

# 자기동조 주파수 제한기를 갖는 전압원 인버터의 히스테리시스 전류제어

論 文

51B-1-4

## Hysteresis Current Control with Self-Locked Frequency Limiter for VSI Control

崔 演 鎬\* · 任 成 雲\*\* · 權 宇 鉉\*\*\*

(Youn-Ho Choi · Sung-Woon Im · Woo-Hyen Kwon)

**Abstract** - A hysteresis control is widely used to control output current of inverter. A hysteresis bandwidth is affected by system parameters such as source voltage, device on/off time, load inductance and resistance. The frequency limiter is used to protect switching devices overload. In the conventional hysteresis controller, a lock-out circuit with D latch and timer is used to device protection circuit. But switching delay time and harmonic components are appeared in output current. In this paper, the performance of lock-out circuit is tested, and new circuit for switching device fault protection is proposed and it's performance is simulated.

**Key Words** : lock-out, frequency limiter, hysteresis, PWM, current control

### 1. 서 론

전압원 인버터의 출력 전류제어에는 회로가 간단한 히스테리시스 제어가 널리 이용되고 있다. 히스테리시스 제어를 위한 대역폭에는 고정대역폭, 사인대역폭, 가변대역폭 등의 방법이 제안되어 왔다[1][2][3]. 고정대역폭 히스테리시스 제어는 오차신호를 고정된 대역폭 안에서 가변 되도록 스위칭을 제어하는 것으로 회로가 단순하고 시스템 파라미터를 정확히 알 필요가 없어 많이 사용되고 있다. 그러나 기준신호의 크기에 관계없이 고정된 대역폭을 가지므로 기준신호가 적을 경우에 큰 오차를 가지게 된다. 또한 제어기의 동작스위칭 주파수가 부하 및 제어 조건에 따라서 특정 변조주파수를 중심으로 넓게 변하며, 오차를 줄이기 위하여 대역폭을 적게 하면 스위칭소자의 안정된 동작에 악영향을 미치는 제어기의 최대스위칭주파수(MSF: Maximum Switching Frequency)가 높아지게 된다. 사인대역폭 히스테리시스 제어기는 고정대역폭 제어가 갖는 단점을 해결하기 위하여 대역폭을 기준신호의 크기에 비례하도록 설정하는 방법으로 전류제어 성능은 고정대역폭보다 우수한 특성을 갖는다. 그러나 기준신호의 크기가 영이 되는 부근에서는 대역폭이 적어져 매우 높은 주파수로 동작하게 되며, 따라서 스위칭소자의 안정된 동작범위인 최소 도통 및 차단 시간을 유지할 수 없어 별도의 스위칭주파수 제한기나 스위칭소자의 보호회로가 필요하다.

시스템의 제어특성을 높이기 위해 사인대역폭과 고정대역

폭을 혼합한 혼합대역폭제어와 등간격대역폭제어 및 마이크로프로세서에 의해 출력전류의 변화에 대한 대역폭을 실시간으로 계산하여 전류를 제어하는 방법들이 제안되었다[2][3]. 또한 부하의 전체 고조파 분포를 감소시키는 방법으로 시간지연을 예측하여 제어하는 비동기형 스위칭 전류제어방법이 제안되었다[4]. 그러나 이 방법들은 고성능의 프로세서뿐만 아니라 Look Up Table을 이용하므로 많은 양의 메모리가 필요하다.

히스테리시스 제어에서 스위칭소자의 출력 주파수를 안정 동작 주파수 범위 내로 유지하기 위해서는 일반적으로 전류제어기와 함께 고정주기를 가지는 주파수 제한기가 사용된다[1][3][5][6]. 이러한 제한기는 스위칭소자의 안정된 동작을 보장하나 부하전류가 이미 정의된 대역폭을 벗어나게 되어 인버터의 출력전류에 왜곡이 발생되며, 이 왜곡은 저차 고조파 전류성분을 만들어 출력에서 소음과 손실로서 나타난다[1][7]. 인버터의 최대스위칭주파수를 제한하기 위한 또 다른 방법으로 삼각파 비교제어 방법이 있다. 삼각파 비교제어는 삼각파를 변조파로 스위칭동작 주파수를 제한하는 방법이며, 이 경우도 부하의 전류오차가 삼각파 보다 크면 다중교차에 의해 출력전류에서 크기와 위상의 오차를 가지게 된다[1][8].

이와같이 전류제어시스템에서 스위칭소자의 보호를 위해 추가하는 일반적인 주파수 제한기는 일정한 주기의 클럭 신호에 의해 입력신호를 출력으로 전달하는 동작을 함으로써 스위칭소자를 보호하는 동작을 하지만, 입력과 출력사이 시간지연이 발생하여 실제 스위칭 신호의 펄스폭에 차이를 발생시킨다. 이는 정의된 히스테리시스 대역폭을 벗어나는 결과를 가져와 스위칭 주파수가 일정하지 않게 되고, 출력전류에서 오차가 나타나며 저차의 고조파성분을 증가시켜 구동시스템의 특성에 영향을 주게 된다. 따라서 전류제어기의 성능을 개선하면서 스위칭소자를 보호할 수 있는 개선된 제어기가 필요하다.

\* 正 會 員 : 慶 北 大 工 大 電 子 工 學 科 博 士 課 程

\*\* 正 會 員 : 慶 北 大 工 大 制 御 計 測 工 學 科 助 教 授 · 工 博

\*\*\* 正 會 員 : 慶 北 大 工 大 電 子 電 氣 工 學 部 正 教 授 · 工 博

接 受 日 子 : 2001 年 08 月 22 日

最 終 完 了 : 2001 年 11 月 29 日

본 논문에서는 주파수 제한기의 출력을 단안정 멀티바이브레이터와 결합시켜 히스테리시스 전류제어기의 출력신호를 시간지연 없이 전달하면서 최대스위칭주파수를 제한하는 자기동조 주파수 제한기를 제안한다. 그리고 주파수제한 동작에 의해 발생하는 비대칭적인 출력신호를 항상 영(zero)오차로부터 일정한 시간지연을 두어 스위칭이 일어나도록 함으로써 출력에서의 직류성분 및 저차 고조파성분을 최소화시킬 수 있는 히스테리시스 전류제어기를 제안한다. 제안한 방법은 스위칭소자의 최소 도통 및 차단 시간을 보장할 수 있어 스위칭소자를 보호하면서 넓은 부하범위에 대해서도 출력의 고조파 성분을 감소시킬 수 있다. 그리고 기존의 고정된 주파수 제한기를 가지는 제어기와 제안한 전류제어기의 특성을 비교하여 출력 전류 파형의 개선을 확인하고 제안된 자기동조 주파수 제한기의 입출력신호를 비교하여 스위칭소자의 보호동작을 확인한다.

**2. 히스테리시스 대역폭의 계산과 주파수 제한기의 동작에 대한 고찰**

**2.1. 히스테리시스 대역폭의 계산**

히스테리시스 제어는 그림 1과 같으며, 출력전압은 식(1)에 의해 결정된다.

$$v_o = \begin{cases} -V, & i_o > i^* + H_b \\ +V, & i_o < i^* - H_b \end{cases} \quad (1)$$

여기서,  $v_o$ 는 인버터 출력전압,  $V$ 는 인버터 직류전압이며,  $i_o$ 는 출력전류,  $i^*$ 는 기준전류 그리고  $H_b$ 는 히스테리시스 대역폭을 나타낸다.

