

# FFT를 이용한 주파수 영역의 RVDT 센서 오차 보상

## Frequency Domain Error Compensation of RVDT Sensor using FFT

이 창 수\*\*

Chang Su Lee\*\*

### Abstract

This paper proposes new phase error compensation method of RVDT encoder in the FFT domain. Phase errors are measured with a small combination of compensation resistors and the changes of first order coefficients of FFT for each resistor are obtained. It is found that the coefficient change is inversely proportional to the inserted resistor. The proposed method takes less time and the size of the table is smaller than previous time domain approaches. In addition, the location of the compensation resistor can be found through axis transformation of the coefficients. Finally, the peak-to-peak phase error was improved to 0.57 which is two times better than previous one.

### 요 약

본 논문에서는 FFT 영역을 이용한 새로운 RVDT 인코더의 위상 오차 보상 방법을 제시하였다. 최소 개수의 보상 저항의 조합으로 오차를 측정하고 FFT 변환 후 1차 하모닉 성분의 저항에 따른 계수의 변화를 구하였다. 또한 삽입 저항과 계수의 크기가 반비례 관계에 있음을 알아냈다. 이 방법은 기존의 시간 영역에서의 보상에 비해 테이블을 구하는데 드는 시간이 단축되고 테이블의 크기를 획기적으로 줄일 수 있었다. 또한 축변환을 통해 보상 저항의 위치도 정확히 찾을 수 있었으며 첨두간 위상 오차값을 0.57도 정도로 2배 가까이 개선하였다.

*Key words : Absolute Encoder, RVDT, FFT compensation, Harmonics, Axis transform*

### 1. 서론

디지털 RVDT (Rotary Variable Differential Transformer)는 절대 위치 검출기로 1회전의 각도를 0에서 2048의 정수 데이터화하여 바이너리 코드 또는 그레이 코드의 고정도 위치 데이터를 출력하는 인코더 센서이다 [1].

이는 변압기의 자기 유도 원리를 이용하여 편심 회

전자의 회전에 따라 입력 정현파와 차동 변압기의 출력 정현파와의 위상차를 검출함으로써 현재의 회전 위치를 검출할 수 있다. 회전각을 검출하는 센서는 로터리 인코더를 들 수 있으나 이는 빛을 이용하므로 환경적인 영향을 받을 수 있고 상대적인 회전각을 검출할 뿐이며 정전이 될 경우 현재 위치를 잃어버리는 단점이 존재함은 잘 알려져 있다 [2].

RVDT의 장점은 진동, 충격, 물, 기름, 먼지 등으로부터 우수한 내구성을 가지는 점이다. 또한 센서 본체에 전자 부품을 사용하지 않음으로 신뢰성을 확보할 수 있다. 이러한 장점으로 인해 국내외 제철 업체의 각 세부 공정에서 신뢰성이 검증된 절대 위치 검출 센서로 널리 사용되고 있다. RVDT 시스템의 기본 구성은 센서, 컨트롤러, PLC와 같은 상위 기기와의 I/O 접속부로 나뉘어진다. 이 센서는 부가 기능으로 원점 설정을 간단하게 할 수 있고 상위 기기와의

\* 水原大學校 電子工學科  
(Electronic Engineering, Suwon University)

★ 교신저자 (Corresponding author)  
接受日:2012年 06月 28日, 修正完了日: 2012年 08月 16日  
掲載確定日: 2012年 08月 20日

데이터 접속시에도 동기를 맞추어 정확한 위치 데이터를 출력한다 [3-5].

RVDT는 고정자 및 이에 감는 1, 2차 코일 및 편심회전자로 구성되어 있다[1-3]. 2개의 1차 코일에는 각각 정현파와 역현파가 90도의 위상차를 가지고 인가된다. 2차 코일은 회전자의 회전에 따라 위상이 지연된 정현파가 발생한다. 따라서 1, 2차의 정현파의 위상차를 비교하여 회전각을 검출할 수 있다. 그러나 회전자의 위치에 따른 오차는 기계적이고 인가되는 신호에 따라 오차가 발생하게 마련이다. 이러한 위상 오차를 보정하기 위하여 여러 방법들이 제시되었다 [6-12].

