

전압형 인버터(VSD)에서 사다리꼴파형을 이용한 MRA PWM 기법에 관한 연구

(A Study on The MRA PWM Technique Using the Trapezoidal
Waveform at Voltage Source Inverter(VSD))

韓完沃* · 元榮鎮** · 李成栢***

(Wan-Ok Han · Young-Jin Won · Sung-Back Lee)

요 약

본 논문에서는, 고조파 제거를 위해 PWM 기법을 사용할 때 회로의 구성이 복잡해지고, 제어가 어렵다는 단점을 개선하기 위하여 기준 신호와 부하의 기준 모델(Model)에서 유도된 계환 신호를 페루프 처리하여 비교함으로써 인버터의 게이팅 신호를 발생하는 MRA(Model Reference Adaptive)PWM기법을 제시하였고, 제어기의 구성을 마이크로프로세서 및 아나로그 회로로 설계하였다.

일반적인 정현 PWM기법을 사용했을 경우, DC 공급 전원에 대한 출력 전압의 비가 낮기 때문에 발생하는 전압 이용률 저하를 MRA PWM기법을 이용하여 보상할 수 있었다. 또한, 사다리꼴(Trapezoidal) 신호를 기준 신호로 사용함으로써 선전류의 저차 고조파를 줄일 수 있었으며, 비교적 간단한 수식을 이용하여 실시간 계산(On-line computation)으로 스위칭 패턴을 발생하였다.

Abstract

In order to improve complicated construction and complex control which are disadvantage of optimal PWM technique aimed at harmonic elimination method, this paper presented MRA(Model Reference Adaptive) PWM technique that gating signal of inverter is generated by comparing the reference signal with the induced feedback signal at the reference model of load. Design of controller is composed of microprocessor and analog circuit.

MRA PWM technique used in the paper is able to compensate the degradation of voltage efficiency to be generated by the ratio of the output voltage to the DC supply voltage being low for using conventional sinusoidal PWM technique.

When the trapezoidal signal is employed as the reference signal, the low order harmonics of line current can be reduced and the switching pattern is made by on-line computation using comparatively simple numerical analysis.

1. 서 론

전압형 인버터(VSI:Voltage Source Inverter)는 제어 대상에 따라서 전압과 주파수를 적절하게 가변해야 하므로 펄스폭 변조(PWM) 기법으로 시스템을 제어하는 경우가 일반적인 추세이다.

*正會員: 光云大 工大 電子工學科 博士課程

**正會員: 富川專門大學 電子工學科 專任講師

***正會員: 光云大 工大 電子工學科 教授 · 工博

接受日字: 1993年 1月 13日

또한, PWM 패턴 제어 방식을 사용한다면, 비교적 적은 수의 소자를 사용한 종단 회로를 구성하여 출력 전압의 진폭과 주파수를 독립적으로 제어할 수 있으므로 소형화, 저가격화가 유용하고, 특정 고조파 및 저차 고조파를 제거하는 것이 가능하므로 그 사용도가 점차 많아지고 있다. 특히, 유도 전동기의 속도 제어와 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency) 시스템에 대한 활용도가 높다.¹⁾²⁾³⁾

PWM 패턴은 기준파와 반송파를 비교하여 형성되며, 스위칭 손실과 특정 주파수의 고조파를 제거하기 위하여 정현파(sine wave)를 기준파로 사용한 최적 PWM 패턴의 제어 기법이 연구되고 있다.⁴⁾⁵⁾

저차 고조파를 감소시키기 위한 또다른 방법으로 3상 델타(Delta) 변조 기법을 이용한 인버터는 비교적 제어 회로 구성이 간단하고 일정 V/F 특성을 갖는다. 그러나 델타변조 기법은 히스테리시스(hysteresis)원리를 이용하므로, 입/출력 고조파의 스펙트럼 결정과 입/출력 여파기의 설계가 어려울 정도로 인버터 스위칭 주파수의 동작 조건이 광범위하게 변화하는 단점이 있다.⁶⁾⁷⁾⁸⁾

DC 공급 전원에 대한 선간 전압의 기본파 성분비인 전압 이용률 면에서 정현 PWM 인버터는 약 64[%] 이내에 불과하며, 델타 변조 기법을 이용하면 85[%]까지 전압 이용률을 높일 수 있다.⁴⁾⁵⁾⁶⁾⁷⁾ 본 논문에서는 델타 변조 기법의 장점만을 수용하는 MRA(Model Reference Adaptive) PWM 기법을 사용하여 제어기를 구성 함으로서 일정한 V/F 동작 특성과 우수한 free-running carrier 특성을 갖도록 설계하였고 비교적 간단한 제어 회로로 종단 회로를 구동 시켰다.