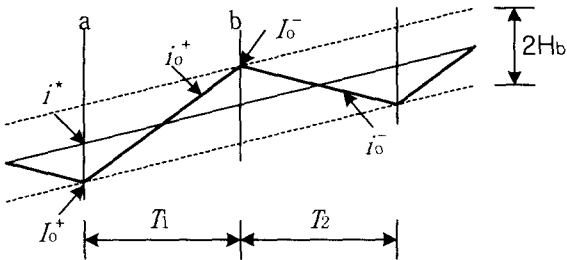


그림 1 일반적인 히스테리시스 대역폭과 출력전류 맥동과의 관계( $T_1$ : on구간( $v_o=+V$ ),  $T_2$ : off구간( $v_o=-V$ ),  $H_b$ : 히스테리시스 대역폭)

Fig. 1 Relation between general hysteresis bandwidth and output current ripple( $T_1$ : on time,  $T_2$ : off time,  $H_b$ : hysteresis bandwidth)

히스테리시스 제어는 인버터 출력전압에 의해 출력전류  $i_o$ 가 증가하는 구간  $T_1$ (on)과 출력전류  $i_o$ 가 감소하는  $T_2$ (off) 구간으로 나타낼 수 있다. 그리고 히스테리시스 대역폭이 적어 출력전류가 그림 1과 같이 선형적으로 변한다고 가정한다면, 히스테리시스 대역폭과 구간과의 관계는 식(2), (3)과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{di_o^+}{dt} T_1 - \frac{di_o^-}{dt} T_2 = 2H_b \quad (2)$$

$$\frac{di_o^-}{dt} T_2 - \frac{di_o^+}{dt} T_1 = 2H_b \quad (3)$$

여기서,  $i_o^+$ 와  $i_o^-$ 는 도통/차단 구간의 출력전류이며  $i^*$ 은 기준전류로  $i^*=Asin(2\pi ft)$ 로 표현되는 정현파이다. 따라서 구간  $T_1$ ,  $T_2$ 와 히스테리시스 대역폭  $H_b$ 사이의 관계는 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$2H_b \geq T_1 \left[ \frac{di_o^+}{dt} - \frac{di_o^-}{dt} \right] \quad (4)$$

저항-인덕턴스(RL) 부하를 가지는 경우의 히스테리시스 제어에서  $T_1$ (on)구간의 전류는 식(5)로 표현된다.

$$i_o^+ = \frac{V}{R} + \left( I_o^+ - \frac{V}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5)$$

또  $T_2$ (off)구간에서의 전류는 식(6)으로 표현된다.

$$i_o^- = -\frac{V}{R} + \left( I_o^- + \frac{V}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (6)$$

여기서,  $I_o^+$ 와  $I_o^-$ 는 스위칭 순간 a와 b에서의 출력전류,  $R$ 은 저항,  $L$ 은 인덕턴스,  $\tau$ 는  $L/R$ 이다. 식(5)를 미분하면 식(7)과 같이 표현된다.

$$\frac{di_o^+}{dt} = -\frac{1}{\tau} \left( I_o^+ - \frac{V}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (7)$$

식(7)을 식(2)에 대입하면 식(8)을 구할 수 있다.

$$H_b \geq \frac{T_1}{2} \left[ -\frac{1}{\tau} \left( I_o^+ - \frac{V}{R} \right) - \frac{di_o^-}{dt} \right] \quad (8)$$

또한 스위칭 순간 a에서는 전류가  $I_o^+ \cong Asin\theta - H_b$ 이므로 식(8)을  $H_b$ 에 대해서 근사적으로 정리하면 식(9)와 같이 표현된다.

$$H_b \left( 1 - \frac{T_1}{2\tau} \right) \geq -\frac{T_1}{2\tau} \left[ Asin\theta - \frac{V}{R} + 2\pi f A cos\theta \right] \quad (9)$$

여기서,  $\theta=2\pi ft$ 이다. 그리고 히스테리시스 대역폭이 최소의 스위칭 시간에 대한 전류의 변화율 보다 크게 설정되어야 하므로 식(9)를 일반적인 히스테리시스 제어 부하조건인  $T_1 < 2\tau$ 에서 정리하면 식(10)과 같이 표현된다.

$$H_b \geq \frac{\frac{V}{R} - Asin\theta - 2\pi f A cos\theta}{\frac{2\tau}{T_1} - 1} \quad (10)$$

동일한 방법으로  $T_2$  구간의  $H_b$ 를 구하면 식(11)과 같다.

$$H_b \geq \frac{\frac{V}{R} + Asin\theta + 2\pi f A cos\theta}{\frac{2\tau}{T_2} - 1} \quad (11)$$

따라서 식(10)과 식(11)을 이용하면 주어진 부하조건에서 시스템의 안정된 동작을 위한 최소의 히스테리시스 대역폭의 값을 근사적으로 구할 수 있다.

**2.2. 히스테리시스와 주파수 제한기의 동작**

히스테리시스 제어기는 기준신호  $i^*$ 와 출력신호  $i_o$ 의 차이인 오차신호  $e$ 의 크기에 따라서 동작하며 오차가 히스테리시스 대역폭 안에 있으면 출력신호는 이전상태의 출력신호를 그대로 유지하며 오차신호  $e$ 가 대역폭을 벗어나면 오차신호의 부호를 출력으로 전달한다. 따라서 오차신호  $e$ 에 대한 히스테리시스의 동작을 나타내면 그림 2와 같다.

여기서,  $H(n)$ 은 현재의 히스테리시스의 출력,  $H(n-1)$ 은 이전 상태의 히스테리시스의 출력,  $B_u$ 와  $B_d$ 는 오차신호  $e$ 에

대한 히스테리시스의 상한(+H<sub>b</sub>)과 하한(-H<sub>b</sub>)에 의한 출력, B는 상한과 하한의 결과 동작 출력을 나타내고 S는 오차 신호 e의 부호를 나타낸다. 그리고 사인함수는

$$\text{sign}(x) = u(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases} \quad (12)$$

의 값을 가진다.

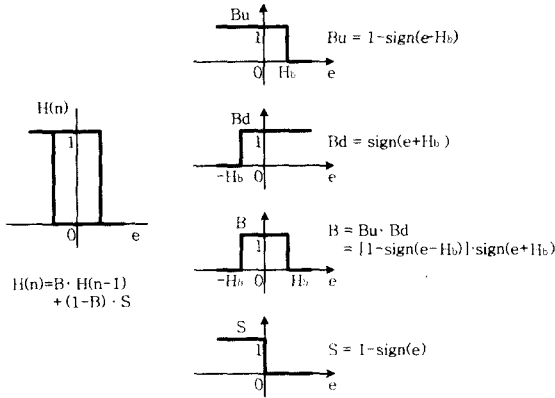


그림 2 히스테리시스 대역폭의 동작 함수  
Fig. 2 Operational function of hysteresis bandwidth

따라서 오차신호 e에 대한 히스테리시스 출력 신호 H(n)은 식(13)과 같이 표현할 수 있다.

$$H(n) = B \cdot H(n-1) + (1-B) \cdot S \quad (13)$$

여기서,  $H(n) = \begin{cases} 0, & e \geq H_b \\ H(n-1), & -H_b < e < H_b \\ 1, & e \leq -H_b \end{cases}$  이다.

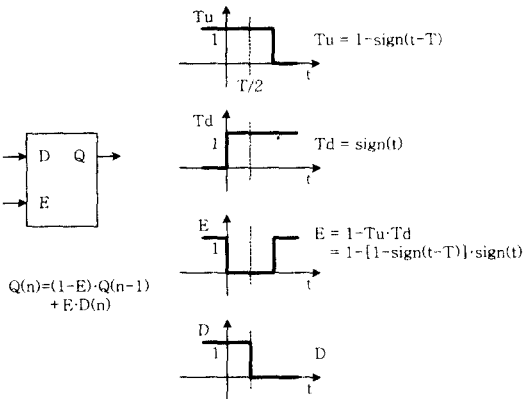


그림 3 D-latch의 동작  
Fig. 3 Operational function of D-latch

이상적인 히스테리시스 제어는 시스템이 오차 적분형 응답특성을 갖는다. 즉 오차신호 e와 히스테리시스 출력신호 H는 식(14)와 같이 표현된다. 따라서 e(n)은 일정한 대역폭 범위 ±H<sub>b</sub> 안에서 진동하는 값을 갖는다. 그러나 부하상태나 제어조건에 따라서 최대주파수 제한을 받아 H(n)은 왜곡되거나 시간지연 됨으로서 히스테리시스 대역폭을 벗어나게 된다.

$$e(n) = \sum_{m=0}^n (2H(m) - 1) \quad (14)$$

스위칭 주파수를 제한하기 위해 그림 3과 같은 D-latch가 사용된다. D-latch는 이전 상태 신호에 대한 기억기능을 가지므로 동작특성을 식으로 표현하면 식(15)와 같이 입력 신호의 입력시간에 대해 히스테리시스 함수와 동일한 형식으로 표현 가능하다.

$$Q(n) = (1-E) \cdot Q(n-1) + E \cdot D(n) \quad (15)$$

식(15)와 그림 3에서 Q(n)은 현재의 출력신호, Q(n-1)은 이전상태의 출력신호, T<sub>d</sub>는 출력유지의 시작신호 Tu는 출력유지 종료신호, E는 T<sub>d</sub>와 Tu에 의해 만들어지는 D-latch의 동작신호이다.

