# AN1292

# PLL 추정기 및 약화 계자(field weakening) 를 사용한 영구자석 동기모터(PMSM)의 센서리스 FOC(Field Oriented Control)


저자 : *Mihai Cheles*
*Microchip Technology Inc.*


## 개요

최근 업계 동향에 따르면 , 영구자석 동기모터 (PMSM) 는 모터 컨트롤 애플리케이션용으로 가장 널리 사용되고 있습니다 . PMSM 은 동일한 카테고리의 다른 모터에 비해 전력 밀도 , 동적 특성 , 효율 , 자기 특성이 우수한 동시에 제조비용이 저렴하기 때문에 대량 생산 제품 용도로 매우 적합합니다 .

Microchip 은 모든 타입의 모터에 효율과 신뢰성 높은 유연한 컨트롤을 구현할 수 있도록 풍부한 디지털 신호 컨트롤러 (DSC) 제품과 , 개발에 필요한 툴 세트를 포함한 레퍼런스 디자인을 제공함으로써 고객들이 신제품을 보다 손쉽고 빠르게 개발할 수 있도록 지원합니다 .

## FOC(FIELD ORIENTED CONTROL)

PMSM 에서는 로터 자계의 회전 속도와 스테이터 ( 전기자 ) 자계의 회전속도는 일치 ( 즉 동기화 ) 하여야 합니다 . 로터 자계와 스테이터 자계 간의 동기가 손상될 경우 모터는 정지합니다 .

자계 방향 제어 (FOC) 방식에서는 스테이터 전류의 토크 생성 성분과 자속 생성 성분을 디커플링하는 것을 목적으로 하여 , 자속 중 하나 ( 로터 , 스테이터 , 에어 갭 중 하나 ) 를 그 이외의 자속 하나에 대해 참조 프레임을 생성하기 위한 기초 중 하나로 다룹니다 . 디커플링에 따라 복잡한 3 상 모터를 타려식 (separate excitation) DC 모터와 마찬가지로 손쉽게 컨트롤 할 수 있습니다 . 이는 전기자 전류가 토크 생성에 관계되고 , 여기전류는 자속 생성에 관여한다는 것을 의미합니다 . 이 문서에서는 로터 자속을 스테이터 및 에어 갭 자속에 대한 참조 프레임으로 다룹니다 .

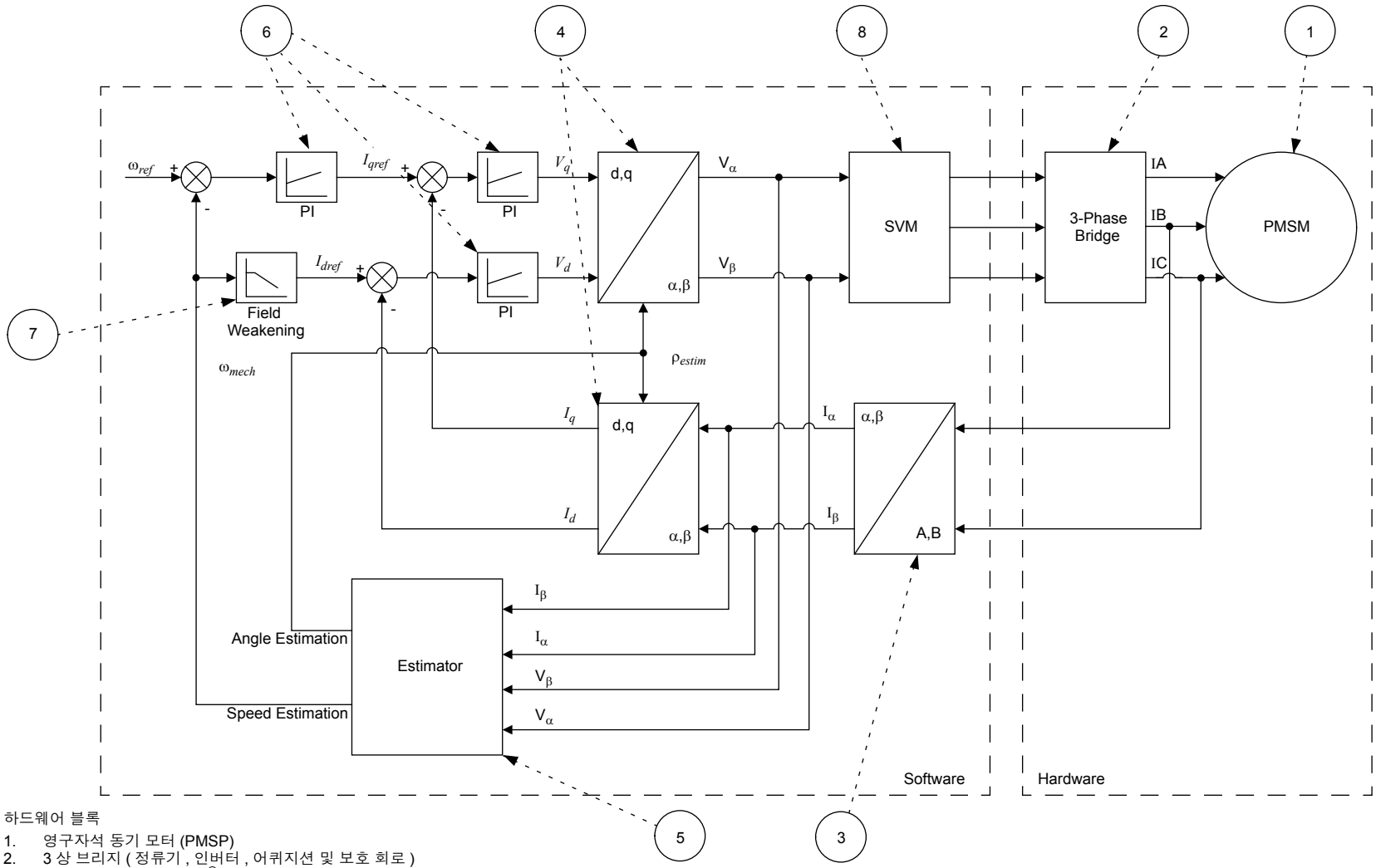
FOC 의 원리는 Microchip 의 애플리케이션 노트 *AN1078 “Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors using dsPIC30F or dsPIC33F Digital Signal Controllers”* 와 *AN908 “Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM”* 에 기재되어 있습니다 ( 참고 자료 참조 ). 이 문서에서는 FOC 에 관해 자세히 설명하지 않으며 , 위에 기재된 애플리케이션 노트에 포함되어 있지 않은 새로운 실제 기능에 대해서만 설명합니다 .

OC 의 컨트롤 구성은 그림 1 과 같습니다 . 이 컨트롤 구성의 실제와 검증에는 하드웨어를 일절 추가하지 않고 각종 컨트롤 방식으로 PMSM 모터를 구동 가능한 dsPICDEM ™ MCLV Development Board (DM330021) 개발 보드를 사용합니다 .

이 컨트롤 구성은 추정기의 세부 사항과 모터 타입이 다른 (ACIM 에 대한 PMSM) 점을 제외하면 애플리케이션 노트 AN1162 “Sensorless Field Oriented Control (FOC) of an AC Induction Motor (ACIM)” ( 참고 자료 참조 ) 의 컨트롤 구성과 매우 유사합니다 .

© 2019 Microchip Technology Inc.

그림 **1:** **PMSM** 용 센서리스 **FOC** 블록 다이어그램




하드웨어 블록

1. 영구자석 동기 모터 (PMSP)
2. 3 상 브리지 ( 정류기 , 인버터 , 어퀴지션 및 보호 회로 )
   소프트웨어 블록 (dsPIC® DSC 디바이스에 의해 실행 ).
3. 클라크 정변환 블록 .
4. 파크 정변환 및 역변환 블록
5. 각도 / 속도 추정기 블록
6. PI 컨트롤러 블록
7. 자계 약화 블록
8. 공간 벡터 변조 블록


© 2019 Microchip Technology Inc.

PMSM에 따른 FOC의 특이성은 스테이터의 d축 참조전류 $I_{dref}$ (d축 상의 전기자 응답 자속에 대응)가 0으로 설정되어 있다는 것에 있습니다. PMSM의 로터 자석은 로터 자속 쇄교(interlinkage) 수 $\Psi_{PM}$을 생성합니다. 이들과는 달리 AC 유도 모터는 자화전류에 대해 일정한 참조값 $I_{dref}$를 필요로 하며, 이에 따라 로터 자속 쇄교 수를 생성합니다.

에어 갭 자속은 로터의 자속 쇄교 수의 합계(영구자석에 의해 생성되는 자속 쇄교 수와 스테이터 전류에 따라 생성되는 전기자 응답 자속 쇄교 수의 합계)입니다. FOC에 따른 정 토크 모드에서는 d축 에어 갭 자속 = $\Psi_{PM}$으로, d축 전기자 응답 자속은 0입니다.

이에 비해 정출력 모드에서는, 에어 갭 자계 약화용으로 전기자 전류의 자속 생성 성분 $I_d$를 사용함으로써 정 토크 모드보다도 빠른 속도를 달성합니다.

각도 또는 속도 센서를 사용하지 않는 센서리스 컨트롤에서는 온도나 전자 노이즈 등의 영향을 제거할 수 있는 신뢰성 높은 속도 추정기의 구현이 기술적인 과제가 됩니다. 일반적인 센서리스 컨트롤은 각도 센서 등의 가동 부품을 추가하는 것이 허용되지 않는 저비용 애플리케이션이나, 전기적으로 가혹한 환경에서 모터를 구동하여야 하는 경우에 사용됩니다. 그러나 센서리스 컨트롤을 채택한 애플리케이션에서는 특히 저속 영역에 대해 컨트롤 정밀도가 큰 영향을 미치는 문제가 아니어야 합니다.