본 논문에서는 사다리꼴(trapezoidal) 신호를 기준파로 사용함으로써 저차 고조파를 더욱 감소시킬 수 있었고, 마이크로프로세서에서 PWM 패턴을 실시간에 연산(on-line computation)을 할 수 있게 됨으로서 계산으로 인한 지연요소가 없으므로 제어 능력을 증가시킬 수 있었다.

2. MRA PWM 기법

일반적으로 3상 유도 전동기를 구동하는 3상

전압형 인버터의 경우, 실제 부하인 유도 전동기의 인덕터(inductor) 전류 파형은 간단한 적분기로 구성하여 부하 모델을 대신할 수 있다.

기준 신호에 반송파(carrier wave)를 중첩시켜서 얻을 수 있는 $V_R + \Delta V_m$ 신호가 부하 모델에 의해 적분되어 케환되는 케환 전압 신호(V_F)보다 클때 본 논문에서 제안된 변조기의 출력 전압(V_i)는 양(positive)이고, $V_R + \Delta V_m$ 이 V_F 보다 작을 때 변조기의 출력 전압(V_i)는 음(negative)으로 스윙(swing)한다.

적분기로 부하 모델 설계시 항상 V_F 의 기울기(slope)가 $V_R + \Delta V_m$ 의 기울기 보다 작도록 하였다. 만일, V_F 의 기울기가 $V_R + \Delta V_m$ 의 기울기 보다 크면 과변조(over modulation)가 발생된다. 또한, 변조기의 스위칭 주파수는 일정한 반송파 주파수(ΔV_m)에 의해서 고정된다. 이러한 제어 회로를 그림 1에 나타냈다.

그림 1에서 점선으로 표시된 부분은 부하 모델을 포함한 제어 회로이다.

제어 회로에 입력되는 2 신호(기준 신호 V_R 와 반송파 신호 ΔV_m)의 패턴은 그림 2(a)에 나타냈다. 그림 2(b)는 반송파 신호(ΔV_m)를 기준 신호(V_R)에 합성한 신호($V_R + \Delta V_m$)와 PWM 신호의 케환 신호(V_F)를 표시하였다. 그림 2(b)의 2신호를 비교기로 서로 비교하여 PWM 변조한 신호는 그림 2(c)에 표시하였다. 그림 2(c)를 부하 모델에 의하여 적분한 신호가 케환 신호(V_F)로 사용되었다. 이때, 스위칭각은 반송파 합성 신호($V_R + \Delta V_m$)와 케환신호(V_F)의 교점으로 얻을 수 있다.

델타 변조 기법은 전압 이용률도 높아지고, 저차 고조파도 감소되지만, 하드웨어(H/W)에서 반송파의 주파수 변환이 어렵고 연산 시간이 길어서 마이크로프로세서를 사용해도 실시간 처리가 어렵다.

따라서, 본 논문에서는 사다리꼴 파형을 기준 신호로 사용 함으로서 전압 이용률을 높이고, 또한 PWM 파형의 실시간(on-line) 계산이 가능하게 됨으로서 제어 능력을 향상시킬 수 있었다. 사다리꼴 파형(e_s)은 그림 3과 같이 $\pm E_s$ 의 진폭을 갖는 3각 파형을 절단(limiting)해서 얻을 수

