

자속제어법 PWM INVERTER를 이용한 유도전동기의 구동

정 언택.* 홍 일선.** 장 성 칠.* 황 락 훈*** 김 집 동*
 영지대학교*, 영지실업전문대학** 충남 전문대학***

A study on the Induction Motor Drive by means of
 Magnetic Flux Control Method PWM Inverter.

Y.T.CHUNG, I.S.HONG, S.C.JANG, L.H.HWANG, G.D.KIM
 MYONG JI UNIVERSITY, MYONG JI JUNIOR COLLEGE, CHUNG NAM JUNIOR COLLEGE

ABSTRACT

In this paper, we proposed a software strategy of PWM inverter, and could indentify its realization by simulation and experiment. A basic concept of software is that the PWM pattern of inverter decided by the flux vector of induction motor tracing circle locus.

The algorithm is charterized as a simplification of control circuit, ability on expressing control quantity as quantization and compensation of quantization error and a switching pattern is decided by addition and subtraction and high performance control is realized by 8 bits microprocessor.

1. 서 문

트랜지스터와 같은 자기소호형 전력용 반도체와 Microprocessor등에 의한 제어기술의 발달에 따라 PWM 인버터를 이용한 고성능 유도전동기 구동의 실현이 가능하게 되었다. (1-3)

PWM 인버터에는 Carrier signal과 Reference signal을 비교해서 PWM Pattern을 발생하는 방식이 널리 사용되어 왔다.

최근에는 유도전동기의 갭자속(gap flux) 벡터가 정현파가 되도록 INVERTER의 Pattern을 선택하는 방법에 대한 연구가 진행되고 있으며 또한 발표되었다. (4-6)

본 연구에서의 PWM제어패턴은 LOOK-UP TABLE에 의하지 않고, 가감산 연산에 의해서 결정하였으며, REAL TIME 처리가 가능하므로 유도전동기의 고성능제어가 가능하다.

본 논문에서는 또한 유도전동기의 고성능제어를 위해 SINGLE-CHIP MICROPROCESSOR 8051을 이용하여 제어회로를 구성하였고 PWM발생 ALGOLISM의 SIMULATION을 통하여 실현가능성을 입증하였다.

2. 자속제어방식 PWM방법의 원리.

2-1. 자속제어방식의 원리

3상 유도전동기에 인가되는 3상 입력전압 Va, Vb, Vc를 다음과 같이 표시할수있다

$$\begin{aligned} V_a &= \sqrt{2}V_m \cos \omega t \\ V_b &= \sqrt{2}V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \dots\dots\dots(1) \\ V_c &= \sqrt{2}V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned}$$

전압형 인버터에서 Tr1-Tr6을 상하 단락없이 운전시킬 수 있는 방법은 총 8가지이며 S(a상 +/- b상 +/-, c상 +/-)로 표시하면 S(a+, b-, c-) 즉, S(100)의 경우, 전동기 중성점의 전위를 Vn이라 하면 a, b, c 각 상의 권선에는

$$\begin{aligned} a: \lambda_{ai} &= (V_a - V_n)dt \\ b: \lambda_{bi} &= (-V_n)dt \dots\dots\dots(2) \\ c: \lambda_{ci} &= (-V_n)dt \end{aligned}$$

의 자속 증감이 만들어진다.

이것을 3상 - 2상 변화시킨 경우의 자속제고수의 변화량 $\Delta\lambda(100) = (\Delta\lambda d(100), \Delta\lambda q(100))$ 은

$$\Delta\lambda(100) = \begin{bmatrix} \Delta\lambda d(100) \\ \Delta\lambda q(100) \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & 3/2 & -3/2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\lambda a \\ \Delta\lambda b \\ \Delta\lambda c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2/3} & Vdt \\ & \\ & 0 \end{bmatrix}$$

가 되어 Vn에는 무관하다.

a, b, c 상에서는

$$\begin{bmatrix} \Delta\lambda d \\ \Delta\lambda q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & 3/2 & -3/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\lambda a \\ \Delta\lambda b \\ \Delta\lambda c \end{bmatrix} \dots\dots(4)$$

이 된다.

