

論 文
36~4~4

교류전동기를 위한 Parameter Adaptive Control 방식의 PWM인버터에 관한 연구

A Study on the Parameter Adaptive Current Controlled PWM Inverter for AC Drives.

黃 煥 文* · 安 珍 雨**

(Young-Moon Whang · Jin-Woo Ahn)

Abstract

In order to drive motor control system precisely, the motor is to be controlled by mmfs and current with sinusoidal waveforms.

In this paper the Delta Modulation (DM) Technique is used for generating PWM pulse with sinusoidal waveform. However the motor currents yet contain odd harmonics due to leakage inductances, speed and excitation. To reduce harmonics, the parameter adaptive control method is introduced. That is, $R_{eq} \cdot C$ parameter of Delta Modulator is controlled adaptively by parameter adaptor. The adaptive signal is achieved by the difference between motor current and reference waveform, and this signal is converted to the voltage command signal by adaptive mechanism.

The test results show that this system is operated smoothly over a wide range of motor speed and motor current is controlled to be sinusoidal waveform adaptively.

1. 서 론

자기적 구조로 된 전동기구의 제어는 기자력형이 가장 효율적이다. 이들의 기자력특성은 전원전력변환장치의 토폴로지(topology)에 의해서 결정되는 데 근본적으로 기자력형제어를 위해서는 전압형보다 전류형이 바람직하다.

최근 싸이리스터를 이용한 전력변환장치에서는 정류기-직류링크-인버터의 형식을 채택하여 전동시스템에 속도-토크특성을 제어하며, 전동기입력단에서 전류전원화시켜서 기자력형제어를 하게한다.^{1),2),3)} 이들은 전력변환장치에서의 스위칭작용을

싸이리스터로 기변시켜 전류전원화시킨 것인데, 이들의 결점은 전류전원의 패턴이 부하전동기의 누설인덕턴스등의 정수로 인하여 증속적으로 변화한다는 점이다. 이는 정현파전류에 의한 기자력을 전제로 하는 전동기구조에서는 바람직하지 못하다는 점과 각각의 구동전동기에 따라 전류전원변환기를 그 회로정수에 맞추어 특별히 구성하여야 한다는 점이다.^{4),5)} 즉, 비효율적이고 범용성이 없다.

한편, 이를 개선하기 위한 전류전원방식으로는정현파PWM (sinusoidal pulse width modulation) 방식이 있다.^{6),7)} 이는 전원전력변환장치를 고속스위칭장치를 활용하여 정현파형식의 펄스폭변조로 한 방식으로, 변환장치에서 전류의 패턴, 주파수 및 위상을 쉽게 변조시킬 수 있다는 데 그 특징이 있다. 이들은 또한 바이폴라 트랜지스터(Bipolar transistor)와 GTO소자의 개발에 힘입어 종래의 PWM방식의 결점을 개선한 새로운 형식이 개발되고 있다.^{8),9)} 이 들중 부하전류의 맥동밴드에 히스테리시스밴드(H-

*正 會 員 : 釜山大 工大 電氣工學科 教授
 **正 會 員 : 釜山大大學院 電氣工學科 博士課程
 接受日字 : 1986年 9月 26日
 1次修正 : 1986年 11月 5日

ysteresis band)를 설정하여 전류가 이 밴드를 이탈 하려면 스위칭장치에 의하여 펄스전원을 점멸시켜 밴드내에서 동작하게 하는 방식이 있다. 이는 자연 발진전류제어방식으로, 밴드폭내의 동작은 아직도 선동기의 누설인덕턴스, 속도 및 여자상태에 따라 변화기의 설계조건이 달라져야 한다. 이는 전류형 점원에 의한 구동방식에서의 가장 큰 결점을 여전히 내포하고 있음을 의미한다. 이에 비하여 강제발진 전류제어방식은 밴드내의 전류맥동을 다시 강제적으로 변조시키는 방식이다. 이러한 강제전류방식으로는 여러가지가 있다.¹¹⁾ 그러나 주로 부하전류속, 전동기권선전류의 파형패턴 및 주파수만을 기준모델(reference model)로 하는 탄력제어방식(adaptive control system)을 채택하면 부하전동에 상관없이 범용적인 전류선원변환기를 구성할 수 있게 될 것이다.

본 논문에서는 먼저 부하전동의 특성에 관계없이 정현파전류 PWM펄스패턴을 발생시키는 강제전류변환기로 델타변조기(Delta Modulator)¹²⁾를 채택하여 전동기속도제어를 위한 주파수변조를 행하고, 전동기권선전류의 고조파제거를 위한 전류파형변조는 강제발진전류제어로서 탄력제어방식을 도입한 시스템에 대하여 검토하였다. 부하전동기로서는 운전시 전동기정수회로에서 속도함수를 갖는 가변정수가 비교적 많은 단상유도전동기를 채택하였던 바토오펜모타 및 커패시터모타 등에서 바람직한 결과를 얻을 수 있었다.