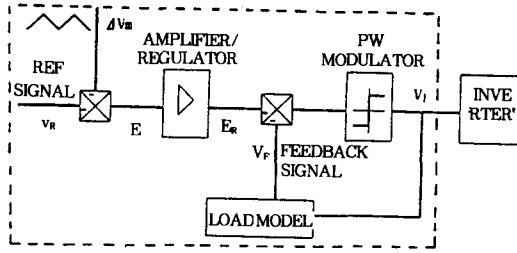


그림 1. MRA PWM 제어기의 구성도
Fig. 1. Block diagram of MRA PWM controller

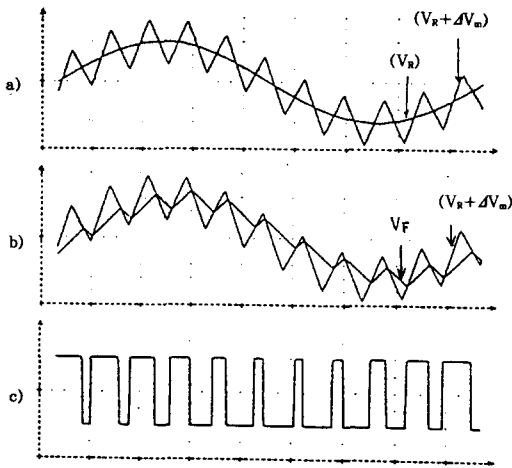


그림 2. 제어기의 입력 및 출력 신호
Fig. 2. Input/output signal of controller

- (a) 기준파 신호(V_R)와 합성신호($V_R + \Delta V_m$)
- (b) 반송파와 기준파의 합성 신호($V_R + \Delta V_m$)와 제환 신호(V_F)

(c) 펄스 폭 변조 파형

- (a) Reference signal(V_R) and summing signal($V_R + \Delta V_m$)
- (b) Summing signal(V_R) and summing signal($V_R + \Delta V_m$)
- (c) PWM pattern

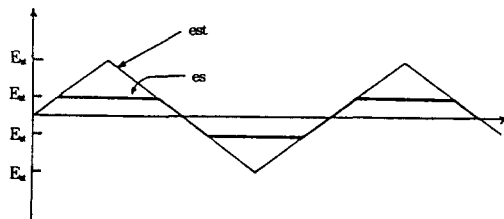


그림 3. 삼각파 신호에서 사다리꼴 신호를 만드는 방법
Fig. 3. Method making triangular signal of trapezoidal signal

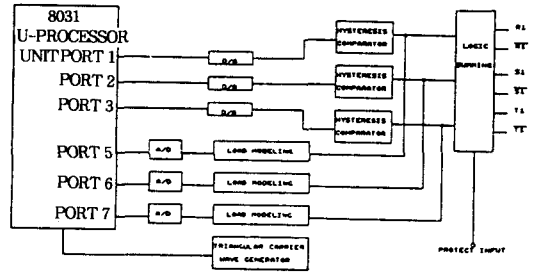


그림 4. 전체 하드웨어의 구성
Fig. 4. Block diagram of entire hardware

있다.

3. MRA 시스템 구성

3.1 MRA 시스템의 동작원리

사다리꼴 신호와 반송파 신호를 합성한 파형을 비교기를 통과시켜, 히스테리시스 특성에 의해 PWM 패턴(V_1)을 출력하였다. 이와같은 PWM 패턴을 시상수 RC에 의해 적분하면 적분된 신호 V_F 를 얻을 수 있다.

$$V_F = \frac{1}{RC} \int V_1 dt \quad (1)$$

여기서, 적분된 파형과 기본 주파수(f_{rb})에 대한 기본파 성분을 구하면 다음과 같다.

$$V_{F1} = \frac{1}{2\pi f_{rb} RC} V_1 = V_R \quad (2)$$

$$V_{rb} = \frac{1}{2\pi f_{rb} RC} V_{1b} \quad (3)$$

V_{1b} : base value

V_{rb} : Trapezoidal 신호의 peak value

(3)식에서 RC 값은 다음과 같다.

$$RC = \frac{1}{2\pi f_{rb}} \left[\frac{V_{rb}}{V_R} \right] \quad (4)$$

MRA 변조는 변형된 기본파(V_F) (Slope($V_R + \Delta V_m$))

기울기(V_F)는 PWM패턴에 의하여 얻어진다.

$$\text{Slope}(V_F) = \pm \frac{1}{RC} V_{1m} \quad (5)$$

여기서 V_{1m} 은 변조기의 전압 레벨이다.

($V_R + \Delta V_m$) 신호의 최소 기울기는 V_R 신호의 $180^\circ \pm \alpha$ 이므로 최대, 최소 기울기는 다음과 같다.

$$\max \text{slope}(V_R) = \frac{\alpha}{360f_{rb}} V_{rb} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \min \text{slope}(V_R + \Delta V_m) &= \text{slope}(\Delta V_m) - \text{slope}(V_R) \\ &= 4f_m \Delta V_m - \frac{\alpha}{360f_{Rb}} V_{Rb} \end{aligned} \quad (8)$$

(5), (6), (8)을 이용하여 결과식을 얻어낸다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{RC} V_m (4f_m \Delta V_m - \frac{\alpha}{360f_{Rb}} V_{Rb}) \\ \Delta V_m f_m \frac{1}{RC} - [\frac{\alpha}{360f_{Rb}} V_{Rb}] \end{aligned} \quad (9)$$

V_{ll} , V_R , f_r 이 결정되면 (9)식을 이용하여 시상수 RC를 구할 수 있다.

