

# Model Reference 스위칭에 의한 PWM인버터의 구동

° 이 석 우\* 이 광 원\*  
\* : 아주대학교 제어계측공학과

## PWM Inverter Drives using Model Reference Switching

° Lee Sukwoo\*, Lee Gwangwon\*  
\* Dept. of Control & Instrumentation Eng. AJOU University

### ABSTRACT

This paper introduced an advanced PWM method to drive a variable speed AC motor. With this technique, a switching pattern is determined to minimize the error between a reference signal and feedback signal. In addition to its simplicity of implementation, the proposed technique has the advantage of controlled constant voltage per frequency operation.

### 1. 서론

유도 전동기와 같은 AC 전동기를 가변 속도로 구동할 때 PWM 인버터를 많이 사용한다. 이 PWM 인버터는 전압과 주파수를 동시에 제어하여 자속을 일정하게 유지해 광범위한 가변속도 구동에 대하여 AC 전동기의 효율의 저하 없이 속도를 제어한다. 이 PWM 인버터는 고조파를 억제시킬 수 있는 장점이 있으므로 교류전동기의 속도 제어에 많이 쓰이고 있다.

PWM 인버터를 구동하는 반도체 소자의 스위칭 동작으로 고조파가 인버터의 출력에 포함되어, 전동기를 구동할 때 손실이나 발열의 원인이 된다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 최소화할 수 있는 새로운 model reference 스위칭방법을 제안한다. 제안된 방법은 기존의 PWM 방법과는 다르게 필터의 개념을 도입하여 필터의 가상적인 전압 피드백 파형이 기준 전압 파형을 따라가도록 최적으로 인버터 스위치를 점호하는 것이 일련의 패루프 과정을 통해서 결정된다.

이 방법은 구현하기가 비교적 간편한데다 여기서 제안한 PWM 기법은 일정한 전압 대 주파수 비로 운전하는 것을 가능하게 해준다.

### 2. model reference 스위칭 기법

#### 2.1 알고리즘의 개요

다음 그림1)은 전압형 PWM 인버터의 구성도를 나타내었다. 그림에서 인버터의 출력단에 가상적인 필터를 연결하고 필터를 지난 파형이 정현파에 근사하도록 하는 것이다.

필터 회로의 리액터 전류, 출력 전압에 대해서 상태 변수를 정의하고 그것에 따라서 상태 방정식을 정의한다. 필터에 기준입력이 입력되었을 때 상태 출력을 비교할 기준으로 정하고, 스위칭 출력이 입력되었을 때 상태 출력을 이와 비교하여 오차를 최소로 줄이는 알고리즘으로 스위칭 출력을 계산한다. 여기에서는 2계 필터를 설정하고 2-level 출력을 가지는 스위칭에 대하여 실험하였다.

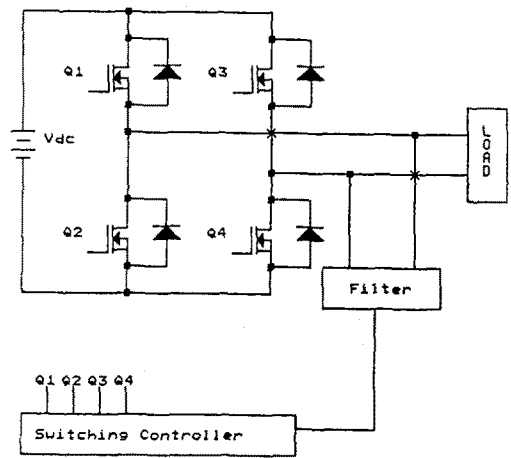


그림1)

#### 2.2 2계 필터를 가질 때의 스위칭

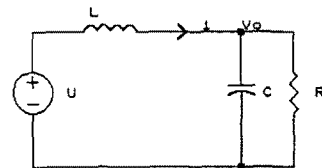


그림2)

그림2)는 2계 필터 회로를 표시한다. 스위칭 출력  $u(t)$ 가 입력되었을 때 상태변수가 기준파형을 따라가도록 스위칭 순간을 결정한다. 이 때  $u(t)$ 는 인버터의  $+V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$ 의 2-level 출력이다.