히스테리시스 제어기의 오차신호 e가 ±H<sub>b</sub>의 영역 안에 있으면 출력신호는 이전 상태의 출력신호를 그대로 유지하고 오차신호가 ±H<sub>b</sub>영역을 벗어나면 출력신호는 오차신호의 부호를 값으로 전달받는다. 그러나 D-latch의 출력신호 Q는 동작신호 E가 1로 유지되는 시간 동안 입력신호 D를 전달 받고 0이 되면 이전 상태의 기억된 값을 유지하게 된다. 따라서 동작신호를 0으로 유지할 수 있으면 출력신호는 일정한 시간동안 기억되어 유지된다. 그러므로 D-latch를 주파수 제한기로 이용하기 위해서는 타이머를 이용하여 일정 주파수 클럭신호를 얻고, 이것을 동작신호에 인가하면 된다.

그림 4는 주파수 제한기로 D-latch를 이용한 히스테리시스 제어기의 구성도이다.

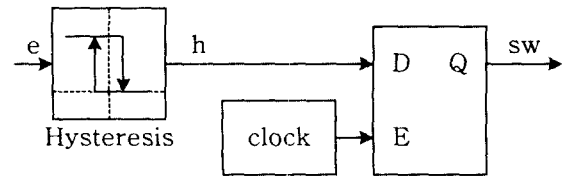


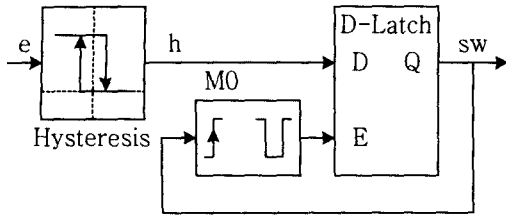
그림 4 D-latch를 이용한 주파수 제한기  
Fig. 4 Lock-out circuit using D-latch

이 방법은 회로가 단순하여 많이 사용되나 D-latch가 일정한 클럭 신호에 의해 입력신호 h를 출력스위칭신호 sw로 전달하므로 입력신호 h에 대해 출력스위칭신호 sw는 시간 지연을 가지고 동작하게 되어 부하에 포함된 인덕턴스 값이 적을 경우 H<sub>b</sub>를 벗어나게 되어 오차를 유발시키며, 또한 출력 스위칭 주파수가 일정하지 않게 된다. 그리고 기준신호에 대해서 비대칭적인 출력신호를 발생시켜 출력에서 직류 오프셋이 발생될 수 있으며, 출력전류 파형의 극성이 변하는 영근처에서 큰 왜곡이 일어나 저차의 고조파 성분을 많이 포함하게 된다.

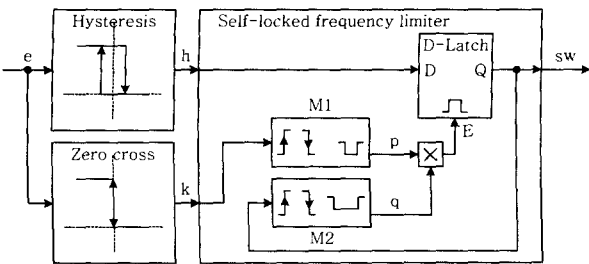
### 3. 제안된 자기동조 주파수 제한 히스테리시스 대역폭 제어기

본 논문에서는 D-latch의 출력신호를 검출하여 출력신호의 변화가 발생했을 때 동작(enable)신호를 0으로 만들어 일정시간 동안 D-latch의 출력신호를 유지시키도록 회로를 구성하여 일정시간 이하의 스위칭 펄스를 만들지 못하도록 하는 주파수 제한기를 제안한다.

제안하는 자기동조 주파수 제한기의 기본적인 구조는 그림 5(a)와 같다. 즉 자기동조 주파수 제한기는 히스테리시스의 출력을 스위치로 바로 인가하지 않고 D-latch를 통하여 sw신호로 전달하고, 또한 단안정 멀티바이브레이터 M0에서 출력신호의 상태 변화를 검출하여 D-latch의 동작신호로 구성하여 스위칭 주파수를 제한한다. 그러나 이러한 구성은 도통 또는 차단 방향에 대한 시간만을 제한하므로 도통과 차단 양방향으로 제한하는 구조를 가지도록 그림 5(b)와 같이 구성한다.



(a) 제안된 주파수 제한기의 기본 구성  
(a) basic construction of proposed lock-out circuit



(b) 제안된 자기동조 주파수 제한기  
(b) proposed self-locked frequency limiter

그림 5 제안된 자기동조 주파수 제한기의 구성도

Fig. 5 Block diagram of proposed self-locked frequency limiter(e: current error, h: hysteresis output of e, k: zero cross output of e, sw: switching signal, (M0, M1, M2): mono-stable multi-vibrator)

따라서 히스테리시스의 대역폭을 벗어나는 부하에 대해서도 기본파의 크기를 보장하고 저차 고조파를 최소화시키기 위해 오차가 영이 될 때부터 최소 도통 보장시간의 1/2을 보장하고 스위칭 순간부터 다음 스위칭 시간까지는 스위치의 최소 도통시간을 보장하도록 주파수 제한기를 구성한다. 이렇게 하면 출력전류가 기준전류에 대해 양과 음의 방향으로 같은 크기의 오차를 가지게 되어 출력에서의 저차 고조파를 줄이게 되고 또한 임의의 부하 상황에서 최소 도통 보장시간을 만족시키면서 스위칭 주파수를 일정하게 할 수 있다.

제안한 자기동조 주파수 제한기의 구체적인 동작은 다음과 같다. 주파수의 제한 시간은 영 오차 검출기를 통과한 신호 k로부터 상승 및 하강 에지를 검출하는 단안정 멀티바이브레이터 M1을 통해 최소 도통보장시간의 1/2을 보장하는 신호 p를 만들고, 히스테리시스의 출력 h를 전달받은 sw 신호로부터 상승 및 하강 에지를 검출하는 M2를 통해 최소 도통 보장시간을 보장하기 위한 신호 q를 만든다. p와 q신

호를 이용하여 D-latch의 신호를 제어하는 자기동조 제한 신호 E를 만든다. 이렇게 구성된 자기동조 주파수 제한기를 가지는 히스테리시스 제어기는 오차신호의 폭을 양과 음의 방향으로 안정화시켜 비대칭적인 오차 동작을 제한하고, 스위치의 최소 도통 및 차단 시간을 보장하는 동작을 한다.

제안된 스위칭 방법에 대한 스위칭 오차는 전류오차의 변화율과 스위칭 시간으로 구할 수 있다. 즉 스위칭의 n번째 구간에서 부하에 따른 다음 스위칭 순간의 오차를 식으로 나타내면 식(16)과 같다.

$$e_{n+1} = \delta_n \cdot T_n + e_n \quad (16)$$

식(16)에서  $e_n$ 은 n번째 구간의 오차이며,  $\delta_n$ 은 n번째와 n+1번째 스위칭 사이의 전류오차의 변화율이고  $T_n$ 은 n번째 스위칭에서 다음 스위칭이 일어날 때까지의 시간으로, 제안한 자기동조 주파수 제한기의 스위칭 유지시간  $T_n$ 은  $T_r$ 과  $B_n$ ,  $(Z_n + T_r/2)$  세 가지 시간 중에서 최대의 시간을 스위칭 유지시간으로 가지는 구조이다. 이를 식으로 나타내면 식(17)과 같이 표현할 수 있다.

$$T_n = \text{Max} (T_r, B_n, (Z_n + T_r/2)) \quad (17)$$

여기서,  $T_r$ 은 최소보장 기준시간,  $B_n$ 은 히스테리시스 대역폭을 벗어날 때까지의 시간,  $Z_n$ 은 스위칭이 일어난 후 영 오차가 될 때까지의 시간으로 모두 n번째 스위칭을 기준으로 한 시간이다. 그림 6은 식(17)을 만족하는 각 조건에 대한 스위칭을 나타낸 것으로 전류오차의 변화율에 따라서 스위칭 시간이 가변 됨을 알 수 있다. 출력전류의 변화에 대해 그림 6에서 ㉠구간은 제한기의 스위칭 유지시간으로  $T_n = B_n$ , ㉡구간은  $T_n = T_r$ , ㉢구간은  $T_n = Z_n + T_r/2$ 이 설정됨을 보여준다.

