

센서리스 BLDC 모터의 벡터제어 알고리즘의 H/W 설계를 통한 세탁기 구동시스템의 응용

Application of washing machine Operating System
with Vector Control Algorithm of Sensorless BLDC motor by H/W

북강규* · 이진휘** · 장봉안*** · 마쯔모토**** · 손창민*****
(Kang-Gyu Bok, Jin-Hui Lee, Bong-An Jang, Matsumoto Satoru, Chang-Min Son)

Abstract - This paper is study for design SOC composing space vector control algorithm of sensorless BLDC motor by H/W and apply this to operating mechanism of washing machine system. it is study that increases control efficiency than S/W control algorithm and enhances response for change of system and authoritativeness of controller. Designed so that can compose controller of most suitable in dynamic characteristic of system by design Parameters of each controller to independent block for SOC design connecting to 8051 cores. For control Sensorless BLDC motor to drive system of washing machine, applied to H/W SVPWM control, so improved authoritativeness of control algorithm and control effectiveness than S/W control algorithm

Key Words : H/W SVPWM제어, Single Shunt Current, PI제어기

1. 서 론

최근 전기기기의 많은 발전으로 근래에는 수많은 종류의 Motor와 제어방법들이 연구되어 실생활에 적용되어지고 있다. BLDC 모터 역시 고정밀 운전, 속응성 및 고효율등의 다른모터에 비해 우수한 특성을 가지고 있고 이로인해 많은 분야에서 적용되어지면서 BLDC 모터의 제어방법 또한 많은 발전을 거듭한 결과 구형과제어, 정현파제어를 거쳐 공간벡터제어에 이르기 까지 S/W의 제어기법에 대한 많은 연구가 진행되어 왔다. 이중 공간벡터제어는 현재까지 가장 우수한 제어방식으로 알려져 있으며 전류의 순시적 제어가 가능하고 전압이용율이 높으며 고조파가 적은 특징을 가지고 있다. 그러나 이 공간벡터제어는 제어가 복잡하고, 연산량이 많은 단점을 가지고 있다. 이는 3상의 축정값을 두개의 기준좌표계에서 모델링을 하고 d축과 q축으로 나누어 제어하는 방식으로 실제 스위칭을 하기위해 복잡한 처리과정을 거쳐야 하기 때문에 기존의 CPU로는 제어에 사용되는 많은 연산량을 실시간으로 수행하지 못하여 처리속도가 빠른 DSP를 이용하여 공간벡터제어기술을 발전시킬수 있었다. 또 근래에는 제어기술의 많은 연구로 인해 32bit DSP로 처리하던 연산을 16bit DSP로 제어가 가능한 제어기도 소개되고 있다.

이렇게 고효율 모터를 제어하는 제어기술의 발전으로 최근에는 가전기기의 구동시스템에도 BLDC 모터의 벡터제어기법을 도입하고 있으며 세탁기의 구동시스템에도 적용되어지고 있다.

본 논문은 지금까지 센서리스 BLDC 모터의 제어방법에 있어 DSP를 이용한 SVPWM 스위칭 패턴의 제어알고리즘을 기존의

S/W에 의한 구현이 아닌 H/W의 로직을 이용한 설계를 통해 전류 및 속도에 대한 PI 제어기를 최적의 제어 알고리즘으로 구현하고, 이를 8051 core에 탑재하여 SOC(System On Chip)화 하고, 각 제어모듈을 블록단위로 설계하여, 적용하고자 하는 system의 동작특성에 적합한 최적의 제어가 가능도록 설계 하였으며, 이를 바탕으로 세탁기의 구동시스템의 저속(세탁), 고속(탈수)모드에 대한 제어방법의 이원화를 통해 각 모드의 소음 및 효율등의 문제점을 해결하여 그 결과 SVPWM 제어알고리즘의 H/W 설계를 통한 세탁기 구동시스템의 적용에 제어의 신뢰성 및 효율이 향상되고 간단한 Register의 조작만으로 복잡한 공간 벡터 제어알고리즘을 구현할수 있음을 확인하였다.