각도 및 속도의 추정에는 모터의 산술적 모델링을 사용합니다. 모델이 실제 하드웨어에 가까울수록 추정기의 성능은 향상됩니다. PMSM의 산술적 모델은 영구자석의 구조에 기반하여 크게 2가지 타입(표면 실장형과 임베디드형)으로 분류됩니다. 각 타입은 애플리케이션 필요에 대해 장점과 단점이 달라집니다. 이 문서에서의 컨트롤 구성은 표면 실장형 영구자석 동기 모터(그림 2) 용으로 개발되었습니다. 표면 실장형은 토크 리플이 작고 비용이 적게 든다는 장점을 갖습니다. 표면 실장형 PMSM의 에어 갭 자속은 평탄하기 때문에 스테이터의 인덕턴스 값은 $L_d$ = $L_q$(비돌극(non salient) PMSM)이며, 역기전력(BEMF)은 정현파 상태입니다.

표면 실장 자석은 스테이터의 이와 로터 코어 사이에 위치하므로 에어 갭이 커집니다. 이로 인해 표면 실장형 PMSM은 크기와 정격 출력이 동일한 다른 타입 모터에 비해 인덕턴스가 작아집니다. 이러한 모터 특성에 의해, 속도/위치 추정기에서 사용한 산술적 모델링을 어느 정도 간략화할 수 있으며 동시에 FOC를 효율적으로 사용할 수 있습니다.

FOC의 최대 토크/전류비는 로터 자속 쇄교 수를 전기자가 생성하는 자속 쇄교 수보다 항상 90 도 늦게 유지하여야 얻을 수 있습니다(그림 3 참조).

그림 **2:** 표면실장 영구자석형 **PMSM** 의 단면도

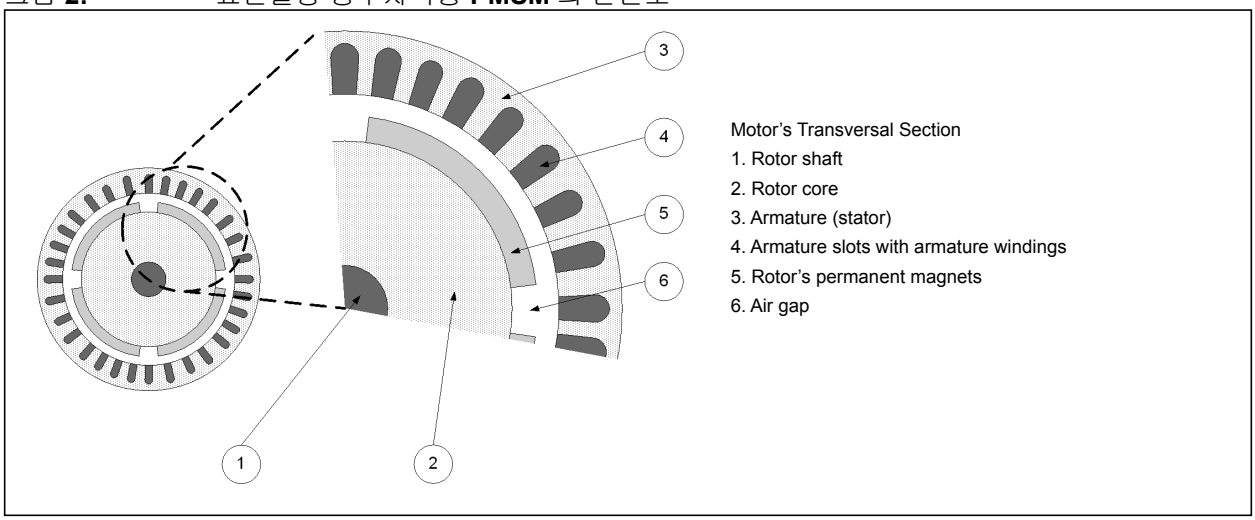
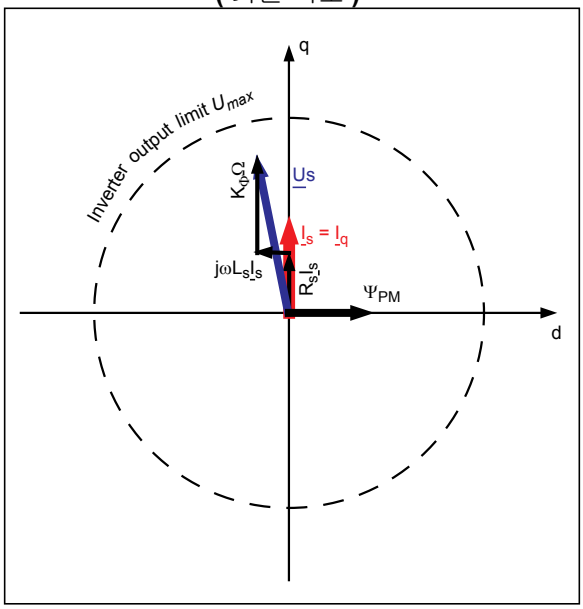
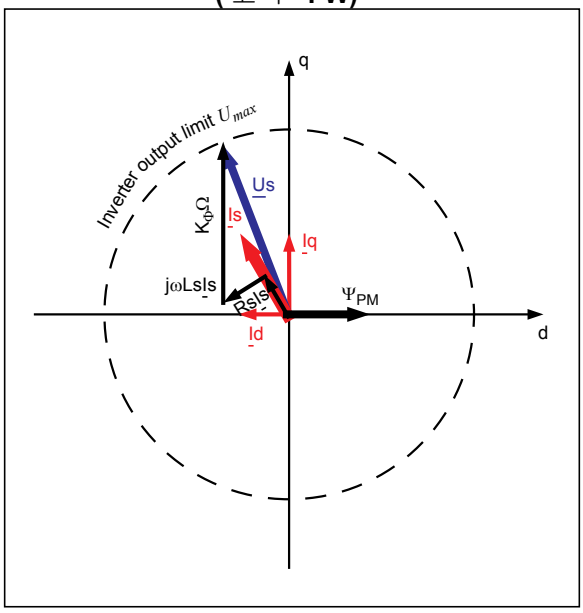


그림 **3:** **FOC** 위상자 다이어그램 **(** 기본 속도 **)**



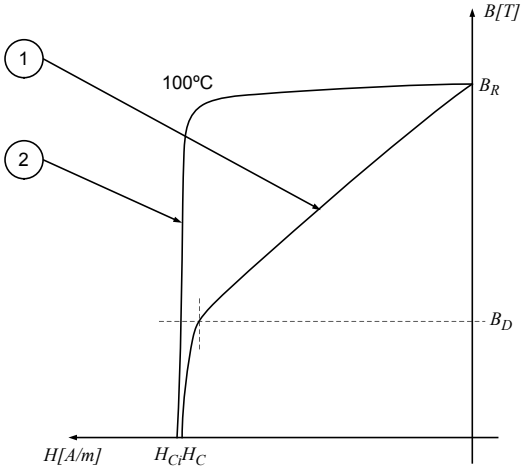

이 타입의 모터에서는 커다란 에어 갭에 의해 로터의 영구자석 자속 쇄교 수를 분배하는 전기자 응답 자속이 약해지므로, FOC 정출력 모드에서는 효율적인 약화 계자를 실행할 수 없다는 것을 알 수 있습니다. 테스트 용도로 사용된 모터에서는 이로 인해 기본 속도의 2배를 넘는 최대 속도를 달성할 수 없습니다. 그림 4는 정출력 - 약화 계자 모드에서의 벡터 다이어그램을 나타냅니다.

그림 **4:** **FOC** 위상자 다이어그램 **(** 고속 **- FW)**




**CAUTION:** 표면실장 영구자석 (SPM) 형 PMSM 의 자계 약화 동작에서는 필요한 조치가 취해지지 않거나 모터 제조업체의 사양을 따르지 않을 경우 로터의 기계적 손상과 영구자석의 소자 (demagnetization) 를 초래할 위험이 있습니다 . 일반적으로 영구자석의 고정에는 에폭시 접착제 또는 카본 파이버 링이 사용됩니다 . 모터 제조업체가 지시하는 최대 속도를 넘을 경우 , 자석이 빠지거나 손상되어 로터 및 로터 샤프트에 고정되어 있는 다른 기계 부품이 파손될 가능성이 있습니다. 또한 에어갭 자속 밀도가 그림 5 의 자속 밀도 곡선 상의 점 $B_D$ 를 넘으면 소자가 발생할 가능성이 있습니다.

그림 **5:** 영구자석의 이론적 히스테리시스




히스테리시스 그래프

1. 영구자석의 B-H 소자곡선
2. 영구자석의 J-H 소자곡선

다음과 같을 때 :

$H$ = 자계의 강도
$B$ = 자속 밀도 / 자화
$B_R$ = 잔류 자화
$H_C$ = 보자력 (Coercivity)
$H_{Ci}$ = 참의 보자력


© 2019 Microchip Technology Inc.

## PLL 타입 추정기

이 문서에서는 AN1162 *"Sensorless Field Oriented Control (FOC) of an AC Induction Motor (ACIM)" (*참고 자료 참조)에 기재된 추정기를 PMSM용으로 최적화하여 사용합니다.

이 추정기는 PLL 구조를 갖습니다. 그 동작 원리는 '정상 동작 모드에 따라 역기전력(BEMF)의 d 성분은 제로'라는 사실에 기반합니다. 추정기의 블록 다이어그램은 그림 6과 같습니다.

