

레졸버 여자신호의 최적 위상 조정 방법

金庚緒[†]

A Method to Adjust the Optimal Phase Angle of Resolver Excitation Signal

Kyung-Seo Kim

요 약

레졸버에 의한 속도 측정과 PWM 신호 발생을 하나의 마이크로컨트롤러를 이용하여 동시에 구현하면 시스템 비용을 줄일수 있을 뿐만 아니라 인버터의 스위칭 노이즈를 회피하는 것이 용이하다. 스위칭 노이즈를 회피하면서 동시에 속도측정 정밀도를 높이기 위하여 PWM 스위칭과 레졸버 신호의 A/D 변환 시점이 동기되어야 한다. 본 연구에서는 레졸버 여자신호의 위상을 단계적으로 변화시키면서 레졸버 출력신호를 측정하고, 측정된 데이터로부터 최소자승근사법을 이용하여 레졸버 여자신호의 최적 위상을 추정하였다.

ABSTRACT

If the speed measurement of resolver and the generation of PWM signals are implemented with single microcontroller, it is easy to reduce the system cost and to avoid the switching noise of inverters. To avoid the switching noise and to improve the accuracy of measurement, PWM switching and A/D sampling of the resolver should be synchronized. Phase angle of the resolver excitation signal is increased in stepwise manner, then, the output signal of the resolver is measured in each step. From the measured data, the optimal phase angle of resolver excitation signal is estimated using the least square approximation method.

Key Words : Resolver, Speed sensor, Least square approximation

1. 서 론

속도센서를 사용하지 않고도 고성능 전동기제어가 가능하도록 간접적으로 속도를 추정하는 방식이 점차 보편화되고 있지만, 정밀속도제어가 필요하거나 엘리베이터나 전기자동차와 같이 신뢰성이 요구되는 분야에서는 속도센서를 이용하여 전동기 속도를 직접 측정하는 방식이 널리 사용되고 있다. 산업용으로 널리 사용되는 속도센서는 광학식 증분 엔코더이지만, 높은 신뢰성이 요구되는 군사용이나 항공용 센서로는 레졸

버가 주로 사용된다. 레졸버는 기계적 강도가 높고 내환경성이 우수하여 전기자동차 구동용 전동기의 속도 센서 등으로 응용 범위가 넓어지고 있다.

레졸버는 회전형 변압기 구조로 되어 있고, 수 kHz 이상의 여자신호가 레졸버 1차 권선에 인가되면 위치 변위에 비례하여 진폭이 변조된 신호가 2차 권선에 출력된다. 2차 권선은 90° 위상차를 갖는 두 개의 권선으로 구성되므로 이로부터 회전자의 절대위치 정보를 얻을 수 있다. 레졸버 1차 측에 고주파 여자신호를 인가하고 2차 측 출력 신호로부터 위치 및 속도 정보를 추출하기 위한 신호처리 회로나 수단이 필요하며, 이러한 기능들을 수행하기 위한 전용 R/D 컨버터 칩들이 상용화 되어있다.^{[1][2]} 전용칩을 사용하지 않고 마이크로컨트롤러나 DSP의 소프트웨어 및 내장 하드웨어로 전용칩의 기능을 대체하는 방법도 발표되고 있으

본 논문은 편집위원회에서 우수기술논문으로 추천됨

[†]교신저자 : 정희원, LS산전연구소 상무연구위원

E-mail : kyungseok@lss.biz

접수일자 : 2010. 4. 21

1차 심사 : 2010. 5. 13

심사완료 : 2010. 5. 17

며,^{[3][4]} 이 경우 하드웨어가 간단하여 경제적이고, 시스템 변경이 용이하다는 장점을 가진다.

