

# LC 공진회로를 이용한 유도전동기 구동용 사이크로콘버터의 특성분석

김영석 조규민

인하대학교 공과대학 전기공학과

## Characteristic Analyses of a Cycloconverter with a LC Resonant Circuit For a Induction Motor Drive

Young Seok Kim Kyu Min Cho

Dept. of Electrical Eng. Inha University

### Abstract

This paper presents a study on the cycloconverter with a LC resonant circuit for a induction motor drive which keeps the input displacement factor at 1.0 by controlling real and reactive power independently under any load conditions. The input and the output current waveforms are sinusoid, and consequently input power factor is nearly 1.0.

In this paper, the operating principles of this cycloconverter, the control algorithms, the waveform analyses, and the characteristics of the system are described. The volts/hertz control of the induction motor is experimented, and the reasonability of this proposal is verified.

### 1. 서론

현재 전력변환기술이 많이 발전되어 있고, 양질의 동력원 사용 및 전기에너지 사용합리화의 측면에서 전력변환기의 수요가 날로 급증하고 있는 추세에 있다.

이러한 전력변환기 사용의 급증은 전원계통에 무효전력을 증대시키고 또 고조파를 발생시키므로 전원설비용량의 증대, 부하기기 및 선로손실의 증가, Flicker 발생 등의 문제점을 야기시키고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 계통의 무효전력 및 고조파발생을 없애기 위해 무효전력과 고조파발생을 억제하는 전력변환기에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 예로서, 교류전동기를 사이크로콘버터로 구동하는 경우 입력역율을 개선하기 위해 수전단에 설치한 진상콘덴서의 진상무효전력과 사이크로콘버터에서 발생하는 지상무효전력의 차를 순환전류에 의한 무효전력을 제어하여 입력역율을 1로 하고 있다. 그러나 이 경우 수전단에 대용량의 진상용 콘덴서가 필요로 하며 순환형 사이크로콘버터를 채용하여 여분의 순환전류를 홀리드 변환효율도 저하되고 출력주파수도 전원주파수의 절반정도도 제한되어 저속대용량기기에만 적용할 수 밖에 없다는 단점이 있다.<sup>(1)</sup> 이외에도 PAUL M. ESPELAGE<sup>(2)</sup>와 BIMAL K. BOSE<sup>(3)</sup>는 2대의 사이크로콘버터를 고주파 탱크회로로 연결하여 일정주파수의 교류로부터 다른 주파수의 교류로 변환하는 새로운 교류연계 시스템을 제안하여 무효전력과 유효전력을 각각 제어할 수 있음을 이론적으로 검토한 바가 있으나 유도전동기용을 구동한 사례는 없다.<sup>(2)</sup>

한편, 산업현장의 주된 동력원인 유도전동기를 운전하는데 사용되어지고 있는 전력변환기는 정류기와 인버터를 사용한 직류연계 시스템이 그 주류를 이루고 있는데 이러한 방식들을 사용할 경우 고조파발생, 무효전력 발생, 주파수제한 등의 많은 문제점이 발생한다. 따라서 이의 해결을 위한 새로운 전력변환기기의 개발이 시급한 현실이다.

이러한 시점에 있어 필자들은 고주파 LC 공진회로를 轉流용전원으로 하여 입력기본파역율을 1로 제어하고, 입·출력 전류파형도 거의 정현파가 되게 하여 무효전력 및 고조파발생이 거의 없는 유도전동기구동용 사이크로콘버터를 제안한다.

본 논문에서는 제안하는 사이크로콘버터의 동작 및 제어원리 와 파형해석을 통한 시스템 특성등을 나타내었고, 시작점을 유도전동기 V/F일정 제어에 적용한 실험 결과로서 제안한 이론의 타당성을 입증하였다.