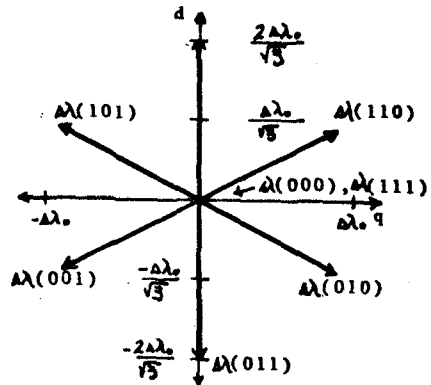


그림1. d-q평면상의 자속Vector.

$\Delta\lambda_0 = 1/\sqrt{2} \quad Vdt = 1/\sqrt{2} \Delta\lambda dc$ 라 하면

$$= \begin{bmatrix} 0 \\ 2/\sqrt{3} \Delta\lambda_0 \end{bmatrix}; \Delta\lambda(100), \Delta\lambda(111); 0 \text{ 벡터}$$

가 된다. 식(1)에서 dq평면상의 지령자속은

$$\lambda^* = \begin{bmatrix} \lambda^* d \\ \lambda^* q \end{bmatrix} = A_m \begin{bmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5)$$

가 된다.

$\theta = \omega t = 2\pi ft, \quad A_m = V_m / (2\pi f)$

즉, 자속제고수의 크기는 A_m 으로 일정하고 원의 궤적을 갖는다.

2-2. G, U, W 3축을 이용한 자속벡터

$0 < \theta < \pi/3$ 에서 자속증가의 평균 진행방향을 G축, G축에 $2\pi/3$ 앞선방향을 U, $2\pi/3$ 뒤진방향을 W상으로 정의한다.

지령자속값의 좌표가 그림(2)에서의 원주상에 존재하며 샘플링점 (n+1)의 지령자속의 값 $\lambda^*(n+1)$ 과 샘플링점 $\lambda(n)$ 이 실자속의 값 $\lambda(n)$ 에서 $\lambda(n+1)$ 과 $\lambda^*(n+1)$ 이 일치하도록 벡터 S(a,b,c)을 선택한다. 그림(3)에 나타낸것과 같이 실제의 자속값 $\lambda(n)$ 이 샘플링 구간 T동안에 $\Delta\lambda$ 만큼 이동하여 $\lambda^*(n)$ 과의 오차를 감소시키게 인버터가 동작하게 된다.

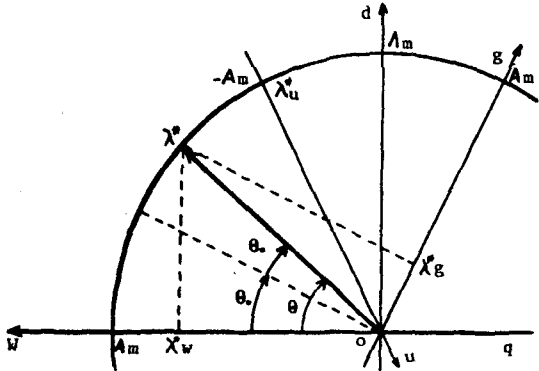


그림2. G,U,W평면상의 자속Vector.

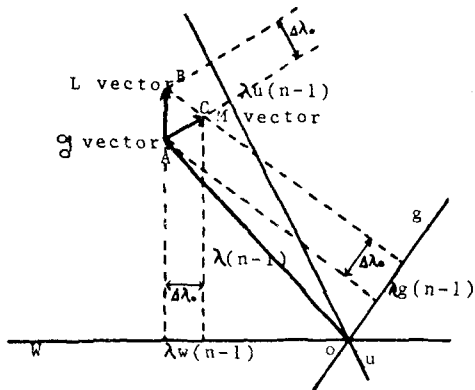


그림3. G,U,W평면상의 실자속.