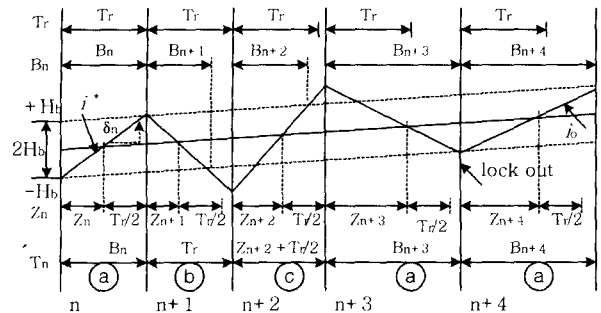


그림 6 제안된 스위칭 방법

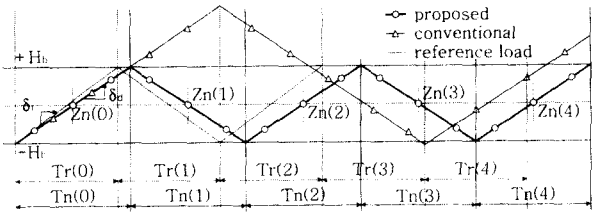
Fig. 6 Proposed switching technique( $T_n$ : on/off time,  $T_r$ : minimum limiter time,  $B_n$ : time between  $-H_b$  and  $+H_b$ ,  $Z_n$ : time between  $\pm H_b$  and zero cross)

#### 4. 자기동조 주파수 제한기의 동작에 따른 출력전류의 오차

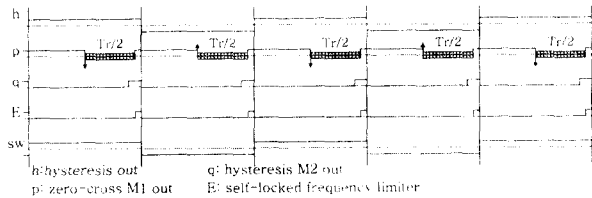
그림 7은 그림 5에서 제안한 주파수 제한기의 출력전류에 따른 동작을 나타낸 것이다. 먼저 그림 7(a)와 같이 부하전류가 기준전류보다 느리게 변하는  $\delta_n < \delta_n$ 인 경우에는 식(17)에서  $B_n(0) > T_r(0)$ 이 되어 항상  $H_b$ 안에서 스위칭이 일어나고 따라서 대역폭을 벗어나는 오차량  $\Delta e(m)$ 은 0으로 유지되며, 스위칭 주파수는 히스테리시스 대역폭에 의해 결정되고

$T_n(m)=B_n(m)$ 이 된다.

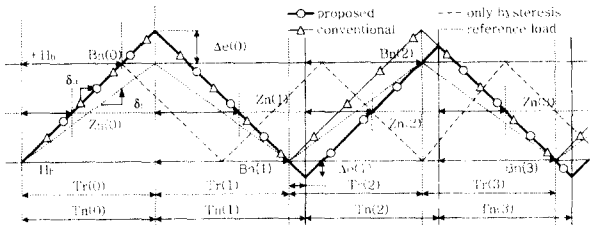
반면 부하전류가 기준전류보다 빠르게 변하는  $\delta_u > \delta_r$ 인 경우는 그림 7(c)와 같은 특성을 갖는다. 이 조건에서 주파수 제한기가 없으면 부하전류는 히스테리시스 대역폭만으로 제어되므로 그림 7(c)의 점선과 같은 스위칭 동작을 하게 되며, 따라서 동작 최고 주파수를 넘게 되어 스위칭소자의 최소도통 및 차단 시간을 보장하지 못한다. 그리고 기존 주파수 제한방법을 사용하면 그림 7(c)의 가늘 실선으로 표시된 것과 같이 대역폭의 오차가 양과 음으로 같지 않아 출력에서 직류성분을 가지게 된다.



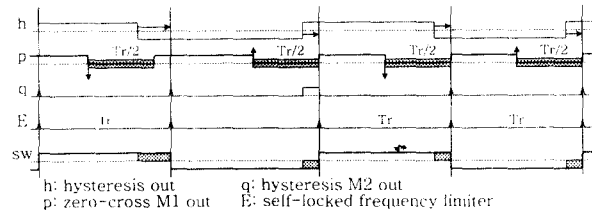
(a) 오차와 주파수 수렴 ( $B_n > T_r$ )  
(a) convergence of error and frequency ( $B_n > T_r$ )



(b) 제어기 동작 ( $B_n > T_r$ )  
(b) operation of controller ( $B_n > T_r$ )



(c) 오차와 주파수 수렴 ( $B_n < T_r$ )  
(c) convergence of error and frequency ( $B_n < T_r$ )



(d) 제어기 동작 ( $B_n < T_r$ )  
(d) operation of controller ( $B_n < T_r$ )

그림 7 자기동조 주파수 제한기의 동작과 출력전류 파형  
Fig. 7 Operation of self-locked frequency limiter and output current

그러나 굵은 실선으로 표시된 제안한 방법은 처음에는 스위칭 주파수가 기준시간  $T_r$ 로 변경되어 기존방법과 동일한

히스테리시스 제어 오차를 갖는다. 즉 전류변화율이  $\delta_u$ 일 때 대역폭을 벗어나는 시간  $B_n(0)$ 은 기준시간  $T_r(0)$ 보다 빠르게 되어  $B_n(0) < T_r(0)$ ,  $Z_n(0) < T_r/2$ 이 되고, 따라서 식(16)과 식(17)에 의해서 첫 번째 스위칭 순간에서 오차는 식(18)과 같이 된다.

$$\Delta e(0) = \delta_u \cdot (T_n(0) - B_n(0)) / T_n(0) \quad (18)$$

그러나 두 번째 스위칭 순간에는 식(17)에 의해  $Z_n(1) + T_r/2$ 가 스위칭 주파수  $T_n(1)$ 으로 동작하고 대역폭 오차는 식(19)와 같이 된다.

$$\Delta e(1) = -\delta_u \cdot (T_n(0) - B_n(0)) / (2T_n(0)) \quad (19)$$

세 번째 스위칭부터는 식(19)의 대역폭 오차량이 기준전류에 대해 양과 음의 대칭으로 유지된다. 따라서 전류변화율이 일정하게 유지되는 동안에는 히스테리시스 제어의 대역폭 오차는 식(20)과 같이 일정하게 유지되면서 스위칭 주파수도  $T_n = T_r$ 로 일정하게 유지된다.

$$|\Delta e(m)| = \delta_u \cdot (T_n(m) - B_n(m)) / (2T_n(m)) \quad (20)$$

그림 7(b), 7(d)는 제안한 제어기의 두 가지 동작조건인 그림 7(a), 7(c) 각각에 대한 제어신호 파형이다. 그림 7(b)에서 알 수 있듯이 출력전류의 변화율이 기존보다 적어서 주파수 제한이 필요 없는 경우에는 히스테리시스 대역폭에 의해서 출력신호가 동작되며, 제한기는 히스테리시스의 동작에 영향을 미치지 않는다. 그러나 주파수 제한이 필요한 그림 7(d)에서는 0오차 순간부터 최소보장시간의 1/2을 보장해 줌으로써 기준신호에 대한 양과 음의 오차 크기가 같지 않은 경우에는 자동적으로 스위칭 시간을 연장시켜 오차를 최소화시킨다.

### 5. 모의실험 및 실험

제안된 방법과 기존의 방법의 부하 변화에 대한 전류 출력특성을 MATLAB SIMULINK를 이용하여 비교해 보았다.