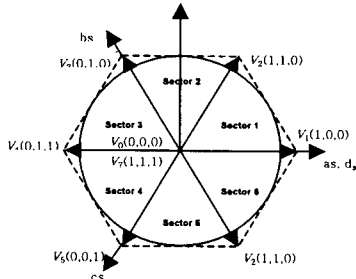
2. 본 론

2.1 공간벡터제어(SVPWM)

공간벡터 전압변조방식의 기본원리는 한 주기 내에서 기준 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효 벡터들을 이용하여 합성해 내는 것이다 즉 지령 출력전압벡터 V^* 가 주어질 경우 일정 제어주기 T_s 동안 지령전압벡터에 가장 가까운 두 유효 전압벡터(V_n, V_{n+1})와 영 벡터(V_0, V_7)를 이용하여 평균적으로 전압 지령벡터와 동일한 전압을 발생시켜야 한다.

저자 소개

- * 연세대학 전기전자공학과 석사과정
- ** IR Korea 책임연구원
- *** 삼성전자 수석연구원
- **** 삼성전자 수석연구원
- ***** 삼성전자 연구원



그림(2.1)

SVPWM에서는 그림(2.1)에서처럼 6개의 유효벡터와 2개의 영벡터로 구성된다. 여기서 영전압이란 인버터의 스위칭소자 중에서 \$V_0\$ 혹은 \$V_7\$ 소자들이 모두 ON 되는 상황으로 어느 경우에서든 전동기의 단자가 모두 한 포인트에 단락되는 효과가 난다. 그리고 영벡터를 제외한 6개의 벡터는 서로 다른 유효전압을 전동기에 공급할 수 있는 벡터로서 이 6개의 전압이 차례대로 전동기에 인가되면 시간적으로 한 주기 즉, 360도로 회전하는 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있다.

\$T_1, T_2, T_0\$ 를 각각 \$V_n, V_{n+1}\$, 영벡터의 인가시간이라 할 때

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_{0,7} dt \quad (2.1)$$

이 성립하고 스위칭 주기 \$T_s\$ 동안 \$V^*\$ 와 \$V_{dc}\$가 일정하면 식 (2.1)은 아래와 같이 표현된다.

$$V^* T_s = V_n T_1 + V_{n+1} T_2 \quad (2.2)$$

여기서 회전 좌표계의 전압지령치는 삼각함수 계산에 따른 많은 연산시간이 요구되기 때문에 정지 좌표계상의 d-q축 전압 지령치로 변경하면

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^* \\ V_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

이와 같이 정지 좌표계상에서의 d-q축 전압 지령치를 사용하면 삼각함수의 값을 계산할 필요가 없이 유효 벡터 인가시간을 계산할 수 있다.

2.1.1 전동기의 수학적 모델링

유도전동기의 고정자 권선은 3상 Y결선 대칭분포이고, 공극의 기자력은 정현파이며 고정자 철심의 자화특성은 선형이라는 가정하에 고정자 및 회전자축의 전압방정식을 동기 회전좌표계에서 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_u & pL_{uv} & pL_{uw} \\ pL_{uv} & R + pL_v & pL_{vw} \\ pL_{uw} & pL_{vw} & R + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} - \omega \Phi_f \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

여기서 \$L_{u,v,w}\$ 는 자기인덕턴스이고, \$L_{uv,vw,wu}\$ 는 상호인덕턴스, \$V_{u,v,w}\$ 는 상전압, \$I_{u,v,w}\$ 는 상전류 전기각속도, \$R\$ 은 상저항, \$f\$ 는 영구자석 최대 밀도, \$p\$ 는 미분연산자이다. 이 3상 전압방정식을 d축과 q축을 기준으로 2상 전압방정식으로 전환하면

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_a \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

여기서 \$V_{d,q}\$ 는 d축, q축 전압이고, \$I_{d,q}\$ 는 d축, q축 전류, \$L_{d,q}\$ 는 d축, q축 인덕턴스, \$a\$ 는 \$\sqrt{\frac{2}{3}} \Phi_f\$ 이다. 미분연산자 \$p\$에 대하여 다시 정리하면

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL_d}{dt} & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + \frac{dL_q}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

따라서 관계식들을 BLDC 모터의 전압방정식으로 d-q 2축 표현법에 의하여 나타내면

$$V_d = R \cdot i_d + i_d \cdot \frac{dL_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.7)$$

$$V_q = \omega \cdot L_d \cdot i_d + R \cdot i_q + i_q \cdot \frac{dL_q}{dt} + \omega \cdot \phi \quad (2.8)$$

여기서 d축전류를 0이 될 수 있도록 제어할 수 있다면 \$I_d = 0\$이라 하면

$$V_d = -\omega \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.9)$$

$$V_q = R \cdot i_q + i_q \cdot \frac{dL_q}{dt} + \omega \cdot \phi \quad (2.10)$$

와 같이 표현될 수 있다. 이때 \$Ri_q\$ 는 저속제어에서 주요 인자가 되고, \$\omega \phi\$ 는 고속제어에서 주요 인자가 된다.