2-3. 지령자속값
자속 지령값 λ^* 의 G,U,W축의 성분을 g,u,w라 하면 G-U-W좌표계에서

$$\begin{bmatrix} \lambda^* \\ |\lambda^*| \\ |\lambda^*| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m \sin \theta_p \\ |\lambda^*| \sin(\theta_p - 2\pi/3) \\ |\lambda^*| \sin(\theta_p + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

이 된다. $\theta_p = \theta - \theta_0$, $\theta_0 = \pi/6$, $-\pi/6 < \theta < \pi/6$ 이것을 그대로 표현하기에는 어려움이 있으므로 λ^* 을 정수화하면

$$\begin{bmatrix} \lambda^* \\ |\lambda^*| \\ |\lambda^*| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m / \Delta \lambda \sin \theta_p \\ A_m / \Delta \lambda \sin(\theta_p - 2\pi/3) \\ A_m / \Delta \lambda \sin(\theta_p + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

실자속 채고수의 표기 ($0 < \theta < \pi/3$, $w > 0$) 이때 사용되는 벡터에서 $\Delta\lambda(100):L$ $\Delta\lambda(110):M$ $\Delta\lambda(111)$, $\Delta\lambda(000)$ 을 영벡터라 하자.

그림 (3)에 표시한 샘플링점 (n-1)의 실자속값 $\lambda(n-1)$ 과 n-1,n의 구간에서 증가하는 $\Delta\lambda(n-1)$ 에서 $\lambda(n)$ 은

$$\lambda(n) = \lambda(n-1) + \Delta\lambda(n-1)$$

으로 표시할수 있다. 이때 G좌표는 (+)방향,U,W 좌표는 (-)방향으로 진행하므로 $g(n)$, $u(n)$, $w(n)$ 을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} g(n) \\ u(n) \\ w(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g(n-1) \\ u(n-1) \\ w(n-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta\lambda_0 \\ -\Delta\lambda_0 \\ -\Delta\lambda_0 \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

$$\lambda g(n) + \lambda u(n) + \lambda w(n) = 0$$

즉,L벡터 선택시에서 G,U벡터가 $\Delta\lambda_0$ 씩 증감하고 M벡터 선택시 G,W벡터가 $\Delta\lambda_0$ 씩 증감한다.

2-4. (n)의 선택 알고리즘

샘플링점 (n+1)에서의 전기각 $\theta(n+1)$ 에서 $\theta_p(n+1)$ 을 알 수 있고 따라서 $\lambda^*(n+1)$ 을 알 수 있다. 또한 식(8)에서 $\lambda(n)$ 을 얻을 수 있다.

자속 채고수 $\lambda(n)$ 이 그림(4)의 위치에 존재하는 경우 $\lambda^*(n)$ 의 평균진행방향은 G축이고 $\Delta\lambda(n)$ 의 진행방향은 L,M,O 세방향이며

$$g(n) = \lambda^* g(n+1) - \lambda g(n) \quad \dots (9)$$

이러하고

$$g(n) < 0 ; \Delta\lambda > 0 > \lambda_0 ; \Delta\lambda ; L,M \text{ 벡터} \quad \dots (10)$$

G방향의 예러값 $g(n) > \Delta\lambda_0$ 의 경우에 L,M중 어느 것을 선정할 것이냐는 다음과 같다.

$\lambda(n)$ 에서보면 $\lambda_0^*(n+1)$ 이 G의 좌,우 방향에 존재한다. 좌측에 있으면 M을 선정하면 된다. 만약에 $\lambda_0^*(n+1)$ 이 G방향에 존재하면 $-\pi/6 < \theta < 0$ 인 경우에는 λ^* 의 평균진행 방향이 G축에 대해 좌측이므로 L , $0 < \theta < \pi/6$ 에서는 G축에 대해 우측이므로 M을 선정한다.