### 2. 공진회로를 이용한 사이크로콘버터

#### 2.1 회로구성 및 동작

그림 1에 제안하는 사이크로콘버터의 회로구성을 나타내었다. 이는 입·출력필터, 입력사이크로콘버터, LC 병렬공진 탱크회로, 출력사이크로콘버터로 구성된다. 입력 사이크로콘버터는 3상전원으로부터 탱크회로로 3상 입력전력을 단상의 고주파전력으로 변환하고, 탱크회로는 입·출력사이크로콘버터 사이의 전력을 전달함과 동시에 입·출력사이크로콘버터의 轉流용전원으로 이용된다. 출력사이크로콘버터는 탱크회로의 단상 고주파전력으로부터 희망하는 가변전압, 가변주파수의 전력을 부하에 공급한다. 특히, 입력필터는 전류의 평활화 뿐 아니라 이것의 입력사이크로콘버터 저주파측에 발생하는 전압의 위상과 진폭을 제어하여 줌으로써 입력기본파역율을 1로 제어할 수 있게 하여 주고 있다.

본 사이크로콘버터는 여현파제어법을 이용하여 점토각을 결정하고 있고 또 이는 비순환형이므로 사이리스터들은 저주파전류부호에 따라 N군 콘버터와 P군 콘버터도 나뉘어 동작한다.

#### 2.2 전력제어 원리 및 저주파측 해석

그림 2의 (a)에 입력사이크로콘버터의 저주파측 동작

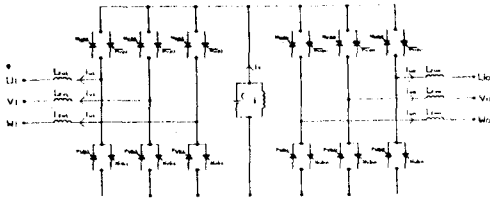


그림 1 LC 공진회로를 이용한 사이크로콘버터

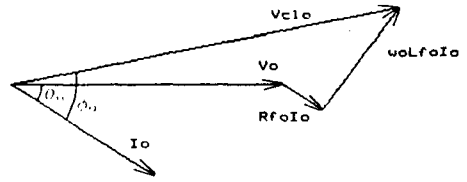


그림 3 출력사이크로콘버터 저주파속 벡터도

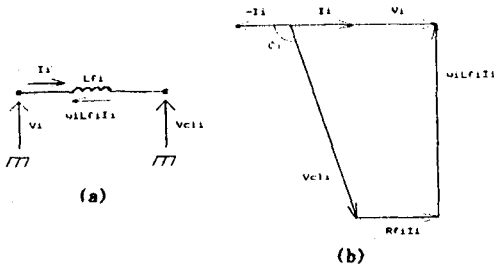


그림 2 입력사이크로콘버터 저주파속 동가회로(a)와 벡터도(b)

회로를 나타내었다. 여기서  $V_1$ ,  $I_1$ 은 입력전원의 상전압과 상전류이고  $V_{c11}$ 은 입력사이크로콘버터의 저주파전압이다. 그리고  $L_r$ 는 입력필터 인덕턴스이고  $R_r$ 는 이의 저항성분이다. 그림 2의 (b)는 입력사이크로콘버터의 저주파속 벡터도인데, 입력기본파역율을 1로 제어하여 주기 위하여는 벡터도에 나타난 바와 같은  $V_1$ 와  $V_{c11}$ 와의 관계를 유지시켜 줌으로써  $V_1$ 와  $I_1$ 가 동상이 되도록 하여주면 된다. 이 때의 전원으로부터의 입력전력은 다음 식으로 표시된다.

$$P_i = 3V_1 I_1 \dots (1)$$

$$= \frac{3V_1^2 \sin\phi_1}{R_r \sin\phi_1 - \omega L_r I_1 \cos\phi_1} \dots (2)$$

또한, 그림 2의 (b)에서

$$V_{c11}^2 = (V_1 - R_r I_1)^2 + (\omega L_r I_1)^2 \dots (3)$$

$$\phi_1 = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{\omega L_r I_1}{V_1 - R_r I_1} \right) \dots (4)$$

$$V_{c11} = \frac{\omega L_r I_1}{\sin\phi_1} \dots (5)$$

의 관계가 성립함을 알 수 있다.