2. 강제PWM전류변환기의 구성

2.1 PWM전류제어변환기

전동기의 구동특성을 향상시키려면 우선 전동기의 토오크를 제어하여야 한다. 전자장(electromagnetics) 구조로 된 전동기에서의 토오크는 기자력의 조정으로 토오크를 제어하기 때문에 PWM전력변환장치는 전류제어방식을 취하여야 한다.

PWM전류제어방식은 기준전류(reference current)에 대하여 그림 1 (a)에서와 같이 데드밴드(dead band) 또는 히스테리시스밴드(hysteresis band)를 설정하여, 실제전류가 이 밴드를 이탈하면 스위칭에 의하여 밴드내에 복귀하도록 하는 방식이다. 기준전류파형을 임의의 주파수의 정현파파형으로 설정하여 정현파파형상에 캐리어주파수파형(carrier frequency wave)을 발생시키도록 정현파파형을 이산

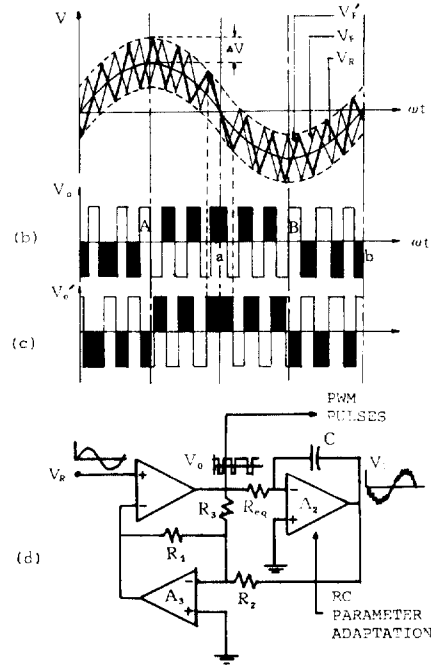


그림1. 탄력제어용 델타변조기

Fig. 1. Delta modulator for parameter adaptation

화시킨다. 이렇게 이산화시키는 PWM발진방식은 자연발진전류제어방식과 강제발진전류제어방식으로 나누어진다. 직류전원에서 발진된 PWM 전원은 부하의 누설리액턴스에 따라 PWM전류파형이 달라진다. 특히 PWM전류제어방식에서는 캐리어스위칭주파수가 히스테리시스폭 및 부하의 여자상태에 의해서도 변화하므로 일정한 스위칭패턴을 갖지 못한다. 그리하여 이를 자연발진전류제어방식이라 한다. 이에 비하여 밴드내의 캐리어스위칭주파수를 전류귀환(current feedback) 등에 의하여 강제발진시키는 방식을 강제발진전류제어방식이라 한다. 강제발진을 위한 전류귀환을 어떻게 어느 곳에 하느냐에 따라 여러가지 PWM전류제어방식이 있을 수 있는데, 본 연구에서는 이를 탄력제어방식으로 주발진회로의 파라미터에서 하게 한다.

2.2 PWM스위칭 발진회로

전동기제어를 위한 PWM인버터의 스위칭회로는 그림 1 (b)와 같이 예정된 델타주파수파형을 갖는 델타변조기(Delta Modulator, 이하 DM이라고 함)로 구성한다. 이 방식의 특징은 변환기의 주회로의

PWM게이팅파형을 적분기로서 적분시켜 고주파주파수가 반송된 정현파비교파형을 발진시키고 이를 히스테리시스오차비교기에 의하여 기본파와 비교시켜 정현파PWM 파형을 형성하게한다. 그러므로 전동기의 주권선의 전류와 상관없이 게이팅펄스를 발생시키는 점은 종래의 정현파PWM방식과 같으나, 적분기의 정수가 달라지거나 밴드폭을 조정하면 PWM스윙칭패턴이 달라져서 부하전류가 달라진다는 점이다. 그러므로 이러한 적분기의 정수를 탄력제어시키면 바람직한 강제전류제어를 할 수있게 된다.

먼저 탄력제어방식을 적용하기 전의 DM방식으로 발생하는 PWM스윙칭함수를 산정해보면 다음과 같다.