따라서

$$h(n) = \{\lambda^* u(n+1) - \lambda u(n)\} - \{\lambda w(n+1) - \lambda w(n)\} \quad \dots (11)$$

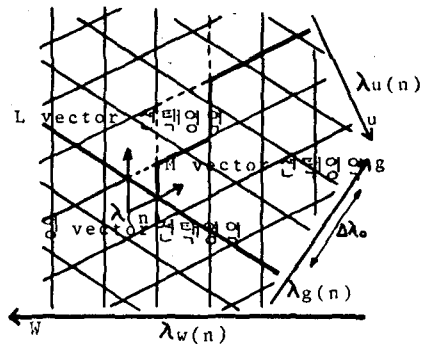


그림4. $\Delta\lambda(n)$ 의 선정방법.

계수	L	M	zero	-L	-M
G(n)	1	1	0	-1	-1
U(n)	1	0	0	-1	0
W(n)	0	1	0	0	-1

표 1. L,M,O벡터에서의 G,U,W.

w	θ_p	$g(n)$	$h(n)$	$\Delta\lambda(n)$
w > 0	$\theta_p < 0$	$g(n) \leq 0$	-	zero vector
		$g(n) \geq \Delta\lambda$	$h(n) \leq 0$	L vector
	$\theta_p > 0$	$g(n) \leq 0$	-	zero vector
		$g(n) \geq \Delta\lambda$	$h(n) \leq -\Delta\lambda$	L vector
w < 0	$\theta_p < 0$	$g(n) \geq -\Delta\lambda$	$h(n) \geq 0$	-L vector
		$g(n) \leq -\Delta\lambda$	$h(n) \leq -\Delta\lambda$	-M vector
	$\theta_p > 0$	$g(n) \geq 0$	-	zero vector
		$g(n) \leq -\Delta\lambda$	$h(n) \geq \Delta\lambda$	-L vector

표 2. $\Delta\lambda(n)$ 의 선정기준.

여기서

$-n/6 < p < 0$ 에서는 $h(n) < 0$ 이면 L.
 $h(n) > \Delta\lambda_0$ 이면 M
 $0 < p < n/6$ 에서는 $h(n) < -\Delta\lambda_0$ 이면 L.
 $h(n) > 0$ 이면 M

을 설정하면 된다.

2-5 θ 구간 변경시의 좌표 변환
 이제까지 $0 < \theta < n/3$ 의 경우이며 $n/3 < \theta < 2n/3$ 즉
 그다음 60° 구간에서는 G, U, W 속도 $n/3$ 만큼 회전
 한다.

이때 θ 의 값도 30° 에서 90° 로 바뀐다.
 또한 실자속같은 L 벡터를 $\Delta\lambda(100) - \Delta\lambda(110)$, M
 벡터를 $\Delta\lambda(110) - \Delta\lambda(010)$ 로 변경시켜서 식(6)
 에서 얻을 수 있다.
 실자속채고같은 좌표축 구간 변경시에 좌표변환
 을 시켜야한다.

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_g \\ \lambda_u \\ \lambda_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_w \\ -\lambda_g \\ -\lambda_u \end{bmatrix} \dots (12)$$

$\begin{bmatrix} \lambda_g \\ \lambda_u \\ \lambda_w \end{bmatrix}$ 신좌표 $\begin{bmatrix} -\lambda_w \\ -\lambda_g \\ -\lambda_u \end{bmatrix}$ 구좌표

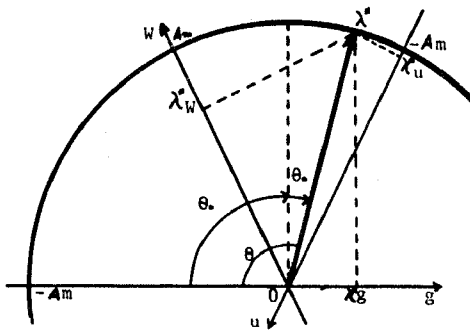


그림5. 구간변경시의 지령자속.

