 영(零) 전류가 여러번 검출되어, 콘버터 간의 절환이 부정확할 경우, 싸이클로콘버터가 파괴되기도 한다.

최근 이러한 문제점을 해결하기 위하여 몇몇 새로운 제어방법 및 부하 전류 검출 방법이 제안되고 있다. 이 논문의 목적은 Miyazawa 등이 제안한 제어방법을<sup>6)</sup> 이용하여, 종래의 싸이클로콘버터 제어기에서 하드웨어적으로 해결하던 기준파 발생기(Reference Wave Generator), 코사인 타이밍파 발생기(Cosine Timing Wave Generator), 및 비

교기(Comparator) 등을 소프트웨어적으로 처리함으로써 1)의 문제점을 개선하고, Ueda 등이 제안한 부하 전류 검출방법을<sup>7)</sup> 이용, 양·음콘버터의 출력 전류를 독립적으로 검출하는 부하전류 검출회로를 설계함으로써 2)의 문제점을 개선하여, 종래의 사이클로컨버터의 제어기에 비해 훨씬 간결하면서도 정확하고 안정된 제어기를 설계, 제작하는 것이다.

연구방법으로는, 상기의 방법에 따른 비순환 전류 6펄스 사이클로컨버터를 디지털 회로와 함께 설계 제작하고, 이를 16비트 마이크로프로세서(8086)를 사용한 Single-Board Computer로 제어하는 시스템을 구현하여, 이 사이클로컨버터 제어기의 출력파형을 관측하는 방법을 취하였다.

연구결과, 설계 제작한 사이클로 컨버터 제어기가 간결성, 정확성, 안정성의 면에서 종래의 제어기에 비해 우수함을 실험을 통하여 알 수 있었다. 또한, 그 출력파형도 불연속이 없이 보다 빠르게 변화됨을 알 수 있었으며, 이러한 출력파형의 특성이 유도 전동기의 속도 제어에 적용될 때, 출력전압의 급격한 변화로 인한 시스템의 전기적, 기계적 스트레스를 크게 해소시켜 줄 것으로 사료된다.

## 2. 사이클로컨버터의 動作 原理

### 2.1 사이클로컨버터의 構成

사이클로컨버터는 직류매개 없이 일정 전압, 일정 주파수의 교류에서 가변 전압, 가변 주파수의 교류로 직접 변환시키는 전력변환 장치이다.

사이클로컨버터는 2조의 위상 정류 회로를 역병렬(Antiparallel)로 접속한 듀얼 콘버터로 이루어져 있다. 출력전압의 주파수와 크기는, 각 콘버터 점호각의 위상변조주파수와 "depth"를 제어하므로써, 연속적이고 독립적으로 제어할 수 있다. 한편으로, 사이클로컨버터는 自然轉流를 이용하기 때문에, 출력 주파수는 입력 주파수보다 항상 낮다. 요약하면, 사이클로컨버터는 다상 입력 파형 중에서 원하는 출력파형에 가까운 입력 파형을 선택 조합하여 출력파형을 형성한다는 것이다.

### 2.2 사이클로컨버터의 基本動作原理

제어정류기의 평균 직류 출력전압  $V_d$ 는

$$V_d = V_{do} \cdot \cos \alpha \quad (1)$$

으로 표현할 수 있다.

식 (1)에서 점호각을 시간에 따라 적당히 변화시키면, 출력전압이 임의의 파형을 갖게 할 수 있다. 또한 2조의 위상 정류회로를 역병렬로 접속하면, 兩方向의 전류를 흐르게 할 수 있어 임의의 파형을 갖는 전압원을 구성할 수 있다는 데 착안한 것이 곧 사이클로컨버터의 원리이다.

그림 (1)은 사이클로컨버터의 등가 회로이다.<sup>8)</sup>

각 콘버터의 등가 전압원은 사이클로컨버터의 출력파형의 기본파 주파수와 크기를 갖는 전압원으로 표현되며, 다이오드와 연결되어 있어 각 콘버터는 한 방향의 전류만 흐르게 한다. 출력 파형의 리플을 무시하면 콘버터 사이에는 순환전류가 흐르지 않는다. 각 전압원은 같은 주파수, 진폭 및 위상을 갖는다. 부하측에서 각 콘버터를 바라볼 경우, 각 콘버터는 영(零)의 임피던스를 갖는 교류 전압원으로 생각할 수 있으며, 전압의 극성에 관계없이 전류는 임의의 방향으로 흐른다. 평균 전력은 출력측으로 들어갈 수도 있고, 또한 입력측으로 보낼 수도 있으므로, 사이클로컨버터는 임의의 위상각을 갖는 부하로 동작시킬 수 있다. 출력전류가 부하측으로 흐를 경우, 양콘버터가 도통상태가 된다. 즉, 교류 출력전류의 양의 반주기는 양콘버터, 음의 반주기는 음콘버터가 담당한다.

양콘버터의 평균 출력 전압  $V_p$ 는

$$V_p = V_{do} \cdot \cos \alpha_p \quad (2)$$

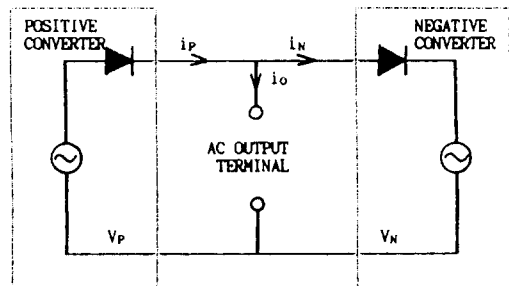


Fig. 1 Equivalent circuit of cycloconverter

이고, 음콘버터의 평균 출력전압  $V_N$ 은

$$V_N = -V_{do} \cdot \cos \alpha_N \quad (3)$$

이다. 양콘버터와 음콘버터가 동일한 부하에 전력을 공급하는 싸이클로콘버터에서는, 어느 일정 제어 입력에서  $V_p$ 와  $V_N$ 이 같아야 되며, 만일 같지 않을 경우 전압 불평형으로 인해 부하에 나쁜 영향을 미치게 된다.

한편,  $\|V_p\| = \|V_N\|$ 의 조건은 평균치가 일치함을 의미하며, 순시치가 같음을 의미하는 것이 아니므로 각 콘버터의 순시치는 다를 수 있다. 등가 교류 전압원에 리플이 존재하기 때문에, 이론적으로 양콘버터와 음콘버터 사이에 무한대인 리플전

류가 흐르게 되어 각 콘버터는 파괴된다. 이 순환 전류를 제한하는 방법으로, 각 콘버터 사이에 리액터를 설치하는 순환 전류 방식과 순환전류를 완전히 차단시키는 비순환전류 방식이 있다.\*

### 3. 싸이클로콘버터의 마이크로 프로세서 제어

#### 3.1 코사인 點弧 方式(Cosine Wave Crossing Control Method)

식 2 1에서 출력 전압  $V_R$ 은

$$V_R = V_0 \sin \omega_0 t \quad (4)$$

이다. 식(1)을 코사인 타이밍파형으로, 식(4)을 기준파 파형으로 하여, 두 식을 동시에 만족시키는 순간에 각 다이리스터를 트리거 시키는 점호방식이 곧 코사인 점호방식이며, 점호각  $\alpha$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$V_{do} \cos \alpha = V_R \sin \omega_0 t \quad (5)$$

$$\alpha = \cos^{-1}(r \sin \omega_0 t) \quad (6)$$

그림 2는 코사인 점호방식에 의해 얻어진 출력파형(a)과 코사인 타이밍 파형 및 기준파 파형(b)와의 관계를 나타낸 것이다.\* 그림에서와 같이 기준파와 타이밍파의 교점에서 해당 다이리스터를 도통시키면 원하는 출력 전압에 가까운 입력 전압을 선택할 수 있어, 그림(a)와 같은 출력 전압을 얻을 수 있다.