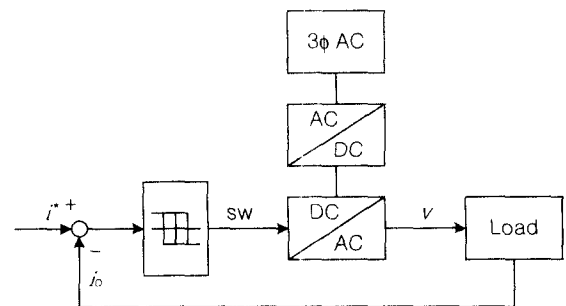


그림 8 모의실험 블럭도  
Fig. 8 Simulation block diagram

모의실험에 사용한 시스템 구성은 그림 8과 같이 3상 교류전원을 정류하여 직류전원을 얻고, 이를 스위칭하여 부하에 공급하는 기본적인 히스테리시스 전류제어기이다. 입력 3상 교류전원은 220V 60Hz이며, 전원측 누설 인덕턴스는 100μH이고, 정류회로의 직류 커패시터 뱅크는 1000μF이고 누설저항은 40kΩ이다. 그리고 부하는 이론적 비교를 위하여 이상적 저항-인덕턴스(RL)부하와 동적특성을 보기 위한 3상

유도전동기 부하를 인가하였다. 표 1은 모의실험에 사용한 저항-인덕턴스 부하조건 및 유도전동기 파라미터이다.

표 1 모의실험 부하조건

Table 1 Load parameters of simulation

Load	Parameter
Resistance-Inductance Load	L=2[mH]~30[mH] R=1[Ω]~20[Ω]
Induction motor	P=4 J=0.089[kg·m <sup>2</sup> ] Rr=2.5[Ω] Rs=1.4[Ω] Lls=0.0075[H] Llr=0.0075[H] Lm=0.16[H]

저항-인덕턴스 부하 조건에서 모의실험의 기준전류명령은 10A, 50Hz, 대역폭은 ±2A를 주었고, 유도전동기는 속도명령을 450rpm으로 모의실험 하였다.

모의실험에서 출력의 주파수분포와 THD(Total Harmonic Distortion)의 비교로 제어기의 성능을 비교해 보았다. THD는 다음과 같이 정의된다.

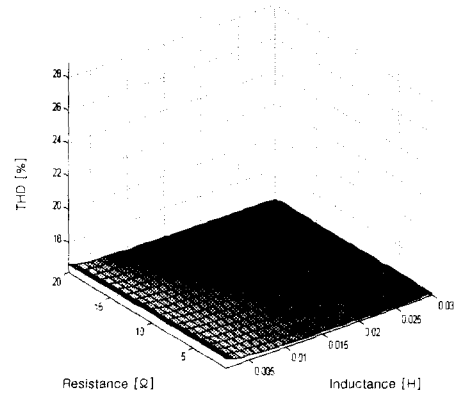
$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} I_n^2}{I_1^2}} \quad (21)$$

여기서,  $I_n$ 은 n번째 고조파 성분의 크기를 나타낸다.

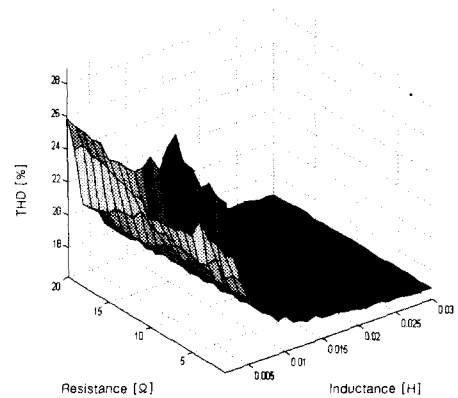
그림 9는 저항-인덕턴스 부하 조건에서 저항과 인덕턴스의 변화에 대한 시스템의 출력전류의 THD특성을 비교하여 나타낸 것이다. 기존 방법은 부하의 저항과 인덕턴스 값의 변화에 대해 최고 26%까지 THD가 변동하지만, 제안된 방법은 16%이하에서 거의 일정한 THD를 가짐을 알 수 있다. 즉 넓은 범위의 부하변화에 대해서도 항상 제안된 방법이 기존의 방법보다 작은 THD분포를 가짐을 알 수 있다.

그림 10은 스위칭 간격의 변동을 각 부하조건에 최대 스위칭 간격을 기준으로 정규화하여 나타낸 것인데 스위칭 간격의 변동이 제안된 방법에서 최대 30%에서 최소 2% 정도가 되고, 기존 방법은 최대 50%에서 최소 20% 정도의 최대/최소 동작주파수의 변화를 보여준다. 특히 기존 방법은 좁은 영역의 부하변동에서도 주파수 변화가 크지만 제안된 방법에서는 스위치 최대 동작주파수와 최소 동작주파수의 오차가 작고, 이에 따라 스위치는 거의 일정한 동작 주파수를 가짐을 알 수 있다.

그림 11은 일정한 부하에서 10A 50Hz 전류명령에 대해서 히스테리시스의 대역폭을 0.1pu에서 0.3pu로 주파수 제한기의 제한시간을 10μs에서 50μs로 변화시키면서, 출력전류의 직류 성분 크기를 나타낸 것이다. 그림 11(a), 11(b)에서 제안된 방법이 히스테리시스 대역폭 변화와 제한시간 변동에 대해 출력에서의 직류 성분의 크기가 작게 발생됨을 알 수 있다.



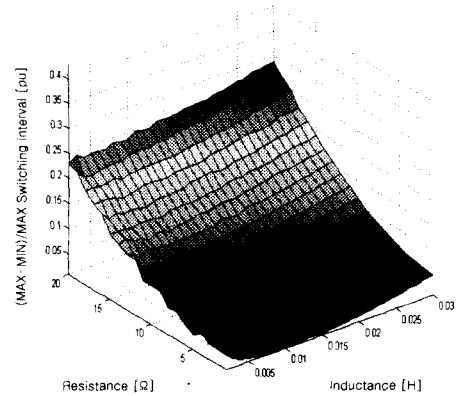
(a) 제안된 방법  
(a) proposed method



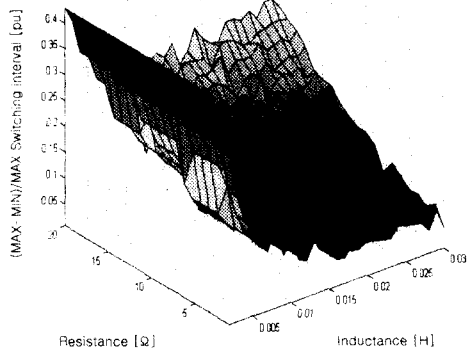
(b) 기존의 방법  
(b) conventional method

그림 9 저항-인덕턴스 부하 변화에 따른 출력전류의 THD분포(L=2~30[mH], R=1~20[Ω])

Fig. 9 THD of output current for variation of resistance and inductance load(L=2~30[mH], R=1~20[Ω])



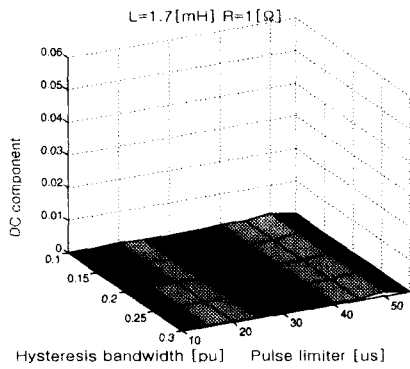
(a) 제안된 방법  
(a) proposed method



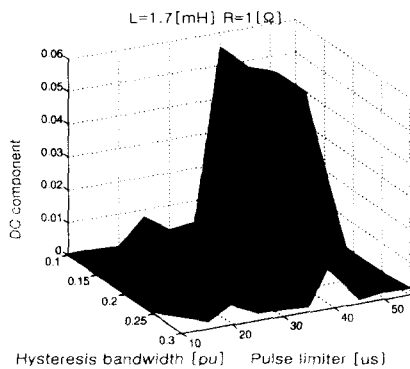
(b) 기존의 방법  
(b) conventional method

그림 10 저항-인덕턴스 부하변화에 따른 스위칭간격( $T_n$ )변화율 ( $L=2\sim 30$ [mH],  $R=1\sim 20$ [Ω])