그림 6에 표시된 클로즈드 루프의 피드백 부분에서는 로터의 추정 속도($\omega_{Restim}$)를 적분함으로써 추정 각도를 구할 수 있습니다(식 1 참조).

식 **1:**

$$\rho_{estim} = \int \omega_{Restim} dt$$

추정 속도 $\omega_{Restim}$는 BEMF 값의 q 성분을 전압 정수 $K_\Phi$로 나누어 얻을 수 있습니다(식 2 참조).

식 **2:**

$$\omega_{Restim} = \frac{1}{K_\Phi}(E_{qf} - \mathrm{sgn}(E_{qf}) \cdot E_{df})$$

정상 상태에서 BEMF의 d축 값은 제로라는 초기 전제를 고려하여, 식 2에서는 $E_{df}$(BEMF의 d축 값)를 사용하여 $E_{qf}$(BEMF의 q축 값)를 그 부호에 따라 수정합니다. BEMF의 d-q 성분 값은 식 3에 표시된 파크 변환 후에 일차 필터로 처리됩니다.

식 **3:**

$$E_d = E_\alpha \cos(\rho_{estim}) + E_\beta \sin(\rho_{estim})$$
$$E_q = E_\alpha \sin(\rho_{estim}) + E_\beta \cos(\rho_{estim})$$

고정 스테이터 프레임에 기반하여 스테이터 회로의 식은 식 4와 같이 표시됩니다.

식 **4:**

$$E_\alpha = V_\alpha - R_S I_\alpha - L_S \frac{dI_\alpha}{dt}$$

$$E_\beta = V_\beta - R_S I_\beta - L_S \frac{dI_\beta}{dt}$$

식 4에서 $\alpha - \beta$를 포함한 항목은 3상 시스템 계측값으로부터 클라크 변환에 의해 구할 수 있습니다. $L_S$ 와 $R_S$ 는 스테이터 상이 Y(스타형)로 결선되어 있는 경우 상당(per phase) 스테이터 인덕턴스와 저항을 표시합니다. 모터가 Δ(델타) 결선되어 있는 경우, Y 결선과 등가한 상 저항 및 인덕턴스 값으로 변환하여 위 식에 대입하여야 합니다.

그림 7 은 추정기의 레퍼런스 전기 회로 모델을 나타냅니다. 모터 A, B, C 단자는 인버터의 각 출력 단자에 연결됩니다. 전압 $V_A$, $V_B$, $V_C$는 모터의 스테이터 권선에 인가된 상전압을 표시합니다. $V_{AB}$, $V_{BC}$, $V_{CA}$는 인버터의 상간 전원전압을 나타내며, $I_A$, $I_B$, $I_C$는 상전류를 표시합니다.

그림 **6:** **PLL** 추정기의 블록 다이어그램

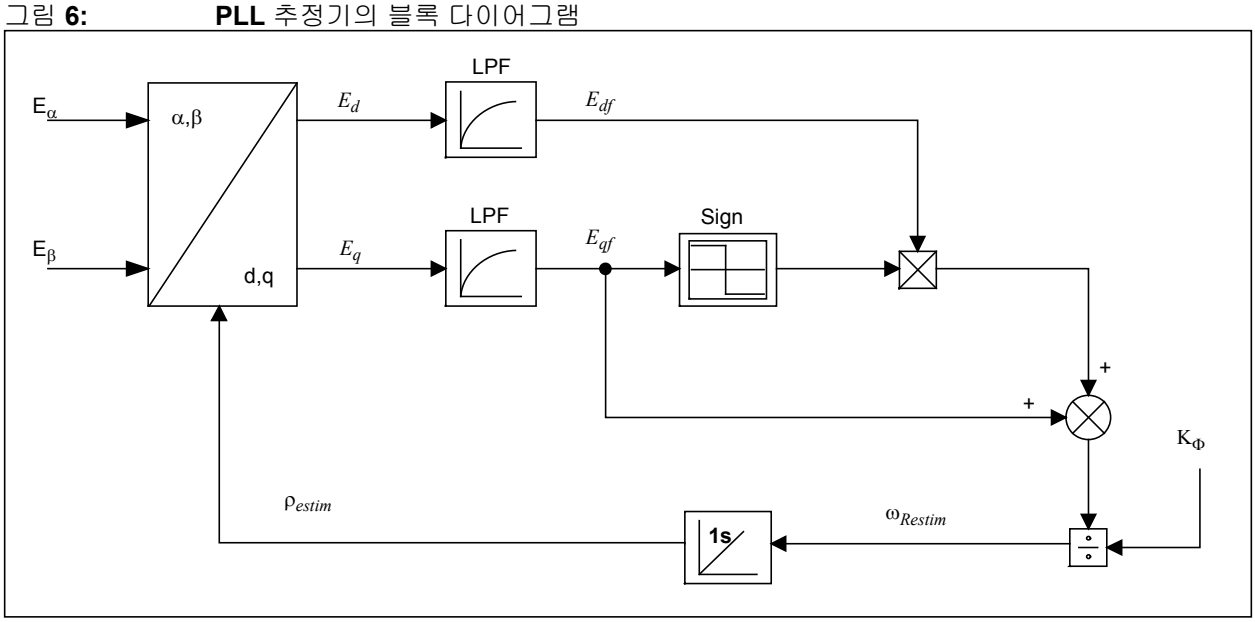
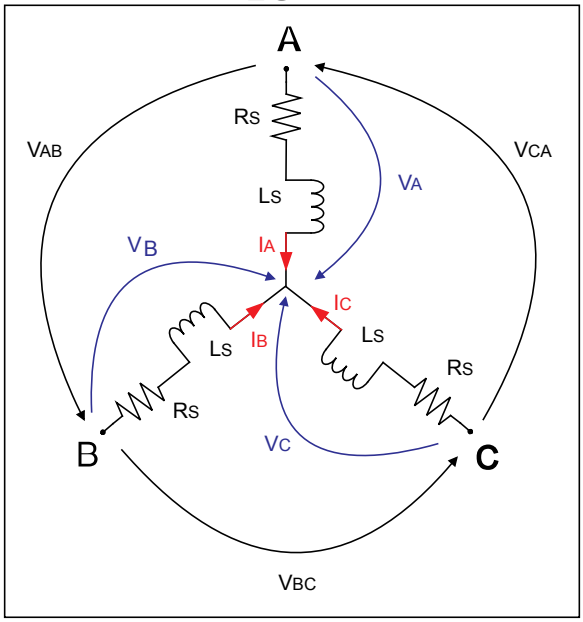


그림 **7:** **PLL** 추정기의 전기 회로 간단 모델링




컨트롤 시스템 내의 각 계산 스텝에 따라, 추정기의 식 4 내의 전압 $V_\alpha$와 $V_\beta$는 FOC의 이전 사이클에서 계산된 값입니다. 이들 값은 직전 컨트롤 스텝에서 공간 벡터 모듈(SVM) 블록에 입력되었으나 현재 스텝에서 추정기 블록에도 입력됩니다. $I_\alpha$ 와 $I_\beta$는 상전류로부터의 클라크 변환 결과로서 각 추정기 사이클에서 읽기 됩니다.

식 4 내의 스테이터 인덕턴스($L_S$)와 저항($R_S$)는 계산을 쉽게 하는 동시에 소프트웨어 내의 수치 표현요건을 만족시키기 위해 정규화 및 최적화 됩니다(식 5 참조).

식 **5:**

`MotorEstimParm.qLsDt` 는 다음을 나타냄:

$$\frac{L_{S_NORM}}{dt} = \frac{1}{T_S} L_S \frac{U_0}{I_0} \omega_0 \cdot 2^{15}$$

$L_S$ = Y 결선의 모터 상 인덕턴스

$T_S$ = PWM 주기와 동일한 샘플링 시간

$U_0 = \frac{U_N}{2^{15}}$, $U_N$ 은 인버터의 DC 링크 전압

$I_0 = \frac{I_{peak}}{2^{15}}$ , $I_{peak}$ 는 상당 최대 피크 전류

$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{60}$

`MotorEstimParm.qRs` 는 다음을 나타냄:

$$R_{S_NORM} = R_S \frac{U_0}{I_0} \cdot 2^{15}$$

Where:

$R_S$ = Y 결선의 모터 상 저항

식 4의 최후 항은 전류의 시간 미분값으로, 소프트웨어 내에서 노이즈 발생 원인이 되므로 추정기의 실행 루프당 전류 변화량은 상한값에 의해 제한됩니다. 이는 PWM 인터럽트 때 적용됩니다.

식 4에서 구한 BEMF의 $E_\alpha$ 및 $E_\beta$ 값은 파크 변환에 따라 로터 자속의 회전 레퍼런스 프레임으로 변환되며, 식 3의 $E_d$ 및 $E_q$ 값을 얻을 수 있습니다. 파크 변환에는 추정기 직전의 실행 사이클에서 계산된 각도 $\rho_{estim}$,를 사용합니다. BEMF의 d-q 값은 일차 필터 처리된 후에 $E_d$ = 0에 기반하여 추정기의 메인 조건에 입력됩니다.

그 결과 전기적 회전 속도 $\omega_{Restim}$가 식 2와 같이 구해집니다. 또한 이 전기적 회전 속도를 적분하여 로터 자석과 $\alpha - \beta$ 고정 스테이터 프레임 간 각도($\rho_{estim}$)를 구할 수 있습니다. 식 2에 따라 $K_\Phi$는 표 1에 표시된 전압 정수입니다. 전기적 회전 속도의 계산에 사용되는 정규화된 $K_\Phi$는 식 6과 같습니다.