이 때, 가상중성점에 대한 탱크전압  $v_a$ ,  $v_b$  를 다음과 같다고 하면,

$$v_a = \sqrt{2} V_a \sin\theta_t \dots (6)$$

$$v_b = \sqrt{2} V_b \sin(\theta_t - \pi) \dots (7)$$

입력사이크로콘버터 저주파속에 발생할 수 있는 전압  $V_{c11}$ (1상분)의 최대일치  $V_{c11m}$ 은

$$V_{c11m} = \frac{2}{\pi} V_a \cos(\omega t_s) \dots (8)$$

로 표시된다. 여기서  $\omega$ 는 탱크 각주파수이고,  $t_s$ 는 轉流여유시간이다.

이제 식 (1), (3), (8)로부터 입력기본파역율을 1로 유지할 수 있는 입력전력의 한계  $P_{iul}$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$P_{iul} = 3 \frac{R_r V_1 + \gamma D}{Z_i^2} \dots (9)$$

여기서,

$$Z_i^2 = R_r^2 + \omega_1^2 L_r^2 \dots (10)$$

$$D = \left\{ \frac{2}{\pi} \cos(\omega t_s) Z_i V_a \right\}^2 - (\omega_1 L_r V_1)^2 \dots (11)$$

이고,  $D \geq 0$  으로부터 다음의 조건식이 도출된다.

$$V_a \geq \frac{\pi \omega_1 L_r V_1}{2 \cos(\omega t_s) Z_i} \dots (12)$$

그림 3은 출력사이크로콘버터 저주파속의 벡터도이다. 그림으로부터

$$\phi_o = \tan^{-1} \left( \frac{\omega_o L_f I_o + V_o \sin\theta_o}{V_o \cos\theta_o + R_f I_o} \right) \dots (13)$$

$$V_{c10} = \frac{V_o \cos\theta_o + R_f I_o}{\cos\phi_o} \dots (14)$$

가 림을 알 수 있다. 여기서  $\theta_o$ 는 부하 역율각이다.

### 2.3 탱크전류 해석(6)

탱크회로에는 입·출력 두 대의 사이크로콘버터가 연결되어 있으므로 모두 6상의 경우를 고려하여 탱크전류를 구해야 한다. 스위칭함수, 전류모드함수, 점호각위상변조함수를 이용 탱크전류의 a상분을 구하여 이를 푸리에 급수로 전개한 후 탱크회로의 주파수성분만 나타내면

$$i_{a\theta} = \frac{3}{\pi} (k_1 I_1 \cos\phi_1 + k_o I_o \cos\phi_o) \sin\theta_t - \frac{12}{\pi^2} \left[ I_1 \left\{ X_1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} X_n \frac{\cos 2n\phi_1}{4n^2 - 1} \right\} + I_o \left\{ X_o + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} X_n \frac{\cos 2n\phi_o}{4n^2 - 1} \right\} \right] \cos\theta_t \dots (15)$$

가 된다. 단,

$$X_1 = 1 - \sum_{j=1}^{\infty} \frac{(2j-3)!!(2j-1)!!k_1^{2j}}{2^{2j} \cdot j!j!} \dots (16)$$

$$X_{n1} = \sum_{j=n}^{\infty} \frac{(2j-3)!!(2j-1)!!k_1^{2j}}{2^{2j-1} \cdot (j+1)!(j-1)!} \dots (17)$$

$$X_o = 1 - \sum_{j=1}^{\infty} \frac{(2j-3)!!(2j-1)!!k_o^{2j}}{2^{2j} \cdot j!j!} \dots (18)$$

$$X_{no} = \sum_{j=n}^{\infty} \frac{(2j-3)!!(2j-1)!!k_o^{2j}}{2^{2j-1} \cdot (j+1)!(j-1)!} \dots (19)$$

$$n! = \begin{cases} n(n-2)(n-4) \dots 2 & (n: \text{짝수}) \\ n(n-2)(n-4) \dots 1 & (n: \text{홀수}) \end{cases} \quad (n=0,1) \dots (20)$$