Fig. 10 Switching interval variation for resistance and inductance load variation ( $L=2\sim 30$ [mH],  $R=1\sim 20$ [Ω])

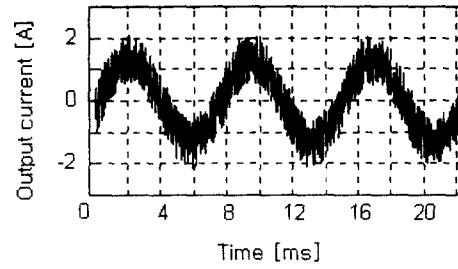


(a) 제안된 방법의 직류 성분  
(a) proposed method

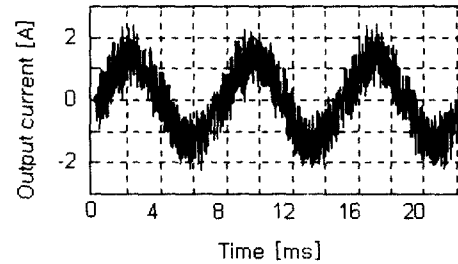


(b) 기존 방법의 직류 성분  
(b) conventional method

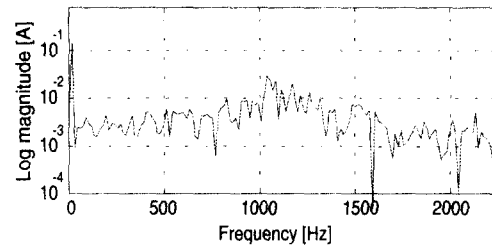
그림 11  $H_b$ 와  $T_r$ 에 따른 직류 성분의 분포 ( $L=1.75$ [mH],  $R=1$ [Ω], 전류명령  $i^*=10$ [A] 50[Hz])  
Fig. 11 DC component for  $H_b$  and  $T_r$  ( $L=1.75$ [mH],  $R=1$ [Ω], current command  $i^*=10$ [A] 50[Hz])



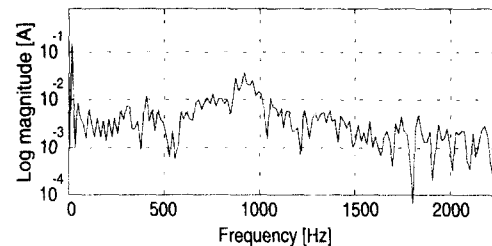
(a) 제안된 방법의 출력전류  
(a) output current of proposed method



(b) 기존 방법의 출력전류  
(b) output current of conventional



(c) 제안된 방법에 의한 전류의 주파수분포  
(c) current spectrum of proposed method



(d) 기존방법에 의한 전류의 주파수분포  
(d) current spectrum of conventional method

그림 12 정상상태 출력전류와 주파수분포 ( $\omega=450$ [rpm], 제한시간  $T_r=250$ [μs])

Fig. 12 Steady state output current and spectrum ( $\omega=450$  [rpm], limiter time  $T_r=250$  [μs])

그림 12는 유도전동기 부하에 연결하고 제안된 방법과 기존의 방법으로 모의실험 한 전류제어 출력을 나타낸다. 그림 12(a)와 그림 12(b)는 정상상태 출력전류 파형을 나타내고, 그림 12(c)와 그림 12(d)는 유도전동기의 450rpm 정상상태에서 출력 전류의 주파수분포를 나타낸다. 제안된 제어방법의 스위칭 주파수가 기존방법에 비해 높게 나타나고 저차

고조파가 기존방법에 비해 평균적으로 작게 분포함을 알 수 있다.

표 2 모터의 저항 변동에 따른 THD

Table 2 THD with motor resistance variation( $\omega=450$ [rpm], harmonic order=120)

parameter variation range[pu]	Rr change		Rs change	
	proposed[%]	conventional[%]	proposed[%]	conventional[%]
0.5	50.66	60.23	52.11	51.92
0.6	50.30	59.40	49.66	56.69
0.7	50.05	57.20	51.52	55.20
0.8	50.49	57.69	49.66	57.57
0.9	52.96	59.29	48.62	57.75
1.0	49.50	56.81	49.50	56.81
1.1	49.77	60.58	52.24	55.76
1.2	49.33	58.54	50.36	54.62
1.3	50.93	56.32	49.32	55.21
1.4	50.58	54.93	51.28	54.69
1.5	51.12	55.45	51.62	54.35

표 2는 유도전동기의 파라미터인 저항 값을 각각 50%범위에서 150%범위까지 변화시키면서 120차 고조파까지 계산한 출력 전류의 THD를 나타낸다. 표 2에서 알 수 있듯이 회전자 저항의 변동이 있을 때 제안된 방법이 최대 10%정도 THD가 개선됨을 알 수 있고, 고정자 저항의 변동에 대해서는 최대 9%정도 THD가 개선됨을 알 수 있다. 또한 표 3은 속도변화에 따른 출력전류의 THD를 나타낸 것으로 제안된 방법의 THD가 최대 약 20%정도 개선됨을 알 수 있다.

표 3 모터 속도에 따른 THD

Table 3 THD with motor speed(harmonic order = 120)

Speed [rpm]	THD [%]	
	proposed	conventional
300	29.77	49.95
450	49.49	56.80
600	55.34	61.99
750	61.02	64.90
900	50.23	53.09
1050	55.58	47.41
1200	49.52	51.60
1350	50.71	53.14
1500	43.57	54.50

그림 13은 제안된 자기동조 주파수 제한기의 회로도이다. 그림 14는 그림 13 회로의 동작을 측정된 결과 파형을 나타낸다. 그림 14(a)에서와 같이 제안한 자기동조 주파수 제한기는 제한시간  $T_r$  보다 펄스 폭이 작은 입력신호에 대해 출력신호의 펄스 폭을 제한하는 동작을 보여주고, 그림 14(b)에서처럼 제한시간  $T_r$  보다 펄스 폭이 큰 입력신호에 대해

서는 시간지연이 없이 입력에 동기된 출력신호를 전달함을 알 수 있다. 그러므로 본 논문에서 제안한 자기동조 주파수 제한기는 도통/차단의 시간을 항상 설정된 최소 제한시간  $T_r$  이상으로 유지함으로써 스위치의 동작을 최대스위칭주파수 이하로 유지할 수 있다.

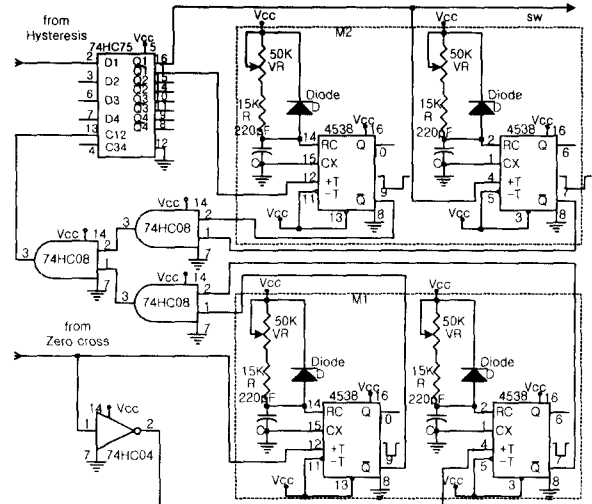
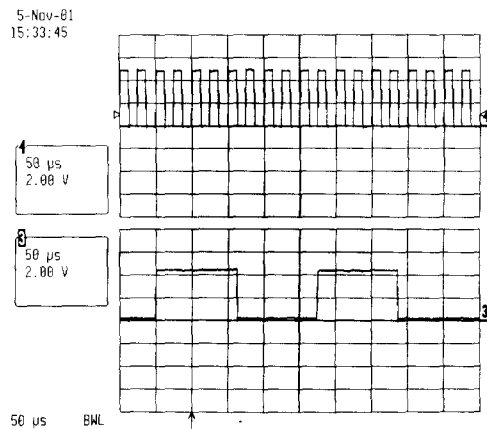