식 **6:**

`MotorEstimParm.qInvKFi` 는 다음을 나타냄:

$$\frac{1}{K_{\Phi_NORM}} = \frac{U_0}{\omega_0} \sqrt{3} \cdot 2 \cdot \pi \frac{1000}{60 \cdot K_\Phi} \cdot P \cdot 2^{15}$$

$P$ = 극 쌍과 앞에서 서술한 다른 입력의 값

속도의 피드백에는 BEMF에 사용한 것과 마찬가지로 일차 필터가 적용됩니다. 필터의 일반적인 형태는 식 7과 같습니다.

식 **7:**

$$y(n) = y(n-1) + K_{filter} \cdot (x(n) - y(n-1))$$

$y(n)$ = 전류 사이클 필터 출력
$y(n-1)$ = 이전 사이클 필터 출력
$x(n)$ = 현 사이클 필터 입력
$K_{filter}$ = 필터 정수


© 2019 Microchip Technology Inc.

필터 출력은 DC 값에 가까운 상태(ADC 어퀴지션 또는 소프트웨어 계산으로 생성한 고조파 노이즈를 포함하지 않은 값)가 필요합니다. 필터의 통과 영역은 필터 처리할 신호(BEMF의 d-q 성분과 전기적 회전 속도)의 필요한 주파수 성분이 통과할 수 있도록 설정하여야 합니다. BEMF d-q 성분의 경우 고속 영역과 저속 영역에서 상황이 달라집니다. 약화 계자 모드를 사용하는 고속 영역에서는 급격한 토크 변화 또는 가속도 변화가 발생하지 않으므로 저속 영역보다도 값의 변화가 적습니다. 속도 변화율은 모터(및 모터 샤프트 부하)의 기계적 정수와 참조 속도의 최대 변화율(상승 또는 하강 중 빠른 쪽)에 따라 결정됩니다.

## 약화 계자(FW)

PMSM의 약화 계자에서 회전 프레임 d축 상의 스테이터 전류는 네거티브 값이 되며, 이에 따라 에어 갭 자속 쇄교 수가 약해집니다.

인버터의 전압 출력은 스테이터의 저항과 유도 리액턴스에 따라 강하되며, 남은 전압이 BEMF를 약화시키기 위해 사용됩니다. BEMF는 모터 속도와 전압 정수 $K_\Phi$에 비례합니다. 인버터의 최대 출력 전압은 제한되어 있으므로 속도를 높이려면 모터의 전압 정수 $K_\Phi$ (에어 갭 자속 쇄교 수에 비례)를 저감하여야 합니다. 물론 에어 갭 자속 쇄교 수를 저감하면 토크도 낮아집니다.

에어 갭 약화 계자의 제어에 관련된 모터의 각종 특성 파라미터는 복잡하게 연관되어 있으므로 실제 단순하지 않습니다.

에어 갭 약화 계자에 대한 전기자 d축 전류의 영향은 전기자의 이(teeth)로부터 모터의 코어까지를 포함한 자기 회로의 형상과 자기 특성에 의해 결정됩니다. 앞에서 서술한 것처럼 표면 실장 영구자석은 약화 계자에 대해 유리하게 작용하지 않습니다. 이러한 모터에서는 기본 속도 영역을 넘으면 포화현상이 발생합니다. 포화 현상에 의해 전기적 파라미터가 변화합니다. 예를 들어 약화 계자 모드에서는 스테이터의 자속 쇄교 수가 저하합니다.

이러한 특성 변화는 고도로 비선형적이므로 특성을 결정하는 데에는 여러 과정이 필요합니다.

## 조정과 실험 결과

기본 속도 이하의 속도 영역에서의 알고리즘 조정은 간단합니다. 기본적으로 제조업체가 제공하는 모터 파라미터 또는 계측된 모터 파라미터를 이 문서에 부가된 지원 파일 `tuning_params.xls`에 입력함으로써, 추정기의 정규화 모터 파라미터를 구할 수 있습니다(부속서 **A: "소스 코드"** 참조). 이들 값을 .h 프로젝트 파일에 반영함으로써 실행할 수 있습니다.

계측할 파라미터에는 로터의 저항 $R_S$, 인덕턴스 $L_S$, 전압정수 $K_\Phi$가 있습니다.

스테이터의 저항과 인덕턴스는 모터의 단자에서 계측할 수 있으며, 계측값을 2로 나누면 $L_S$ 및 $R_S$ 값을 구할 수 있습니다. 델타 결선 모터의 경우 모터 제조업체가 제공하는 상저항 값과 상 인덕턴스 값을 3으로 나누어 스타 결선 모터의 $R_S$ 및 $L_S$ 값에 등가한 값을 얻을 수 있습니다.

모든 모터 제조업체는 전압정수 $K_\Phi$를 제공합니다. 그러나 이 값은 로터 샤프트를 일정 속도로 회전시켜 모터 단자에서 출력 전압을 계측한다는 매우 간단한 방법으로 계측할 수도 있습니다. 1000 RPM으로 계측한 AC 전압이 RMS(typ.) 값입니다. 이 계측값에 2의 평방근을 곱하면 $V_{peak}$/KRPM 값을 구할 수 있습니다.

표 1은 이 문서에서의 테스트 모터를 위 방법으로 계측한 결과입니다.

**표 1:**

| 모터 타입 | **Hurst Motor** 사의 **DMB00224C10002** | 단위 |
|---|---|---|
| 결선형 | Y | — |
| L-L 저항 | 1.92 · 2 | Ohms |
| L-L 인덕턴스 – 1 kHz | 2.67 · 2 | mH |
| 전압 상수 $K_F$ | 7.24 | $V_{peak}$/ KRPM |
| 주변 온도 | 22.7 | ºC |

dsPICDEM MCLV 개발 보드 상의 2개의 션트 저항을 사용하여 2개의 상전류를 계측하고, ADC 어퀴지션 후에 이들 값을 적절한 범위로 스케일링합니다. 종합적인 전류 스케일 계수는 션트 계측용 차동 연산 증폭기의 게인과 모터에 흐르는 전류의 최대값에 따라 결정됩니다. 예를 들어 피크 상전류가 4.4A, 션트 저항이 0.005, 연산 증폭기의 게인이 75인 경우 ADC 입력에 따른 전압은 3.3V입니다. 전류의 스케일 계수를 1로 하는 경우 예제 1과 같이 정의함으로써 전류값을 소프트웨어의 실장 요건에 적합한 Q15 형식으로 얻을 수 있습니다.

### 예제 1:

```
#define     KCURRA      Q15(-0.5)
#define     KCURRB      Q15(-0.5)
```

이 문서의 애플리케이션에서는 전기 부품의 허용 오차에 기인하는 계산 오차를 없애기 위해 위와 같이 계산하는 대신 지원 파일 `tuning_params.xls`를 사용하여 실험적으로 전류 스케일 계수를 결정하였습니다. 식 8에 표시된 스케일 정수를 내부 소프트웨어 변수에 곱하여 실제 전류값을 얻을 수 있습니다.

### 식 8:

$$I_0 = \frac{I_{peak}}{2^{15}}$$

반대로, 계측된 전류값을 그 값에 대응하는 소프트웨어 내의 십진값으로 나눔으로써 스케일 계수를 구할 수 있습니다. 이를 위해서는 전류 프로브와 MPLAB® IDE의 데이터 모니터 및 캡처 인터페이스(DMCI) 기능을 사용하여 정상 동작중인 스코프 상에서 계측한 피크 전류값을 이에 대응하는 DMCI 표시값으로 나눕니다. DMCI의 자세한 사용 방법에 대해서는 MPLAB의 도움말 파일을 참조하십시오.

샘플링 후에 스케일 정수가 곱해진 전류값은 식 4 내의 저항 및 유도 리액턴스에 의한 전압 강하를 구하기 위해 사용됩니다. 전류의 계측값에는 노이즈가 포함되므로 유효한 결과를 얻으려면 미분항(유도 리액턴스에 따른 전압 강하)의 값 변화량을 제한하여야 합니다. 이 문서의 테스트 모터의 경우 최대 속도 5500 RPM/피크-투-피크 전류 5A에 대해 50 μs 사이의 최대 전류 변화량은 0.25A로 보여집니다.

부하가 걸리는 상태에서 시동하는 경우, 초기 교정으로 오픈 루프의 램프 파라미터를 조정하여야 합니다.

오픈 루프 조정 파라미터에는 잠금 시간, 가속 종료 속도, 전류 참조값이 포함됩니다. 잠금 시간이란 로터의 각도 검출에 필요한 시간을 의미하며, 초기 부하 토크와 관성 모먼트에 의해 결정됩니다. 관성 모먼트가 클수록 잠금 시간은 길어집니다. 초기 가속의 종료 속도(RPM)는 추정기의 BEMF 계산에 필요한 정확도가 확보될 수 있도록 충분히 높아야 합니다. 이 속도에 도달할 때까지의 시간은 모터의 샤프트에 걸리는 부하에 의해 정해집니다. 이 부하가 클수록 최종적인 참조 속도에 도달할 때까지의 시간은 길어집니다.

오픈 루프 제어는 클로즈드 루프 제어의 간이 버전으로 실행됩니다. 오픈 루프 제어에 의한 초기 가속 중 로터 자속과 고정전압 프레임 간 각도는 추정되는 것이 아니라 강제로 설정됩니다(실제 로터 위치와 관계없이, 연속으로 증가하도록 강제로 설정됨). 그림 1에 표시된 제어 루프를 간략화하기 위해 속도 컨트롤러는 생략되며 q 축의 참조전류는 하드코드 됩니다.

q 축의 참조전류에 의해 오픈 루프 가속 중에 모터에 흐르는 전류가 결정됩니다. 초기 부하가 높을수록 높은 전류가 필요합니다. 이 참조전류는 기본 참조 토크처럼 기능합니다.

