

# 고주파 LC 탱크회로를 이용한 사이크로컨버터의 전류제어에 관한 연구

조규민\* 김현중 최경수 김영석

인하대학교 전기공학과

## A Study on the Current Control Method of the Cycloconverters with High Frequency LC Tank Circuits

Cho Kyu-min, Kim Hyun-jung, Choi Jung-soo and Kim Young-seok

Dept. of Electrical Eng., Inha Univ.

### Abstract

This paper presents a study on the current control method of the cycloconverters with high frequency LC resonant tank circuits for induction heating.

The current control algorithms of the cycloconverters are proposed. Since the current waveforms of the cycloconverters have ripple, we proposed the compensation methods for that effects.

And the performance of the current control system is considered with the results of the simulation by using the proposed current control algorithms.

### 1. 서론

최근 전력용 반도체소자의 성능과 제조기술 및 그 응용기술이 눈부시게 발달함에 따라 유도가열용 전원으로 전력용 반도체소자를 이용한 전력변환기기가 사용되어지고 있다.

유도가열용 전원에 사용되는 주파수는 피가열물의 모양, 크기, 재질 등에 따라 다르며 60Hz의 상용주파수에서 수 백 KHz까지도 그 범위가 매우 넓다. 출력주파수가 10KHz 이하에는 다이리스터 인버터가 사용되고 있고 10KHz 이상 수 백 KHz의 출력주파수에 있어서도 동래의 진공관 발전기에서 전력용 트랜지스터나 전력용 MOS FET, SIT, IGBT 등의 자기소형 소자를 이용한 인버터로 대체되어 가고 있다.<sup>[1]</sup>

이러한 인버터의 사용시의 단점은 입력측에 무효전력과 고조파를 발생시키게 되어 입력역율이 저하되는 것 뿐만 아니라 DC Link를 포함하는 간접변환방식 이므로 변환효율이 저하된다는 것 등이다.

필자들은 본 연구에 앞서 2대의 사이크로컨버터를 LC 병렬 공진 탱크회로로 연계시켜 입력기분파역율을 1로 유지시키고 전류파형도 정현파에 가깝게하여 총합입력역율이 거의 1이 되는 사이크로컨버터를 제안, 0 ~ 수 백 Hz의 출력으로 유도전동기의 V/F 제어에 적용한 바 있다.<sup>[2]</sup>

본 연구에서는 기계안한 사이크로컨버터의 고주파(수 KHz) LC 탱크회로를 유도가열용 전원으로 이용함에 있어서 시스템의 제어성능을 향상시키기 위하여 이에 필요한 사이크로컨버터의 전류제어에 관한 내용을 다루었다.

본 논문에서는 먼저 여현파제어법에 의한 사이크로컨버터의 저주파전압 및 이에의한 입력전류파형에 대한 검토를 바탕으로 입력전류제어 알고리즘을 수립하였으며, 또한 여현파제어법에 의하지 않고 직접적으로 전류지령을 추종하도록 하는 새로운 전류제어방식을 제안하고, 사이크로컨버터의

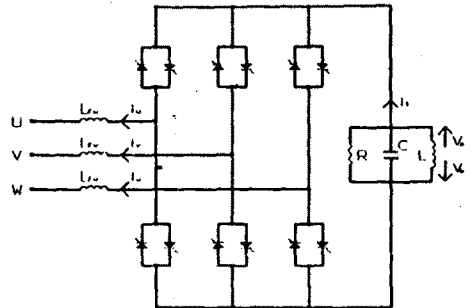


그림 1. 고주파 LC 탱크회로를 이용한 사이크로컨버터

전류파형은 맥동을하게 되는데 이러한 전류 맥동에의한 영향을 보상하는 방법을 더불어 제안하였다.

이상의 제안하는 이론을 바탕으로 모의실험을 행하였으며 그 결과로서 제안하는 이론의 타당성을 입증하였다.

### 2. 본론

#### 2.1 회로구성

그림 1에 주회로 구성을 나타내었다. 이는 입력필터, 3상/단상 사이크로컨버터, LC 병렬공진 탱크회로로 구성되어 있으며 공진 인덕터를 유도가열 코일로 사용한다. 입력 필터는 전류의 평활 뿐만 아니라 사이크로컨버터의 저주파측에 발생하는 전압의 위상과 진폭을 제어하여줌으로써 입력전력을 제어할 수 있게 해주고 있다. 탱크회로는 단상의 고주파전력을 부하에 출력함과 동시에 사이크로컨버터의 전류(commutation)용 전원으로 이용된다.