그림 13 자기동조 주파수 제한기 회로

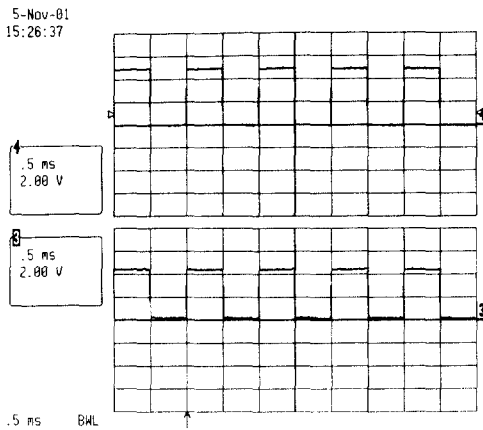
Fig. 13 Circuit of self-locked frequency limiter

그림 15는 저항-인덕턴스 부하의 출력전류를 실험으로 측정된 결과를 나타낸다. 제안된 방법은 자기동조 주파수 제한기에 의해 스위칭 시간이 제한되어 전류의 맥동이 기존 방법보다 작게 나타남을 알 수 있다. 또한 그림 15(c)와 (d)를 비교해보면 제안된 방법이 스위칭 주파수가 평균적으로 높게 유지되고 있음을 알 수 있다. 그리고 HP35670A Dynamic Signal Analyzer로 120차 고조파까지를 비교해보면 THD는 제안된 방법에서는 약 23% 기존방법에서는 약 34%로 측정되어 제안된 방법의 THD가 11% 정도 감소됨을 알 수 있다.



(a) 도통/차단 시간  $T_n < T_r$  일 때  
(a) for on/off time  $T_n < T_r$  (upper: input 40[kHz], lower: output)

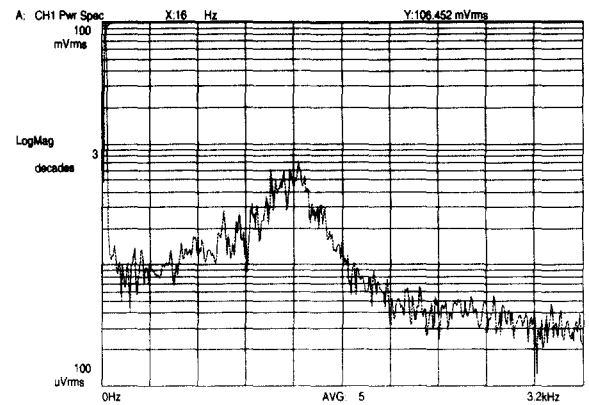




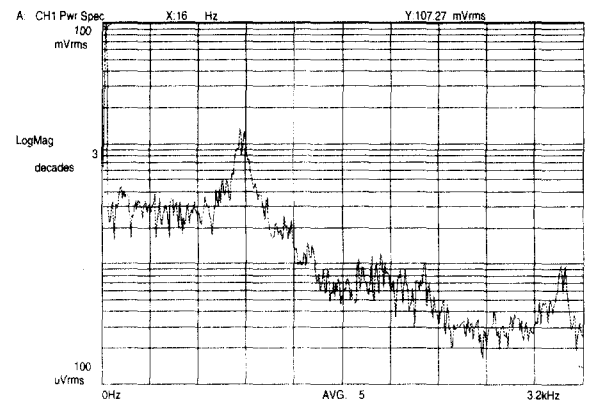
(b) 도통/차단 시간  $T_n > T_r$  일 때  
 (b) for on/off time  $T_n > T_r$  (upper: input 200[Hz], lower: output)

그림 14 자기동조 주파수 제한기의 입출력신호 (제한시간  $T_r=100[\mu s]$ )

Fig. 14 Input/output of self-locked frequency limiter (limiter time  $T_r=100[\mu s]$ )



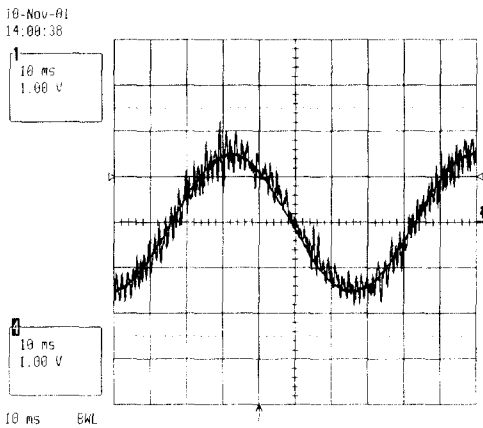
(c) 제안된 방법의 주파수분포 (THD=23%, 320Hz/div)  
 (c) current spectrum of proposed method



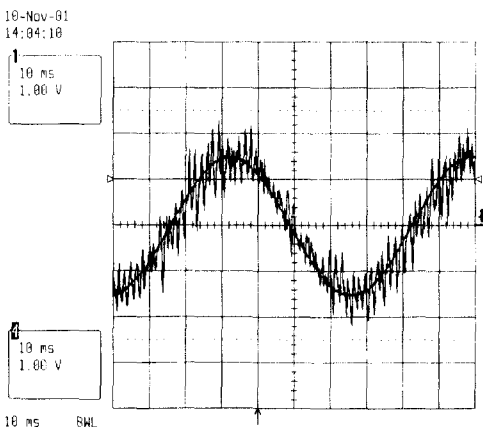
(d) 기존 방법의 주파수분포 (THD=34%, 320Hz/div)  
 (d) current spectrum of conventional method

그림 15 저항-인덕턴스 부하의 전류와 주파수분포 (전류명령  $i^*=1.5[A]$ , 15[Hz], 제한시간  $T_r=250[\mu s]$ ,  $H_b = \pm 0.2[A]$ ,  $L=36[mH]$ ,  $R=3.1[\Omega]$ )

Fig. 15 Output current of resistance-inductance (current command  $i^*=1.5[A]$ , 15[Hz], limiter time  $T_r=250[\mu s]$ ,  $H_b = \pm 0.2[A]$ ,  $L=36[mH]$ ,  $R=3.1[\Omega]$ )

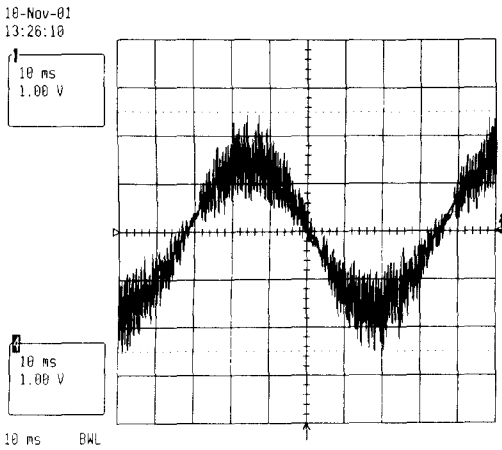


(a) 제안된 방법의 전류파형  
 (a) output current of proposed method

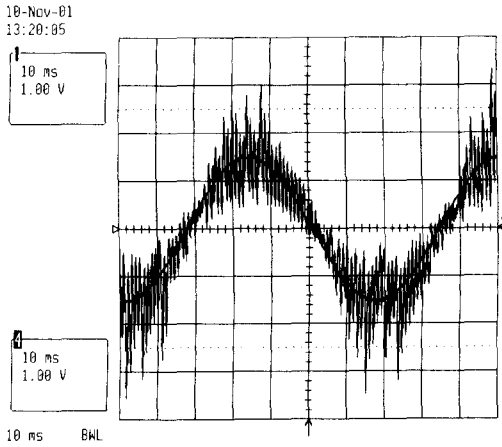


(b) 기존 방법의 전류파형  
 (b) output current of conventional method

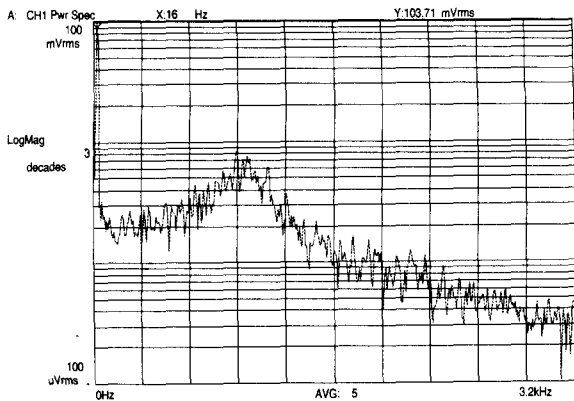
그림 16은 유도전동기의 a상전류를 실험으로 측정된 결과를 나타낸 것이다. 유도전동기 또한 전류의 맥동이 제안된 방법에서 기존방법보다 작게 나타남을 알 수 있고, 그림 16(c)와 (d)는 제안된 방법과 기존방법의 주파수분포를 나타내는데, 120차 고조파까지 THD를 비교해보면 제안된 방법이 약 31%이고 기존방법이 약 49%로 제안된 방법의 THD가 18%정도 감소됨을 알 수 있고, 그림 16(e)와 (f)는 저차 고조파영역을 400Hz 까지 확대한 것으로 저차 고조파 성분이 줄어든 것뿐만 아니라 직류성분이 현저히 작아졌으며 이는 제안한 주파수 제한기가 영 오차 순간부터 최소 도통/차단 시간을 보장해 줌으로써 오차에서 발생하는 직류오프셋을 개선한 결과이다. 실험을 통한 결과 역시 모의실험결과와 잘 일치되며 제안된 방법이 출력전류의 주파수분포특성과 THD가 기존방법에 비해서 더 나은 성능을 가짐을 확인할 수 있다.