그림 1 (c)에서 다음과 같은 식을 유도할 수 있다. 즉,

$$\tau_f \cdot \frac{dV_f}{dt} + V_f = k_f \cdot V_0 \quad (1)$$

$$V_e = k_e (V_R - V_f) : \text{오차신호} \quad (2)$$

τ_f : 적분기의 시정수 = $R_{eq} \cdot C$

k_f : 게환이득

k_e : 증폭이득

이다. 식(2)를 식(1)에 대입하면

$$\tau_f \cdot \frac{dV_e}{dt} + V_e = k_e \left(\tau_f \cdot \frac{dV_R}{dt} + V_R - k_f \cdot V_0 \right) \quad (3)$$

이고

$V_R = V_m \sin(\omega_R \cdot t + \theta_R)$ 이므로 식(3)은

$$\tau_f \cdot \frac{dV_e}{dt} + V_e = k_e [a \cdot V_m \cdot \sin(\omega_R \cdot t + \theta_e) - k_f \cdot V_0] \quad (4)$$

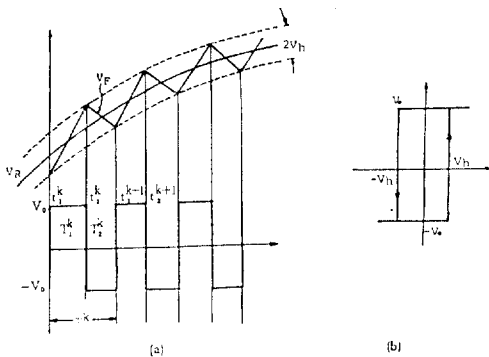


그림 2. 델타변조기의 파형해석

Fig. 2. Waveform analysis of Delta modulator

$$a \equiv \sqrt{1 + (\omega_R \cdot \tau_f)^2}, \quad \theta_e = \theta_R + \tan^{-1}(\omega_R \cdot \tau_f)$$

로 된다. 그림 2 (a)를 참조하여 식(4)를 풀면

$$V_e = k_f V_0 (t_i^k) + k_e V_m \sin(\omega_R t + \theta_R) + [V_e(t_i^k) + k_f \cdot V_0 (t_i^k) - k_e V_m \sin(\omega_R t_i^k + \theta_R)] \text{Exp} \left(-\frac{1-t_i^k}{\tau_f} \right) \quad (5)$$

이다. 그림 2 (b)와 같은 히스테리시스특성에서

$$V_e(t_1^k) = V_h, \quad V_e(t_2^{k+1}) = -V_h, \quad V_0(t_1^k < t < t_2^k) = V_0 \\ V_e(t_2^k) = -V_h, \quad V_e(t_1^{k+1}) = V_h, \quad V_0(t_2^k < t < t_1^{k+1}) = -V_0$$

로 된다.

지금 식(5)를 풀기위하여 다음과 같은 근사식을 이용한다. 즉,

$$\sin(\omega_R \cdot t^k + \theta_R + \omega_R T^k) \approx \sin(\omega_R \cdot t_i^k + \theta_R) + \sin(\omega_R \cdot t_i^k + \theta_R) \omega_R \cdot T^k \\ \text{Exp}(-T^k/\tau_f) \approx 1 - T^k/\tau_f$$

이상에서 식(5)로부터 구간 T_1^k 와 T_2^k 는

$$T_1^k = 1 / [1 - a \cdot M_p \cdot \sin(\omega_R \cdot T_1^k + \theta_e)] \cdot 2 \cdot f_p \quad (6)$$

$$T_2^k = 1 / [1 + a \cdot M_p \cdot \sin(\omega_R \cdot T_2^k + \theta_e)] \cdot 2 \cdot f_p \quad (7)$$

$$M_p \equiv \frac{k_e \cdot V_m}{k_e \cdot k_f V_0 + V_h}, \quad f_p = \frac{k_e \cdot k_f V_0 + V_h}{4 V_h \cdot \tau_f}$$

으로 PWM pulse의 주기 T_M 은

$$T_M = T_1^k + T_2^k \quad (8)$$

이다. 또한 캐리어주파수 f_m 은

$$f_m = \left| 1 - \frac{(a \cdot M_p)^2}{2} + \frac{(a \cdot M_p)^2}{2} \cos(\omega_R \cdot t + \theta_e) \right| f_p \quad (9)$$

이다.

식(6), 식(7), 식(8) 및 식(9)를 이용하여 푸리에급수전개하면 기본파성분과 고조파성분은 다음과 같다.

(1) 기본파성분

$$V_{01} = a \cdot M_p \cdot V_0 \cdot \sin(\omega_R \cdot t + \theta_e) = \sqrt{1 + (\omega_R \cdot \tau_f)^2} \cdot \frac{k_e \cdot V_0}{k_e \cdot k_f V_0 + V_h} \cdot V_m \cdot \sin(\omega_R \cdot t + \theta_e) \quad (10)$$

여기서 기본파성분 V_{01} 은 기준발진전압 V_R 의 진폭 V_m 에 비례한다는 것을 알 수 있다.