기존 방법은 숙련자가 여러 저항을 삽입하여 오차 측정 후 침두간 값이 보상한도에 들어오는지를 반복적으로 수행하거나 [2, 3] 보상 저항값에 따른 오차의 변화를 테이블화하여 최적의 조합을 찾아내고자 한 것이다 [1]. 지금까지 제시된 방법은 비록 자동화가 가능하나 첫 번째 경우 반복 수행 시간이 많이 걸리고 두 번째 또한 다양한 저항을 삽입 및 측정하여 테이블을 만들거나 최적의 조합을 찾아내는데 걸리는 시간이 오래 걸리는 단점이 있었다.

본 논문에서는 최소 개수의 보상 저항의 조합으로 오차를 측정하고 이 오차 신호를 FFT 변환 후 첫 번째 하모닉 성분의 정현파와 역현파의 크기 계수를 찾아 내고 저항에 따른 계수의 변화를 계산하였다. 또한 삽입 저항 대 오차 변화 테이블 분석에 의하여 저항과 1차 계수의 크기가 반비례 관계에 있음을 알아냈다. 이후 축변환을 통하여 삽입해야 할 저항의 위치에 해당하는 상을 찾아내었다. 최종적으로 삽입할 저항의 값은 이미 구한 반비례 상수로부터 계산하였다. 이와 같은 과정은 기존에 비하여 테이블을 구하는데 드는 노력이 현저히 줄고 보상 저항의 위치도 정확히 찾을 수 있으며 원하는 보상 한계치인 1도 내로 도달함을 확인할 수 있었다.

본문에서는 RVDT 개요, 위상 오차의 정의와 원인 및 FFT 영역 위상 오차 보상 방법을 제시하였고 시뮬레이션 및 실제 실험 결과를 통해 확인하였다. 이후 결론을 맺었다.

## II. 본론

### 1. RVDT 개요

RVDT의 내부 구조는 그림 1과 같다. 4개의 극에는 1차 코일과 2차코일이 감겨져 있는데 1차 코일에는 정현파와 역현파가 인가된다. 편심 회전자가 회전함에 따라 2차 코일에 유도되는 상호 인덕턴스의 변화로 회전 변위 측정이 가능해진다 [10].

그러나 90도씩 떨어져 있는 1, 2차 코일의 인덕턴스와 코일의 회전수, 지름 등이 균일하지 않고 편심회전자가 정확한 위치에 놓이지 않는 등 구조적 오차가 발생할 수 있다. 또한 1차 코일에 인가되는 정현파와 역현파가 정확히 90도의 위상차를 유지해야 하며 크기도 동일해야 한다. 이러한 조건들을 만족하지 못할 경우 회전에 따른 오차가 발생한다.

2차 출력의 유기 기전력 E는 (1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 E &= (e_x - e_{\bar{x}}) - (e_y - e_{\bar{y}}) \\
 &= wL_0(1 + a \cos\theta)I \sin wt - wL_0(1 - a \cos\theta)I \sin wt \\
 &\quad - wL_0(1 + a \sin\theta)I \cos wt + wL_0(1 - a \sin\theta)I \cos wt \\
 &= K \sin(wt - \theta)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

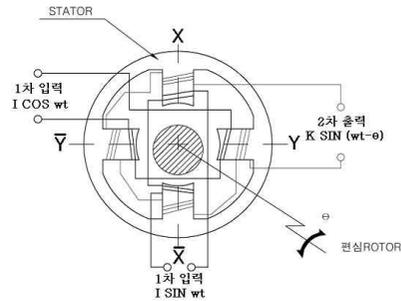


Fig. 1. RVDT structure  
그림 1. RVDT 구조

여기서  $e_i$  : i-극의 2차코일 유기전압,  $L_0$  : 기준 인덕턴스,  $a$  : 각 극의 인덕턴스 변화계수,  $\theta$  : 회전자의 기계적인 회전각,  $I$  : 1차코일의 여기 전류 크기,  $w$  : 1차코일의 여기 전기 각속도 이며  $K$ 는  $2awL_0I$ 이다. 편심 회전자가 회전이 이상적인 경우라면 출력정현파와 입력정현파의 위상차는 편심 회전자가 회전한 거리만큼 발생한다. 하지만 실제 RVDT 센서 네 극에 위치한 코일의 인덕턴스 값이 일치하지 않는 등 출력 파형은 이상적인 파형과 오차를 보인다.