2.1.2 전류와속도의PI제어의기설계

본 논문의 영구자석형 BLDC 모터의 속도제어 시스템에서는 속도제어부와 전류제어부로 나누어 모두 비례적분제어를 사용하였다. PI제어기는 구조가 간단하면서도 비례제어로서 과도응답특성을 개선하고 우수한 제어특성을 가진다.

전류제어기가 PI인 경우의 합성 \$i_{ds}, i_{qs}\$ 전류 제어기의 출

력은 다음과 같다.

$$V_{ds}^* = K_{id} \left(1 + \frac{1}{T_{id}s} \right) (i_{da}^* - i_{da}) \quad (2.11)$$

$$V_{qs}^* = K_{iq} \left(1 + \frac{1}{T_{iq}s} \right) (i_{dq}^* - i_{dq}) \quad (2.12)$$

이때

$$G_{id}^o(s) = \frac{T_{id}s + 1}{T_{id}s} \cdot \frac{K_{id}}{R_s} \cdot \frac{L_s}{L_s s + 1} \quad (2.13)$$

$$G_{iq}^o(s) = \frac{T_{iq}s + 1}{T_{iq}s} \cdot \frac{K_{iq}}{R_s} \cdot \frac{L_s}{L_s s + 1} \quad (2.14)$$

여기에서 K_{id} , K_{iq} 와 T_{id} , T_{iq} 는 i_{id} , i_{iq} 제어기의 비례이득 및 적분시간이다. 보통 $K_{id} = K_{iq}$, $T_{id} = T_{iq}$ 이다.

PI제어의 목적은 P제어에서 0이 되지 않는 편차를 0으로 하는데 있어 안정성이나 속응성이 만족되면 이 제어로 얻어지는 개루프전달함수는 가능한 간단한 것이 좋다. 이것을 실현하는 방법은 T_{id} , T_{iq} 를 다음과 같이 선택한다

$$T_{id} = T_{iq} = \frac{L_s}{R_s} \quad (2.15)$$

이때 개루프 전달함수는 다음과 같이 정리되어 단순한 적분요소가 된다.

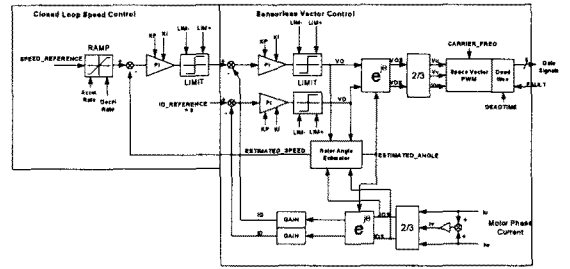
$$G_{id}^o(s) = \frac{1}{\frac{L_s}{K_{id}} s} \quad (2.16)$$

$$G_{iq}^o(s) = \frac{1}{\frac{L_s}{K_{iq}} s} \quad (2.17)$$

R_s 에는 온도에 따라 변화가 있고, L_s 에는 자기포화로 인한 변화가 있기 때문에 반드시 식(2.15)가 만족되지 않지만 근사적으로 식 (2.15)는 만족되어야 한다.

2.1.3 Sensorless 벡터제어 알고리즘 구현

그림(2.2)은 면 부차형 영구자석 동기 전동기(SMPMSM)의 센서리스 제어를 위한 블록도이다.



그림(2.2)

영구자석형 동기전동기의 센서리스 제어기법에는 다양한 방법이 개발되어 상용화 되고 있으나 여기서는 d축 전류 제어의 오차를 이용한 제어방법을 사용하였다. 본 방법은 역기전력과 전동기 모델에 의존하므로 정지시 또는 극저속시에는 제어가 불가능 하고 저속영역에서의 제어성능은 유도 전동기의 경우와 마찬가지로 역기전력 측정 또는 추정의 정확성과 전동기 제정수의 정확한 설정에 의존한다. 따라서 정지상태에서의 기동을 위해서 정격전류 또는 전류제한값의 대칭 3상 전류를 인가하여 부하의 관성과 기동 토크를 고려한 낮은 주파수의 회전자계를 형성하게 하고 일정시간동안 회전자가 회전자속에 동기된 후 천천히 가속하여 일정 속도가 지난후 본 제어기법으로 전환하는 방법을 사용하였다.