주회로 구성에서 탱크회로의 R은 동가부하저항 이다.

#### 2.2 전류제어 원리 및 제어 알고리즘

##### 2.2.1 여현파제어법에 의한 전류제어

그림 2에 사이크로컨버터의 저주파측 동가회로를 나타내었다. 그림에서  $V_1$ 는 입력전압이고  $I_1$ 는 입력전류,  $L_r$ 는 입력필터인덕턴스,  $\omega_1$ 는 입력전원의 각주파수이며  $V_2$ 는 사이크로컨버터의 저주파전압이다. 이 동가회로로부터

$$V_2 + \omega_1 \cdot L_r \cdot I_1 = V_1 \quad (1)$$

이 됨을 알 수 있다. 이를 순시치로 표시하면

$$v_2(t) + L_r \frac{di(t)}{dt} = v_1(t) \quad (2)$$

이 된다.

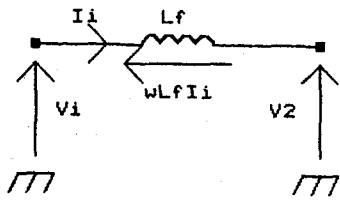


그림 2. 저주파속 증가회로

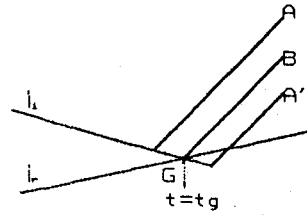


그림 4. 새로운 점호각 결정법

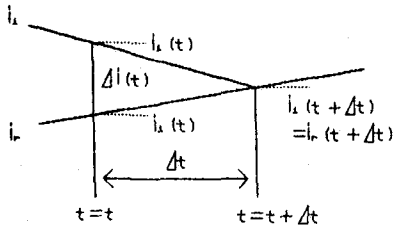


그림 3. 점호각 결정시 전류상황도

그림 3은 시간  $t=t$ 일 때 전류오차  $\Delta i(t)$ 를 전류지령치  $i_r(t)$ 와 실제전류  $i_1(t)$ 와의 차이라고 정의하여

$$\Delta i(t) = i_r(t) - i_1(t) \quad (3)$$

라 놓고, 점호가 이루어지는 시간  $t=t+\Delta t$  에서 제어에 의하여  $\Delta i(t+\Delta t)=0$ 이 된다고 가정한 경우의 전류상황을 나타내는 것이다.

시간  $t=t+\Delta t$  에서의 저주파속의 전압동식은

$$v_2(t+\Delta t) + L_f \cdot \frac{di_1(t+\Delta t)}{dt} = v_1(t+\Delta t) \quad (4)$$

로 표시되고 여기서,

$$\frac{di_1(t+\Delta t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{i_1(t+\Delta t) - i_1(t)}{\Delta t} \quad (5)$$

라 하면 그림으로부터

$$i_1(t+\Delta t) - i_1(t) = \Delta i(t) + i_r(t+\Delta t) - i_r(t) \quad (6)$$

이 성립하므로 식 (6)을 식 (5)에 대입하면

$$\frac{di_1(t+\Delta t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta i(t) + i_r(t+\Delta t) - i_r(t)}{\Delta t} \quad (7)$$

이 된다. 식 (7)에서

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{i_r(t+\Delta t) - i_r(t)}{\Delta t} = \frac{di_r(t+\Delta t)}{dt} \quad (8)$$

라 하고 식 (8)을 식 (4)에 대입하면,

$$v_2(t+\Delta t) + L_f \cdot \left\{ \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta i(t)}{\Delta t} + \frac{di_r(t+\Delta t)}{dt} \right\} = v_1(t+\Delta t) \quad (9)$$

이 된다. 여기서,

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{L_f}{\Delta t} = K \quad (10)$$

$$\frac{di_r(t+\Delta t)}{dt} = i_r'(t+\Delta t) \quad (11)$$

이라고 놓고 식 (9)를 식 (10), (11)을 사용하여  $v_2$  에 관하여 정리하면

$$v_2(t+\Delta t) = v_1(t+\Delta t) - L_f \cdot i_r'(t+\Delta t) - K \cdot \Delta i(t) \quad (12)$$

가 된다.