### 2. 위상 오차의 정의와 원인

다음 그림 2는 RVDT 회로도이다 [1]. 회로에서 A, B, C, D극은 각각 X, Y, X-bar, Y-bar를 나타낸다. 그림 3은 센서의 보정을 위하여 구성한 보정 장치 블록도이다. 모터 M과 속도를 줄이기 위한 감속기어를 이용하여 센서 Sen과 엔코더 Enco를 구동한다. 그림 3에서 오차 e의 정의는 (2)와 같다.

$$e = s - r \tag{2}$$

여기서  $s$ 는 센서의 출력이고  $r$ 은 엔코더의 출력을 말한다. 엔코더 출력은 오차 측정의 기준 신호로 간주된다. 이는 8092개의 펄스를 출력하는 광학 엔코더를 사용하였다. RVDT는 컨트롤러에서 2048까지 카운트하는 출력을 발생한다. 즉 광학 엔코더는 2048 펄스의 정밀도를 가지고 있다. 그러나 A상과 90도 차이나는 B상을 입력 받아 I/O 장치에서 각 상의 상승과 하강 에지를 검출하게 되면 4배로 정밀도를 높일 수 있으므로 이와 같이 사용한다.

2상 센서의 오차를 분석하면 그림 4와 같이 주기성을 포함함을 관찰할 수 있다. 따라서 FFT 분석을 하면 각 주기에 따른 하모닉 성분을 분해해 낼 수 있다. 여기서는 1Hz로부터 8Hz 까지의 하모닉 성분으로 분해하였다.

센서 오차의 원인은 하모닉 성분 별로 다르다. 우선 1Hz 오차는 고정자와 회전자 의 동심도가 벗어남으로 인해 발생하는 오차이다. 이는 센서 중심축의 가공 오차로 인한 것이다. 일반적으로  $1\mu\text{m}$  당  $0.2^\circ \sim 0.5^\circ$  의 오차가 발생한다. 다른 이유는 A-C상(sin 상)과 B-D상(cos 상) 간의 코일의 임피던스 밸런스가 차이남으로 인해 발생한다. 이러한 오차의 보상은 외부 보상 저항에 의해 어느 정도 제어 가능하다. 즉 R1 ~ R4조절에 의해 가능하다.

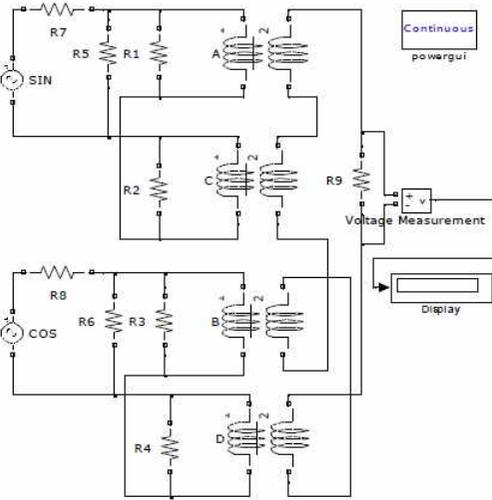


Fig. 2. Sensor circuits  
그림 2. 센서 회로도

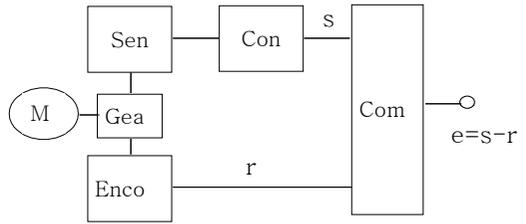


Fig. 3. Compensation configuration blocks  
그림 3. 보상 장치 구성 블록도

2Hz 오차의 원인은 입력 정현파와 여현파 간의 전압 레벨의 차이로 인해 발생한다. 또한 정현파와 여현파 간의 90도 위상차가 정확하지 않기 때문에 발생한다. 이와 같은 오차의 보상은 정밀한 정현파와 여현파의 인가가 중요하다. 저항에 의한 제어는 R5와 R6에 의해 부분 제어가 가능하다.