레졸버의 출력 상간의 불균형이나 신호회로에 유입되는 직류 오프셋 등으로 인하여 측정된 위치 및 속도 정보에 리플이 발생할 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위한 보상 및 튜닝 방법에 관한 연구 결과들이 최근에 발표되고 있다.^{[5][6][7]} 본 논문은 인버터 스위칭 환경을 고려한 레졸버 여자신호 튜닝에 관한 연구 결과이다. 인버터를 이용하여 전동기를 구동하는 경우 인버터의 스위칭 동작에 의하여 유기되는 전자파 노이즈가 레졸버 신호에 유입되어 정확한 속도 측정을 어렵게 한다. 인버터의 스위칭 노이즈는 여타의 전자기기 노이즈에 비하여 강력하므로 필터를 사용하여 억제시키기가 쉽지 않으며, 따라서 노이즈 회피 설계가 보다 효과적인 노이즈 대책이 될 수 있다.^[8] 레졸버 출력신호를 샘플링하는 시점이 인버터 스위칭 시점을 회피하도록 설계하면 스위칭 노이즈의 영향을 줄일 수 있다. 이러한 점을 고려하여 속도측정 시스템을 설계하는 경우 인버터 스위칭 시점과 레졸버 신호를 샘플링 하는 시점 간의 동기가 필수적이다. 레졸버 전용칩을 사용하는 경우, 레졸버 신호 처리는 전용칩에서 이루어지고 인버터 스위칭 신호 발생은 마이크로프로세서에서 별도로 이루어지므로 양쪽 동작 시점을 동기 시키기가 까다롭다. 전동기제어 전용 마이크로컨트롤러나 DSP를 사용할 경우 인버터 제어를 위한 PWM 로직회로 및 레졸버 신호 샘플링에 필요한 A/D 컨버터가 모두 내장되어 있으므로 신호 간 동기가 용이하며 시스템 비용을 줄일 수 있다.

본 논문에서는 전동기 속도 및 위치 센서로 레졸버를 사용할 경우, 인버터 스위칭 노이즈를 회피하기 위한 신호 간 동기 및 조정 방법을 제시한다. 실제 전동기 구동시스템에 쉽게 적용될 수 있도록 제시한 방법이 자동튜닝 기능으로 구현이 될 수 있도록 하였다.

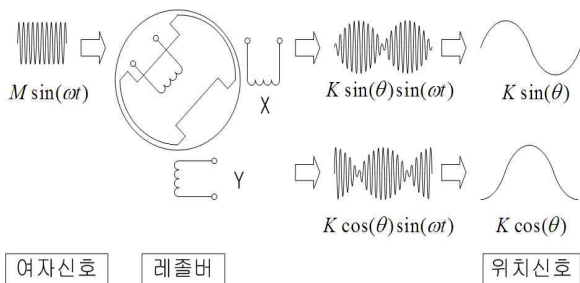


그림 1 레졸버 구성 및 신호
Fig. 1 Schematic and signals of resolver

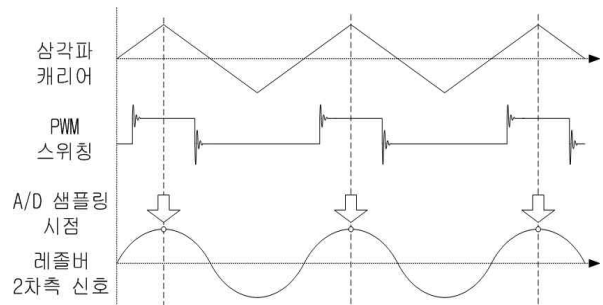


그림 2 레졸버 신호와 PWM 스위칭 및 A/D 샘플링 시점 간의 동기
Fig. 2 Synchronizing the resolver signals with PWM switching and A/D sampling point

2. 스위칭 노이즈 회피

레졸버 1차 측에 수 kHz의 여자신호를 인가하면 그림1과 같이 여자신호와 주파수는 같고 진폭이 회전자 각도에 비례하여 사인/코사인 함수값으로 변조된 신호가 2차 측 권선 X와 Y에 출력된다. 레졸버의 출력신호로부터 여자신호의 주파수 성분을 제거하고 회전자 위치에 비례하는 순수한 사인과, 코사인과 정보를 추출하면 이로부터 정확한 회전자 각도를 알아낼 수 있다. 정확한 각도 추정을 위하여 그림2와 같이 레졸버 출력 신호의 피크 지점에서 A/D 샘플링이 이루어져야 한다. 또한 깨끗한 레졸버 신호를 얻기 위하여 인버터 스위칭 노이즈의 영향을 줄여야 한다. 전압변조를 위하여 삼각파와 PWM을 사용하는 경우 삼각파 캐리어의 피크점 부근은 전압변조지수가 최대에 도달해야만 스위칭이 일어나는 구간이므로, 스위칭이 일어날 가능성이 낮다. 따라서 삼각파 캐리어 피크 시점에 A/D 컨버터의 샘플링 시점을 일치시키면 스위칭 노이즈의 영향이 적은 깨끗한 신호를 얻을 수 있다. 이를 위하여 레졸버 여자신호와 삼각파 캐리어의 주파수가 동기 되어야 하고 위상도 적절하게 조정되어 져야 한다.