$$k_1 = \frac{\pi V_{c11}}{2V_a} \dots (21)$$

$$k_o = \frac{\pi V_{c10}}{2V_a} \dots (22)$$

이다. 이 때 동상분전류  $i_R$ 과 지상분전류  $i_L$ 을 각각

$$i_R = \frac{3}{\pi} (k_1 I_1 \cos\phi_1 + k_o I_o \cos\phi_o) \sin\theta_t \dots (23)$$

$$= I_R \sin\theta_t + I_o \sin\theta_t \dots (24)$$

$$= I_R \sin\theta_t \dots (25)$$

$$I_L = \frac{12}{\pi^2} [I_i \{ X_i + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} X_{ni} \frac{\cos 2n\phi_i}{4n^2 - 1} \} + I_o \{ X_o + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} X_{no} \frac{\cos 2n\phi_o}{4n^2 - 1} \}] \cos \theta_t \dots (26)$$

$$\equiv I_{Li} \cos \theta_t + I_{Lo} \cos \theta_t \dots (27)$$

$$\equiv I_L \cos \theta_t \dots (28)$$

라 하면 탱크전압  $v_a$ 와 전류  $i_a$ 의 위상차  $\phi_t$ 는

$$\phi_t = \cos^{-1} \left( \frac{I_R}{(I_R^2 + I_L^2)^{1/2}} \right) \dots (29)$$

가 된다. 여기서 전류가 완전한 구형파라고 가정한다면 탱크전류  $i_a$ 의 기본파분의 실효치  $I_{ar}$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$I_{ar} = \frac{\pi}{4} (I_R^2 + I_L^2)^{1/2} \dots (30)$$

### 2.4 탱크 동가회로 및 주파수 해석

그림 4의 (a)에 탱크회로의 동가회로를 나타내었다. 여기서,

- $C_t$  : 탱크회로의 커패시턴스
- $L_t$  : 탱크회로의 인덕턴스
- $R_t$  : 탱크회로의 손실을 나타내는 동가 저항
- $R_i$  : 입력사이크로콘버터측의 동가 저항
- $L_i$  : 입력사이크로콘버터측의 동가 인덕턴스
- $R_o$  : 출력사이크로콘버터측의 동가 저항
- $L_o$  : 출력사이크로콘버터측의 동가 인덕턴스

이고, 탱크전압  $v_a$ 의 기본파에 대한  $R_i, L_i, R_o, L_o$ 는

$$R_i = \frac{2\sqrt{2}V_a}{I_{Ri}} \dots (31)$$

$$L_i = \frac{2\sqrt{2}V_a}{I_{Li}} \dots (32)$$

$$R_o = \frac{2\sqrt{2}V_a}{I_{Ro}} \dots (33)$$

$$L_o = \frac{2\sqrt{2}V_a}{I_{Lo}} \dots (34)$$

가 된다. 이 때,

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_t} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_o} \dots (35)$$

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_t} + \frac{1}{L_i} + \frac{1}{L_o} \dots (36)$$

라고 하면 그림 4의 (b)와 같이 간단한 동가회로로 나타낼 수 있다.

이 때 탱크주파수  $f_t$ 는

$$f_t = \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{L_{eq}C_t} - \left( \frac{1}{2C_tR_{eq}} \right)^2 \right\}^{1/2} \dots (37)$$

가 된다. 여기서,

$$\frac{1}{L_{io}} = \frac{1}{L_i} + \frac{1}{L_o} \dots (38)$$

$$X_{io} = L_{io} \omega_t \dots (39)$$

라 놓고 식 (37)에 대입하여 정리하면

$$f_t = \frac{1}{4\pi X_{io}C_t} + \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{L_tC_t} + \left( \frac{1}{2X_{io}C_t} \right)^2 - \left( \frac{1}{2R_{eq}C_t} \right)^2 \right\}^{1/2} \dots (40)$$

가 된다.