이상에서 설명한 코사인 점호방식에 의해 얻어

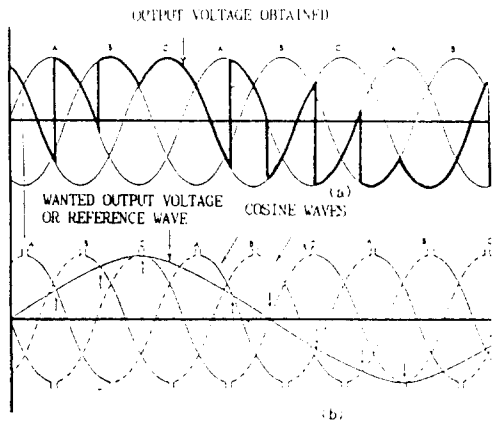


Fig. 2 (a) The three input voltages and the output voltage(in dark) by using the cosine wave crossing control method  
(b) The three cosine waves and the wanted output wave form, i. e., reference wave

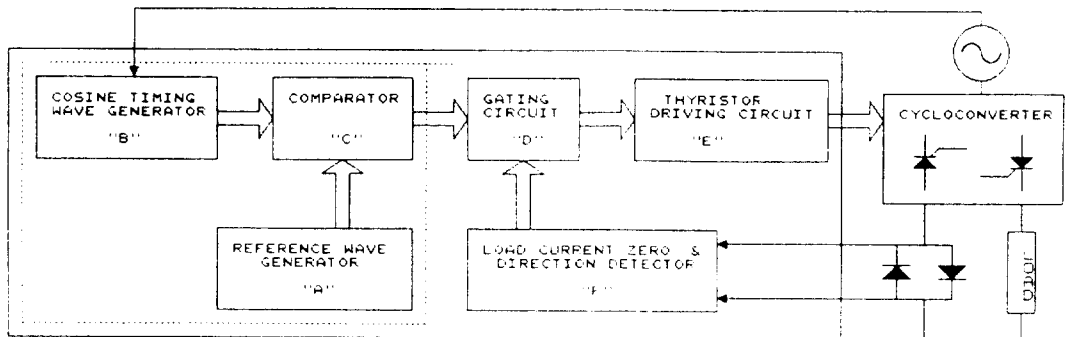


Fig. 3 The block diagram of a conventional controller for a cycloconverter

진 사이클로콘버터 제어기의 블록선도를 나타낸 것이다.

이 논문에서는 이 중 A(Reference Wave Generator), B(Cosine Timing Wave Generator), C(Comparator)의 세 부분을 마이크로프로세서를 사용하여 소프트웨어(Software)적으로 처리함으로써 그 가격을 줄이고 신뢰성을 개선하고자 한다.

### 3.2 사이클로콘버터의 마이크로프로세서 제어의 原理

#### 3.2.1 마이크로프로세서 제어의 概要

가변 전압 주파수 사이클로콘버터의 마이크로프로세서 제어의 기본 원리는 코사인 점호방식을 이용한다. 그림 4는 코사인 점호방식의 기본 동작 설명이다. 만약 모든 轉流가 기준파와 타이밍파들 사이의 교점에서 이루어진다면 원하는 크기와 주파수를 갖는 출력전압을 얻을 수 있다. 타이밍파  $V_{TK}$ 를  $k$ 번째 입력 전압의 타이밍과라 하면, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{TK} = \cos(\omega t - \theta_k) \quad (7)$$

(단,  $k=0, 1, 2, 3, \dots$ )

$\theta_k$  :  $k$ 번째 타이밍파의 위상각  
원하는 출력 전압에 비례하는 기준파  $V_R$ 는

$$V_R = r \cos \omega_0 t \quad (8)$$

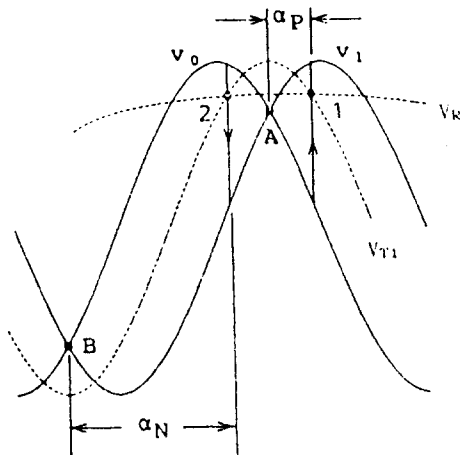


Fig. 4 Cosine wave crossing control principle

(단,  $0 \leq r \leq 1$ )

한다.

$$\cos(\omega t - \theta_k) = r \cos \omega_0 t \quad (9)$$

식(9)는 모든 轉流点에서 만족되어지므로 轉流点의 위치를 나타낸다.<sup>6)</sup>

#### 3.2.2 時間 領域에서 相 領域으로의 變換

$\cos \omega t$ 는 삼각함수이지만  $\omega t$ 는 시간의 선형 함수이다. 위상각의 차원을 갖는 두 변수  $x, y$ 를 도입하여

$$x = \omega t - \theta(t) \quad (10)$$

$$y = \omega_0 t \quad (11)$$

$k$ 번째 타이밍파의 위상각을  $x_k$ 로 정의하면,

$$x_k = m y - \theta_R \quad (12)$$

로 된다. 이상과 같은 시간영역에서 상영역으로의 변환을 통하여, 코사인 파형의 타이밍 파가 기울기  $m$ 을 갖는 평행선들로 바뀌었다. 또한 轉流点의 위치를 얻기 위해서는 식(9)로부터 유도된 다음의 방정식이 만족되어야 한다.

$$x = \cos^{-1}(r \cos y) \quad (13)$$

좌표축을  $x, y$ 로 잡고 상평면 위에 타이밍파와 기준파의 위상각을 한 사이클 내의 출력파형의 변위로 나타내면 그림 5와 같다. 실선은 양콘버터, 점선은 음콘버터에 대한 轉流点 위치를 나타낸다. 그림 6은 시간 영역과 상영역의 관계를 나타낸 것이다. 그림 6의 입력전압의 상교차점에 대응한다. 임의의 입력전압  $V_k$ 로 轉流되는 경우를 생각해보면, 입력전압에 대한 점호각  $\alpha_k$ 는  $x = \cos^{-1}(r \cos y)$ 의 곡선과 직선  $x_k$  사이의 교점의  $x$ 좌표를 구한다.<sup>6)</sup>

#### 3.2.3 近似

그림 7과 같이 점  $P_1(\pi/2, \pi/2)$ 에서 곡선 식(13)의 접선을 그린다. 이 접선의 기울기는 영역에 따라  $+r$ , 혹은  $-r$ 의 값을 가진다. 일반적으로 사이클로콘버터에 들어가는 입력 전압은 다상 대칭전압이므로 식(12)에 의해 주어진 모든 평행선은 등간격이며 접선 위의 모든 교점 또한 등간격이다. 그