그림 2)에서 상태  $x_1 = v_o$ ,  $x_2 = i$ 에 대한 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{RC} \\ -\frac{R}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot u$$

여기에서

$$LC = \frac{1}{\omega_0^2} \quad \frac{L}{R} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0} \quad \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} = \omega_n \text{ 으로 놓으면}$$

상태방정식은

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\omega_n & 2\omega_n \\ -\omega_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n \end{bmatrix} \cdot u$$

로 정리되고  $u$ 가 변하지 않는 동일한 스위치 상태에서 이 방정식을 풀면,

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = e^{-\omega_n t} \begin{bmatrix} \cos \omega_n t - \sin \omega_n t & 2 \sin \omega_n t \\ -\sin \omega_n t & \cos \omega_n t + \sin \omega_n t \end{bmatrix} x(0) + \begin{bmatrix} 1 - e^{-\omega_n t} \cos \omega_n t + \sin \omega_n t \\ 1 - e^{-\omega_n t} \cos \omega_n t \end{bmatrix} \cdot u$$

를 얻는다. 일정 시간  $\Delta t$ 간격으로 샘플하여 제어한다면  $t + \Delta t$ 의 상태는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x_1(t + \Delta t) \\ x_2(t + \Delta t) \end{bmatrix} = e^{-\omega_n \Delta t} \begin{bmatrix} \cos \omega_n \Delta t - \sin \omega_n \Delta t & 2 \sin \omega_n \Delta t \\ -\sin \omega_n \Delta t & \cos \omega_n \Delta t + \sin \omega_n \Delta t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 - e^{-\omega_n \Delta t} (\cos \omega_n \Delta t + \sin \omega_n \Delta t) \\ 1 - e^{-\omega_n \Delta t} \cos \omega_n \Delta t \end{bmatrix} \cdot u$$

$u$ 에 직접 영향을 받는 것이  $x_2$ 이므로  $x_2$ 에 대하여 비교할 기준을 만들 것으로 생각하면,

$$x_2(t + \Delta t) \approx -\delta x_1(t) + x_2(t) + \delta u$$

단,  $\delta = \omega_n \Delta t \ll 1$

가상 필터에 기준파형  $r(t)$ 를 인가시킬 때,

$x_1(t), x_2(t)$ 의 값을  $x_1^*(t), x_2^*(t)$ 라고 나타내면,

$$\therefore x_2^*(t + \Delta t) = -\delta x_1^*(t) + x_2^*(t) + \delta r(t)$$

여기서  $x_2(t + \Delta t)$ 가  $x_2^*(t + \Delta t)$ 를 잘 따라가도록 스위칭 출력  $u$ 를 결정한다.

$$x_2^*(t + \Delta t) - x_2(t + \Delta t) = x_2^*(t + \Delta t) + \delta x_1(t) - x_2(t) - \delta u$$

위 식에서 스위칭 출력  $u$ 는 다음 식으로 정하면 된다.

$$\therefore u = \text{SGN}[x_2^*(t + \Delta t) + \delta x_1(t) - x_2(t)]$$

### 2.3 블록 선도 표현

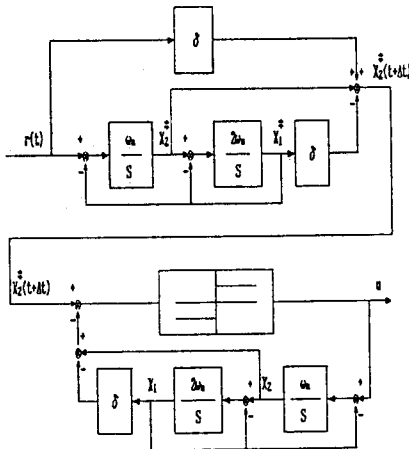


그림3)

일반적인 델타 모델레이션에서는 기준 전압을 바로 피드백 전압과 비교한다. 그림 3)에서의 블록 다이어그램에서는 현재 시간에서 샘플링 시간만큼 앞선 기준 정현파 전압을 피드백전압과 비교하는 것이다. 이렇게 함으로써 지금 현재 시간보다 앞서서 스위칭 출력을 결정하므로 실시간 제어가 가능하고 다음 상태를 미리 예측할 수 있다.