2.2 벡터제어 알고리즘의 H/W설계구현

벡터제어의 S/W 구현을 위해서는 다음 식(2.18)들의 연산이 필요하게 되는데 각각의 연산에 필요한 시간을 분석해보면 명령어 처리속도 50Mips를 기준으로 할 때 벡터변환에 70~100 명령어 단계로 약 1 ~ 3usec가 소요되고, 3/2 상변환에 50 명령어 단계로 약 0.5 ~ 1.5usec, PI제어기의 연산에 150 명령어 단계, 약 1.5 ~ 4.5usec의 시간이 소요된다. 따라서 이러한 많은 연산을 처리하기 위해 DSP를 적용하여 알고리즘을 구현하는 방법들이 보편화 되었다. 그러나 이러한 제어 알고리즘의 구현은 시스템의 특성이나 동작특성등에 민감하여 제어의 효율을 극대화 시키는데 어려움이 있다고 판단하여 본 연구에서는 센서리스 BLDC모터의 벡터제어 알고리즘을 H/W로 설계된 제어 알고리즘인MCE(Motion Control Engine) 블록을 탑재하므로써 제어의 신뢰도를 향상시키고, 8bit MCU로 센서리스 전동기의 벡터제어를 보다 쉽게 구현할수 있다.

다음 식(2.18)과 같이 PI제어기의 H/W 설계를 위한 지연속역의 미분방정식으로 변환을 하면

$$\frac{Output}{Input} = K_p + \frac{k_i}{s} \quad s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (2.18)$$

$$\frac{Output(n)}{Input(n)} = K_p + \frac{k}{\frac{2}{T} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \quad K_x = \frac{T \cdot K_i}{2} \quad (2.19)$$

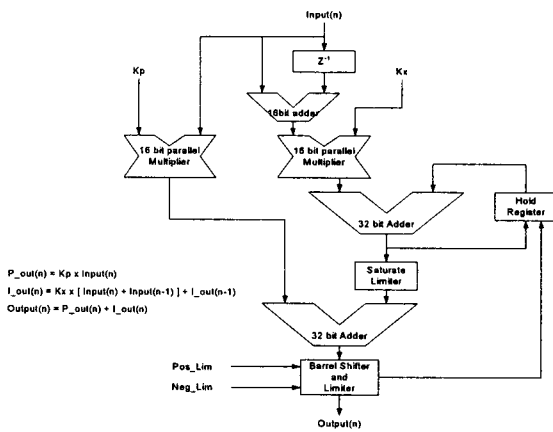
$$P_out(n) = K_p \cdot Input(n) \quad (2.20)$$

$$I_out(n) = K_x \cdot [Input(n) + Input(n-1)] + I_out(n-1)$$

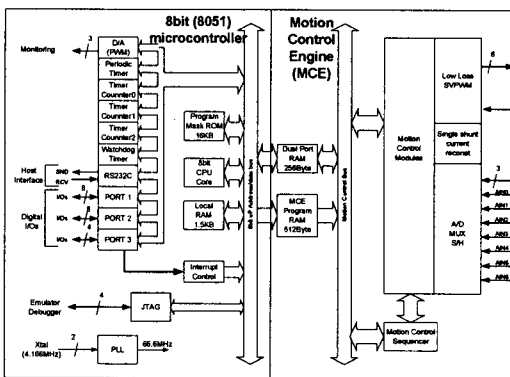
$$Output(n) = P_out(n) + I_out(n)$$

라플라스 변환식인 식(2.18)에 불연속영역의 미분방정식으로 전환을 위해 S를 식(2.18)로 대체하여 정리하면 식(2.19)와 같이 표현될수 있다. 이 식(2.20)을 디지털 H/W로 재구성하면 그림 (2.3)와 같이 표현할수 있다.

그림 2.3)을 각 블록별 제어 알고리즘을 H/W로 설계하고 Matlab을 활용하여 각각의 제어 블록을 시스템의 동작특성에 맞게 재설계가 가능토록 블록설계를 하여 그림(2.4)와 같이 8bit 8051 Core에 Single Shunt 전류 센싱부와 Low Loss SVPWM 블록을 탑재하여 8bit CPU로도 센서리스 공간벡터 제어가 가능토록 설계되었다.