3. Simulation 및 실험고찰

3-1. Simulation

위의 방법으로 구현가능성이 효과적인 System을
 설계 하였으며 Assembly Language 실행이 용이한
 Turbo C 2.0을 이용하였다.

가정)

$A_m = 20$

A program execution time ;

$$\text{delta } \theta = (1/60)/180 \text{ [sec]}$$

Language ; Turbo C

인버터 구동에의한 $\Delta\lambda=1$ 이며 시뮬레이션 플로
 어차트는 그림 6과 같고 그 결과 파형은 그림 7과
 같다.

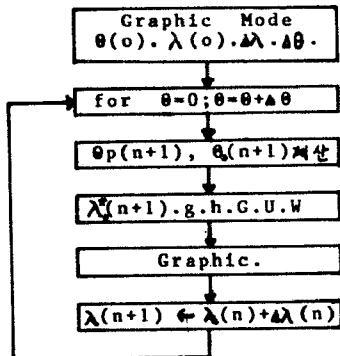


그림6. Simulation Flowchart.

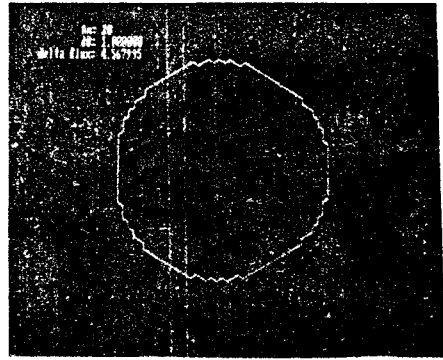


그림7. Simulation 결과.

3-2. 시스템 구성 및 실험고찰

보다 Compact 한 제어장치를 얻기위해 Single
 Chip Microprocessor인 Intel 8051을 제어 CPU로
 사용하였으며 지령속도 SR과 실행속도 SF의 입력
 은 내부의 Timer 0,1 을 이용하였다. 실행전압의
 입력에는 아날로그신호를 내부의 A/D변환기를 이
 용하므로 주변회로가 간단해진다. 전체 시스템 구
 성도를 그림 8과 같이 나타낼수있고 또한 RXD, TXD
 등을 이용해서 외부 시스템과의 직렬전송을 주변
 장치없이 간단하게 할 수 있다.

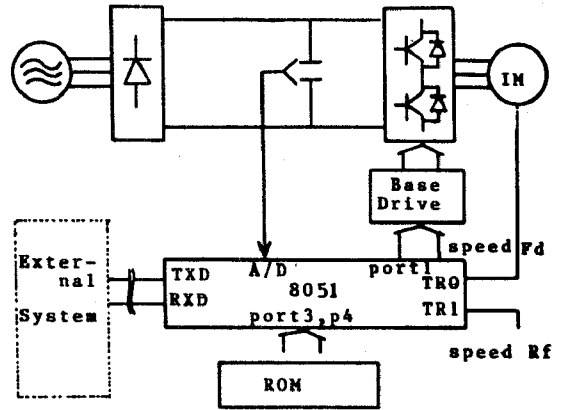
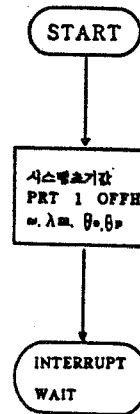


그림8. 전시스템 제어회로 구성도.

그림 8과 같은 스위칭 패턴을 결정하는 플로어차
 트는 그림 9와 같고 시뮬레이션에의한 출력 전압
 파형은 그림 10과 같다.



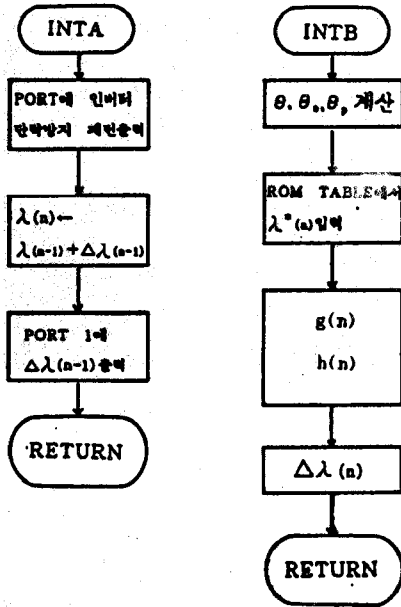


그림9. 신호처리 플로어차트.