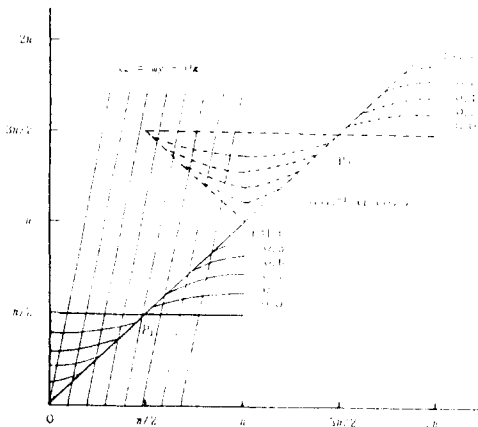


Fig. 5 Chart shows the relationships between the reference wave and timing wave in phase domin

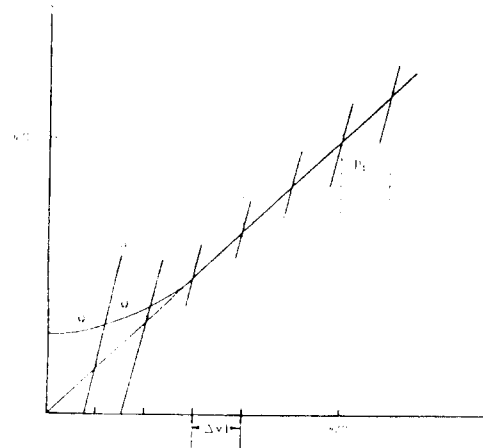


Fig. 7 Principle of approximation

러므로 모든 교점의 y좌표의 초기치에 고정된 값  $\Delta y_1$ 를 더해감으로써 차례로 구해진다. 이렇게 구한 y좌표는 초기치에 대응하는 곡선 (13)의 x값 즉, Q' 점의 x좌표가 원하는 x값 즉, Q' 점의 x좌표와 같다고 가정하는 근사를 행하였다.<sup>11)</sup>

이러한 근사에 의해 그림7에서 구한 k번째 입력 전압의 점호각  $\alpha_k$ 는,

$$\alpha_k = \cos^{-1}(r \cos Y_k) \quad (14)$$

$Y_k$ :  $x_k$  직선과 접선과의 교점 Q'의 y좌표이다.

### 3.3 制御 알고리즘

여기서는 비순환 전류 6-펄스 싸이클로콘버터의 제어 알고리즘을 보이고자 한다. 일반적으로 싸이클로 콘버터가 유도 전동기에 사용되므로, 부하는 유도성 부하로 가정하였다. 제어 알고리즘은 그림 8에서 보는 바와 같이 네 개의 영역으로 나누었다. 네 영역의 경계는  $y = \pi/2$ (영역 I→II),  $y = \pi$ (영역 II→III),  $y = 3\pi/2$ (영역 III→IV),  $y = 2\pi$ (영역 IV→I)이다.

그림 8에서 점  $p_1(\pi/2, \pi/2)$ 을 지나며 기울기  $-r$ 을 가지는 접선은 음콘버터에 대응한다. 이 접선 위의 y좌표를 따라 측정된 교점 사이의 간격은 기울기  $+r$ 의 접선 위의 교점 간의 거리 곧,

$$\Delta y_1 = \pi/3(m - r) \quad (15)$$

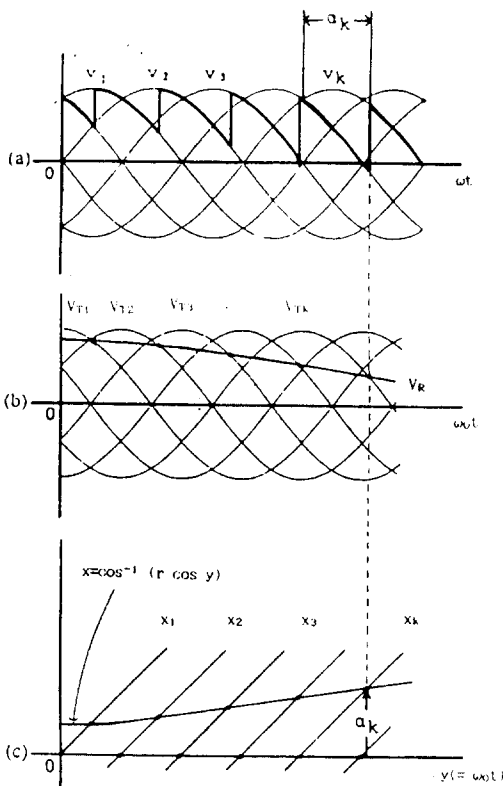


Fig. 6 The relationships between the time domain and phase domain  
(a) Input voltages  
(b) Timing waves and reference wave in teime domain  
(c) The relationship between reference wave and timing waves in phase domin

이며, 기울기  $-r$ 의 접선 위의 교점 간의 거리 곧,

$$\Delta y_2 = \pi/3(m+r) \quad (16)$$

이다.

1) 영역 I ( $0 \leq y \leq \pi/2$ )

이 영역에서는 양콘버터만 동작한다. 초기점으로는 그림 8에서  $Y_A=0$ 인 점 A가 선택된다. 모든 접선 위의 교점의  $y$ 좌표( $y_1$ )는 고정된 값  $\Delta y_1$ 을 더해감으로써 얻는다. 그러므로, 이 영역에서 양콘버터의 점호각  $\alpha_p$ 는

$$\alpha_p = \cos^{-1}(\text{rcos } y_1) \quad (17)$$

이다.  $y_1$ 이  $\pi/2$ 를 초과하면, 동작은 영역 II로 들어간다.

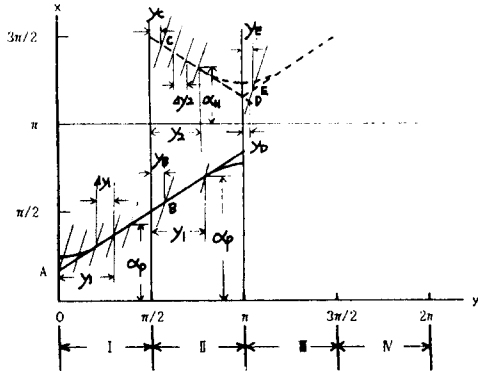


Fig. 8 Schematic illustration of control algorithm (I)

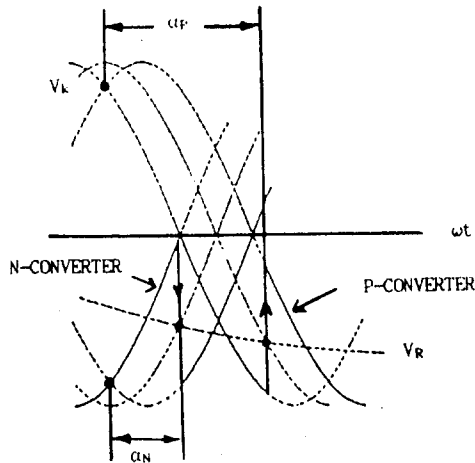


Fig. 9 Relationship between a part or commutation points in two converter P and N

2) 영역 II ( $\pi/2 < y \leq \pi$ )

이 영역에서는 동작중인 양콘버터가 부하전류 방향에 따라 음콘버터로 바뀐다. 부하 조건에 따라 변화하는 콘버터의 절환 시간(Switching Time)을 사전에 알 수 없기 때문에 두 콘버터에 대한 점호각을 결정해야 한다. 이 두 점호각을 결정하기 위해 초기점 B, C의  $y$ 좌표를 찾아야 한다. 다시, 그림 9에서 시간 영역에서의 싸이클로컨버터의 동작을 살펴본다.