3.2 MRA 시스템의 하드웨어 구현

전체적인 하드웨어의 구성은 그림 4와 같다.

그림 4에서 사다리꼴 신호 발생 및 기준파 신호와 제환 신호를 비교하여 교점을 구하는 과정은 마이크로프로세서 Intel-8051을 이용하였다. 그리고 히스테리시스 특성을 이용하여 출력 변조 파형을 마이크로프로세서로 출력하는 과정은 D/A 컨버터와 비교기 등을 이용하였고, 출력 변조 파형은 OP Amp를 이용한 적분기에 의해 제환 신호로 변환된다.

마이크로프로세서에서는 3상 유도전동기를 구동하기 위해서 120° , 240° 위상 지연된 3개의 파형을 출력한다. 마이크로프로세서에서 출력된 파형은 비교기를 통과하여 3상의 변조 신호로 출력되고, 인버터 구동을 위하여 3개의 반전 신호를 만든다.

3개의 변조신호와 3개의 반전신호(R, \bar{R} , S, \bar{S} , T, \bar{T})는 3상 인버터의 스위칭 트리거로서 사용된다.

본 논문에서 제시된 제어기의 변조도 M은 다음과 같이 정의된다.

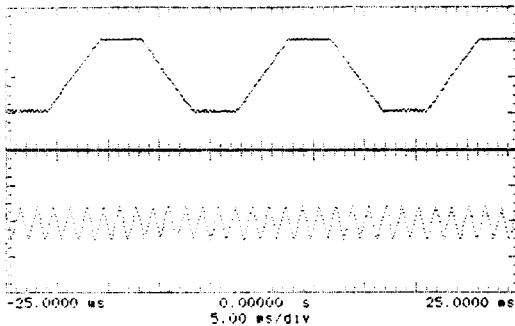


그림 6. 기준파 신호와 삼각 반송파 신호
Fig. 6. Reference waveform and carrier waveform

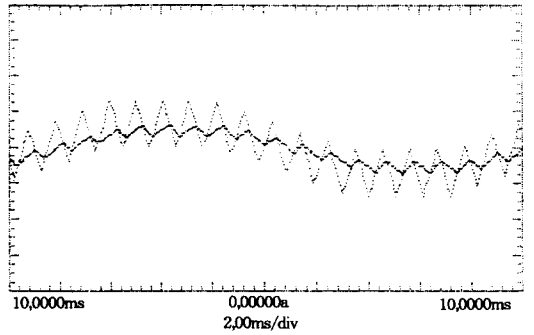


그림 7. 합성파 ($V_R + \Delta V_m$) 신호와 제환 신호
Fig. 7. Summing waveform and feedback waveform

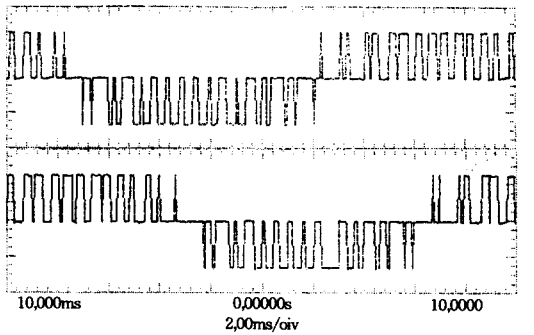


그림 8. 반송파 주파수가 2.5KHz일때 변조 파형 (R,S상)
Fig. 8. 2-level PWM pattern with carrier signal frequency being 2.5KHz (R, S phase)

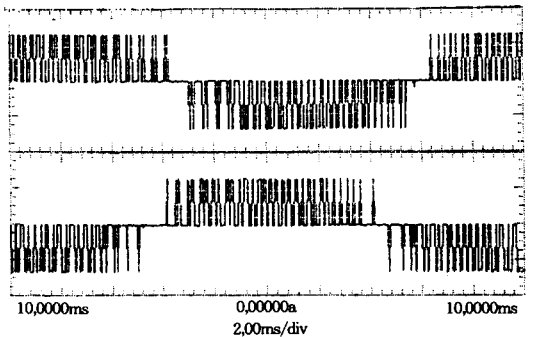


그림 9. 반송파 주파수가 2.5KHz일때 R-S, S-T 생김 파형
Fig. 9. R-S and S-T of line-to-line voltage waveform with carrier signal frequency being 2.5KHz

$$M = \frac{\text{기준파 진폭}(V_{Rb})}{\text{비교기 출력의 기본파 진폭}(V_{lim})}$$

따라서,

$$M = \frac{V_{Rb}}{V_{lim}} = \frac{1}{2\pi f_{Rb}}, \quad RC = \frac{M}{2\pi f_{Rb}} \quad (10)$$