참조 전류를 설정하는 매크로 정의(예제 2 참조)는 전류의 물리 직입력 파라미터를 소프트웨어가 요구하는 범위에 맞게 정규화합니다. 이 계산에는 초기에 구한 전류 스케일 계수(`NORM_CURRENT_CONST`)를 사용합니다. 입력으로 허용되는 전류값(Ā)의 범위는 $[-\bar{I}_{peak}, \bar{I}_{peak}]$입니다.

### 예제 2:

```
#define NORM_CURRENT(current_real)
(Q15(current_real/NORM_CURRENT_CONST/32768))
```

초기 조정을 목적으로 하여 알고리즘의 클로즈드 루프로의 이행을 무효화(오픈 루프 제어를 계속 실행)하려면 예제 3과 같이 특수한 코드 매크로 정의를 활성화합니다.

### 예제 3:

```
#define OPEN_LOOP_FUNCTIONING
```

이는 특히 클로즈드 루프 제어에 이행하지 않고 오픈 루프 동작을 유지한 채 PI 컨트롤러의 재교정, 초기 전이 조건의 검증(오픈 루프 시의 설정 각도와 추정 각도 간의 오차, 전류 스케일 계수의 실험적 동정 등), 오픈 루프의 초기 가속 파라미터의 미세 조정 등을 실행하는 데 편리합니다.


© 2019 Microchip Technology Inc.

정격 속도를 넘는 약화 계자 적용 속도영역에서는 시스템 파라미터의 비선형성으로 인해 조정이 보다 복잡해집니다.

아래에서 설명하는 조정은 테스트 모터를 사용하여 정격의 2배 속도를 무부하로 달성하는 것을 목표로 합니다.

| | |
|---|---|
| 주의 **:** | 일반적으로 모터 제조업체는 모터 손상 없이 달성 가능한 최대 속도를 표시하고 있습니다 ( 일반적으로 이 속도는 정격 전류에 의한 브레이크 포인트 속도보다 높음 ). 그러나 이러한 속도가 제시되지 않은 경우 , 앞에서 서술한 것처럼 감자 또는 기계적 손상의 위험이 예견되므로 고속 운전은 단기 ( 간헐적 ) 로만 가능합니다 .<br>정격값을 넘는 고속 영역에서의 약화 계자 모드에서 FOC 가 비활성화되면 , 인버터가 손상될 가능성이 높아집니다 . 그 이유는 BEMF 가 정격 속도에서의 값보다 커지므로 이에 따라 인버터의 파워 반도체와 DC 결합 캐패시터의 내압에 대해 DC 버스 전압이 과대해지기 때문입니다 . 위의 조정에서는 적절한 동작이 얻어질 때까지 계수를 반복해서 수정하여야 하므로 고속 영역에서 스톨한 경우에는 대응하는 회로에서 인버터를 확실히 보호하여야 합니다 . |

조정 원리를 설명하기 위해 그림 4의 벡터 다이어그램부터 설명하겠습니다. 인버터가 공급 가능한 최대 전압에 대해, 최대 토크/전류비를 달성하기 위해 필요한 전류는 정격 속도 이하의 속도 영역에서는 q 성분(토크 생성에 필요한 성분)만 포함되어 있습니다. 정격 속도 이하에서는 $I_q = I_S$이지만, 정격 속도를 넘어 약화 계자가 발동하기 시작하면 스테이터 전류 $I_S$는 d 및 q 성분의 합성 벡터가 됩니다. 스테이터 전류 $I_S$와 입력 전압 $U_S$의 절대값이 일정하다고 가정할 경우 스테이터 저항에 의한 전압 강하는 일정하지만 유도 리액턴스에 의한 전압 강하는 모터 속도에 비해 증가합니다. 그러나 앞에서 서술한 것처럼 표면 실장 영구자석의 인덕턴스 값은 다른 타입에 비해 매우 작으므로, 유도 인덕턴스의 증가는 무시할 수 있습니다. 이를 고려하여 유도 리액턴스에 따른 전압 강하의 증가에 의해 발생하는 BEMF의 작은 감소를 허용하면, 약화 계자 영역에서 모터의 속도가 증가하더라도 BEMF는 일정하다고 볼 수 있습니다.

이를 염두에 두고 식 6을 고려하면, 식 9와 같이, BEMF가 일정하다면 속도 $\omega_R$과 $1/K_\Phi$ 사이에는 비례관계가 성립합니다.

식 **9:**

$$BEMF = \omega_R K_\Phi$$

따라서 속도를 2배로 하면 유도 리액턴스에 의한 전압강하의 증가(따라서 BEMF 저하)를 무시하는 경우 $1/K_\Phi$도 단순히 2배가 됩니다. BEMF의 저하를 고려하는 경우 $1/K_\Phi$는 2x 배 정도가 된다고 볼 수 있습니다. 속도에 대한 $1/K_{\Phi\ NORM}$의 변화는 룩업 테이블로 정의됩니다. 테이블의 초기 설정에서는 속도 $\omega_R$에 대해 $1/K_{\Phi\ NORM}$는 선형으로 변화합니다. 그러나 이 테이블은 부하 프로파일에 따라 가장 좋은 효율을 얻을 수 있도록 최종적으로 조정할 수 있습니다. 룩업 테이블의 인덕턴스는 현재의 로터 속도로부터 약화 계자 개시 속도를 뺀 값을 스케일 계수로 나누어 구할 수 있습니다. 인덕턴스 스케일 계수에 따라 룩업 테이블의 분해능이 정해집니다. 동일한 속도 범위에 대해 큰 스케일 계수를 사용하면, 대상으로 하는 속도 영역을 표현하기 위한 룩업 테이블 내의 데이터 포인트 수는 작아집니다. 이 문서의 테스트 모터의 경우 최대 속도는 27500 (5000 unit이 1000 RPM에 대응)입니다. 스케일 계수를 1024 unit, 약화 계자 개시 속도를 13000 unit으로 한 경우 (27500 - 13000) ÷ 1024 = 14.1입니다. 즉 목표로 하는 속도 범위를 커버하려면 테이블 내에 15개의 엔트리가 있으면 충분합니다. 반대로 룩업 테이블 내에 17개의 엔트리가 있으면, 최대 속도는 (27500 - 13000) ÷ 1024 = 14.1(약 6000 RPM)입니다. 추정된 현재 속도에는 노이즈가 많이 포함되어 있으므로 소프트웨어가 계산할 속도 인덱스가 불안정해질 가능성이 있습니다. 이로 인해 인덕턴스의 계산에는 추정 속도 대신 참조 속도를 사용합니다. 참조 속도의 변화율은 충분히 작으므로 추정 속도는 참조 속도를 정확히 따를 수 있습니다.

기본 속도와 최대 속도 간에 전압 정수의 역수가 속도에 대해 선형으로 변화하도록 설정된 룩업 테이블 값은 예제 4와 같습니다. 이들 값은 실험 결과에 기반하여 조정 가능합니다. 이 테이블 내의 최초 값은 모터의 기본 속도에 따른 $1/K_\Phi$ 값을 표시합니다. 이는 지원 파일 (`tuning_parameters.xls`)을 사용하여 구한 값입니다.

### 예제 4: 전압 정수 역수의 초기 룩업 테이블 값

```
#define    INVKFI_SPEED0  7900
#define    INVKFI_SPEED1  8600
#define    INVKFI_SPEED2  9300
#define    INVKFI_SPEED3  10000
#define    INVKFI_SPEED4  10700
#define    INVKFI_SPEED5  11400
#define    INVKFI_SPEED6  12100
#define    INVKFI_SPEED7  12800
#define    INVKFI_SPEED8  13500
#define    INVKFI_SPEED9  14200
#define    INVKFI_SPEED10 14900
#define    INVKFI_SPEED11 15600
#define    INVKFI_SPEED12 16300
#define    INVKFI_SPEED13 17000
#define    INVKFI_SPEED14 17700
#define    INVKFI_SPEED15 18500
#define    INVKFI_SPEED16 19200
#define    INVKFI_SPEED17 19750
```

정격전류로 모터를 구동하는 경우, 자석의 항구적인 감자는 발생하지 않습니다. 따라서 에어 갭의 정미 자속 밀도의 감소에 영향을 주는 d 성분에 대해 정격 전류를 주어도, 파괴적인 영향은 발생하지 않습니다. 정상 상태의 무부하 운전(온화한 가속, 부하는 베어링과 팬의 프릭션만)에서는 매우 작은 q 성분만 필요합니다. 실제로는 d축 전류 성분은 룩업 테이블을 사용하여 설정됩니다(인덱스는 전압 정수 룩업 테이블용과 마찬자기). 초기 상태의 테이블(예제 5 참조)에서는 속도 $\omega_R$에 대해 전류 $I_d$ 는 선형으로 변화합니다. 이 테이블의 최초 엔트리는 기본 속도에 따른 $I_{dref}$ 값을 표시하고, 최후 엔트리는 정격 전류값을 표시합니다.