(2) 고조파성분

$$V_{0n} = \frac{2V_0}{n\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \epsilon_{m-2k} \cdot J_k \left(n \cdot \frac{(a \cdot M_p)^2}{4} \cdot \frac{\omega_p}{\omega_R} \right) \quad (11)$$

$$\omega_n = n \left[1 - \frac{(a \cdot M_p)^2}{2} \right] \omega_p + m \cdot \omega_p \quad (12)$$

여기서 $\omega_p = 2\pi f_p$

$n = 1, 2, 3, \dots$

$m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

$$\epsilon_{m-2k} = \begin{cases} 1 - (-1)^n J_0(n \cdot a \cdot M_p \cdot \pi) & : m = 2\ell \\ -(-1)^{m+2k+n} J_{m-2k}(n \cdot a \cdot M_p \cdot \pi) & : m \neq 2\ell \end{cases}$$

$$J_l(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+l}}{k! (k+l)!}$$

식(6)~(12)에서 델타변조기의 VVVF특성과 히스테리시스폭 ΔV , 기준발전전압 V_R , 적분기시정수 τ_f 와 기본파 및 고조파성분과의 관계를 알 수 있다.^{9,11)}

2.3 단상전동기구동회로의 구성과 적용사항.

위와같이 DM방식에 의해 발생시킨 PWM펄스를 단상전동기구동을 위해 인버터에 적용할 때 고려해야 할 사항을 살펴보면 다음과 같다.

(1) DM방식에 의한 PWM펄스는 자연발전전류 변환방식에 적당한 파형을 갖고 있어서 강제발전전류 변환방식에는 부적당하다. 즉 전동기의 비선형요소를 무시한 PWM패턴이 발생되는데, 여기에 제어전동기의 비선형요소해당하는 양을 탄력적으로 인가해야한다.

(2) 단상제어용전동기-변환기주회로를 브릿지회로로 할 때 게이팅펄스를 반주기마다 대칭스윕칭소자에 교호게이팅시켜야 하는데 이때 PWM 펄스의 주기는 식(10)에서 보는 바와같이 기준파 V_R 의 주기와

90° 위상차를 가진다. 그림 1 (b)에서 기준파 V_R 의 반주기 \overline{ab} 마다 교호게이팅시켰을 때의 전동기권선의 전류가 그림 3 (a)이다. 또한 기준파 V_R 에 90° 위상이 앞서는 주기의 반주기 \overline{AB} 마다 교호게이팅시켰을 때의 전동기권선의 전류파형은 그림 3 (b)와 같다.

(3) DM방식의 PWM펄스게이팅으로는 그림 3 (b)에서 보는 바와같이 주전선전류파형에 고조파성분이 많이 포함된 구형파전류파형이 된다.

(4) 기본주파수에 반송되어 있는 캐리어 주파수는 델타변조기의 적분기시정수와 관계되므로 부하전류파형의 조정은 적분기시정수를 탄력적으로 조정하여 수행해야 한다.

2.3 탄력제어방식의 적용

그림 1에서 기준파 V_R 이 입력되면 적분기 출력 V_f 는 설정된 히스테리시스폭내에서 기준파 V_R 을 추종하며 이러한 파형을 발생시키는 PWM펄스가 V_0 이다. 이 펄스파를 선형적인 회로에 인가하면 전류가 정현적으로 될 것이나 전동기에는 자기포화, 누설인덕턴스등의 비선형적요소가 포함되어 있으므로 전류가 정현적으로 되지 못한다. 그러므로 전동기특성에따라 펄스폭을 조정해야하며 이것은 캐리어파 V_f 의 기울기를 제어신호에 따라 변화시킴으로써, 그림 1 (c)와 같이 V_0 로 펄스폭을 조정한다. 캐리어파의 기울기는 적분기 A_2 의 시정수가 되므로 이것을 조정하기 위해서는 $R_{eq} \cdot C$ 값을 변화시켜야 한다. 여기에는 R_{eq} 나 C 또는 $R_{eq} \cdot C$ 를 변화시키는 방법이 있었으나 후자의 두 방법은 응답성이 늦어 순시적인 제어에는 적당하지 못하다. 여기서는 그림 4와 같이 FET의 VCR(Voltage Controlled Resistor) 특성을 이용하여 시정수값을 조정하기로 한다. 등가저항의 조정범위는 다음식으로 주어진다.

$$R_{eq} = \frac{R_A \cdot R_B + R_B \cdot R_C + R_C \cdot R_A}{R_C} \quad (13)$$

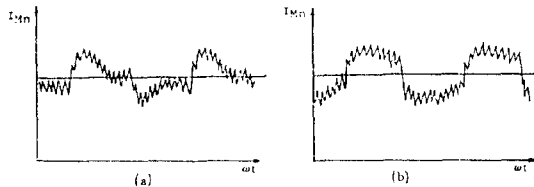


그림 3. DM방식 PWM구동전동기의 권선전류
(a) 그림 1의 \overline{ab} 구간 주기로 게이팅하였을 때
(b) \overline{AB} 구간 주기로 게이팅하였을 때
Fig. 3. Motor winding currents by DM type PWM driving source
(a) \overline{ab} interval gating
(b) \overline{AB} interval gating in Fig. 1.