4Hz 오차의 경우 로터의 편심량 및 로터 가공면의 불균일로 인한 경우이다. 이와 같은 오차의 제어는 정밀한 가공에 의한 방법뿐이다. 외부 저항으로는 보정 불가능하다.

**3. FFT 영역 위상 오차 보상**

위상 오차의 보상은 R1-R6의 저항을 삽입함으로써 이루어진다. 센서를 반시계 방향(CCW)으로 1회전 시 보상 저항으로 인한 오차 파형의 변화를 알아본다. 1회전 시 컨트롤러는 0에서 2047까지의 정수값을 출력한다.

그림 4는 기본 오차 파형 및 R1에 보상 저항을 삽입 시 오차 파형의 변화를 실제 구현된 실험 장치를 통하여 구한 것이다. 저항 값은 5.6k, 10k, 30k의 저항을 이용하였다. 그림 4에서 맨 상위 파형이 저항이 없는 경우에 해당하는 기본 오차 파형이다. 즉, 무보정 시 약 1.2도의 침두간 오차값을 보이고 있다. 맨 아래 파형부터 위의 저항 순서로 삽입 시 오차 파형을 나타냈다. 기본 오차 파형을 보면 주기성을 갖는 것을 알 수 있다. 보정을 통하여 기본 파형의 침두간 값을 최소화하는 것이 목적이다.

그림 4에서 보듯이 A상과 관련된 R1은 특정 회전각(740) 주변의 위상 오차를 변화시킴을 알 수 있다. 저항 값이 작을수록 파형의 변화가 급격하며 선형적으로 변하고 있다.

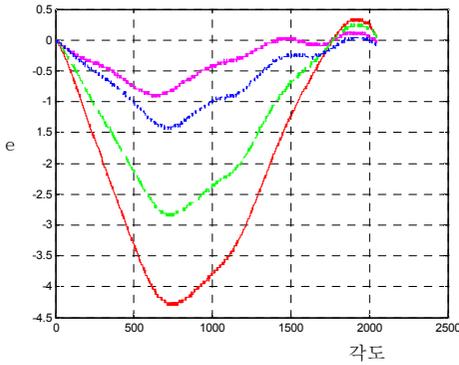


Fig. 4. Basic error waveform and it's change when R1 is inserted

그림 4. 기본 오차 파형 및 R1에 보상 저항 삽입 시 오차 파형의 변화

그림 5는 동일한 방법으로 C상의 보상 저항인 R2에 세 가지 보상 저항을 삽입 시 오차 파형의 변화를 구하였다. 그림 6과 7은 B와 D상의 보상 저항인 R3와 R4의 변화에 따른 오차 파형의 변화를 나타낸 것이다.

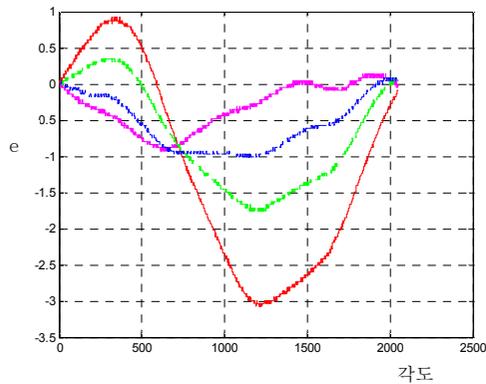


Fig. 5. Basic error waveform and it's change when R2 is inserted

그림 5. 기본 오차 파형 및 R2에 보상 저항 삽입 시 오차 파형의 변화

각 A, B, C, D상에 5.6k, 10k, 30k의 저항을 삽입하므로 총 12개의 오차 파형을 구한다. 다음은 각 파형을 FFT 변환을 수행한다. FFT 계수로부터 1차 코일의 입력과 동일한 FFT 하모닉 성분인 정현파와 여현파로 분해할 수 있다. 이를 위하여 다음과 같이 복소 DFT를 삼각함수 형태로 변형하였다.