두 콘버터에서 한 쌍의 轉流點은 기준과  $V_R$ 와 타이밍과  $V_k$  그리고,  $V_k$ 의 교점이다. 이 두 타이밍과는 서로 역상이다. 상평면 상에서 이 轉流點들은  $\pi$ 라디안 떨어진 식(9)의 두 평행선 위의 교점으로 변환된다.

또한 B, C점에 대해서도 적용되며, 그림 10의 B, C점으로 바꿀 수 있다.

그래서 초기점 B, C의  $y$ 좌표는, 우선 B점의  $y$ 좌표로부터  $\pi/2$ 를 뺀으로써  $V_B$ 를 얻는다. 즉,  $Y_B$ 는 축 방향으로  $Y=\pi/2$ 로부터 B점까지의 거리이다. 같은 방법으로 C점에 대한  $Y_C$ 를 정의하면

$$Y_C = Y_B (m-r)/(m+r) \quad (18)$$

의 관계를 얻는다.

한 쌍의 초기점의  $y$ 좌표가 결정되면 다음 쌍은 각각에  $\Delta y_1, \Delta y_2$ 를 더해감으로써 구한다. 이 영역에서, 이상의 방법으로 얻어진 각  $y$ 의 좌표는  $y = \pi/2$ 에서 각 교점까지의 직각 거리이다. 더우기,  $Y_B, Y_C$ 를  $y_1, y_2$ 로 대치한다면 (18)식은 각 교점 쌍의 두  $y$ 좌표 사이의 일반적인 관계를 나타낸다.

영역 II에서 양콘버터에 대한 점호각  $\alpha_p$ 는,

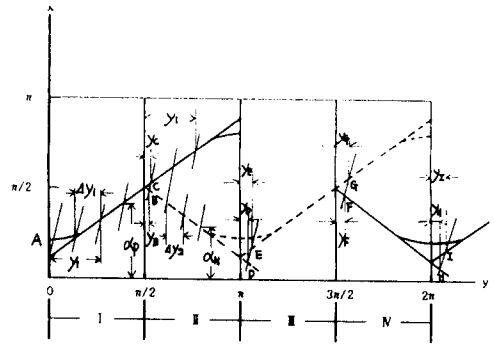


Fig. 10 Schematic illustration of control algorithm (II)

$$\alpha_p = \pi - \cos^{-1}\{r \cos(\pi/2 - y_1)\} \quad (19)$$

이고, 음콘버터에 대한 점호각  $\alpha_N$ 는,

$$\alpha_N = \cos^{-1}\{r \cos(\pi/2 - y_2)\} \quad (20)$$

이다.

기울기  $-r$ 인 접선 위의 교점이 점 **D**에 이르면, 즉  $y_2$ 가  $\pi/2$ 를 초과하면, 새로운 영역 **III**으로 들어간다.

### 3) 영역 **III**( $p < y \leq 3\pi/2$ )

이 영역에서는 음콘버터만 동작하며, 초기점 **E**의  $y$ 좌표를 찾아야 한다.  $Y_D, Y_E$ 를 각각  $y = \pi$ 로부터 점 **D, E**까지의 직각 거리로 정의하면 두 좌표 사이의 관계는 다음과 같다.

$$Y_E = Y_D(m+r)/(m-r) \quad (21)$$

$Y_E$ 가 새로운 영역 **I**에서의 초기값이고, 모든 접선 위의 교점은 고정된 값  $\Delta y_1$ 을 더해감으로써 얻을 수 있으므로, 동작 콘버터, 음콘버터의 점호각  $\alpha_N$ 은

$$\alpha_N = \cos^{-1}(r \cos y_1) \quad (22)$$

이다.  $y_1$ 이  $\pi/2$ 를 초과하면, 다시 새로운 영역 **IV**로 들어간다.

### 4) 영역 **IV**( $3\pi/2 < y \leq 2\pi$ )

이 영역에서는 동작중인 음콘버터가 부하전류 방향에 따라 양콘버터로 바뀐다. 나머지 과정은 영역 **II**와 마찬가지로 음콘버터에 대한 점호각  $\alpha_N$ 은,

$$\alpha_N = \pi - \cos^{-1}\{r \cos(\pi/2 - y_1)\} \quad (23)$$

이며, 양콘버터에 대한 점호각  $\alpha_p$ 는

$$\alpha_p = \cos^{-1}\{r \cos(\pi/2 - y_2)\} \quad (24)$$

이다. 다시,  $y_2$ 가  $\pi/2$ 를 초과하면 새로운 영역 **I**로 들어가게 되며, 영역 **I**에서의 초기점 **I**의  $y$ 좌표를 찾는다.

이상에서 서술한 바와 같이,  $y_1$  혹은  $y_2$ 가  $\pi/2$ 를 초과할 때마다, 그것의  $y$ 좌표들로부터  $\pi/2$ 를 감함으로써 새로운 영역에서의 초기값을 식(18)와 (21)로부터 구한다. 다른 점들에서의  $y$ 좌표는 바로 그 앞 교점의  $y$ 좌표에  $\Delta y_1$  혹은  $\Delta y_2$ 를 더해감으로써

얻는다. 모든 점호각은 고려중인 영역에 따라 식 (17), (19), (20), (23), (24)로부터 구한다.<sup>6)</sup>

### 5) 제어중 설정치 변경

제어중에 설정치를 바꾸는 방법은 먼저 식(15), (16)으로부터 새로운 설정치  $m, r$ 에 따라  $\Delta y_1, \Delta y_2$ 를 구한다. 새로이 얻어진  $\Delta y_1$ 를 이용해서  $y_1$ 을 얻는다. 만약 설정치가 영역 **II**에서 변한다면, 새로운 값  $y_2$ 값, 즉 두 좌표의 다른 값을 결정해야 한다. 먼저  $\Delta y_1$ 를 이용해서  $y_1$ 를 구한 다음,  $y_1$ 는  $y_2$ 를 구하기 위해 식(18)에 대입한다. 즉,

$$y_2 = y_1(m-r)/(m+r) \quad (25)$$

이다. 한 번 이 계산이 이루어진 후의 다음 점의  $y_2$  좌표는 다시 새로운  $\Delta y_2$ 를 더해감으로써 구한다.

## 4. 하드웨어와 소프트웨어의 設計

### 4.1 하드웨어 設計

그림 3은 시스템의 전체적인 블록선도이다. 전체적인 시스템 중 하드웨어에 해당하는 부분을 각 블록별로 실제 실험에 사용된 회로를 중심으로 기술한다.

#### 4.1.1 入力 相交叉点 發生裝置 및 인터럽트 操作器

싸이클로콘버터의 마이크로프로세서 제어에서는 각 다이리스터가 점호되기 전에, "어느 다이리스터"가, "언제", "어떤 순서"로 점호되어야 하는가를 결정해야 한다. 여기서 사용한 제어 방법에서는, 상교차점이 하드웨어 및 소프트웨어 설계에 다음과 같은 중요한 역할을 한다.

첫째, 이 상교차점 발생 신호를 인터럽트 요구 신호로 사용함으로써 마이크로프로세서의 동작과 외부회로의 동작을 동기화 시킨다.