그림(2.3)

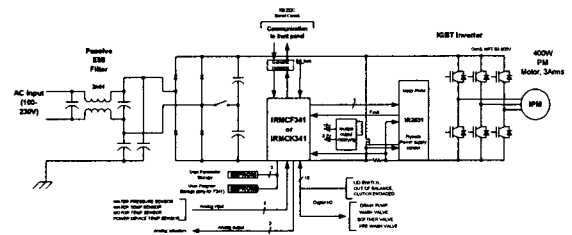


그림(2.4)

2.3 세탁기 센서리스 BLDC 모터의 응용

그림 (2.5)는 세탁기의 구동 시스템에서 센서리스 BLDC 모터에 H/W로 설계된 벡터제어를 적용하기 위한 인터페이스

시스템의 회로 구성이다.



그림(2.5)

세탁기는 30 ~ 50rpm 사이의 저속제어모드인 세탁구간과 1000 ~ 1800rpm정도의 고속제어모드인 탈수구간으로 구별되는 두가지의 부하토크영역이 있다. 각 구간의 제어효율을 감안하여 100RPM을 기준으로 저속구간에서는 3상변조방식의 제어를 적용하고, 고속구간에서는 2상변조방식을 적용가능하도록 구동중 상변환이 가능한 설계를 통해 기동 조건에 따라 수위침손실을 줄여 효율을 높였으며, 전류센싱을 위해서는 Single Shunt 저항만을 사용하였다. 또한 드럼세탁기의 특성상 부하별 편심량을 판단하여 언바란스를 최소화하는 제어가 필요한데 기존의 센서를 통한 RPM을 Feed Back data의 노이즈등에 의한 data의 부정확성을 개선하기 위해 d축과 q축의 상전류를 Feed back data로 활용하여 센싱 데이터의 변별력을 향상하였다.

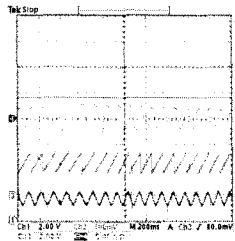
3. 실험 및 고찰

기존의 벡터제어는 32bit 부동소수점 방식이나 16bit 고정소수점 방식등의 DSP를 이용해 구현해 왔지만 본 논문에서는 SVPWM 제어 알고리즘의 H/W 설계를 통해 8bit CPU를 이용해서도 디지털 제어를 설계할수 있었으며, 간단한 SFR(Special Function Resister)의 제어로 속도뿐만아니라 데드타임의 설정, 전류 및 속도 PI제어기의 Gain 값, 가속, 감속을 위한 data 변환 및 상변환등을 간단한 처리로 제어가 가능하고, 센서리스 전동기이지만 d축과 q축 전류의 입력data 및 내부 H/W 연산을 통한 Current Rpm data를 이용해 언바란스량을 보다 정밀하게 판단하여 제어를 할수 있다.

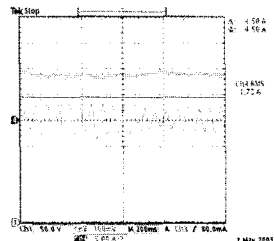
이를 바탕으로 드럼세탁기의 세탁모드와 탈수모드의 각 rpm 별 전류 측정결과와 표1 은 각 RPM별 출력전류, d축전류, q축전류를 나타낸다. 그리고 그림(3.1), 그림(3.2)는 세탁시 45rpm 대역에서의 전류에 대한 정현파 PWM 제어와 H/W 설계에 따른 제어적용후의 전류를 나타내고, 그림(3.3), 그림(3.4)는 400RPM 대역에서의 전류비교, 그림(3.7), 그림(3.8)는 1200RPM에서의 전류비교를 통해 H/W 설계를 통한 벡터제어 적용시에도 동등이상의 전류량을 나타내며, 제어 효율면에서도 좋아짐을 알수 있다.

	Output Current A rms	Daxis Current count	Qaxis Current count
50RPM	0.17	-6.6	218.9
100RPM	0.13	-10.3	164
200RPM	0.12	-9.9	155.2
400RPM	0.16	-11.3	200.9
600RPM	1.13	-1337.9	240.3
800RPM	1.66	-2232.5	235.1
1000RPM	2.32	-2788.5	258.3
1120RPM	2.51	-2936.3	293.6

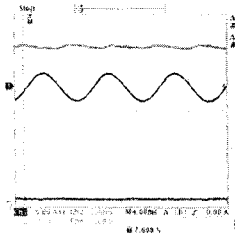
표 1



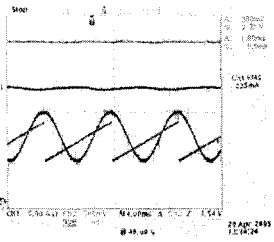
그림(3.1) H/W 제어적용 (세탁시 전류)