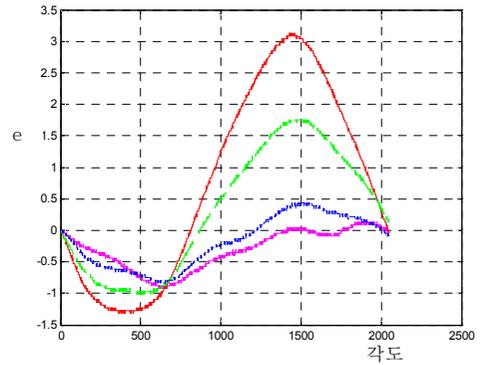


Fig. 6. Basic error waveform and it's change when R3 is inserted

그림 6. 기본 오차 파형 및 R3에 보상 저항 삽입 시 오차 파형의 변화

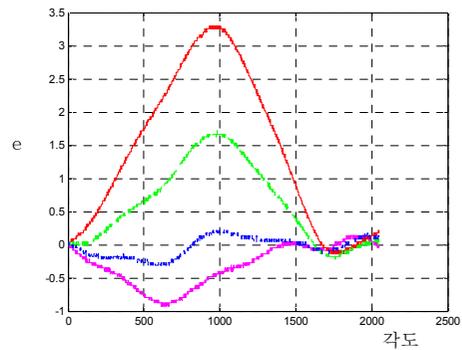


Fig. 7. Basic error waveform and it's change when R4 is inserted

그림 7. 기본 오차 파형 및 R4에 보상 저항 삽입 시 오차 파형의 변화

우선 일차원 DFT의 정의는 다음과 같다.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (3)$$

1차원 IDFT의 정의는 다음과 같다.

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk}, n=0,1,2,\dots,N-1 \quad (4)$$

(4)를 삼각함수 형태로 변형한다.

$$x_n = \frac{1}{N} X_0 + \sum_{k=1}^{N-1} A_k \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk\right) + \sum_{k=1}^{N-1} B_k \sin\left(\frac{2\pi}{N}nk\right) \quad (5)$$

여기서,

$$A_k = \frac{2}{N} \text{Re}[X_k] \quad (6)$$

$$B_k = -\frac{2}{N} \text{Im}[X_k]$$

식 (3), (4)를 이용한 (5), (6)의 전개 과정은 부록에 나타내었다.

그림 8은 오차 파형을 FFT한 결과이다. 이 중 10번째 하모닉까지의 부분을 확대하면 그림 9와 같다. 이는 R4에 30k 저항을 삽입했을 경우 발생하는 오차에 대한 8번째까지의 하모닉 성분들을 분해한 것이다. 하모닉 성분의 분해를 위하여 (5)와 (6)을 이용하였다. 우선 FFT에 의하여  $X_k$ 를 구하고 이로부터 (6)과 같이  $A_k$ 와  $B_k$ 를 구한다. 이로부터 (5)에 의하여  $x_n$ 을 구한다. 그림 10에서 1차 하모닉 성분이 분해된 오차의 가장 중요한 부분을 나타낸다. 즉, 1차 하모닉 성분의 제거가 가장 중요한 요소임을 알 수 있다. dc 성분을 포함한 8개의 하모닉 성분을 합산하면 근사 파형(App)을 구할 수 있는데 그림 10에서와 같이 오차의 측정 파형(Mea)과 매우 흡사하게 일치함을 알 수 있다.