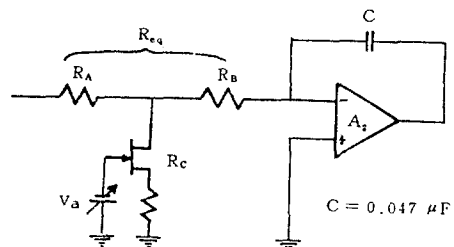


그림 4. 파라미터 탄력조정기의 회로도
Fig. 4. Circuit diagram of parameter adaptor

3. 시스템의 설계

3.1 파라미터탄력조정기의 최적출력특성

전파브릿지인버터에 의하여 구동되는 단상제어전동기의 구동특성은 전류파형이 일정한 정현파파형을 갖는 것이 바람직하다. 본 연구에서는 전동기를 구동함에 있어서 델타변조기의 PWM 펄스조정으로 파라미터탄력제어방식을 채택하였을 때의 제특성을 실험적으로 조사하였다. 우선 시스템의 각 블록별 전달특성을 해석함에 있어 파라미터탄력조정기에 인가할 탄력제어신호의 형태를 설정하는 방법을 제시하고 이를 해석하였다.

해석의 주안점은 제어전동기의 권선전류에 나타나는 주고조파성분 즉, 제3, 제5 고조파를 제거하기 위한 탄력제어신호의 구간과 그 크기에 두었다.

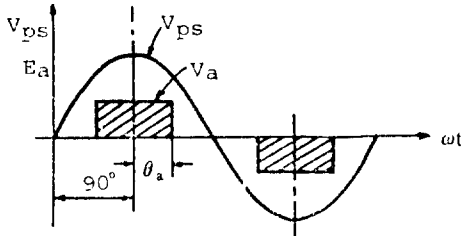


그림5. 탄력제어신호의 설정
Fig. 5. Setting up of phase interval and magnitude of adaptive control signal

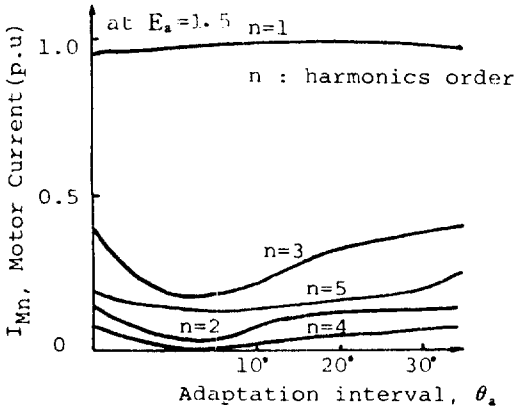


그림6. 탄력제어신호의 구간 θ_a 에 따른 전동기 고조파전류 (at $E_a=1.5P.U$)
Fig. 6. Motor harmonics current I_{mn} according to phase interval θ_a of adaptive control signal (at $E_a=1.5P.U$)

전동기전류와 동상인 정현파를 V_{ps} 라하면 V_{ps} 의 최고점을 기준으로하여 앞뒤로 θ_a 만큼의 구간에 크기 E_a 인 제어입력신호를 설정한다.

(1) 제어입력 V_a 의 인가구간 θ_a 조정에 대한 특성

제어입력 V_a 의 인가구간조정은 그림5에서 V_{ps} 의 최고치점에서 θ_a 만큼 앞뒤로 V_a 펄스를 인가함으로써 전동기에 인가되는 PWM펄스의 중간펄스폭을 조정하여 전동기전류의 기수고조파를 효과적으로 억제할 수 있게한다. 일정크기 E_a 에서 제어구간 θ_a 에 대한 전류주파수특성 I_{mn} 을 조사한 결과는 그림6과 같다.

(2) 제어입력 V_a 의 크기 E_a 의 조정에 대한 특성

그림5에서 V_a 의 제어구간 θ_a 를 일정하게하고 그 크기 E_a 를 조정할 때의 특성을 보면 그림7과 같다.