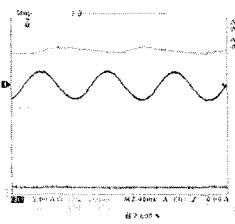
그림(3.2) S/W 제어적용 (세탁시 전류)



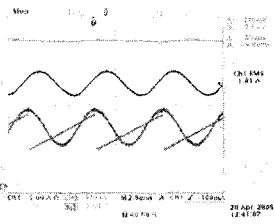
그림(3.3) S/W 제어적용 (400RPM 전류)



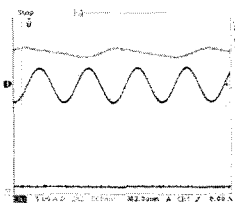
그림(3.4) H/W 제어적용 (400RPM 전류)



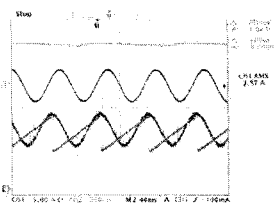
그림(3.5) S/W 제어적용 (800RPM 전류)



그림(3.6) H/W 제어적용 (800RPM 전류)



그림(3.7) S/W 제어적용 (1200RPM 전류)



그림(3.8) H/W 제어적용 (1200RPM 전류)

4. 결 론

본 논문에서는 기존의 S/W로 구현된 센서리스 전동기의 공간벡터 PWM제어와 동등 이상의 제어효율을 가지면서 제어의 구현 및 설계의 확장성이 유리한 H/W에 의한 제어를 설계하여 세탁기의 센서리스 BLDC 모터에 적용하였다. 기존의 S/W에 의한 제어방식은 제어방법의 활발한 연구로 인해 연산량도 줄이고 제어가 용이하게 설계할 수 있는 많은 방법들이 제안되어왔다. 하지만 여전히 32bit의 DSP 와 같은 빠른 연산이 가능한 고성능 Chip으로 만 구현이 가능했고, 각각의 제어시스템의 동작특성에 맞게 상세 제어사양을 구현하는데 있어 많은 시험과 알고리즘의 변경등의 절차를 수반해야 하는 어려움이 있었다. 하지만 이 공간벡터제어에 대한 설계를 H/W로 구현이 가능해짐에 따라 8bit 범용 MCU의 특수레지스터의 간단한 조작만으로 속도, 게인값, 데드타임등의 제어효율들을 실시간 변경이 가능하게 설계하였다. 그리고 제어기의 각 포인트별 피드백값을 실시간 모니터링이 가능하도록 설계하므로써 제어기의 신뢰성을 높일수 있었고, 이를 바탕으로 세탁기 구동시스템의 고속 및 저속대역의 상반조방식을 조건에 맞게 실시간 조정이 가능해 지므로 해서 불필요한 스위칭손실을 줄일수 있었다. 또 제어시의 전류, 특히 저속에서의 전류를 현저히 줄일수 있어 에너지 효율면에서도 충분한 효과가 있다는 결론을 얻을수 있었다. 이를 바탕으로 본 연구에서 제안된 H/W 공간벡터 제어기는 세탁기 뿐만 아니라 각종 가전기기의 3상 유도전동기의 벡터제어에도 충분히 적용가능하리라고 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 김홍근, "고효율 벡터제어 유도전동기 구동 시스템에 관한 연구", 전기학회 논문지, 제 39권, 제 11호, PP.1174~1182, 1990
- [2] "Brushless Servomotors: Fundamentals and Applications", Dote and Kinoshita, Oxford Science Publications, ISBN 0-19-859372-4
- [3] "Brushless Motors", Kenjo and Nagamori, Sogo Electronics Press, ISBN 4-901732-01-3
- [4] "Power Electronics and AC Drives", B.K.Bose, Prentice Hall, ISBN 0-13-686882-7
- [5] "Design of Brushless Permanent Magnet Motor", Oxford Science Publications, ISBN 0-198593899
- [6] "Digital Control of Dynamic Systems", Franklin Powell, ISBN 0-201-02891-3
- [7] 전태원, 유형재, "고 효율 및 고 동특성을 가지는 전기자동차 구동용 유도전동기 제어", 전기학회논문지, 제 45권, 제 5호, pp. 667~673, 1996