### 3. 계산 및 실험결과

실험에 적용된 시스템 제어 블록도를 그림 5에 나타내었다. 출력사이크로콘버터에 유도전동기의 V/F 일정 제

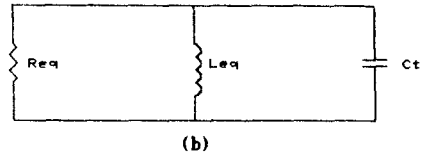
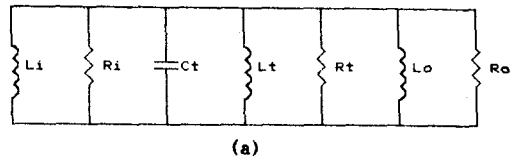


그림 4 탱크 동가회로(a)와 간략화된 동가회로(b)

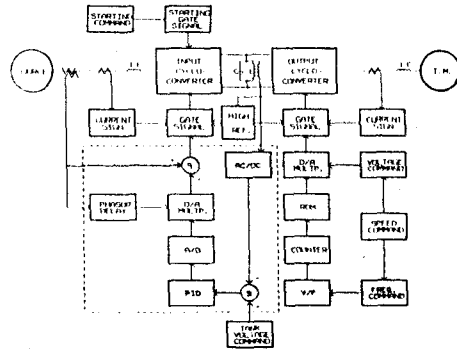


그림 5 시스템 제어 블록도

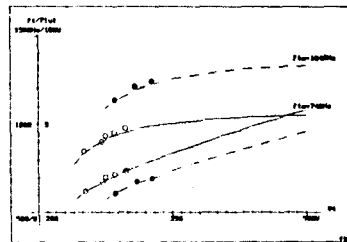


그림 6  $V_t - P_{iu1}, f_t$  관계

어 알고리즘을 적용한 경우이다.

먼저, 시작점의 제한상 광범위한 실험을 행하지 못하였으므로 실험치는 제한된 시스템의 동작 한계점이 아니고 시작점이 허용하는 한계 내에서의 동작점임을 밝혀 둔다.

그림 6은 입·출력 선간전압 116V, 입력필터 인덕턴스 10mH, 轉流여유시간 100μsec일 때의 계산 및 실험결과로 탱크전압과 입력기본파역율 1을 유지하는 입력전력의 한계  $P_{iu1}$  및 그 때의 탱크주파수 변화이다. 탱크회로의 고유주파수가 높게 설정될수록  $P_{iu1}$ 은 낮아짐을 알 수 있다. 이  $P_{iu1}$ 은 탱크전압과 고유주파수 뿐만 아니라 입력전압, 입력필터의 인덕턴스와 그의 저항성분, 轉流여유시간 등 여러 변수에 따라 많은 차이를 보이게 된다. 그림 7은 입·출력 선간전압 116V, 탱크전압 300V, 탱크 고유주파수 740Hz, 轉流여유시간 100μsec로 설정했

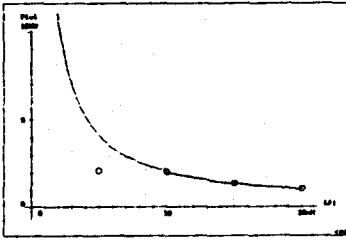


그림 7  $L_{ei} - P_{out}$  관계

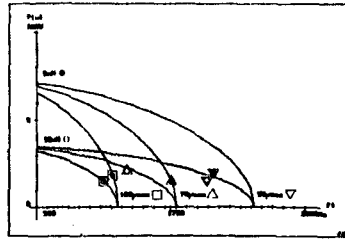


그림 8  $L_{ei}, f_e, t_e - P_{out}$  관계

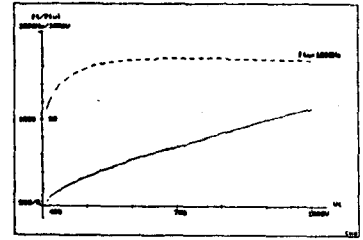
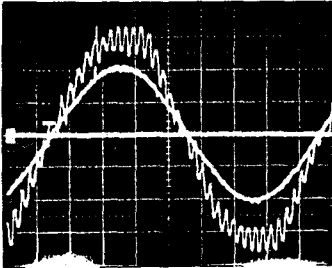
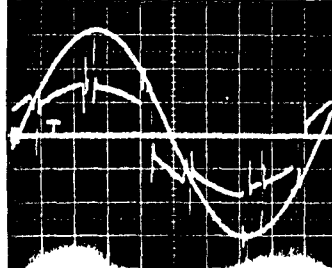