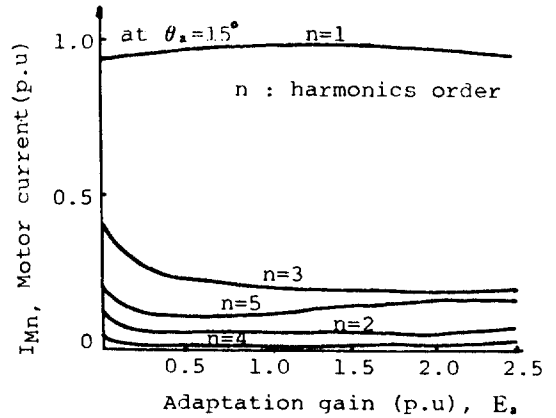


그림7. 탄력제어신호의 크기 E_a 에 따른 전동기 고조파전류 (at $\theta_a=15^\circ$)

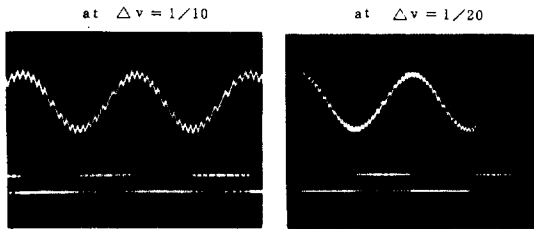
Fig. 7. Motor harmonics current I_{mn} according to amplitude of adaptive control signal (at $\theta_a=15^\circ$)

(3) 히스테리시스폭 ΔV 의 조정에 대한 특성

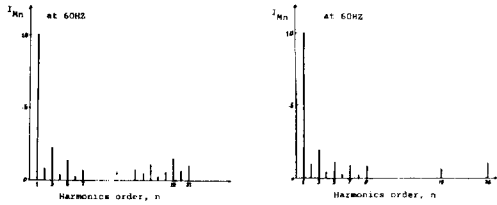
히스테리시스폭 ΔV 를 조정했을 때 각 부의 파형 및 고조파특성은 그림8과 같다.

(4) 검토 및 고찰

앞에서 관찰한 고조파특성에서 제어신호는 고조파제거에 상당히 효과적이다. 특히 제어구간조정이 효과적인 제어요소이다. 또한 히스테리시스폭의 조정도 고조파제거에 효과적이거나 과도하게 줄일 경우 시정수의 조정범위를 제한하게 되므로 이 두 조건을 고려하여 설계해야 한다. 여기서 나타나는 우수 고조파는 적분기콘덴서의 초기치를 주기적으로 R-



(a) Carrier wave of DM (upper), PWM pulses (lower)



(b) Harmonics spectrum of motor currents

그림 8. 히스테리시스폭에 따른 DM의 캐리어, PWM 펄스 및 전동기전류의 고조파성분 (좌: $\Delta V=1/10$, 우: $\Delta V=1/20$)

Fig. 8. Carrierwave of DM, PWM pulse and motor current spectrum according to hysteresis width (Left: $\Delta V=1/10$, Right: $\Delta V=1/20$)

reset 함으로써 원칙적으로 제거될 것이나 캐리어파가 제어신호로 인해 대칭으로 발생하지 않고 기준점을 이탈하는 상태가 존재하기 때문이다.

3.2 시스템의 구성

이상과 같은 검토를 토대로 탄력제어방식의 강제전류변환기를 구성하기로 한다. 기준파 V_R 이 가해지면 델타변조기는 이에 해당하는 PWM 펄스를 발생하고 이 펄스에 의해 PWM인버터는 전동기를 구동하게 된다. 이때 기준파와 전동기권선의 전류를 비교하여 전류오차를 검출하고 이것을 전압명령으로 변환시켜 델타변조기에 인가할 탄력제어 신호를 만든다. 제어전동기용 구동시스템을 구성하면 그림 9와 같다.

(a) 델타변조기

DM방식에의해 PWM 게이팅신호를 발생시키는 부분이며 탄력제어신호에 의해 펄스폭이 조정되는 부분이다. 회로는 그림 1(d)와 같다.

(b) 기준정현파

전동기권선의 전류와 비교하여 전류오차를 만들

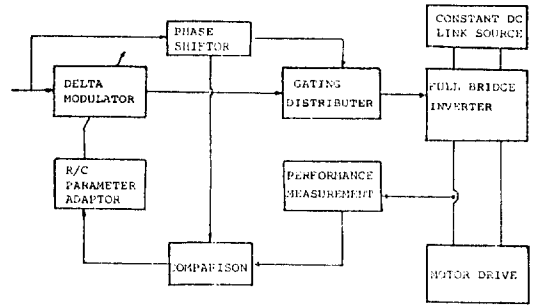


그림 9. 파라미터 탄력제어방식의 전동기제어시스템의 개략도

Fig. 9. Block diagram of parameter adaptive control system for induction motor drive