PWM 변조, 레졸버 여자신호 발생, R/D 변환 등을 하나의 마이크로컨트롤러를 이용하여 동시에 수행하면 레졸버와 관련된 신호 간의 동기를 맞추기가 용이하다. 전동기제어 전용 마이크로컨트롤러의 경우 삼상 전압제어용 PWM 로직 이외에 여분의 PWM 로직을 내장하므로 이를 이용하여 전동기제어용 PWM 펄스와 동기된 구형파를 발생시킬 수 있다. 이렇게 생성된 구형파를 필터를 거쳐 깨끗한 정현파로 만들면 이를 레졸버 여자신호로 사용할 수 있다.^{[3][4]}

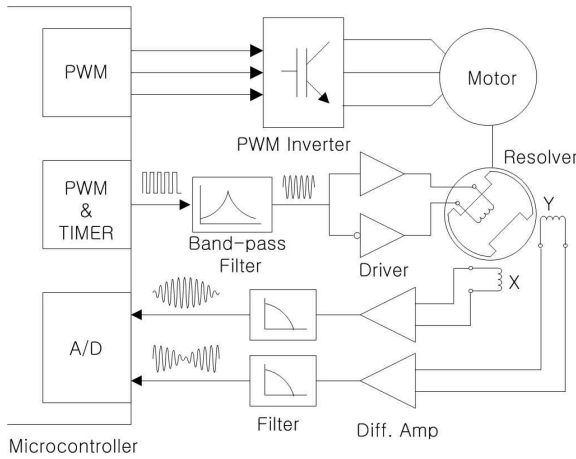


그림 3 마이크로컨트롤러로 구현된 R/D 컨버터
Fig. 3 R/D converter implemented with μ -controller

그림3은 마이크로컨트롤러를 이용하여 구현된 레졸버 시스템의 구성도이다. 레졸버 2차측에 유기된 X상, Y상 신호는 차동앰프와 필터를 거쳐 A/D 포트에서 샘플링되어 디지털 값으로 변환된다. PWM 포트에서 발생된 구형파를 레졸버 여자신호용 정현파로 바꾸기 위하여 대역통과 필터가 사용되고, 레졸버 2차측 출력과 A/D 컨버터 사이에도 필터 회로가 삽입되게 된다. 필터에 의한 시간 지연과 신호선 거리에 의한 시간 지연으로 구형파 발생부터 레졸버를 거쳐 A/D 변환 단계에 이르기 까지 위상지연이 발생되게 된다. 앞에서 언급한 대로 삼각파 캐리어 꼭지점에 레졸버 출력신호의 최대점이 일치되도록 하고, 이 시점에서 A/D 변환이 일어나도록 하여야 노이즈를 회피하면서 정확한 위치정보를 얻을 수 있다. 따라서 구형파 발생부터 A/D변환 까지의 위상 지연 만큼 구형파 발생 시점이 앞당겨져야 한다. PWM 모듈에 입력되는 기준전압을 바꾸거나, 또는 PWM 로직마다 독립적으로 캐리어가 있는 경우 캐리어의 위상을 바꿈으로써 발생하는 구형파의 위상을 임의로 조정할 수 있다.

3. 여자신호의 위상 조정

레졸버를 장착한 전동기를 시스템에 설치할 경우 레졸버 여자신호의 위상을 수동으로 조정하는 것이 불편하므로 위상이 자동으로 조정될 수 있도록 하는 자동 튜닝 기능이 필요하다. 전동기가 정지된 상태에서는 A/D 변환된 레졸버 출력신호의 크기는 일정하다. 레졸버 여자신호의 위상각이 최적의 각도 대비하여 밀거나 당겨지면 A/D 변환 시점이 레졸버 출력신호의 꼭

지점을 벗어나며, 변환된 값의 크기는 최대값보다 작아지게 된다. 여자신호의 위상각을 변화시키면서 A/D 변환 값이 최대가 될 때의 여자신호 위상각을 찾아 이를 레졸버 여자신호의 기준 위상값으로 설정하면 튜닝이 완료된다.