둘째, 점호지연각을 셀 타이머의 시작점을 결정한다.

셋째, 점호되어야 할 다이리스터를 결정한다.<sup>12)</sup>

상교차점 발생 장치에서는 1에서 6까지의 6개 펄스를 발생한다. 이 6개의 펄스를 다시 인터럽트 조작기 74LS148(8 to 3 Encoder)로 보내어 3개의 데이터 비트를 발생한다. 그림 11은 인터럽트 조작



기에서 나오는 신호를 오실로스코프로 관측한 것이다.

4.1.2. 零전류 및 負荷전류 方向檢出回路

사이클로컨버터를 구성하는 양콘버터와 음콘버터의 출력전압은 평균치는 같아도 일반적으로 순시치는 같지 않다. 따라서 부하에 전력을 공급하기 위해 부하 전류의 방향에 따라 한 쪽 그룹은 도통시키고, 다른 한 쪽 그룹은 차단시키는 방법 (Inter-Group Blanking Method)을 사용한다.

이 방법의 장점은 큰 리액터가 필요없으므로 부피가 작아지고 다이리스터의 정격이 보다 작아진다.

그러나 검출 회로가 다소 복잡해지는 단점이 있다. 일반적으로 사용되어 온 零전류 및 부하 전류 방향 검출 방식은 부하와 직렬로 역 병렬 다이오우드 쌍을 연결하는 방식인데, 다음과 같은 단점을 갖는다.

출력 전류가 零이 되었을 때 검출된 전압 강하는 떨림이 일어나기 쉬어 零 전류점을 정확히 결정하는 것을 어렵게 한다. 검출되는 전압강하의 크기가 작으므로 잡음 여유가 낮아 큰 잡음 신호

가 발생될 때 절환오인을 범할 우려가 있다. 그리고 個 다이리스터 그룹의 출력전류를 검출하는 것이 아니고 부하전류를 검출하기 때문에 입력 전력원의 단락에 대비한 보호 수단이 필요하다.<sup>13)</sup>

이상의 문제점을 해결하기 위한 것으로 다이리스터-다이오우드 직렬 회로의 역 바이어스 특성을 이용하며, 검출 다이오우드를 콘버터 각각의 출력 측에 직렬로 연결하여 양, 음콘버터의 출력 전류를 독립적으로 검출하는 방법이 있다. 이 방법은 도통되고 있던 콘버터가 완전히 도단된 것을 보장하고 다음 콘버터를 도통시키므로 입력전력원의 단락을 막기 위한 보호 수단이 필요없으며, 또한 검출되는 전압은 그 순간의 전원 전압과 거의 동일한 크기를 가지므로 잡음 여유가 커서 절환 오인의 가능성이 줄어드는 장점이 있다. 이 방법은 다이리스터-다이오우드 직렬 회로의 다음 두가지 역 바이어스 특성을 이용한다.<sup>7)</sup>

첫째, 유도성 부하를 갖는 다이리스터-다이오우드 직렬 회로가 역으로 바이어스 되어있는 상태에서 전류가 흐르고 있을 때, 이 전류가 零이되는 순간, 그 순간의 역 방향 인가 전압 거의 전부가 다이오우드 양단에 걸렸다가 점차 零으로 滅殺한다.

둘째, 이 직렬회로가 역으로 바이어스 되어 있는 상태에서 트리거 신호가 다이리스터 게이트에 인가되면, 그 순간의 역 바이어스 전압의 전부가 다이오우드 양단에 걸렸다가 점차 零으로 감쇄한다.

다이리스터-다이오우드 직렬 회로의 역 바이어스 특성을 이용한 零 전류 및 부하 전류 방향 검출 방법을 나타낸 것이다.

다이오우드  $D_p$  와  $D_n$ 을 각 콘버터의 출력측에 삽입하여 이들 콘버터를 통해 흐르는 전류의 영점과 부하 전류 방향을 독립적으로 검출한다. 그림 12는 다이리스터-다이오우드 직렬 회로의 첫째 역 바이어스 특성을 이용하는 전류검출 원리를 나타낸 것이다.

부하는 유도성이며  $V_R$ ,  $V_o$ ,  $i_o$  및  $V_{dp}$ 는 각각 기준 전압, 출력 전압, 출력 전류 및 다이오우드  $D_p$  양단 전압 강하이다. 시간  $t_1$ 에서  $i_o$ 가 영으로 되면 그 순간에  $V_i$ 와 거의 같은 크기의 임펄스 전압 강하가  $D_p$  양단에 나타나서  $i_o$ 가 零이 되었음을 지시한다. 이 입력 펄스 전압 강하는 또한, 현재의 양콘

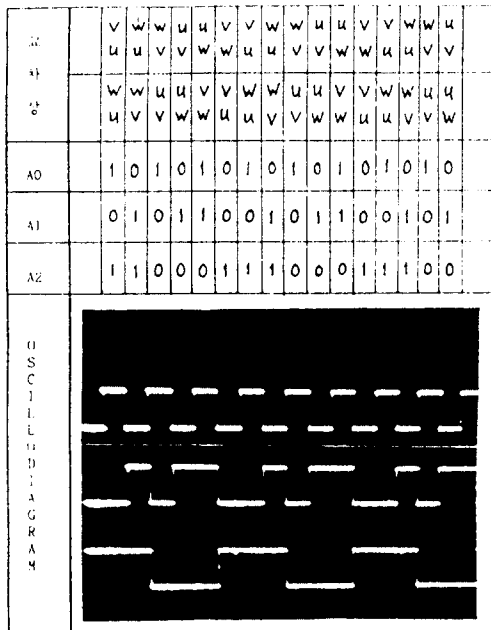
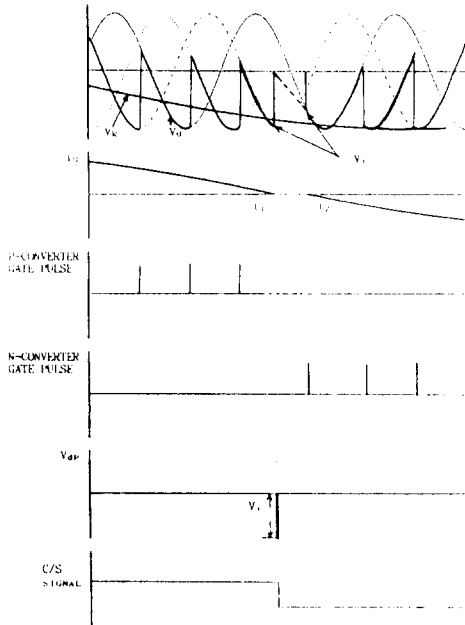


Fig.11 Oscillodiagram of signal from interrupt handler 5V/div 5mS/div

버터로부터 다음 음콘버터로의 절환을 일으키는 그룹 선택 신호(C/S)를 발생시킨다. 음콘버터에 대한 트리거 신호 발생 시간인  $t_2$ 에서 부터 음콘버터



**Fig. 12 Principle of current detecting method using the first reverse-bias characteristic of thyristordiode series network**