다음은 변조도가 0.3~1.0이고, 기준파 주파수가

60Hz일때의 결과식을 나타낸다.

$$M=1.0 : \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot RC} = 1.0, \quad M=0.6 : \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot RC} = 0.6$$

$$RC=0.00256 \quad RC=0.00159$$

$$M=0.3 : \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot RC} = 0.3$$

$$RC=0.00796$$

3상 유도 전동기를 구동할 수 있는 종단 회로를 구성하기 위하여 사다리꼴(trapezoidal) 신호가 120°, 240° 위상 지연된 3상 제어기를 설계하였다. 이때 3개의 PWM 신호를 발생시키는 제어 회로는 3개의 MRA 시스템과 같은 구성으로 이루어진다. 이러한 제어 회로를 분석하면 단상 MRA 시스템에서와 같은 결과를 얻을 수 있었다.

4. 실험 및 결과

본 논문에서는 마이크로프로세서를 이용하여 사다리꼴 신호를 디지털 신호로 발생시킨후, D/A변환기(DAC-08)를 통하여 제어기로 입력시켰다. 기준파 신호의 주파수는 상용 주파수대인 55Hz~65Hz 범위에서 실험하였다.

그림 6은 기준파 신호와 삼각 반송파 신호를 나타내며, 이 신호들은 마이크로프로세서를 이용하여 발생시켰다.

그림 7은 합성파 신호와 변조 출력 신호가 적분된 궤환 신호를 나타내며, 이 두 신호가 교차하는 점이 변조 출력 신호의 스위칭각이 된다.

5. 결 론

본 논문에서는 사다리꼴 파형에 삼각 반송파를 합성시킨 신호와 출력 변조 파형이 적분되어 궤환되는 신호를 비교하여 스위칭각을 얻을 수 있으므로 전압 효율이 높고, 저차고조파 제거 능력이 우수한 델타 변조 기법의 모든 특성을 갖는다.

또한, 본 논문에서 설계된 제어기는 델타 변조 기법에서 실현하기 어려운 free-running carrier 특성이 우수하고, 사다리꼴 신호를 사용하기 때문

에 마이크로프로세서를 이용하여 실시간 계산을 실행할 수 있다. 이때, 마이크로프로세서에서 연산 및 정보 전송시간은 수 mS이내에 모든 과정을 수행 할 수 있다.

본 논문에서 제안된 방법을 수행시, 연산부분은 마이크로프로세서를 이용 하였고, PWM파형 발생 및 궤환신호 발생 부분은 아나로그 방법을 사용하였다.

전체과정을 아나로그 방법으로 만들 경우 파변조 및 저변조 현상이 발생하지 않도록 RC 시정수의 변환을 효과적으로 수행할 수 있다면, 더욱 높은 주파수 영역에서도 동작이 가능 하다.

참 고 문 헌

- 1) J.M.D. Murphy & Turnbull "Power Electronic Control of AC Motors", PERGAMON PRESS pp. 139-141.
- 2) J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-20, No. 5, Sept./oct. 1984.
- 3) S. Fukuda and N. Takada, "PWM current source rectifier with sinusoidal line current", IEEE IAS Conf. Record, Vol. 1, pp. 679-684, 1987.
- 4) P.D.Ziogas, "The delta modulation technique in static PWM inverter", IEEE Trans. Industry Appl. Vol. IA-17, March/April 1981.
- 5) R.D.Lorenz and D.M.Divan, "Dynamic analysis and experimental evaluation of delta modulators for field oriented AC machine current regulators", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 196-201, 1987.
- 6) C.F.Christiansen, M.I.Valla, and C.H.Rivetta, "A synchronization technique for static delta-modulated PWM inverters", IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. 35, No. 4, NOV. 1988.
- 7) M.A.Rahman, J. E. Quicoe and M.A. Choudhury, "Performance analysis of delta modulated PWM inverters", IEEE Trans Power Electronics, pp. 227-232, July 1987.
- 8) G. Joos, P.D. Ziogas and D. Vincenti, "A model reference adaptive PWM technique", IEEE power Electronics Specialists Conf., Vol. 2, pp. 695-703, June 1989.