### 예제 5: 참조 D 축 전류의 초기 룩업 테이블 값

```
#define   IDREF_SPEED0   NORM_CURRENT(0)
#define   IDREF_SPEED1   NORM_CURRENT(-0.09)
#define   IDREF_SPEED2   NORM_CURRENT(-0.18)
#define   IDREF_SPEED3   NORM_CURRENT(-0.27)
#define   IDREF_SPEED4   NORM_CURRENT(-0.36)
#define   IDREF_SPEED5   NORM_CURRENT(-0.45)
#define   IDREF_SPEED6   NORM_CURRENT(-0.54)
#define   IDREF_SPEED7   NORM_CURRENT(-0.63)
#define   IDREF_SPEED8   NORM_CURRENT(-0.72)
#define   IDREF_SPEED9   NORM_CURRENT(-0.81)
#define   IDREF_SPEED10  NORM_CURRENT(-0.9)
#define   IDREF_SPEED11  NORM_CURRENT(-0.99)
#define   IDREF_SPEED12  NORM_CURRENT(-1.08)
#define   IDREF_SPEED13  NORM_CURRENT(-1.17)
#define   IDREF_SPEED14  NORM_CURRENT(-1.26)
#define   IDREF_SPEED15  NORM_CURRENT(-1.35)
#define   IDREF_SPEED16  NORM_CURRENT(-1.44)
#define   IDREF_SPEED17  NORM_CURRENT(-1.53)
```

전류의 네거티브 d 성분은 전압 정수 $K_\Phi$ 를 감소시키는 효과를 갖습니다(이상적인 상태에서는 비례). 앞에서 서술한 것처럼 이에 따라 최대 달성 가능한 속도를 높일 수 있습니다.

또한 약화 계자 모드에서는 스테이터의 자속 쇄교 수도 비선형으로 변화합니다. 이 영향에 대응하기 위해, 위와 동일한 인덱스를 사용하여 다른 하나의 룩업 테이블을 참조합니다. 이 룩업 테이블 내의 값은 인덱스가 표시하는 속도 ω에 따른 인덱턴스 $LS_NORM^{(\omega)}/dt$를 기본 속도 ω0에 따른 인덱턴스 $LS_NORM/dt$의 2배 값으로 나눈 값입니다. 기본 속도의 인덱턴스는 자신의 2배 값으로 나누어지므로 테이블 내의 최초 값은 항상 0.5 입니다. 테이블 내의 그 외 속도에는 기본 속도 인덱턴스의 1/2 값(0.25)이 설정됩니다(예제 6 참조).

### 예제 6: 인덕턴스 변화의 초기 룩업 테이블 값

```
#define   LS_OVER2LS0_SPEED0  Q15(0.5);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED1  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED2  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED3  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED4  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED5  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED6  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED7  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED8  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED9  Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED10 Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED11 Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED12 Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED13 Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED14 Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED15 Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED16 Q15(0.25);
#define   LS_OVER2LS0_SPEED17 Q15(0.25);
```

조정을 실행하는 경우, 소프트웨어에서 참조속도를 완만하게 변화시키기 위해 예제 7의 정의를 사용합니다.

### 예제 7:

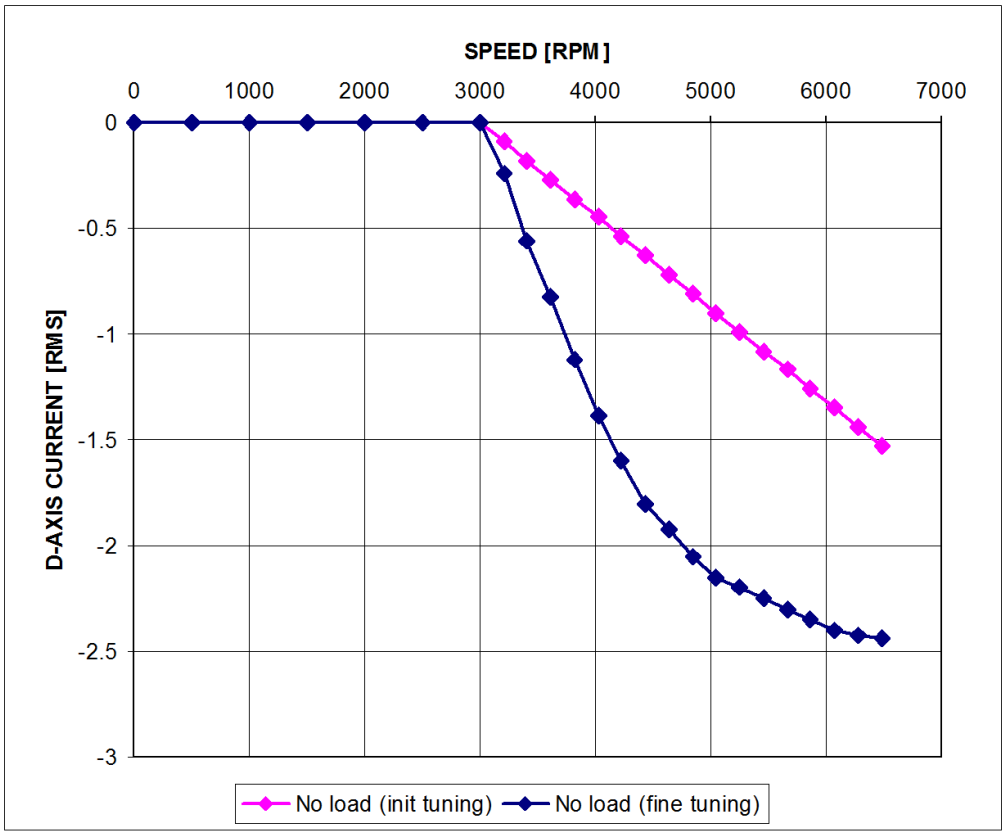
```
#define TUNING
```

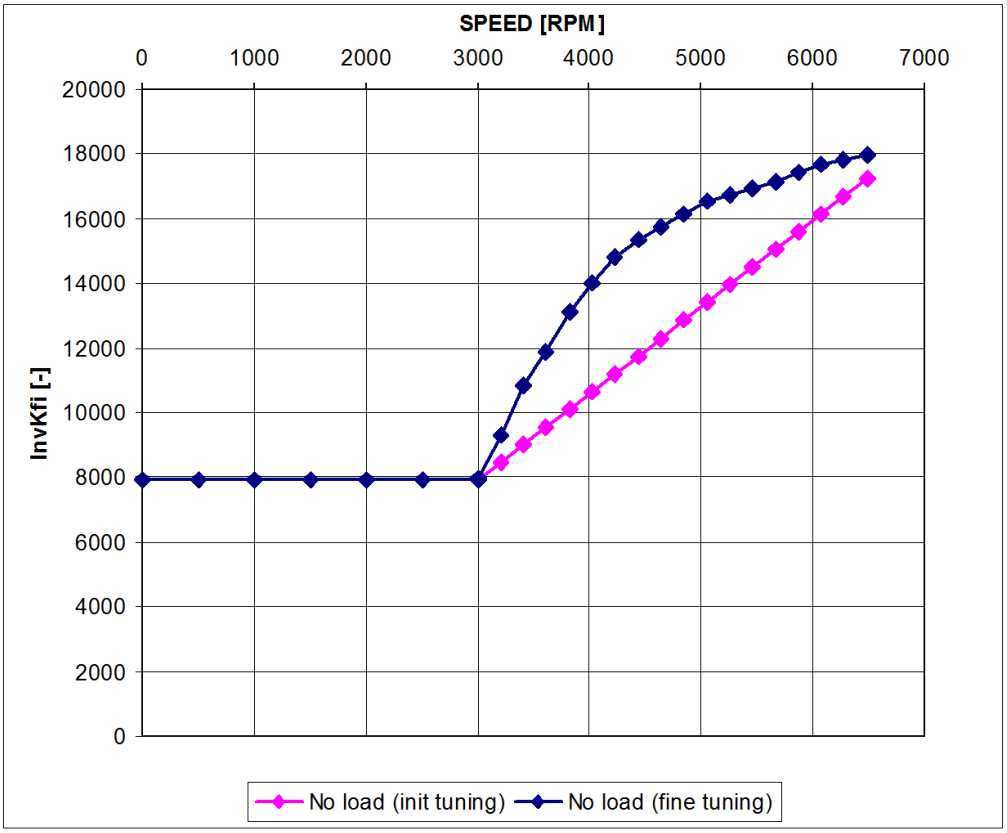

© 2019 Microchip Technology Inc.

이들 조건에서 소프트웨어를 실행할 때, 정격 속도보다 높은 속도 영역에서 모터가 스톨되는 경우 이는 룩업 테이블 내의 초기 설정값이 일부 조건에 대해 실제의 비선형적 특성에 합치하지 않음을 의미합니다. 모터가 스톨된 경우, 바로 프로그램 실행을 정지하고 캡처한 인덱스 값(`FdWeakParm.qIndex`)을 디버거의 와치 윈도우에 표시합니다. 이 인덱스는 $I_{dref}$의 값이 유효하지 않으며 변경이 필요한 데이터 포인트를 승순으로 표시합니다. 성능을 개선하기 위해 룩업 테이블 내의 현재 인덱스가 가리키는 값을 다음 인덱스(`FdWeakParm.qIndex + 1`)가 가리키는 값으로 치환하고, 모터의 거동을 다시 확인하여야 합니다. 이 수순을 반복함으로써 d축 상의 정격 참조 전류에서 달성 가능한 속도를 최대화합니다. 정격 전류에서 얻어진 최대 속도가 목표(이 문서의 경우 정격 속도의 2배)에 도달하지 못하는 경우, d축 참조 전류의 절대값을 정격값보다 늘려야 합니다. d축 참조 전류는 모터가 스톨된 조건에서의 인덱스가 표시하는 값을 개시값으로 하여 증가시킵니다. 이 인덱스 값은 모터의 실제 속도(타코미터를 사용하여 샤프트에서 계측한 속도)에 대응시켜야 합니다. 룩업 인덱스는 실제의 추정 속도가 아닌 참조속도를 사용하여 계산된다는 점에 주의하십시오. 이 문서의 테스트 모터에는 정격 1.5배의 d축 전류가 인가될 수 있으며, 기본 속도의 거의 2배의 최대 속도를 달성할 수 있었습니다. 이상으로부터 얻어진 결과는 그림 8과 같습니다. d축 전류를 증가시키더라도 속도 향상이 일어나지 않는 경우(전류를 너무 늘리면 일반적으로 모터는 스톨됨), 스톨 시의 인덱스에 대응하는 인덕턴스 값을 증감합니다. 인덕턴스 변화의 룩업 테이블은 마지막으로 변경합니다.