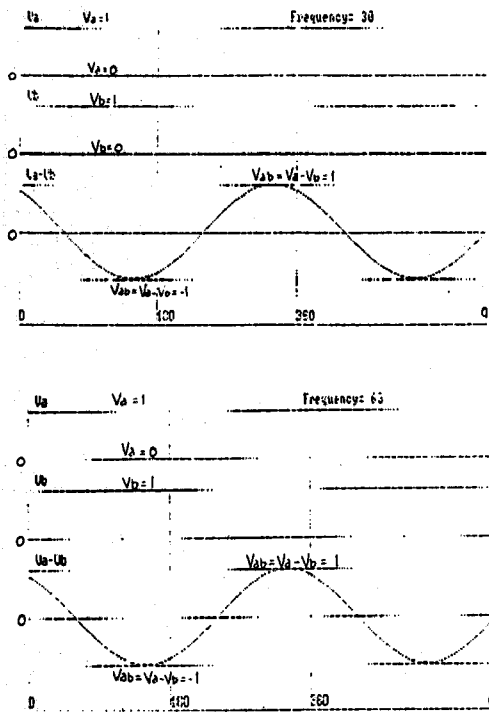
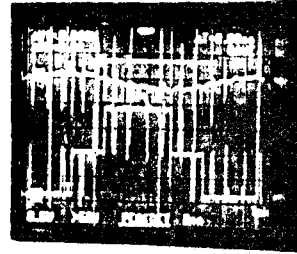
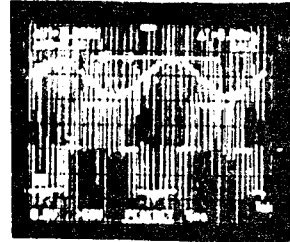


그림10. 시뮬레이션에 의한 전압파형.

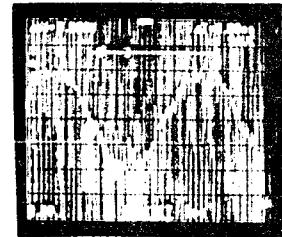
정격전압 220(V), 정격전류 3.6(A), 회전수 1800(RPM), 1HP인 유도전동기를 구동한결과 각각의 주파수에 대한 전압 전류파형을 그림 11에 나타내었다.



2ms/div, 전류:3(A)/div, 전압:200(V)/div
f=20(Hz) 구동시



5ms/div, 전류:3(A)/div, 전압:200(V)/div
f=60(Hz) 구동시



5ms/div, f=30(Hz), 전류:3(A)/div

그림11. 유도전동기의 출력 전압, 전류파형.

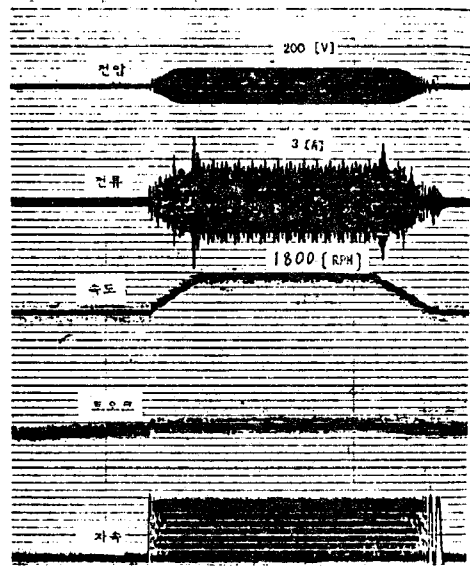


그림12. 정회전 운전시($\omega > 0, 40\text{cm/min}$).