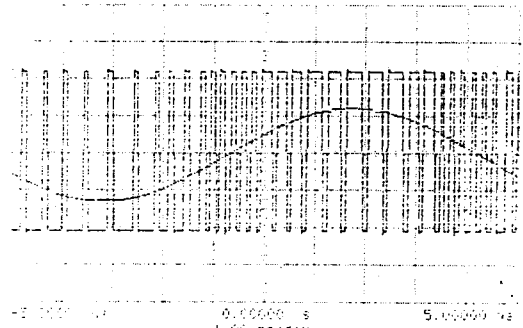
### 3. 제어기 구현 및 실험

그림 3)에서 제안된 블록 선도를 하이브리드회로를 써서 구현해 보았다. 먼저  $\omega_n$ 과  $\delta$ 를 가변 저항을 써서 가변시킬 수 있게 했으며 기준신호와 피드백신호를 같은 level로 똑같은 블록을 사용해서 비교한다. 비교기 출력은  $\pm 12V$ 로 제한했고, 비교기에 히스테리시스를 신호 진폭의 5%로 설계했다. 그리고 비교기 다음 단계 샘플링 시간마다 일정하게 스위칭 출력을 결정해 주기 위해 D-플립플롭을 연결해서 그 신호를 피드백 해준다.

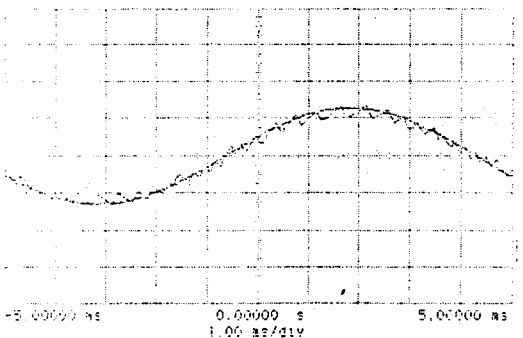
다음은 실험에 적용한 여러 가지 가변할 수 있는 값이다.

- 기준 정현파 주파수(f) : 60 - 100 Hz
- 차단 주파수(fc) : 300 - 800 Hz
- 샘플링시간( $\Delta t$ ) : 50  $\mu s$ , 100  $\mu s$