여자신호의 최적 위상각을 찾는 방법으로 적응제어 기법과 같은 재귀적 방법을 사용할 수 있으나 수렴이 불확실하고 튜닝 시간이 일정치 않다는 단점이 있다. 본 연구에서는 여자신호 위상각을 몇 단계로 변화시키면서 각 단계마다 레졸버 출력신호의 A/D 변환 값을 측정하고, 이로 부터 근사화 곡선을 도출하여 위상 오프셋을 추정하는 방법을 사용하였다. 이 경우 측정포인트를 최소화 할 수 있어 튜닝 시간이 짧아지고, 항상 일정한 시간에 튜닝이 완료된다.

여자신호의 위상을 조정하여 그림2와 같이 레졸버 출력신호의 꼭지점에서 A/D 샘플링이 일어나도록 시점을 동기시켰을 때가 최적으로 튜닝이 된 상태이다. 이때의 여자신호 위상각을 최적위상각 θ_0 라 하고, 최적 위상각에 대한 실제 위상각의 차이를 여자신호 오프셋 각도 $\Delta\theta$ 라 하면 $\Delta\theta$ 의 변화에 따른 레졸버 신호 샘플링 값의 크기 변화는 코사인함수 형태로 된다.

$$M = A \cos(\Delta\theta) = A \cos(\theta - \theta_0) \quad (1)$$

식(1)의 삼각함수는 연산이 복잡하므로 급수전개를 통하여 2차 함수로 근사화 하면 식(2)와 같다.

$$M \cong B_0 + B_2(\theta - \theta_0)^2 = (B_0 + B_2\theta_0^2) - 2B_2\theta_0\theta + B_2\theta^2 \quad (2)$$

식(1) 곡선의 대칭점이 찾으려는 최적위상 값이며, 식(2)와 같은 근사화 곡선의 대칭점 θ_0 을 찾아도 같은 결과를 얻을 수 있다. 여자신호의 위상각을 몇 단계로 변화시키면서 레졸버 출력신호의 샘플링된 값을 2차 함수로 근사화한 곡선식을 다음과 같이 정의한다.

$$M = a_0 + a_1\theta + a_2\theta^2 \quad (3)$$

식(2)와 식(3)을 비교하여 최적 위상각 θ_0 를 구하면 다음과 같으며, 여자신호의 최적 위상각이 된다.

$$\theta_0 = -\frac{a_1}{2a_2} \quad (4)$$

4. 여자신호 위상 오프셋 측정을 위한 곡선 근사화

레졸버 신호를 측정할 값으로부터 식(3)의 근사식을 추정하기 위하여 부록의 최소자승근사법을 이용하였다. 여자신호의 초기 위상값에 오프셋 각도 $\Delta\theta$ 를 -45° 부터 45° 까지 15° 간격으로 변화시키면서 각 스텝마다 레졸버 출력의 A/D변환 값을 측정하고, 이로부터 식(3)의 계수 a_1 과 a_2 를 추정한다. 여자신호 위상 오프셋 값을 독립변수 x 로 하고, 레졸버 출력신호의 측정값을 종속변수 Y 로 하면,

$$[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7] = [-45, -30, -15, 0, 15, 30, 45] \quad (5)$$

$$[Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5, Y_6, Y_7] = [m_1, m_2, m_3, m_4, m_5, m_6, m_7] \quad (6)$$

이며, 여기서 m_1, \dots, m_7 은 레졸버 출력 신호의 측정값이다. 식(5)와 (6)을 부록의 연립방정식 (A5)에 대입하여 근사화 곡선의 계수 a_0, a_1 과 a_2 를 구하면 다음과 같다.

$$a_1 = \frac{1}{420}[-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3][m_1, m_2, m_3, \dots, m_7]^T \quad (7)$$

$$a_2 = \frac{1}{18900}[5, 0, -3, -4, -3, 0, 5][m_1, m_2, m_3, \dots, m_7]^T \quad (8)$$

$$a_0 = \frac{1}{21}[-2, 3, 6, 7, 6, 3, -2][m_1, m_2, m_3, \dots, m_7]^T \quad (9)$$

이로부터 최적 위상 오프셋 값을 구하면,

$$\Delta\theta = \frac{-a_1}{2a_2} \quad (10)$$

가 되면, 이를 초기 위상각 θ_i 에 더하여 다음과 같이 여자신호의 최적 위상각을 얻는다.