부하를 주는 테스트의 경우, 토크 생성으로 인해 q축 전류가 필요해지므로 초기 조건(주로 '약화 계자에 의해 d축 참조 전류는 정격 전류값과 동일'하다는 조건)은 성립하지 않습니다. 약화 계자에 사용되는 전력과 토크 생성에 사용되는 전력의 비는 부하 토크 - 속도 특성에 따라 결정됩니다.

그림 **8:** 속도에 대한 **D** 축 전류와 **1/K$_\Phi$** 의 관계





© 2019 Microchip Technology Inc.

약화 계자 모드 실행 중에는 인버터의 전압 제한도 중요합니다. 이 전압 제한에 따라 d-q 전류 성분의 달성 가능 최대값이 결정됩니다. 양쪽 전류 성분이 이들 참조값을 따르게 되는 경우, 양 성분의 합성 벡터의 절대값은 인버터의 최대 전압을 초과합니다. 따라서 약화 계자에 관계된 전류 d 성분이 우선되며(에어 갭 약화 계자에는 이들 쪽이 중요), 그 결과로 q 성분(전류의 토크 성분)의 최대 허용값이 결정됩니다. 그림 9는 이러한 동적 조정을 전압의 d-q 성분으로 변환하여 실행하는 블록 다이어그램을 나타냅니다(전압의 d 성분을 우선).

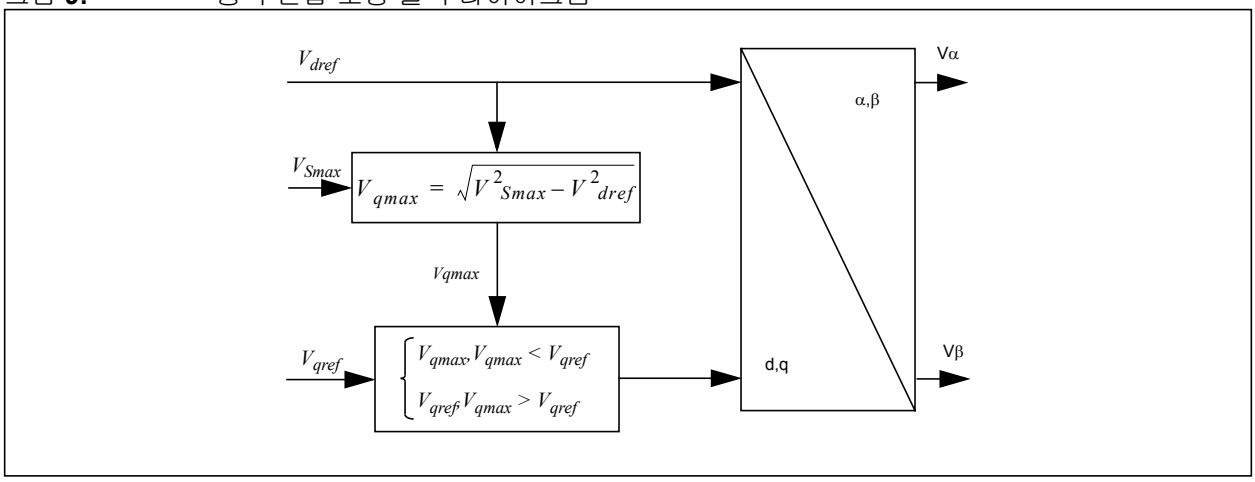
추정기의 성능에는 모터 파라미터가 매우 강하게 영향을 미치므로 실험 결과에는 계측 조건이 영향을 줍니다. 결국 로터의 저항과 모터의 자속 정수는 온도에 따라 변화합니다. 높은 토크 생성 시에는 큰 전류가 흐르므로 열 손실이 증가하고, 모터 온도가 상승합니다. 이는 추정기 출력의 정확도에 영향을 미칩니다. 이 문서에서는 추정기의 온도 의존성을 보정 또는 보상하는 것에 대해서는 설명하지 않습니다. 파라미터의 온도 의존성을 보상하는 것은 가능하긴 하나 모터 타입, 동작 조건, 동작 모드에 따라 크게 달라집니다. 표 2는 추정기 출력에 대한 온도의 영향이 어느 정도 제한되는 조건(실온, 달성 토크에서의 연속 운전을 1분간으로 제한)에서 얻어진 테스트 결과를 나타냅니다.

표 **2:** 부하가 걸린 상태에서의 테스트 결과

| 참조속도 **(RPM)** | 달성속도 **(RPM)** | 토크 **(Nm)** | 상전류 **(A RMS)** |
|---|---|---|---|
| 500 | 500 | 0.148 | 1.697 |
| 1000 | 1000 | 0.111 | 1.556 |
| 1500 | 1425 | 0.083 | 1.513 |
| 2000 | 1900 | 0.062 | 1.117 |
| 2500 | 2375 | 0.031 | 0.608 |
| 3000 | 2850 | 0.020 | 0.636 |
| 3500 | 3325 | 0.019 | 1.174 |
| 4000 | 3800 | 0.015 | 1.556 |

표 2의 3500 RPM과 4000 RPM은 약화 계자 동작 영역이며, 이들 상전류는 일반 동작 속도 영역의 상한선인 3000 RPM보다 높아집니다.

그림 **9:** 동적 전압 조정 블록 다이어그램



센서리스 FOC 알고리즘은 dsPIC33FJ32MC204 용으로 개발된 소프트웨어 내에서 아래 리소스를 사용합니다(컴파일러의 -O3 최적화 레벨을 릴리즈 모드에서 사용한 경우).

- 프로그램 메모리(플래시): 5682 바이트(합계)
  - 612 bytes 바이트(약화 계자용 코드)
  - 645 바이트(메인 사용자 인터페이스용 코드 )
  - 4425 바이트(약화 계자 없는 센서리스 FOC 용 코드)
- 데이터 메모리 (RAM):
  - 444 바이트(디버그 데이터 댐프 배열을 제외한 합계)

다음 표시된 알고리즘의 실행 시간은 코어 클럭 주파수를 40 MHz, 컴파일러 최적화 레벨을 -O3으로 한 경우의 계측값입니다.

- 센서리스 FOC 알고리즘(약화 계자 있음) 코드를 실행한 ADC 인터럽트의 실행 시간:
  - 최소: 14.975 µs
  - 평균: 23.325 µs
  - 최대: 23.65 µs
- 센서리스 FOC 알고리즘(약화 계자 없음) 코드를 실행한 ADC 인터럽트의 실행 시간:
  - 최소: 14.725 µs
  - 평균: 20.8 µs
  - 최대: 21.4 µs

ADC 인터럽트는 40 주기로 실행됩니다(PWM 주파수 20 에서 매 주기 트리거).


© 2019 Microchip Technology Inc.

## 맺음말

이 문서에서는 영구자석 동기 모터(PMSM)용 자속 각도/속도의 추정 방법에 대해 설명했습니다. 이 방법을 PMSM 약화 계자 모드에 효과적으로 적용함으로써, 이들 타입의 모터의 적용범위가 더욱 확대될 수 있습니다.

이 문서에서는 추정기의 주요 이론적 배경을 설명하는 것과 함께 매우 중요한 조정 방법에 대해서도 설명했습니다. 이 문서에 게재된 애플리케이션은 지원 파일을 사용함으로써 다른 모터에서도 손쉽게 적용할 수 있습니다. 또한 이 문서에 기재된 Microchp의 개발 하드웨어 플랫폼을 사용하여 애플리케이션 개발 기간을 큰 폭으로 단축시킬 수 있습니다.

## 참고 자료

이 문서에서 참고한 아래 애플리케이션 노트는 Microchip 웹사이트 (www.microchip.com)에서 다운로드할 수 있습니다.

- AN908 *“Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM”*
- AN1078 *“Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors using dsPIC30F or dsPIC33F Digital Signal Controllers”*
- AN1162 *“Sensorless Field Oriented Control (FOC) of an AC Induction Motor (ACIM)”*

## 부속서 A: 소스 코드

소프트웨어 라이선스 사용 약관

Microchip Technology Incorporated (이하 "당사")가 제공하는 소프트웨어는 오직 당사 제품과 함께 사용할 것을 목적으로 Microchip 고객들에게 제공됩니다.

소프트웨어의 소유권은 Microchip 및/또는 소프트웨어 공급업체에게 귀속되며, 적용되는 저작권법도 함께 보호됩니다. 무단 복제, 복사, 전재는 엄격히 금지되어 있습니다. 이러한 사항을 위반하여 소프트웨어를 사용할 경우 사용자는 라이선스 사용 약관의 침해에 따른 민사상의 책임을 지게 되며, 적용법에 따라 처벌받게 됩니다.

본 소프트웨어는 '원 상태 그대로'을 조건으로 하여 제공됩니다. 본 소프트웨어의 상품성 및 특정 목적에 대한 적합성의 묵시적 보증을 포함한(이를 포함하나 이에 국한되지 않음) 명시, 암시, 법적 보증은 일절 제공되지 않습니다. 당사는 어떠한 경우에도 특수, 우발적, 필연적인 경우를 불문하고 어떠한 이유가 있더라도 일절 배상 책임을 부담하지 않습니다.