### 4. 실험결과

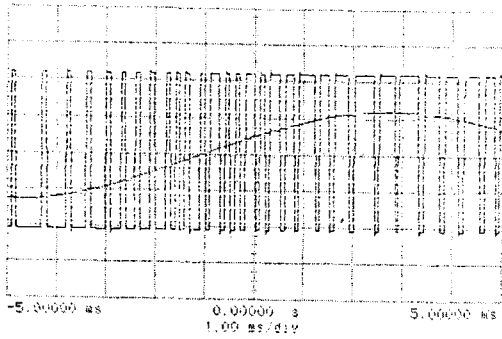


가)  $u, r$

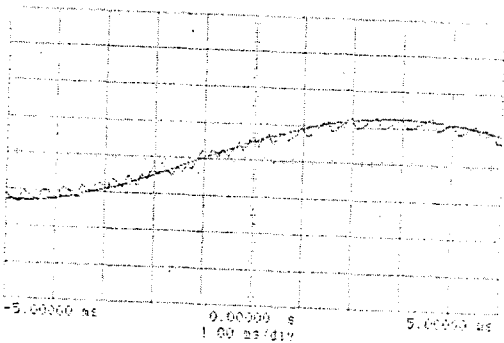


나)  $x_2$

그림4) 100Hz 100us로 했을 때의 파형

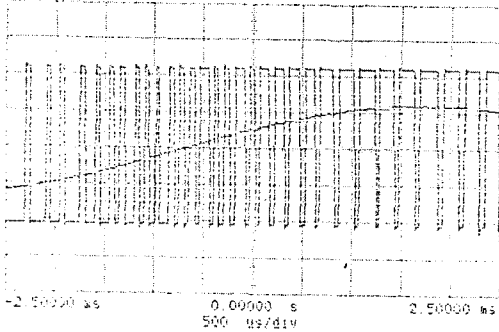


가) u, r

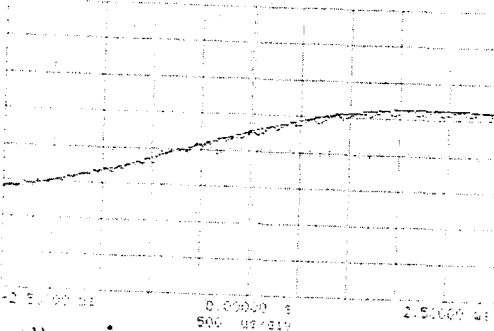


나)  $x_2$   $x_2$

그림5) 60Hz 100us로 했을 때의 파형

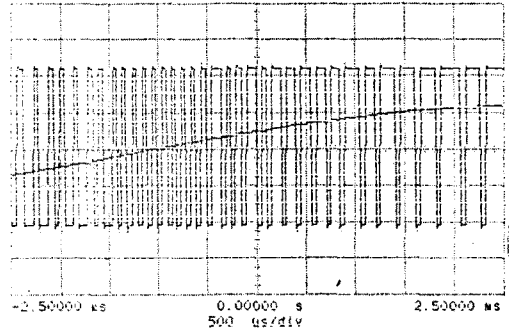


가) u, r

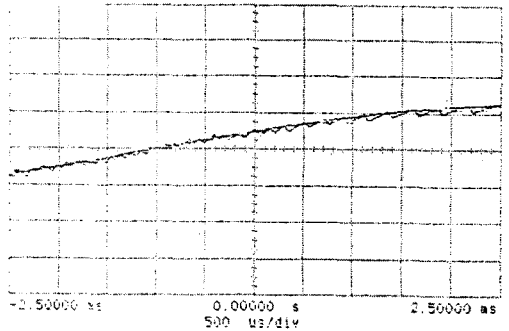


나)  $x_2$   $x_2$

그림6) 100Hz 50us로 했을 때의 파형



가) u, r



나)  $x_2$   $x_2$

그림7) 60Hz 50us로 했을 때의 파형

제안된 방법의 타당성을 입증하기 위하여 하이브리드 회로를 사용하여 실험을 행하였으며 그 결과는 그림4)에서 그림7)까지와 같다. 그림을 보면 샘플링 시간이 100  $\mu$ s에서 50  $\mu$ s로 줄어들어 따라 전압 맥동이 줄어드는 것을 알 수 있다.

### 5. 결론

PWM 인버터의 스위치를 제어하기 위하여 일정시간 샘플링하는 model reference 스위칭 기법을 제안하고 하이브리드 회로로 구현하였다.

향후 과제는 스위칭 기법의 디지털 제어나 마이크로프로세서 제어를 가능하게 하는 것이다.

### 5. 참고문헌

1. B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives." Prentice-Hall, 1986.
2. M.J. Fisher, "Power Electronics." PWS-KENT Publ. Co., 1991.
3. T. Kenjo, "Power Electronics for the Microprocessor Age." Oxford University Press, 1990.
4. JMD Murphy and FG Turnbull, "Power Electronic Control of AC Motors." Pergamon Press, 1988.