따라서, 시간  $t=t+\Delta t$  에서 식 (12)에 해당하는 전압을 사이크로콘버터의 저주파속에 발생시키면  $\Delta i(t+\Delta t)=0$ 이 될 것이다.

이상의 원리로서 사이크로콘버터 저주파 기준전압  $v_{a2}$ 를

$$v_{a2} = \frac{\pi}{2} (v_1 - L_f \cdot i_r' - K \cdot \Delta i) \quad (13)$$

로 하여주면 점호가 이루어지는 시점에서는 전류오차가 0이 될 것이다.

### 2.2.2 전류제어를 위한 새로운 점호신호 발생방법

앞 절에서 기술한 전류제어방식의 경우 식(10)에서 알 수 있듯이  $K$ 를 무한대로 하여야 하지만 이는 현실적으로 불가능하다. 그리고 식 (13)을 사용할 경우 여현파제어법에 의하여 발생하는 실제의 사이크로콘버터 저주파전압은 그 기본파분이 그렇게 될 뿐이지 순시치  $v_2(t)$ 는 아니므로 전류오차가 완전하게 0이 된다고는 할 수 없다. 따라서 점호시점에 있어서만이라도 전류오차를 완전하게 0으로 할 수 있는 새로운 점호신호 발생방법을 제안한다.

기존의 여현파제어법에 의한 방식(이하 기존방식)의 경우 실제 전류  $i_1$ 는 그림 4에서와 같이 A 또는 A'의 행으로 진행될 것이다. 그러나 우리가 바라고자 했던 전류  $i_1$ 의 진로는 B이므로 지령전류  $i_r$ 와 실제전류  $i_1$ 가 만나는 G점, 즉  $\Delta i = 0$ 이 되는 시간인  $t = t_g$  에서 전류(commutation)를 시킨다면 소기의 목적을 달성 할 수 있다.

다시말하자면,  $\Delta i = 0$ 인 시점을 점호시점으로 하여주면 된다. 그러나 상황에 따라서는  $\Delta i = 0$ 인 시점이 발생치 않을 수도 있고, 또  $\Delta i = 0$ 인 시점이 발생한다 할지라도 탱크의 2상 중 어느상으로 전류(commutation)를 시켜주어야 할지를 결정해 주어야 한다. 따라서 제안하는 새로운 전류제어방식을 실현시켜주기 위하여는 전류오차 영점 검출회로 뿐만 아니라 부가적인 몇몇의 회로가 필요하게 된다. 그러나 기존방식의 경우에는 여현파제어에 필요한 고주파 기준 전압으로서 탱크전압의 위상을 90도 진상으로서만 파형과 90도 지상으로서만 파형이 필요하게 되는데 운전 중 탱크주파수는 변동될 수 있으므로 고주파 기준전압의 위상을 변화하는 탱크회로의 공진주파수에 완벽하게 추종시킬 수 없을 뿐만 아니라 그 외 다수의 논리를 맞추어 주어야 하므로 제어회로의 구현에 있어서도 기존방식보다 제안하는 새로운 전류제어방식이 간단해지는 이점이 있으며 기존방식의 경우  $K$ 를 유한값으로 할 수 밖에 없으므로 전류의 추종성능면에서도 새로운 방식에 이점이 있을 것이다.

### 2.3 전류맥동에 의한 영향 보상방법

앞 절에서 제안하는 사이크로콘버터의 두가지 전류제어방식을 기술하였는 바, 어느 방식에 있어서든 희망하는대로 제어를 완벽하게 행하였다 하더라도 사이크로콘버터의 특성상 전류를 연속적으로 제어 할 수가 없기 때문에 그림 5에 나타난 것과 같이 전류점호시점에 있어서만 전류오차가 영이 되어 전반적으로 전류지령치 보다 큰 전류가 흐르게됨을 알 수 있다.

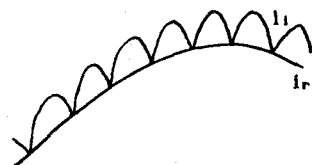


그림 5. 전류제어시의 지령전류와 실제전류

따라서 본 절에서는 맥동하는 실계 전류의 기본파분이 지령전류를 추종하도록 하는 전류맥동에 의한 영향을 보상해주는 방법에 기술하고자 한다.