$$\theta_0 = \theta_i + \Delta\theta_0 \quad (11)$$

튜닝 시에 레졸버 회전자의 정지 위치가 레졸버 2차측 두 권선의 중간인 경우는 2차측 권선의 출력신호가 모두 충분히 크므로 측정의 어려움이 없으나, 정지 위치가 한쪽으로 치우친 경우 다른 권선의 신호가 매우 작아 측정정밀도가 떨어진다. 이를 보완하기 위하여

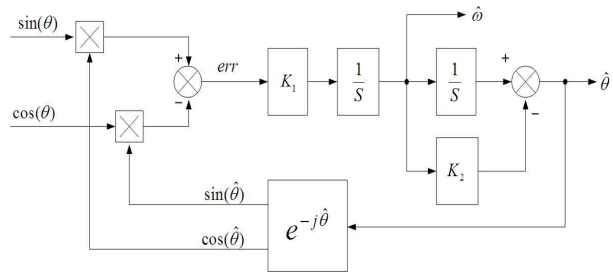


그림 4 각도 추종 관측기
Fig. 4 Angle tracking observer

다음과 같이 신호 크기가 큰 권선의 데이터 가중치를 높게 하여 두 신호를 더하는 방법을 사용하였다. 레졸버 출력 X상과 Y상 데이터로부터 각각 위상 오프셋을 구하면 다음과 같다.

$$\theta_{0X} = \frac{-a_{1X}}{2a_{2X}} \quad (12)$$

$$\theta_{0Y} = \frac{-a_{1Y}}{2a_{2Y}} \quad (13)$$

식(9)를 이용하여 각각 구한 a_{0X}, a_{0Y} 값은 레졸버 각상의 출력신호 크기를 나타내므로 식(14)과 같이 위상 오프셋을 추정할 때 가중치로 사용한다.

$$\theta_0 = \frac{\theta_{0X} a_{0X}^2 + \theta_{0Y} a_{0Y}^2}{a_{0X}^2 + a_{0Y}^2} \quad (15)$$

5. 실험 결과

레졸버 신호로부터 전동기의 회전속도 및 각도를 추정하기 위하여 각도 추종 관측기(angle tracking observer)를 사용하였다. 그림4는 각도 추종 관측기의 블록선도이며 간략화된 전달함수는 식(15)와 같다. 관측기의 고유주파수와 감쇄율을 각각 50Hz와 1.0으로 설정하였다.

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{k_1 k_2 S + k_1}{S^2 + k_1 k_2 S + k_1} \quad (16)$$

$$err = \sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) - \cos(\theta) \sin(\hat{\theta}) \cong (\theta - \hat{\theta}) \quad (17)$$

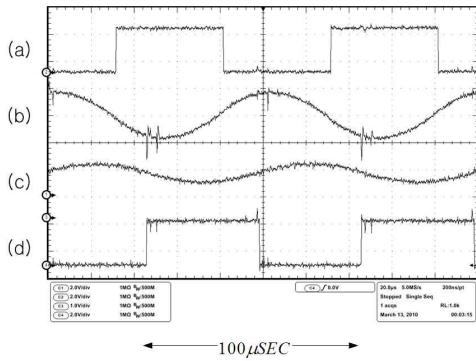


그림 5 레졸버 회로의 신호파형
Fig. 5 Signal waveform of resolver circuit

그림5는 레졸버 측정 시스템의 신호 파형이다. 사용된 프로세서는 TI의 TMS320F28335 DSP이며, 시스템 구성은 그림3과 같다. 그림5(a)는 DSP의 여분의 PWM 포트를 이용하여 발생된 구형파이다. 이를 대역 통과필터를 거쳐 깨끗한 정현파로 만들면 그림(b)와 같은 레졸버 여자신호가 된다. 그림(c)는 레졸버 2차 측 신호가 앰프회로를 거쳐 DSP의 A/D 변환 포트에 입력되는 지점의 파형이다. 그림(d)는 전동기 구동을 위한 PWM 파형이다. PWM 파형 중간 지점에 삼각파 캐리어의 꼭지점이 오며, 삼각파 캐리어 꼭지점에서 A/D 샘플링이 이루어진다. 그림(c)와 (d)를 비교하면, 레졸버 신호 꼭지점에서 A/D 샘플링이 이루어지며, 스위칭 노이즈도 피할 수 있도록 시스템 설계 및 위상 조정이 적절하게 된 경우임을 알 수 있다.