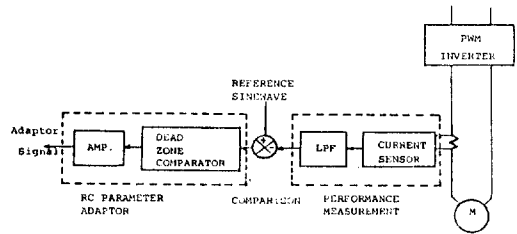


그림 10. performance measurement 와 parameter adaptor의 구성도

Fig. 10. Circuit diagram of performance measurement and parameter adaptor

기위해 기준전류를 발생시키는 부분이다. 전동기권선의 전류와 주파수 및 위상이 같아야하므로 델타 변조기의 입력파 V_R 과 같은 발진기를 사용하여 90° 위상을 조정한 후 그 크기를 조정하게 된다.

(c) Phase shifter

델타변조기의 출력펄스는 기준파 V_R 에 대해 주파수와 무관하게 항상 90° 편위시켜야 하므로 시정수에 의한 방법을 사용할 수가 없으며 입력파형을 미분기로서 편위시켰다.

(d) Performance Measurement 및 Parameter Adaptor

Performance Measurement는 전동기의 전류를 검출하는 전류검출기와 검출된 전류에서 캐리어주파수성분을 필터링하기 위한 저역통과필터로 구성된다. 이것의 출력과 기준전류를 비교하면 전류오차가 검출되는 데 이 오차를 이용하여 파라미터탄력 조정기에서 탄력제어신호를 발생시킨다. 즉 오차값

에서 일정범위이하의 오차는 허용하기 위해 Dead Zone Comparator를 사용하고 다시 FET에 인가할 전압신호를 만들기 위해 그 크기를 조정한다.

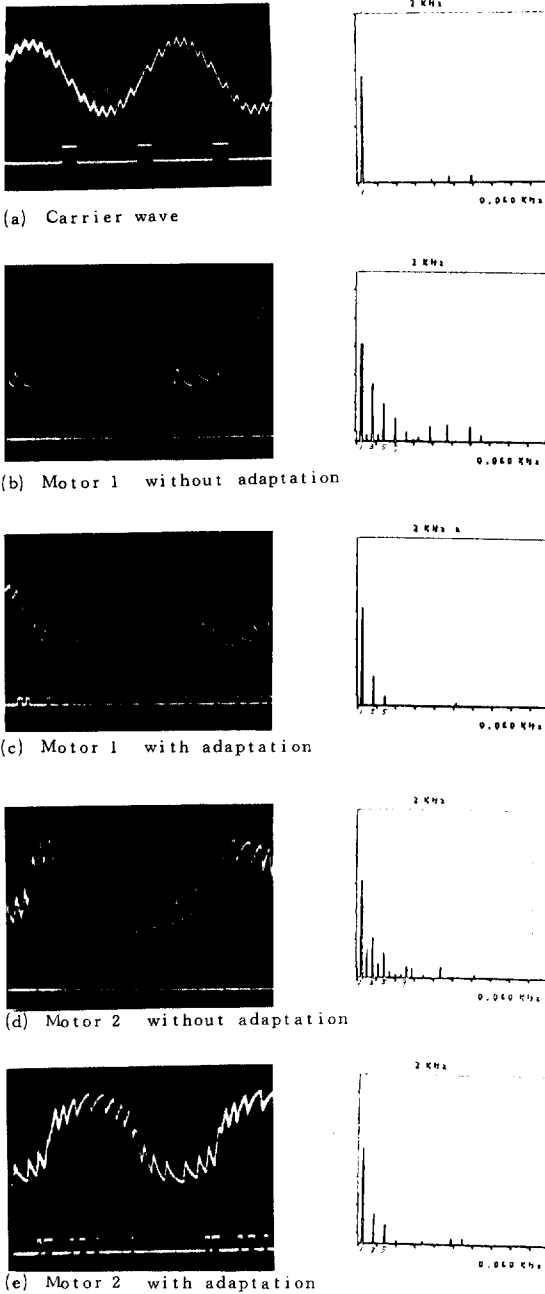


그림11. 전동기권선의 전류 및 고조파 스펙트럼
 Fig. 11. Motor current and harmonics spectrum

4. 실험적 해석

4.1 탄력제어의 의미

전동기시스템은 선형·시불변인 부분과 비선형·시변인 부분으로 나눌 수 있다. 선형·시불변인 부분은 델타변조기에 탄력제어신호를 인가하지 않아도 되는 PWM패턴이다. 그러나 전동기에 비선형적 요소가 나타나면 이러한 변화는 탄력조정기가 조정함으로써 비선형요소 에 무관하게 원하는 정현파를 발생하게 한다.