일반적으로 전체 시스템의 전달함수를 구하여 이를 보상해주는 방법이 있기는 하지만 시스템 정수의 변화가 있을 시 보상의 정수들을 다시 설정해 주어야 하는 번거로움이 있고 시스템 일부에 시변 정수가 있을 경우에는 이를 추종하게 하기 위하여는 시변정수 검출, 혹은 고성능의 제어기가 필요하게 된다.

본 논문에서는 시스템의 전류전달함수(기본파분)를 직접 계산하여 전류맥동에 기인하는 전류오차를 보상해주는 방법과 전류맥동분의 실효치로부터 전류 실효치 오차를 근사적으로 계산하여 보상해주는 방법을 제안한다.

### 2.3.1 기본파분 실효치 검출에 의한 보상방법

이 방법은 실제전류의 한주기간의 기본파분의 실효치를 검출하여 다음 주기에 보상하여 주는 방법이다.

먼저 위상오차가 없는 경우에 있어서 맥동하는 파형의 기본파분을 검출하는 원리를 전력개념으로부터 설명하기로 한다.

정현파 전압  $v$ 와 이와 동상의 정현파전류  $i$ 를 고려하면 유효전력  $P$ 는

$$P = v_{rms} \cdot i_{rms} \quad (14)$$

가 되고 한주기 동안의 순시전력의 평균치를  $p_m$ 이라 하면

$$P = p_m \quad (15)$$

가 된다.

이제 맥동하는 실제전류  $i_1$ 의 한주기  $T$  동안의 순시전력의 평균치를  $p_m'$ 라 하면

$$p_m' = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i_1 dt \quad (16)$$

가 되고  $i_1$ 의 실효치  $i_{1rms}$ 는

$$i_{1rms} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt \right)^{1/2} \quad (17)$$

가 된다.

이 때,  $v$ 와  $i_1$ 와의 유효전력  $P'$ 는

$$P' = v_{rms} \cdot i_{1rms} \cdot \cos\phi \quad (18)$$

로 표시할 수 있다. 여기서  $i_{1rms}$ 는  $i_1$ 의 기본파분의 실효치 이고  $\cos\phi$ 는 기본파 역률이며  $v_{rms}$ 는 전압의 실효치로 다음식과 같다.

$$v_{rms} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt \right)^{1/2} \quad (19)$$

따라서 식 (15) ~ (19)로부터  $\phi = 0$  이라 가정하면 맥동하는 전류  $i_1$ 의 기본파분의 실효치  $i_{1rms}$ 는 다음식으로 주어진다.

$$i_{1rms} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i_1 dt \right) / \left( \frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt \right)^{1/2} \quad (20)$$

이상의 원리로서 정현파의 지령전류  $i_r$ 와 실제전류  $i_1$ 의 기본파분  $i_{11}$ 의 사이에 위상차가 없다고 가정한다면, 식 (16) ~ (20)의 전압  $v$  대신 지령전류  $i_r$ 를 사용하여 맥동하는 실제전류  $i_1$ 의 기본파분의 실효치를 구할 수 있으므로 지령전류  $i_r$ 에 대한 실제전류  $i_1$ 의 기본파분  $i_{11}$ 의 비 (즉, 시스템 기본파 전류전달함수)가 매 주기마다 도출되어 다음 식으로 주어진다.

$$G_{11} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_r \cdot i_1 dt \right) / \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_r^2 dt \right) \quad (21)$$

이상의 결과로부터 새로운 지령전류  $i_r^*$ 를 식 (22)와 같이 시스템에 적용시킨다면 맥동하는 실제전류  $i_1$ 의 기본파분의 실효치  $i_{1rms}$ 는 원래의 기준전류  $i_r$ 의 실효치  $i_{rms}$ 와 같아질 것이다. 즉, 식(23)이 성립하게 된다.

$$i_r^* = i_r \cdot \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_r^* \cdot i_1 dt \right) / \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_r^* \cdot i_r dt \right) \quad (22)$$

$$i_{1rms} = i_{rms} \quad (23)$$

### 2.3.2 전류 맥동분 실효치 검출에 의한 보상방법

본 방법에 대한 기술에 앞서 그림 6에 나타난 바와 같은 맥동파형에 대한 고찰을 해 보기로 한다.