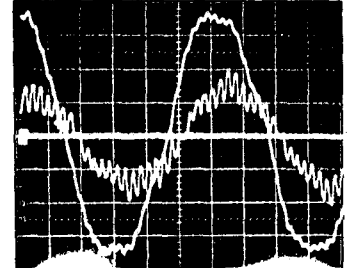
그림 9 이상적 시스템에 있어서의  $V_t - P_{out}, f_e$  관계



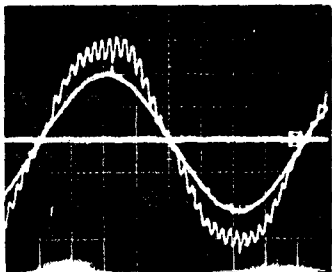
40V/div, 1.76A/div, 2msec/div  
그림 10 입력전압·전류 (80Hz출력시)



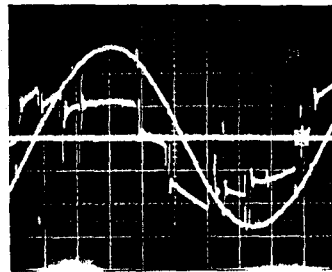
100V/div, 0.8A/div, 0.1msec/div  
그림 11 링크전압·전류 (80Hz출력시)



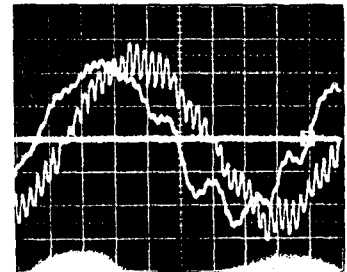
50V/div, 1.76A/div, 2msec/div  
그림 12 출력전압·전류 (80Hz출력시)



40V/div, 1.76A/div, 2msec/div  
그림 13 입력전압·전류 (62Hz출력시)



100V/div, 0.8A/div, 0.1msec/div  
그림 14 링크전압·전류 (62Hz출력시)



50V/div, 1.76A/div, 2msec/div  
그림 15 출력전압·전류 (62Hz출력시)

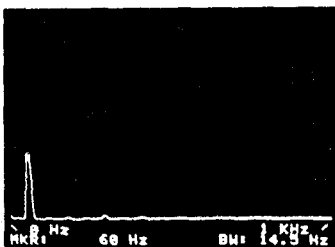


그림 16 입력전류 스펙트럼

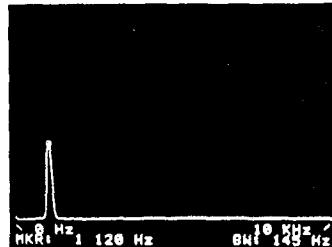


그림 17 링크전압 스펙트럼

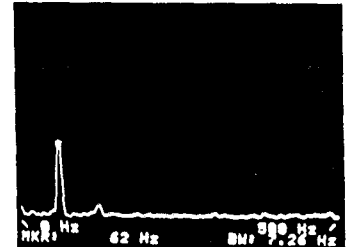


그림 18 출력전류 스펙트럼

을 경우의 입력필터 인덕턴스와  $P_{in}$ 과의 관계이다. 입력필터의 인덕턴스가 작을수록 입력기본파역율 1의 동작범위는 넓어지나 전류파형의 맥동은 심해질 것이므로 실제에 있어서는 입력필터에 의한 전력손실, 전압강하, 전류파형의 맥동 등을 고려하여 입력필터의 인덕턴스의 값을 선정해야 할 것이다. 역시 입·출력 선간전압 116V, 탭크전압 300V일 경우의 탭크회로의 동작주파수, 轉流여유시간 및 입력필터의 인덕턴스 값에 따른 입력기본파역율 1의 동작범위를 그림 8에 나타내었다. 여기서 탭크회로의 동작주파수에도 제한이 있음을 알 수 있고 이는 입력필터의 인덕턴스와는 무관하며 轉流여유시간에 의존함을 알 수 있다.