그림6은 레졸버 출력신호의 꼭지점에서 A/D 샘플링이 일어난 경우와 꼭지점을 벗어난 경우의 속도 측정 결과로 꼭지점에서 벗어날수록 추정 속도의 정확성이 떨어지며 리플이 커지는 것을 알 수 있다. 그림(c)와 같이 A/D 샘플링 시점이 꼭지점에서 90° 가까이 벗어나면 속도 추정이 어려워지는 것을 볼 수 있다.

레졸버 출력신호의 꼭지점에서 A/D 샘플링이 이루어질 수 있도록 레졸버 여자신호 위상의 자동 설정 기능을 구현하였다. 그림7은 여자신호 위상 오프셋의 자동 측정 과정에서 얻어진 레졸버 신호 크기이다. 여자신호 위상값을 초기값에 대하여 -45°부터 15° 단위로 증가시키면서 각 스텝마다 레졸버 출력신호를 100회 읽어 평균을 취하였다. 굵은 점선은 측정 데이터를 이차식으로 근사화 시켜 얻어진 곡선이다. θ_i 가 초기 위상이며 θ_0 가 근사화된 곡선의 중심점, 즉 최적 위상이다. $\Delta\theta_0$ 는 여자신호 위상의 오프셋 값으로 그림7의 측정결과는 20°이다. 제안된 방식으로 자동 조

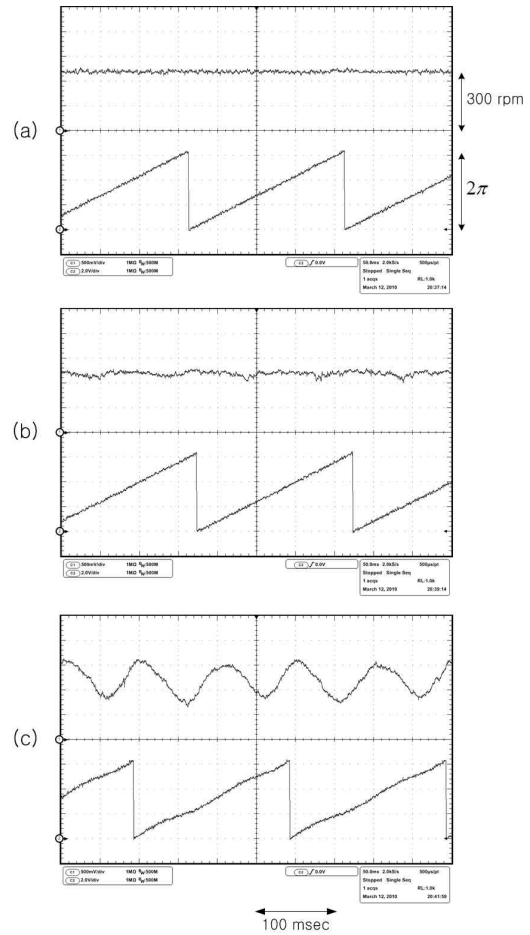


그림 6 A/D 샘플링 시점 변화에 따른 속도 및 각도 추정 정밀도 (a) $\Delta\theta = 0^\circ$ (b) $\Delta\theta = 40^\circ$ (c) $\Delta\theta = 85^\circ$
Fig. 6 Estimation accuracy of speed and angle according to the variation of A/D sampling instance (a) $\Delta\theta = 0^\circ$ (b) $\Delta\theta = 40^\circ$ (c) $\Delta\theta = 85^\circ$

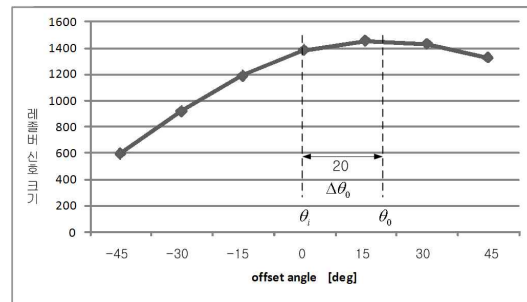


그림 7 여자신호 위상 오프셋 측정
Fig. 7 Measurement of phase angle offset in excitation signal

정을 수행하는 경우 최적위상 값에 대하여 5% 이내로 추정이 가능하였다.