$\omega > 0$ 인 경우 즉, 정방향 운전시의 특성을 그림 12에 나타내었고 $\omega > 0$ 경우 운전할뒀 다시 역방향 즉, $\omega < 0$ 인 경우의 회전상태의 운전특성을 그림 13에 나타낸것과 같이 양호한 응답특성을 얻었다. 시뮬레이션 결과 완전한 원형이 되지않는것은 전력용 반도체소자의 ON-OFF방법에 의해서 공극자속이 변화하므로 그 변화는 직선적으로 변화하여 곡선을 이루지 못하는 오차를 발생한다.

6. D.naunin "Ein Bbeitrag Zum Dynamischen Verhalten der Frequenz gerteuerten Asynchronmaschine" Berlin, Techn. Univ., Diss. 1968

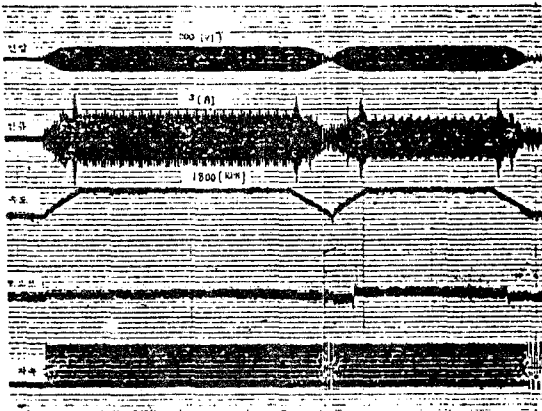


그림13. 정,역회전 운전시($\omega > 0, \omega < 0; 4000\text{rpm}$).

5. 결 론

본 논문은 소프트화 PWM제어기법에 의하여 전동기를 구동한 결과 다음과 같은 특징을 알수 있다.

- (1). 자속성분을 소프트화하여 전부의 제어량을 상수화 표현하는것이 가능하다.
- (2). PWM신호발생이 table화 실현이 가능하다.
- (3). 시뮬레이션결과 real time 처리가 가능하므로 유도전동기의 고성능제어가 가능하다.
- (4). 직류전압의 변동이 있는 경우에도 양호한 출력 파형을 얻을 수 있다.
- (5). 간단한 부품 점수에 의해 제어 회로를 구성할 수 있고 신호발생 알고리즘을 간략화하여 제어 프로그램으로 500 Byte, 제어 Data로 750Byte를 사용할 수 있게 하였다.

Single Chip Microprocessor가 일반화 되어가고 있으며 내부에 Multichannel A/D변환기가 있는 16 Bit Family 또는 DSP type processor (TMS 320 시리즈)등을 사용하면 연산능력, 처리속도의 보다 빠른 증가로 고속 스위칭 반도체소자인 MOSFET, IGBT등과 더불어 본 시스템보다 더욱 정확하고 연산능력, 처리속도가 빠른 시스템의 구성에 의한 고성능 유도전동기 제어는 계속 연구중이나.

REFERENCE

1. M.Morimoto and S.Sato, "Single Chip Micro-computer control of the inverter by the magnetic flux control PWM method," IEEE Trans. Ind. Electron, vol.36, no.1, pp.42-47,1989.
2. T.Takeshta and N.Matsui, "One Chip Micro-computer based flux controlled real time PWM," Trans. IEEJ, vol.105B, no.6, pp.531-538,1985
3. T.Takeshta, M.Hori,K.Mizutani and N.Matsui, "A new flux controlled PWM and induction motor driver characteristics," Trans. IEEJ, vol.106B, no.9, pp.745-752, 1986
4. J.Zhang "Microprocessor Based CSI Induction Motor Driver with a Novel Control Approach " IEEE-CAMC, pp.97-103, 1987
5. S.R.Bowes, M.J.Mount, "Microprocessor Control of PWM Inverters", IEEE. Vol. 1A-18, No.4, 1982