이상의 계산 결과로는 입력기본파역율 1의 동작범위가 넓지 못하다고 생각될 수 있으나 이는 실험결과와 비교를 위해 시작점의 제정수를 사용한 것이라 그러한 것이다. 그러나 실험실 수준을 넘어 보다 현실한 시스템을 구성한다면 실제에 있어서도 넓은 동작범위를 갖게 될 것이다.

이러한 점에서 그림 9에 입력필터 인덕턴스 5mH, 탭크회로의 인덕턴스 0.844mH, 캐패시턴스 30 $\mu$ F, 轉流여유시간 30 $\mu$ sec로 설정한 시스템을 선간 220V 전원에 적용하여 역율 0.5의 부하에 선간전압 220V, 주파수 200Hz로 출력한다고 가정한 시스템의  $P_{in}$  및 그 때의 주파수변화를 계산한 결과를 나타낸다. 이로써 고속대용량기기 구동이 가능함을 알 수 있다.

각 부분의 실제 파형들을 살펴 보면, 먼저 그림 10은 80Hz 출력시의 상전압·전류파형이다. 전압과 전류의 위상이 일치되어짐을 보여 주고 있다. 그리고 전류파형도 거의 정현파임을 알 수 있다. 이 때, 실제로는 전원인 피더스의 영향으로 전압파형은 다소 맥동하게 된다.

그림 11은 역시 80Hz 출력시 탭크회로의 전압·전류파형이다. 이는 전류가 탭크회로로 들어가는 방향을 양으로 하였을 때의 탭크전압과 전류를 표시하는 것으로, 전압파형은 정현파로 나타나고 있으며 전류파형은 탭크주파수가 다소 변동할 뿐 아니라 출력주파수는 입력주파수와 비동기로 변화하기 때문에 일정한 형태를 지니지 않게 되지만 거의 구형파 형태임을 알 수 있다. 여기서 전력이 정(+)인 것으로 보아 입력사이클로콘버터에서 탭크회로쪽으로 전력이 공급되어지고 있음을 알 수 있다. 또한, 전류파형은 탭크회로의 한 주기에 6번의 轉流가 행하여지고 있음을 보여 주고 있는데 이는 입·출력사이클로콘버터가 탭크전압을 이용하여 자연轉流를 행하고 있기 때문이다.

그림 12는 80Hz 출력시의 출력전압·전류파형으로 1차 부하는 2.2KW 3상 농형 유도전동기이며 2차 부하는 직류발전기 이고 최종부하로는 전동을 사용하였다. 그림에서 전압파형은 선간의 것이므로 실제로는 전압과 전류의 위상차는 보이는 것보다 30도가 더 차이가 나게 되어 부하의 역율은 나쁜 상태임을 알 수 있다. 이로써 부하에 관계없이 입력기본파역율이 1로 유지될 수 있음을 확인할 수 있다. 그리고 출력전류의 경우에도 그 모양이 거의 정현파로 나타나고 있다.

그림 13, 14, 15는 62Hz 출력시의 입력, 탭크, 출력의 전압·전류파형이다. 이경우도 입력전압·전류파형은 동상임을 알 수 있으며 전류파형도 거의 정현파가 되고 있음을 확인할 수 있다.

다음은 62Hz 출력시 각 파형의 스펙트럼 분석결과를 나타내고자 한다. 그림 13에 나타난 바와 같이 입력기본파역율 1이 되어 있을 때의 입력전류의 스펙트럼을 그림 16에 나타내었다. 기본파분에 대한 %로 각 고조파의 성분비를 표시해 보면, 우수고조파의 경우에는 제2고조파분이 2.46%로 가장 크게 나타났으며 제4고조파분은 1.51%였으며 그 이하의 우수고조파분은 거의 나타나지 않았다. 그리고 기수고조파의 경우에는 제3고조파분이 3.01%로 나타났으며 제5고조파분이 4.63%로 전체에서 가장 크게 나타났다. 그리고 제7고조파분은 2.22%였으며 이하의 기수고조파분은 거의 포함되어 있지 않았다. 여기서 제 2, 3, 4 고조파성분은 이론적으로는 발생하지 않는 것으로, 이는 회로의 불평형에 의해 발생한 것이다. 이를 감안하면 고조파 분석결과는 양호한 편이며, 따라서 입력중합역율도 우수한 것으로 평가되어 진다.