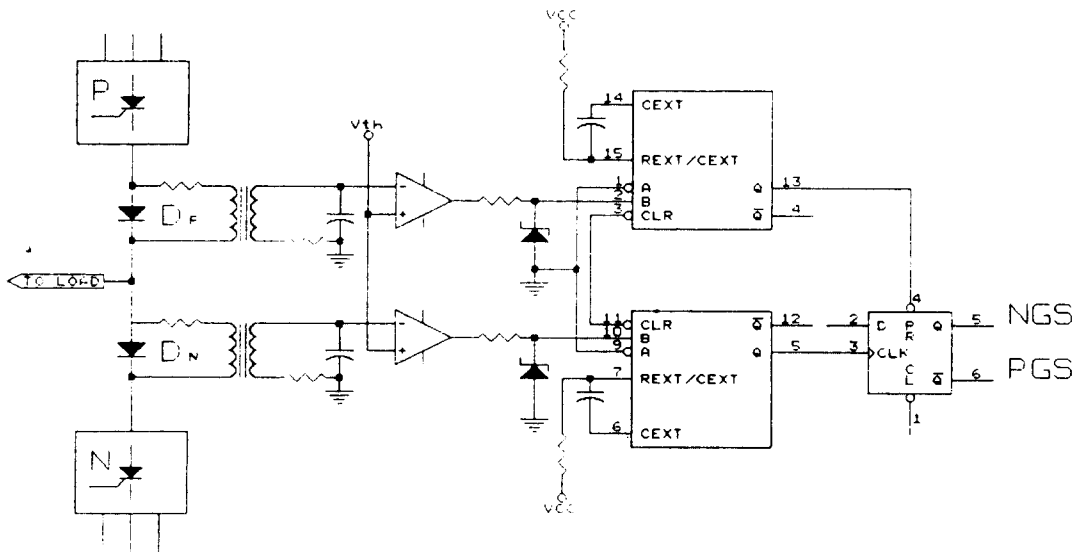
가 도통하기 시작하고, 부하 전류는 음으로 흐르기 시작한다. 절환이 이루어지는 동안  $t_1$ 에서  $t_2$ 까지의 금지대가 설정된 것같이 보인다.

이 방식을 적용하기 위하여 그림 13과 같은 회로를 구성하였다.

o  $V_{th}$  (3V)는 큰 임펄스 잡음에 기인하는 오동작을 방지하기 위하여 설정하는 문턱 전압 (Threshold Voltage)이다. 현재 양콘버터가 도통되어 부하에 전력을 공급하고 있다면 양콘버터에 대한 검출 다이오드  $D_p$  양단 전압 강하는  $V_{th}$ 이며, 부하 전류 즉, 양콘버터의 전류가  $V_{th}$ 로 감소하는 순간, 그 순간의 역 바이어스 전압과 동일한 크기의 펄스 전압이  $D_p$  양단에 나타나며, 이 펄스를 감지하여 양콘버터를 도단시키고 음콘버터를 도통시킨다. 음콘버터로부터 양콘버터 회로의 절환도 같은 방법으로 이루어진다.

#### 4.1.3 게이트 回路

다이리스터 브릿지 회로에서 정측 다이리스터에서 부하를 통하여 부측 다이리스터로 이루어지는 폐회로는 게이트 신호를 한번만 주게 되면 점호 시기가 달라, 점호 실패가 발생하므로 일정 주기 동안 펄스 트레인(Pulse Train)을 만들어 주어야



**Fig. 13 Current zero and direction detection circuit**

한다. 또한, 다이리스터를 트리거시키기 위하여 TTL 의 출력으로는 전류가 부족하여 증폭시켜야 하며, 다이리스터와 제어회로를 분리시켜야 전원 부분으로부터 제어 회로를 보호할 수 있다.<sup>14)</sup>

점호 실패가 일어나지 않도록 다음 게이트 신호가 나온후 얼마동안 까지 게이트 신호가 계속되도록 설계하였다. 다이리스터와 제어회로를 분리시키고 TTL 게이트 신호를 증폭시키기 위해서 트랜지스터와 변압기를 사용하여 설계한 다이리스터 구동회로이다. 회로에서 커패시티(0.1  $\mu$ F)는 다이리스터의 게이트로 입력되는 전류의 시간에 따른 상승률  $di/dt$ 는 증가하게 된다. 다이리스터 게이트 전류는 200mA내외, 전압은 800mV이상 되게 하였다.<sup>15)</sup>

4.1.4 8086 마이크로프로세서와 인터페이스

사이클로콘버터 시스템을 제어하는 8086CPU의 주요 주변소자들에 대한 블록 선도이다. 8086 CPU가 전체 시스템을 통제하며, 두 개의 PPI (Programmable Peripheral Interface, 8255), 인터럽트 제어기(Interrupt Controller, 8259), 카운터/타이머(Counter/Timer, 8253)가 사용된다.

입 출력은 PPI를 통해 이루어지며, 각 Port의 할당은 다음과 같다.

- 1) PPI1 : 입력만으로 사용되며 각 Port의 기능은 아래와 같다.

Port A : Dip SW로부터 주파수(m) 명령 입력.

Port B : Dip SW로부터 전압크기(r) 명령 입력.

Port C : PCL=상교차점 신호를 입력.

PCH=전류 방향 입력.

- 2) PPI2 : 출력만으로 사용되며 각 Port의 기능은 다음과 같다.

Port A : 양콘버터의 도통 다이리스터 번호 지정.

Port B : 음콘버터의 도통 다이리스터 번호 지정.

Port C : PCL=Timing Pulse.

8253은 세개의 카운터/타이머를 가지며, C/T 1과 C/T 2가 각각 양콘버터, 음콘버터의 게이트 신호 발생에 사용되었다. 인터럽트 제어기 8259는 세개의 인터럽트 신호를 받아 들이는데, 그것은 각각 IRQ0(상교차점 발생),IRQ1(C/T 1 Count out),IRQ2(C/T 2 Count out)이다.<sup>16),17)</sup>

4.2 소프트웨어의 設計

소프트웨어의 설계에 있어서, 전원이 60Hz, 6펄스 사이클로콘버터인 경우, 아래의 두 가지 원칙에 따른다.

첫째, 상교차점 발생기간동안 필요한 데이터는 바로 그 앞의 상교차점 기간 동안에 결정되어진다.

둘째, 상교차점 발생간격은 2.8ms이므로 데이터를 결정하는 프로그램의 수행시간은 설정치(r.m)가 변하는 경우에도 2.8ms이하가 되도록 소프트웨어를 설계한다.

4.2.1 데이터 메모리의 배열

제어 프로그램을 효율적으로 수행하기 위해 소프트웨어를 설계하기에 앞서 두개의 표를 준비한다. 사이클로콘버터에서 점호 지연각의 범위는 00~1800이므로 상교차점 발생 기간 동안 세개의 게이트 펄스가 있을 수 있다.