이 애플리케이션 노트에 관련된 모든 소프트웨어는 하나의 WinZip 파일로 압축되어 있습니다. 이 파일은 아래 Microchip 웹사이트에서 다운로드 할 수 있습니다.

**www.microchip.com**


© 2019 Microchip Technology Inc.

## 부속서 B: 개정 내역

### 개정 A (2009 년 9 월 )

이 문서의 최초 릴리즈 .

**NOTES:**


© 2019 Microchip Technology Inc.

**Microchip** 디바이스의 코드 보호 기능에 대한 자세한 내용은 다음과 같습니다**:**

• Microchip 제품은 특정 Microchip 데이터 시트에 포함된 사양을 충족합니다.

• Microchip 은 자사 제품군을 의도한 방식에 따라 정상 조건에서 사용할 경우 현재 시장에 출시된 동종 제품 중 가장 안전한 제품군으로 봅니다.

• 코드 보호 기능을 훼손하는 데 부정 및 심지어 불법적인 수단까지 이용되고 있습니다. Microchip 이 알고 있는 바에 따르면, 이러한 모든 수단을 이용하기 위해서는 Microchip 데이터 시트에 포함된 작동 사양 외의 방법으로 Microchip 제품을 사용해야 합니다 . 대부분의 경우 이러한 행위를 하는 자는 지적 자산 도용과 연관되어 있습니다.

• Microchip 은 코드 안전성에 대해 우려하는 고객과 협력하고자 합니다.

• Microchip 이나 다른 반도체 제조업체도 코드 안전성을 보장할 수 없습니다. 코드 보호는 Microchip 이 제품의 " 침해 불가능성 " 을 보증한다는 의미가 아닙니다.

코드 보호는 지속적으로 발전하고 있습니다. Microchip 은 당사 제품의 코드 보호 기능을 지속적으로 개선하기 위해 노력하고 있습니다.

Microchip 의 코드 보호 기능을 훼손하려는 시도는 디지털 밀레니엄 저작권법 (Digital Millennium Copyright Act) 위반에 해당할 수 있습니다.

이러한 행위에 의해 귀하의 소프트웨어 또는 기타 저작권을 소유한 작업물에 무단 액세스가 이루어졌다면 해당 법률을 근거로 소송을 제기할 수있습니다.

디바이스 애플리케이션 및 유사 내용과 관련하여 본 출판물에 포함된 정보는 귀하의 편의를 위해 제공된 것이며 업데이트로 대체될 수 있습니다. 귀하의 애플리케이션이 해당 사양을 충족하는지 확인하는 것은 귀하의 책임입니다. Microchip은 정보와 관련하여 명시적, 묵시적, 서면, 구두, 법적 또는 다른 보증이나 진술을 하지 않으며, 여기에는 조건, 품질, 성능, 상업성, 특정 목적에의 적합성을 포함하되 이에 제한되지 않습니다. Microchip은 이 정보 및 이 정보의 사용으로 발생한 모든 책임을 부인합니다. Microchip 디바이스를 생명 유지 및 / 또는 안전 애플리케이션 용도로 사용하는 위험은 전적으로 구매자에게 있으며, 구매자는 그러한 사용으로 인해 발생한 모든 손해, 청구, 소송 또는 비용으로부터 Microchip을 옹호, 보호하며 배상을 약속하는 데 동의합니다. Microchip 지적 재산권 하에 어떠한 라이센스도 묵시적 또는 다른 방식으로 제공되지 않습니다.

상표

Microchip 이름과 로고, Microchip 로고, AnyRate, AVR, AVR 로고, AVR Freaks, BeaconThings, BitCloud, CryptoMemory, CryptoRF, dsPIC, FlashFlex, flexPWR, Heldo, JukeBlox, KEELOQ, KEELOQ logo, Kleer, LANCheck, LINK MD, maXStylus, maXTouch, MediaLB, megaAVR, MOST, MOST 로고, MPLAB, OptoLyzer, PIC, picoPower, PICSTART, PIC32 로고, Prochip Designer, QTouch, RightTouch, SAM-BA, SpyNIC, SST, SST 로고, SuperFlash, tinyAVR, UNI/O, XMEGA 는 미국 및 기타 국가에서 Microchip 의 등록 상표입니다.

ClockWorks, The Embedded Control Solutions Company, EtherSynch, Hyper Speed Control, HyperLight Load, IntelliMOS, mTouch, Precision Edge, Quiet-Wire는 미국에서 Microchip Technology Incorporated의 등록 상표입니다.

Adjacent Key Suppression, AKS, Analog-for-the-Digital Age, Any Capacitor, AnyIn, AnyOut, BodyCom, chipKIT, chipKIT 로고, CodeGuard, CryptoAuthentication, CryptoCompanion, CryptoController, dsPICDEM, dsPICDEM.net, Dynamic Average Matching, DAM, ECAN, EtherGREEN, In-Circuit Serial Programming, ICSP, Inter-Chip Connectivity, JitterBlocker, KleerNet, KleerNet logo, Mindi, MiWi, motorBench, MPASM, MPF, MPLAB Certified logo, MPLIB, MPLINK, MultiTRAK, NetDetach, Omniscient Code Generation, PICDEM, PICDEM.net, PICkit, PICtail, PureSilicon, QMatrix, RightTouch logo, REAL ICE, Ripple Blocker, SAM-ICE, Serial Quad I/O, SMART-I.S., SQI, SuperSwitcher, SuperSwitcher II, Total Endurance, TSHARC, USBCheck, VariSense, ViewSpan, WiperLock, Wireless DNA, and ZENA는 미국 및 기타 국가에서 Microchip 의 상표입니다.

SQTP는 미국에서 Microchip Technology Incorporated 의 서비스 마크입니다.

Silicon Storage Technology는 기타 국가에서 Microchip Technology Incorporated 의 등록 상표입니다.

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
ISO/TS 16949:2002

*Microchip received ISO/TS-16949:2002 certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona; Gresham, Oregon and design centers in California and India. The Company's quality system processes and procedures are for its PIC® MCUs and dsPIC® DSCs, KEELOQ® code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.*

# 각국의 영업소 및 서비스


미주
본사
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7200
Fax: 480-792-7277
기술지원 :
http://www.microchip.com/support
웹사이트 :
www.microchip.com
아틀란타
Duluth, GA
Tel: 678-957-9614
Fax: 678-957-1455
오스틴 , TX
Tel: 512-257-3370
보스턴
Westborough, MA
Tel: 774-760-0087
Fax: 774-760-0088
시카고
Itasca, IL
Tel: 630-285-0071
Fax: 630-285-0075
클리블랜드
Independence, OH
Tel: 216-447-0464
Fax: 216-447-0643
달라스
Addison, TX
Tel: 972-818-7423
Fax: 972-818-2924
디트로이트
Novi, MI
Tel: 248-848-4000
휴스턴 , TX
Tel: 281-894-5983
인디애나폴리스
Noblesville, IN
Tel: 317-773-8323
Fax: 317-773-5453
로스앤젤레스
Mission Viejo, CA
Tel: 949-462-9523
Fax: 949-462-9608
뉴욕 , NY
Tel: 631-435-6000
새너제이 , CA
Tel: 408-735-9110
캐나다 - 토론토
Tel: 905-673-0699
Fax: 905-673-6509

아시아 / 태평양
아태평양 지사
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
홍콩
Tel: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431
호주 - 시드니
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755
중국 - 베이징
Tel: 86-10-8569-7000
Fax: 86-10-8528-2104
중국 - 청두
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889
중국 - 충칭
Tel: 86-23-8980-9588
Fax: 86-23-8980-9500
중국 - 동관
Tel: 86-769-8702-9880
중국 - 항저우
Tel: 86-571-8792-8115
Fax: 86-571-8792-8116
중국 - 홍콩 SAR
Tel: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431
중국 - 난징
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470
중국 - 칭다오
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205
중국 - 상하이
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066
중국 - 센양
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393
중국 - 센젠
Tel: 86-755-8864-2200
Fax: 86-755-8203-1760
중국 - 우한
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118
중국 - 시안
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

아시아 / 태평양
중국 - 샤먼
Tel: 86-592-2388138
Fax: 86-592-2388130
중국 - 주하이
Tel: 86-756-3210040
Fax: 86-756-3210049
인도 - 방갈로르
Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4123
인도 - 뉴델리
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632
인도 - 푸네
Tel: 91-20-3019-1500
일본 - 오사카
Tel: 81-6-6152-7160
Fax: 81-6-6152-9310
일본 - 도쿄
Tel: 81-3-6880- 3770
Fax: 81-3-6880-3771
한국 - 대구
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302
한국 - 서울
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 or
82-2-558-5934
말레이시아 - 쿠알라룸푸르
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859
말레이시아 - 페낭
Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068
필리핀 - 마닐라
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069
싱가포르
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850
대만 - 신주
Tel: 886-3-5778-366
Fax: 886-3-5770-955
대만 - 까오슝
Tel: 886-7-213-7828
대만 - 타이페이
Tel: 886-2-2508-8600
Fax: 886-2-2508-0102
태국 - 방콕
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

유럽
오스트리아 - 벨스
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393
덴마크 - 코펜하겐
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829
프랑스 - 파리
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79
독일 - 뒤셀도르프
Tel: 49-2129-3766400
독일 - 카를스루헤
Tel: 49-721-625370
독일 - 뮌헨
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44
이탈리아 - 밀라노
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781
이탈리아 - 베니스
Tel: 39-049-7625286
네덜란드 - 드루넨
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340
폴란드 - 바르샤바
Tel: 48-22-3325737
스페인 - 마드리드
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91
스웨덴 - 스톡홀름
Tel: 46-8-5090-4654
영국 - 워킹엄
Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820


03/26/19


© 2019 Microchip Technology Inc.