그림11은 동일한 PWM펄스를 인가할 때 선형회로에서 발생된 전류형태인 캐리어파 V_f 와 두 종류의 전동기(전동기1; 115V/1.1A 100W 6극 Locked Torque-0.035kg·m 토크모타, 전동기2; 110V/ 9A 0.4kW 4극 콘덴서형)에 인가할 때 전류 및 고조파 특성을 관찰한 것이다.

이와같이 선형회로에서 발생된 carrier파는 항상 캐리어주파수의 고조파성분만 가지는 정현파이나 전동기의 경우에는 비선형요소때라 탄력제어신호가 인가되어야 함을 알 수 있다. 즉, 앞서 계산한 스위칭함수는 비선형성을 고려하지 않은 정현파PWM패턴이므로 같은 고조파 성분을 가지는 PWM패턴은 비선형성에 따라 탄력제어신호를 인가해야 한다.

4.2 속도제어를 위한 주파수제어특성

전동기 1을 구동하고 속도제어를 위해 주파수를 조정하면 토크특성은 그림12와 같다.

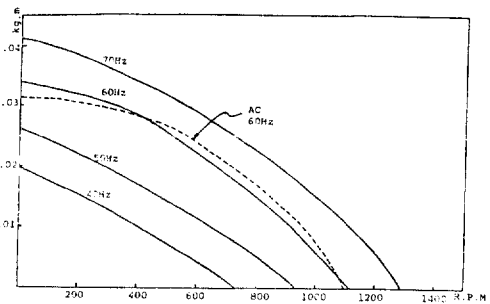


그림12. 전동기구동시스템의 속도-토크 특성곡선

Fig. 12. Speed-Torque curve of the motor drive system

5. 결 론

유도전기기를 가변속운전하기 위해 델타변조PWM방식을 채택한 결과 다음과 같은 결론을 내릴 수 있다.

(1) 델타변조기의 적분기시정수과파라미터를 탄력적으로 조정함으로써 바람직한 정현과 PWM 패턴을 얻을 수 있었다.

(2) 탄력제어신호는 그 크기를 조정하는 것보다 제어구간조정이 보다 효과적이다.

(3) 인버터의 스윙칭주파수가 부하의 특성에 관계없이 일정한 것은 강제발전전류제어형변환기의 장점이며 부하에 따라 펄스패턴이 탄력적으로 조정되는 것은 자연발전제어형변환기의 장점으로 본 시스템은 이 두 변환기의 장단점을 상호보완한 형태이다.

이상에서 델타변조PWM 제어방식은 종래의 방식에 비해 아주 간단한 제어회로로 전동기를 가변속운전할 수 있었다. 앞으로 속도제어루우프를 첨가하면 보다 고성능제어를 실현할 수 있으리라 기대된다.

참 고 문 헌

1) Bimal K. Bose: "Adjustable Speed AC Drives" Proc. of IEEE. vol.70, pp.116-135, 1982.
 2) D.P. Connors, D.A. Jarc, R.M. Daugherty: "Consideration in Applying Indction Motors with Solid State Adjustable Frequency Control" IEEE IA-20, No.1, pp.

113-121, 1984.
 3) Saito, Nakaguwa, Hirato, Miyazki: "New Application of Crrrent Type Inverter"IEEE. IA-20, No.1 pp.226-235, 1984.
 4) K.P. Phillips: "Crrrent Source Converter for AC Motor Drives" IEEE Trans. IA-8, pp.679-683, 1972.
 5) G.N. Revankar and A. Aashir: "Effects of Circuit and Indction Motor Parameters on Crrrent Source Inverter Operation" IEEE Trans. IECl-24, pp.126-132, 1977.
 6) J.M.D. Murphy and M.G. Egan: "A Comparison of PWM Strategies for Inverter-Fed Indction Motors"IEEE Trans. IA-19, pp.363-369, 1983.
 7) A.B. Plunkett: "A Current Controlled PWM Transister Drives" IEEE Trans. IAS-1979, Conf. Record, pp.782-785.
 8) V.R. Stefanovic: "Present Trends in Variable Speed AC Drives" IPEC-IA-1983, Conf. Record, pp.438-449.
 9) M. Nagao, K. Harada: "Sinewave PWM Technique Using Multivibrator and Single-phase Induction Motor Drive" IPEC. Conf. Rec., pp.483-492, 1983.
 10) Rasappa G. Palaniappan and Joseph Vithayathil: "A Control Strategy for Reference Wave Adaptive Current Generation" IEEE Trans. IECl-27, pp.92-96, 1980.
 11) Phovios D. Ziogas: "The Delta Modulation Technique in Static PWM inverters" IEEE, Trans. IA-17, pp.199-204, 1981.
 12) Y.D. Landau: "Adaptive Control, The Model Reference Approach" Marcel Dekker, Inc., N.Y. 1979.