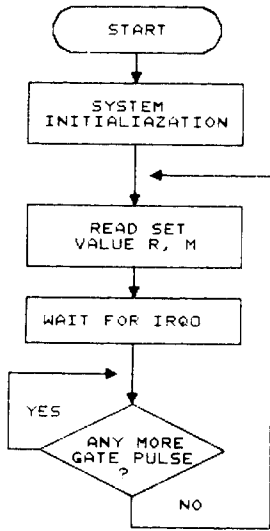
데이터 테이블 I에는 게이트 펄스의 수(NGP)와, 세개의 점호 지연각( $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ )을 각 칸에 쓰도록 한다. 데이터 테이블 II에는 타이밍 펄스가 요구될 때마다 각 행의 첫째 칸에 쓰여지는 출력 포트의 어드레스(AD), 점호되어야 할 다이리스터 번

Table 1

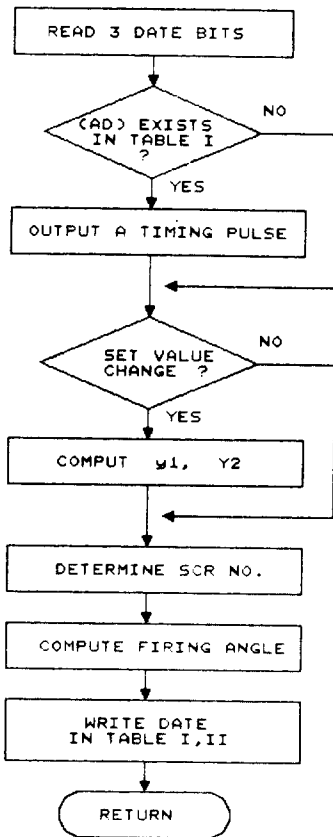
	COLUMN 1	1	3	4	5	6
ROW 1	A D 0	0	0	0	0	0
2	THN01 1	2	3	0	4	5
3	THN02 0	0	0	0	0	0
4	THN03 0	0	0	0	0	0

Table 2

	COLUMN 1	1	3	4	5	6
ROW 1	N. G. P 1	1	1	0	1	1
2	$\alpha 1$ 8.5	17	25.5	0	4	12.5
3	$\alpha 2$ 0	0	0	0	0	0
4	$\alpha 3$ 0	0	0	0	0	0



(a) Main program



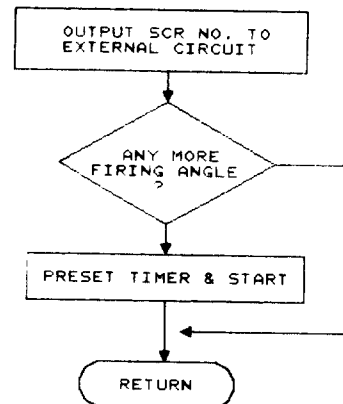
(b) Interrupt IRQ1, IRQ2 program

호(THNO1, THNO2, THNO3)가 쓰여진다. 각 칸에 쓰여질 점호 지연각은 같은 행과 열 번호에 쓰여질 다이리스터 번호와 일치한다. 각 데이터 테이블마다 여섯개의 행이 있는데 이 여섯개의 행 번호는 상교차점 펄스로 정해진다. 즉 인터럽트 조작기(Interrupt Handler)로 부터의 세개의 데이터 비트(Data Bits)가 쓰거나(Write) 읽혀져야(Read)할 각 행번호를 결정한다.<sup>18)</sup>

4.2.2 制御 프로그램

그림 14는 각 프로그램 별 흐름도이다.<sup>19), 20)</sup>

제어 프로그램은 주 프로그램, 인터럽트 #0 프로그램, 인터럽트 #1,2 프로그램의 세 부분으로 크게 나누어진다. 이 중 인터럽트 #0 프로그램은 제어 프로그램의 핵심이다. 인터럽트 #0 프로그램은 상교차 펄스가 발생할 때마다 수행된다. 상교차 펄스가 발생되면 인터럽트 조작기로 부터 어느 입력상의 교차점인지를 특정지어주는 세개의 데이터 비트를 읽어 들인다. 이 데이터 비트는 데이터 테이블로부터 읽어와 할 행번호와 데이터 테이블에 써넣어야 할 행번호를 결정한다. 데이터 테이블로부터 읽어와 할 행번호는 데이터비트의 값과 같고, 이 상교차점 기간동안 필요한 데이터, 즉 점호지연각과 점호되어야 할 다이리스터 번호는 데이터 테이블에 이미 기록되어 있다. 데이터 테이블에 데이터를 쓰기 위한 번호는 데이터 비트의 값에 1을 더한 값, 즉 읽어와 할 행의 다음 행이 된다. 써넣어야



(c) Interrupt IRQ0 program

Fig. 14 Flowcharts control program

할 데이터는 다음 상교차점 발생시 읽혀질 데이터이다. 또한 행번호는 점호 지연각의 크기에 따라 달라질 수 있다.

예를 들어, 상교차점 펄스 발생시 데이터 비트 값이 4라면 데이터 테이블로부터 읽어야 할 행번호는 4이며, 데이터 테이블에 써 넣어야 할 행번호는 5가 된다. 6다음에는 다시 1이 된다. 데이터 테이블에 쓰여질 모든 점호 지연각은  $\pi/3$ 보다 작아야 하며, 점호 지연각이  $\pi/3$ 을 초과하면, 그 값이  $\pi/3$ 보다 작아질 때까지 반복해서  $\pi/3$ 를 감한다. 이 감산이 일어날 때마다 써 넣어야 할 두 데이터 테이블의 행번호는 1씩 증가한다.

인터럽트 #1,2 프로그램은 타이머의 값이 짝이 되면 수행된다. 인터럽트 #1,2 프로그램에서는 외부 게이트 회로의 점호되어야 할 다이리스터에 펄스를 보낸다.

#### 4. 2. 3 컨버터의 切換

사이클로컨버터는 교류출력 전류의 양의 반주기는 양컨버터, 음의 반주기는 음컨버터가 담당하기 때문에 영역 II, IV에서 컨버터의 절환이 필요하다. 컨버터의 절환에 대비하기 위하여 영역 II, IV에서는 두 컨버터의 점호각을 계산하여야 하며, 두 개의 다이리스터 번호를 외부 게이트 회로에 펄스를 내보내야 한다. 인터럽트 #0 프로그램 수행 중 y1의 값이  $\pi/2$ 를 초과하면 데이터 테이블의 해당 행의 첫 번째 열에 AD(Address)를 써 넣는다.

다음의 상교차점이 발생하여 인터럽트 #0 프로그램 수행 중에 이 AD를 만나면 이 AD에 의해 지정된 출력 포트에 즉시 타이밍 펄스를 내 보내어 부하전류 검출기를 동작시킨다. 부하전류 검출기는 전류의 방향이 변할 때 P/N 신호를 마이크로프로세서로 보낸다. 영역 II, IV에서 마이크로프로세서가 인터럽트 #0 수행 중에 이 P/N 신호를 받아들이면 동작 컨버터를 위한 단 하나의 점호 지연각을 내 보낸다.

### 5. 실험 및 고찰

다이리스터 소자를 사용한 비순환전류 6-펄스 사이클로컨버터를 구성하고, 앞 절에서 설계한 하

드웨어 및 소프트웨어를 제작한 후 16-비트 CPU 8086으로 이루어진 Single-Board Micro-computer(STM-8086)을 사용하여 디지털 제어를 실시하였다.

사이클로컨버터에 공급되는 전원은 삼상 220V 입력전원을 DELTA-STAR결선의 슬라이닥스를 사용하여 입력 측에 연결하였으며 부하로는 저항과 인덕터로 이루어진 유도성 부하를 사용하였다. 브릿지 회로를 구성한 12개의 다이리스터는 660V, 20V, Turn-off time 200 $\mu$ sec인 소자를 사용하였다.

인터럽트 #0 프로그램은 프로세서 당 600 $\mu$ s에서 800 $\mu$ s정도 소비되었고, 제어 중 설정치(r, m)가 바뀌었을 때도 1000 $\mu$ s정도였다.