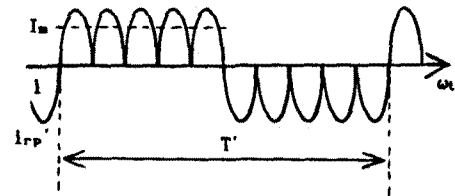


그림 6. 주기를 갖는 맥동하는 파형

그림에서 반주기( $T/2$ ) 동안의 맥동파형  $i_{rp}'$ 의 펄스수와 평균치를 각각  $P$ ,  $I_m$  이라고 하면, 맥동파형의 기본파분의 실효치  $i_{rp}'_{rms}$ 와  $P$ ,  $I_m$ 의 사이에는 다음식이 성립한다.

$$\lim_{P \rightarrow \infty} (i_{rp}'_{rms}) = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_m \quad (24)$$

그리고 반주기 동안의 맥동파형의 평균치  $I_m$ 과 맥동파형의 실효치  $i_{rp}'_{rms}$ 와의 사이에는

$$I_m = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot i_{rp}'_{rms} \quad (25)$$

의 관계가 성립하므로  $P$ 가 클 경우 식 (24), (25)로부터

$$i_{rp}'_{rms} \approx \frac{8}{\pi^2} \cdot i_{rp}'_{rms} \quad (26)$$

가 성립한다.

따라서, 제안하는 사이크로콘버터의 경우에 있어서는 전류맥동의 주기가 접호주기에 따라 변화하고 그 크기 또한 변하게 되나 근사적으로 식 (26)이 만족된다고 가정하고, 정현파의 지령전류  $i_r$ 에 대한 실제전류  $i_1$ 의 맥동분  $i_{rp}$ 를

$$i_{rp} = i_1 - i_r \quad (27)$$

라 하면 이들의 기본파분의 관계는

$$i_{1rms} = i_{rms} + i_{rp,rms} \quad (28)$$

이 되므로 식 (28)의 전류맥동분의 기본파분  $i_{rp,rms}$ 를 식 (26)을 이용하여 구한 뒤 식 (28)에 대입하면

$$i_{1rms} \approx i_{rms} + \frac{8}{\pi^2} \cdot i_{rp,rms} \quad (29)$$

가 된다.

식 (29)를 이용하여 앞 절에서와 동일한 방법으로 식(22)와 같이 새로운 지령전류  $i_r^*$ 를 표시하면 다음과 같다.

$$i_r^* = i_r \cdot \frac{\left( \frac{1}{T} \int_0^T i_r^* \cdot i_1 dt \right)^{1/2}}{\left( \frac{1}{T} \int_0^T i_r^* \cdot i_r dt \right)^{1/2} + \frac{8}{\pi^2} \cdot \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_{rp}^* \cdot i_1 dt \right)^{1/2}} \quad (30)$$

식 (30)을 간단히 표시하면 식 (31)이 된다.

$$i_r^* = i_r \cdot \frac{i_{1rms}'}{i_{rms}' + 8 \cdot i_{rp,rms}' / \pi^2} \quad (31)$$

식 (22)의 경우보다 더욱 복잡해 보이나 실제 제어회로로 구현함에 있어서는 식 (31)이 편리하다.

### 2.4 실험 결과 및 고찰

그림 7은 새로운 전류제어방식과 입력전류의 기본파분의 실효치 계산에 의하여 전류맥동에 의한 전류오차를 보상한 경우의 제어블럭도 이다.

그림 8은 그림 7의 알고리즘을 이용하여 전류지령치를 10A로 하였을 때의 모의실험 결과로 지령전류  $i_r$ 와 보상된 지령전류  $i_r^*$ , 실제전류  $i_1$ 를 보여주고 있다. 이 모의실험은 탭크전압이 일정하다고 가정된 것이며 이 때의 주요 시스템 정수들은, 입력전원전압 선간 110V, 입력전원주파수

60Hz, 입력필터 인덕턴스 10mH, 탱크전압 최대치 500V, 탱크주파수 1.2KHz 이다.