그림 17은 그림 14의 탭크전압파형에 대한 스펙트럼을 보여 주고 있다. 보이는 바와 같이 기본파분 이외에는 전혀 나타나고 있지 않다.

끝으로 그림 15의 출력전류파형에 대한 스펙트럼 분석결과를 그림 18에 나타내었다. 출력전류의 경우에는 입력의 것보다는 양호하지 못하였으며 특히 고차의 고조파분이 다소 함유되어 있음을 볼 수 있다. 제2고조파분이 기본파분에 대해 15.4%로 가장 크게 나타났으며, 다음으로 큰 것은 제5고조파분으로 4.12%였다. 여기서도 역시 제2고조파분은 회로의 불평형으로 인한 것이다. 출력의 경우에는 고조파성분이 다소 크게 나타났으며, 정수배의 차수 이외의 성분도 전반적으로 나타나고 있음을 알 수 있다. 그리고 수시로 스펙트럼이 다소 유동적 이었는데 이들은 모두 유도전동기라는 동적부하를 기루프 로 구동하였기 때문이라고 판단된다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 LC 병렬공진을 이용한 탭크회로를 轉流용전원으로 사용하는 사이클로콘버터를 제안하고, 이를 유도전동기의 V/F 일정제어에 의한 가변속 구동에 적용하여 다음과 같은 결론을 도출하였다.

1) 입력사이클로콘버터 저주파전압의 위상과 진폭을 제어하여 증으로써 입력측 유효전력과 무효전력을 각각 제어하여 부하에 관계없이 입력기본파역율을 1로 할 수 있었다. 또한 입력전류의 스펙트럼 분석을 통하여 저차 고조파가 거의 발생하지 않음을 확인하였고, 따라서 중합역율이 거의 1에 가까움을 알 수 있었다.

2) 파형 해석과 동가회로를 모대로 입력기본파역율 1의 동작범위 등의 시스템 특성을 도출하였다.

3) 탭크회로의 공진주파수는 수 KHz 이므로 출력사이클로콘버터는 높은 주파수의 전압을 발생할 수 있는데, 본 연구에서는 탭크회로의 공진주파수를 1.12KHz로 하여 최고 출력주파수 188Hz까지 실험을 행하였으며, 그 결과 도출된 사이클로콘버터는 고속 대용량의 교류전동기 구동에 유용하게 적용될 수 있음을 확인하였다.

금후의 과제로는 본 사이클로콘버터의 신뢰성과 성능향상을 위하여 입·출력사이클로콘버터의 전류제어에 대한 연구와 교류전동기의 벡터제어와 같은 폐루프제어를 본 시스템에 적용하는 연구가 요구되어 진다.

## 참고문헌

1. 田村 吉章 外 3人, "循環電流制御によるサイクロコンバータの無効電力補償", Trans. IEE Japan, Vol. 101-B, No. 11, pp. 635-642, 1981
2. Paul M. Espelage and Bimal K. Bose, "The High-Frequency Link Power Conversion", IEEE Trans. Ind. Appl., VOL. IA-13, No 5, pp. 387 - 394, September/October 1977.
3. B.R. Pelly, "Thyristor Phase-Contrlled Converters and Cycloconverters", John Wiley & Sons, Inc., 1977.
4. 高橋 勳 外 1人, "サイクロコンバータの点弧方式と波形解析", 電氣學會雜誌, Vol. 90, No. 4, pp. 647-656, April 1970.
5. Y. Kim, S. Okuma, K. Iwata, "Characteristics and starting Method of a Cycloconverter with a Tank Circuit for Induction Heating", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, No 2, pp. 236-244, April, 1988.
6. 김영석 외 2인, "LC 공진회로를 이용한 사이크로콘버터에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.376-379, 1990