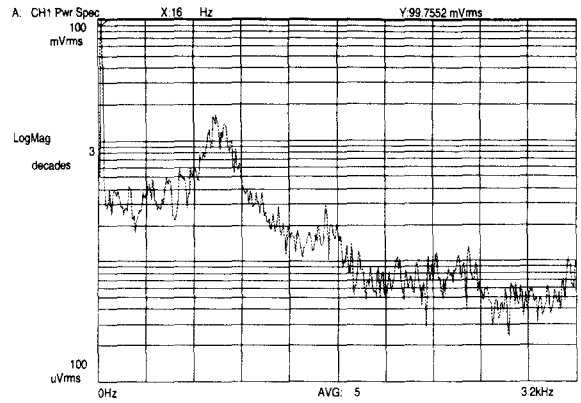
(a) 제안된 방법의 출력전류  
(a) output current of proposed method



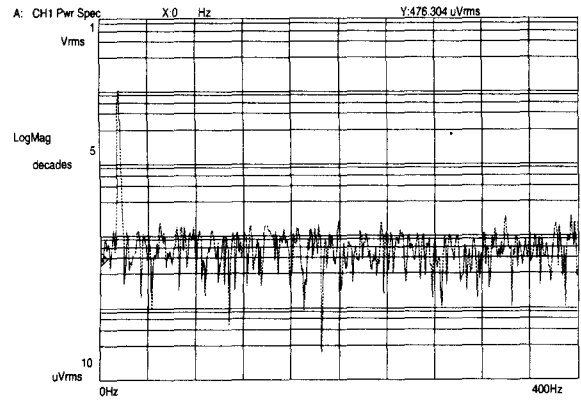
(b) 기존 방법의 출력전류  
(b) output current of conventional method



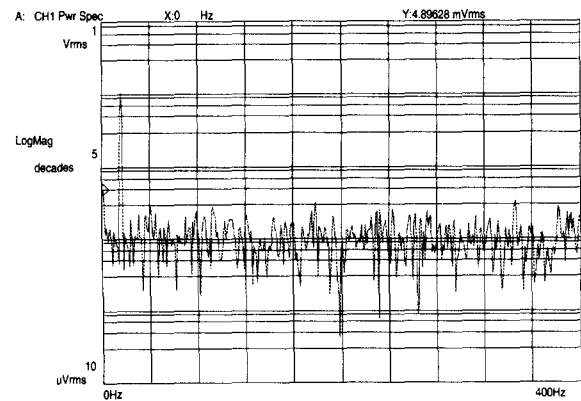
(c) 제안된 방법의 주파수분포(THD=31%, 320Hz/div)  
(c) current spectrum of proposed method



(d) 기존 방법의 주파수분포(THD=49%, 320Hz/div)  
(d) current spectrum of conventional method



(e) 제안된 방법의 주파수분포(DC=0.476mVrms, 40Hz/div)  
(e) current spectrum of proposed method



(f) 기존 방법의 주파수분포(DC=4.896mVrms, 40Hz/div)  
(f) current spectrum of conventional method

그림 16 유도전동기 출력전류와 주파수분포(전류명령  $i^*=1.5$  [A], 15[Hz], 제한시간  $T_r=250[\mu s]$ ,  $H_b=\pm 0.2$  [A])  
Fig. 16 Output current and spectrum of induction motor(current command  $i^*=1.5$  [A], 15[Hz], limiter time  $T_r=250[\mu s]$ ,  $H_b=\pm 0.2$  [A])

## 6. 결 론

본 논문에서 제안한 자기동조 주파수 제한기는 간단한 디지털회로의 추가로, 최소의 도통 및 차단시간을 보장하여 스위칭소자를 보호하고, 히스테리시스 제어시의 오차를 줄이기 위해 영 오차에서부터 일정한 시간지연을 두어 스위칭이 일어나도록 제어한다. 제안된 자기동조 주파수 제한기에 의한 히스테리시스 제어는 기존 D-latch와 타이머를 이용하는 히스테리시스 제어보다 다양한 부하 값에 대해 스위치의 동작 주파수를 평균적으로 높게 유지하므로 시스템의 동작을 안정시킨다. 이러한 스위치의 동작은 스위칭 손실을 최소화하고 출력전류의 THD를 개선시키고 출력특성을 향상시킬 수 있다. 또한 능동부하의 파라미터변화에 대해서도 안정된 출력전류의 제어가 가능하고, 전류의 저차 고조파 성분을 감소시킬 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] Ajay Tripathi and Paresh C. Sen, "Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 39, No 1, pp. 63-73, Feb. 1992.
- [2] K. M. Rahman, M. Rezwon Khan, M. A. Choudhury and M. A. Rahman, "Variable-Band Hysteresis Current Controllers for PWM Voltage-Source Inverters," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No 6, pp. 964-970, Nov. 1997.
- [3] Bimal K. Bose, "An Improved Hysteresis Current Controller for Reducing Switching Frequency," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 37, No 5, pp. 402-408, Oct. 1990.
- [4] Richard M. Duke and Simon D. Round, "The Steady-State Performance of a Controlled Current Active Filter," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 3, pp. 140-146, Apr. 1993.
- [5] Luigi Malesani, Paolo Tenti and Paolo Tomasin, "High Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 5, pp. 876-884, Sep. 1997.
- [6] L. Malesani, P. Mattavelli and P. Tomasin, "Improved Constant Frequency Hysteresis current control of VSI Inverters with simple feed forward bandwidth prediction," Industry Application Conf., Thirtieth IAS Annual Meeting, Vol. 3, pp. 2633-2640, Jan. 1995.

- [7] Ching-Tsai Pan and Ting-Yu Chang, "An Improved Hysteresis Current Controller for Reducing Switching Frequency," IEEE Trans. on Power Electronics Vol. 9, No. 1, pp. 97-104, Jan. 1994.
- [8] David M. Brod and Donald W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters," IEEE Trans. on Industry Application, Vol. IA-21, No. 4, pp. 562-570, May/June. 1985.

## 저 자 소 개



### 최 연 호 (崔 演 鎬)

1969년 4월 30일생. 1992년 경북대 전자공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1996년~1998년 한국통신사원. 2000년 경북대 대학원 전자공학과 박사수료. 2000년~현재 경일대학교 제어계측공학과 겸임교수

Tel : 053-940-8526

Fax : 053-952-3262

E-mail : space@honet.pe.kr



### 임 성 운 (任 成 雲)

1964년 10월 24일생. 1987년 경북대 전자공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1997년~현재 경일대 제어계측 공학과 조교수

Tel : 053-850-7324

Fax : 053-850-7321

E-mail : swim@bear.kyungil.ac.kr



### 권 우 현 (權 宇 鉉)

1953년 6월 22일생. 1977년 서강대 전자공학과 졸업. 1993년 한국과학기술원 졸업(공학박사). 1979년~현재 경북대 전자전기공학부 교수

Tel : 053-950-5526

Fax : 053-952-3263

E-mail : whkwon@ee.knu.ac.kr