6. 결 론

레졸버를 이용한 속도 측정 및 전동기 전압제어를 하나의 마이크로컨트롤러에서 수행토록 함으로써 인버터 스위칭 노이즈의 영향이 적은 속도 측정 시스템을 구성하였다. 인버터의 스위칭 시점을 피하기 위하여 레졸버 여자신호와 레졸버 출력신호 샘플링 시점 간의 위상동기가 필요하며, 본 논문에서는 이를 자동 조정하는 방식을 제시하였다. 레졸버 신호의 꼭지점에서 샘플링이 일어나도록 레졸버 여자신호 위상의 최적 값을 추정하여야 한다. 위상 추정의 정밀도를 높이기 위하여 최소자승근사법을 이용하여 측정 데이터로부터 근사화 곡선을 추정하고, 이로부터 최적 위상각을 찾아내는 방법을 사용하였다. 제안된 방식의 타당성을 실험을 통하여 검증하였다.

부 록 1

1. 최소자승근사법(least square approximation)을 이용한 측정 데이터의 근사화 곡선 추정^[9]
 측정된 데이터 값으로부터 다음 식과 같은 n차 근사화 곡선을 구하려 하면,

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \tag{A1}$$

식(A1)의 곡선과 측정된 데이터 ($[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7]$, $[Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5, Y_6, Y_7]$)의 오차는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} err_i &= Y_i - y_i \\ &= Y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2 - \dots - a_nx_i^n \end{aligned} \tag{A2}$$

$i = 1 \dots M$

오차의 제곱의 합은 다음과 같고,

$$\begin{aligned} S &= \sum_{i=1}^M err_i^2 \\ &= \sum_{i=1}^M (Y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2 - \dots - a_nx_i^n)^2 \end{aligned} \tag{A3}$$

오차가 최소로 되는 점에서 다음 조건을 만족 한다.

$$\frac{\partial S}{\partial a_0} = \frac{\partial S}{\partial a_1} = \dots = \frac{\partial S}{\partial a_n} = 0 \tag{A4}$$

식(A4)로 부터 다음의 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} M & \sum x_i & \dots & \sum x_i^n \\ \sum x_i & \sum x_i^2 & \dots & \sum x_i^{n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum x_i^n & \sum x_i^{n+1} & \dots & \sum x_i^{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum Y_i \\ \sum x_i Y_i \\ \vdots \\ \sum x_i^n Y_i \end{bmatrix} \tag{A5}$$

식(A5)의 해를 구하면 식(A1)의 계수 a_0, a_1, \dots, a_n 이 얻어진다.

참 고 문 헌

- [1] Smartcoder (AU6802N1) Specifications, Tamagawa Seiki Co., 2003.
- [2] AD2S1200 : 12-Bit R/D Converter with Reference Oscillator, Analog Devices, 200
- [3] M. Mienkina, P. Pekarek and F. Dobes, DSP56F80x Resolver Driver and Hardware Interface, Freescale Semiconductor, Inc., 2002.
- [4] M. Staebler, TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed, Texas Instruments, 2000.
- [5] 목형수, 이정민, 최규하, 김상훈, 조영훈, "PMSM의 벡터제어시 위치센서 오차에 의해 발생하는 토오크 리플에 대한 해석과 그 보상 방법", *전력전자학회 논문지*, 제12권, 제6호, pp. 449-455, 2007.
- [6] Seon-Hwan Hwang, Young-Hwa Kwon, Jang-Mok Kim and Jin-Seok Oh, "Compensation of Position Error due to Amplitude Imbalance in Resolver Signal", *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, pp. 748-756, 2009.
- [7] R.Hoseinnezhad and A.Bab-Hadiasharh, "Calibration of Resolver Sensors in Electromechanical Braking Systems: A Modified Recursive Weighted Least-Squares Approach", *IEEE Trans. on Industrial Elect.*, Vol. 54, No. 2, pp. 1052-1060, 2007.
- [8] L. Harnefors, "Speed Estimation from Noisy Resolver Signals", *Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp. 279-282, 1996.
- [9] C. Gerald and P. Wheatley, *Applied Numerical Analysis*, Addison Wesley, pp. 534-540, 1984.

저 자 소 개



김경서(金庚緒)

1957년 12월 5일생. 1982년 서울대 전기공학
학과 졸업. 1984년 동 대학원 졸업(석사).
1990년 동 대학원 졸업(공학박). 1991년~
1992년 Univ. of Tennessee (Post-Doc).
1984년~현재 LS산전연구소 상무연구위

원, 전력전자연구단장. 당 학회 산학협동이사.