그림 15는 대표적인 출력파형을 오실로스코프로 관찰한 것이다. 설정치(r, m)를 바꾸었을 때의 파형을 나타내었다. 유도 전동기의 속도 변화시 위상각의 불연속은 출력전압의 갑작스런 변화를 의미하며, 출력전압의 갑작스런 변화는 시스템의 전기적, 기계적 스트레스를 유발시킨다. 그림에서 보는 바와 같이 출력파형이 변화된 후에도 위상각이 변하지 않는 상태로 있음을 알 수 있다. 이 사실은 이 제어 방법을 유도전동기의 속도제어에 적용할 경우 큰 잇점을 가진다.

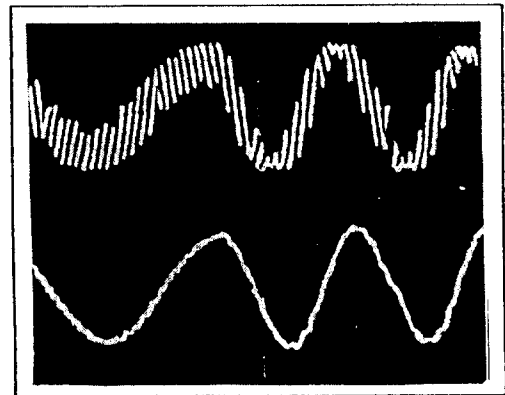


Fig. 15 Oscillodiagram of output voltage and load current in transient state  
 $m_6=(10\text{Hz})\ r=0.75 \rightarrow m=4(15\text{Hz})\ r=1.0$   
 50V/div 20ms/div

## 6. 결 론

이 논문에서는 최근에 제안된 새로운 제어방법과 다이리스터-다이오우드 직렬회로의 역바이어스 특성을 이용한 부하전류 검출방법을 실제 설계에 적용하여, 비순환전류 6펄스 사이클로콘버터를 제작하고, 실험함으로써 그 유용성을 검토해 보았다. 그 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) 새로운 제어 방법에 의한 제어기는 재래식 아날로그 제어가와 비교해 볼 때, 더욱 간결해 졌으며, 잡음 신호에 의한 오동작이 줄어들고 그 신뢰성과 정확성도 개선되었다.

2) 프로세싱 시간에 있어서도 이 제어방법은 제어 중 설정치(r, m)가 변할 때 인터럽트 #0 프로그램이 프로세서 당 1000 $\mu$ sec 정도 밖에 되지 않아, 12 혹은 24-펄스 시스템에도 적용 될 수 있음을 알 수 있었다.

3) 특히, 이 제어방법의 장점은 그림 15에서와 같이 출력파형이 매우 짧은 시간에 바뀐다는 점과 위상각을 그대로 유지한다는 점이다. 이것은 유도전동기 속도제어에 있어 원활한 제어를 가능케 한다.

4) 제작된 사이클로콘버터의 휴전류 및 전류방향 검출회로는 각 콘버터를 개별적으로 동작시킬 경우에는 다이리스터-다이오우드 직렬회로의 역바이어스 특성에 따라 잘 동작하였다.

그러나, 4상만으로 동작시켰을 때는 출력전류의 채터링에 기인한 검출 다이오드의 양단 전압강하의 불안정한 발생으로 절환이 순조롭게 이루어 지지 않는 경우도 있었다.

사이클로콘버터는 특히, 대용량 저속에서 매우 훌륭한 유도전동기용 전력 변환기이다. 그러나, 아직도 정확한 부하 전류 검출 방법, 저전류 영역에서 출력 파형의 왜곡, 轉流 중첩, 저역률 개선에 관한 문제점은 여전히 남아 있다.<sup>21),22)</sup> 이러한 문제점들은 다음의 연구과제로 남기고자 한다.

## 참고문헌

1) Walter A. Hill, Richard A. Turton, R. J. Dungan, and C. L. Schwalm, "A vector controlled cyclo-

converter drive for an icebreaker", IEEE, Trans. Ind. Appl. Vol. IA - 23, No. 6 1987

2) 上山直彦, 다이리스터 제어 AC 모터의 운전과 보수, 서울, 기전연구사 譯, 1985

3) H. Hosoda, S. Tatara, R. Kurosawa, H. Hakata, and K. Doi, "A high performance cross-current type cycloconverter fed Induction motor drive system", IEEE. Trans. Ind. Appl. Vol. IA 24, No. 3, 1988

4) W. Slabiak, Lous I. J. Lawson, "Precise control of a three phase squirrel cage induction motor using a practical cycloconverter", IEEE. Trans. Ind. Vol. IGA-2, 1966

5) L. Gyugyi, B. R. Pelly, Static power frequency changer, Wiley Inc, 1976

6) S. Miyazawa, F. Nakamura, and N. Yamada, "A novel strategy for microcomputer-based control of a single phase output cycloconverter", IEEE. Trans. Ind. Vol. IE - 36, No. 4, p. 560 - 567, 1989

7) R. Ueda, T. Sonoda, T. Mochizuki, and S. Takata, "Stabilization of bank selection in noncirculating cycloconverter by means of reliable current-zero and current polarity detection", IEEE. Trans. Ind. Vol. IA - 20, p. 827 - 833, 1984

8) B. R. Pelly, Thyristor phase controlled converter and cycloconverter, New York : Wiley - Inc., 1971

9) N. K. Sharada, R. Mulchandani, R. Arockiasamy, "Microprocessor control of cycloconverter : Technique for implementation and testing", IEEE. Trans. Ind. Electron. Vol. IE - 33, No. 3, 1986

10) S. Miyazawa, F. Nakamura, and N. Yamada, "A new method for developing the control scheme of a CVVF cycloconverter", IEEE. Trans. Ind. Electron., Vol. IE - 33, p. 301 - 309, 1986

11) S. Miyazawa, F. Nakamura, and N. Yamada, "Effective approximations suitable for the control algorithm of microprocessor-based cycloconverter", Proc. Inst. Electron. Eng., Vol. 135, p. 159 - 164, 1988

12) Z. Salameh, S. Wang, "Microprocessor control of double output induction generator", IEEE. Trans. Energy Conversion, Vol. 4, No. 2, 1989

- 13) M. Cade, W. Drury, B. R. Jones, "Noncirculating cycloconverter with alternative firing strategies", Third Inter. Conf. Power Electrons. CONF., Publ. No. 291, p347 - 350, 1988
- 14) 최춘성, "삼상 다이리스터 브릿지의 비대칭 점호에 관한 연구" 한국해양대학교, 석사논문, 1990
- 15) S. b. Dewan, A. Straughen, Power semiconductor circuits, John Wiley & Sons - Inc.,
- 16) Microprocessor and peripheral handbook, Intel
- 17) Jame W. Coffron, Programming the 8086/8088, Berkeley, Sybex, Simons & Schustetr - Inc, 1986
- 18) 황희용, Ms - DOS 매크로 어셈블러, 서울, 교학사, 1986
- 19) Russel Rector, George Alexy, The 8086 book, Berkeley Osborne/Mc Graw - Hill, 1980
- 20) 김경환 외, 16Bit 마이크로프로세서, 서울, 홍릉 과학 출판사, 1990
- 21) I. Takahashi, M. Yamane, "Multiparallel asymmetrical cycloconverter having improved power factor and waveforms" IEEE. Trans. Ind. Appl Vol. IA - 22, No. 6, 1986
- 22) I. Takahasho, M. Nunohawa, "Prediction control for a cycloconverter of a Power distortion compensation system", IEEE. Trans. Ind. Appl. Vol. 25, No. 2, 1989