그림으로부터, 제안한 새로운 전류제어방식이 잘 적용이 되어짐을 알 수 있고 전류맥동에 의한 영향 또한 잘 보상되고 있음을 알 수 있다. 이를 확인하기 위하여 실제전류에 대한 고조파 분석을 행하여 그 결과를 그림 9에 나타내었다. 그 결과 10A의 전류지령에 대하여, 기본파분의 전류가 9.985A가 흘렀음을 알 수 있고 이는 0.15%의 오차로 상당히 양호한 결과로 판단되어 진다. 또한 100조파까지의 고조파 분석 결과 총합역율이 98.8%임을 알 수 있다.

### 3. 결론

본 논문에서는 필자들이 제안한 고주파 탱크회로를 이용한 사이크로콘버터의 전류제어알고리즘을 제시하고 사이크로콘버터의 맥동하는 전류의 기본파분을 지령전류에 추종하게 하는 보상방법을 제안하였으며 모의실험의 결과로서 제안한 이론의 타당성을 입증하였다.

특히 본 논문에서는 기존의 여편과제어법에 의존하지 않고 직접적으로 지령전류를 추종하게하는 새로운 방식의 검호신호 발생법을 적용함으로써 제어의 간편성과 전류추종의 정도에서 더욱 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

앞으로의 연구과제는 본 논문에서 제안한 전류제어방식에 의하여 탱크전압 일정제어를 행하는 것과 [2]에서 제안된 사이크로콘버터 시스템에 적용하여 고정도의 전동기제어를 행할 수 있도록 제안한 이론들을 보다 발전시키고 이에 대한 실험을 행한 결과로서 수정, 보완해 나가는 것이다.

### 참고문헌

- [1] M. Hashimoto와 1인, "유도가열에 있어서의 고주파스위치 기술의 응용", 일본전기학회지, Vol. 107, No. 7, pp. 656 - 658, 1987
- [2] 김영석, 조구민, "공진회로를 이용한 사이크로콘버터에 의한 유도전동기 구동", 대한전기학회 논문지 41권 2호 pp. 125 - 134, 1992.
- [3] Y. Kim, S. Okuma, and 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.
- [4] Paul M Espelage and Bimal K. Bose, "The High-Frequency Link Power Conversion", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IEEE Vol. IA-13, No. 5, pp. 387 - 394, Sep./Oct., 1977.
- [5] B.R. Pelly, Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters, John Wiley & Sons, Inc., 1977.

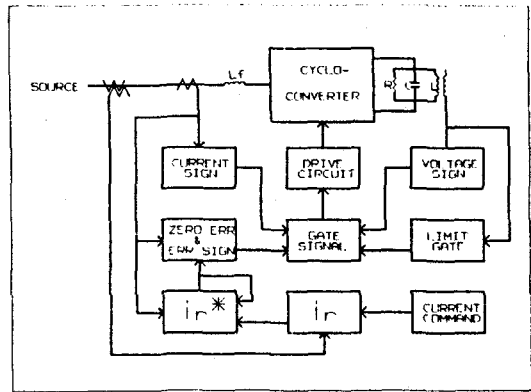
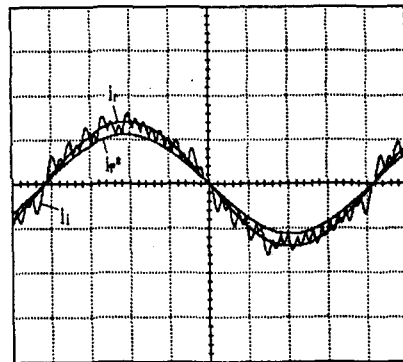


그림 7. 제어 블록도



10 A/div , 2 msec/div

그림 8. 모의실험 결과

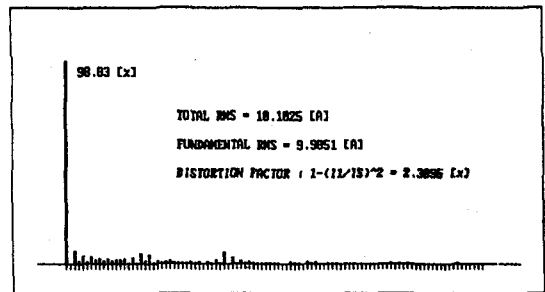


그림 9. 고조파분석 결과