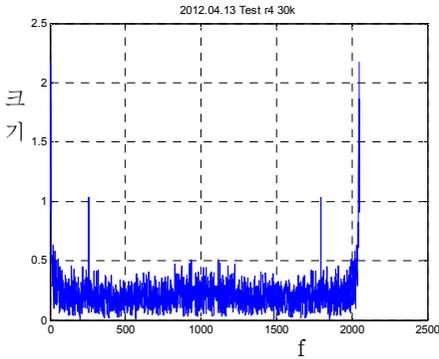


Fig. 8. FFT with R4=30k  
그림 8. R4에 30k 보상 저항 삽입 시 FFT

오차 보상 저항을 자동으로 계산하기 위하여 다음의 절차를 따른다.

첫째, 푸리에 변환 계수  $A_1$ 와  $B_1$ 를 구하고 각 상에 대해 저항 별로 변화량을 구한다. 즉  $|\Delta X_1| = \sqrt{\Delta A_1^2 + \Delta B_1^2}$ 을 구한다. 여기서  $\Delta A_k = \hat{A}_k - A_k$ ,  $\Delta B_k = \hat{B}_k - B_k$ 이고,  $\hat{A}_k$ 와  $\hat{B}_k$ 는 각각 보상 저항 삽입 후의 계수이다.  $k=1$ 일 경우 첫 번째 하모닉이다.

저항값과  $|\Delta X_1|$ 의 관계를 알아 보기 위하여 그림 11과 같이 보상 저항의 변화에 따른  $|\Delta X_1|$ 의 변화를

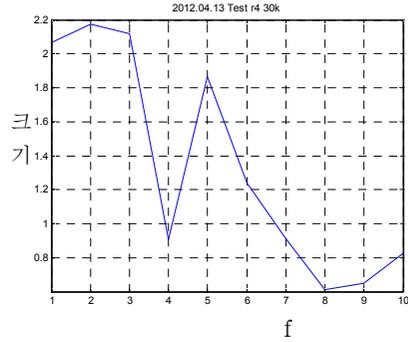


Fig. 9. FFT partly enlarged  
그림 9. FFT 주요부 확대

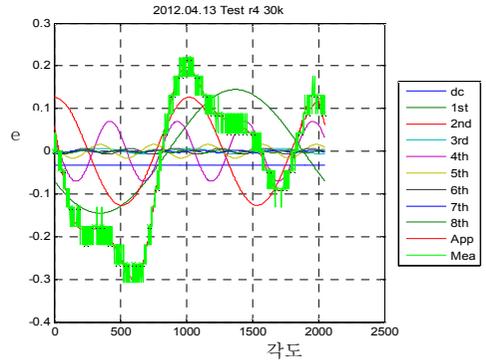


Fig. 10. Error waveform and its approximation according to harmonics (App: approximated, Mea: measured)  
그림 10. 오차 파형 및 하모닉 성분예 의한 근사 파형 (App: 오차의 근사 파형, Mea: 오차의 측정 파형)

그래프로 도시하였다. 가로축은 보상 저항이고 세로축이 FFT 계수의 변화이다. 그래프에서 반비례 관계를 예측할 수 있다. 실제로  $R|\Delta X_1|$ 를 구해 보면 그림 12와 같이 상수에 근접한 곡선을 보이고 있음을 알 수 있다.

둘째, 보상 저항의 위치를 자동으로 알아내기 위하여 축변환을 이용한다. 오차 곡선은 0으로 접근하는 것이 바람직하므로  $|\Delta X_1|$  값도 0으로 접근할수록 좋을 것이다.  $|\Delta A_1|$ 과  $|\Delta B_1|$ 의 변화량이 가장 작은 것을 골라서 이 위치에 저항을 삽입한다. 변화량이 가장 작은 값을 조사하기 위해서는 축 변환 방법을 이용한다. 즉 cos 축을 x축으로 놓고, sin 축을 y축으로 놓는다. 임의의 저항에 대하여  $\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{B_1}{A_1}\right)$ 을 구한다. 이 각도를 0-2047 사이의 count 값으로 변환하여

이 위치를 시작으로 오차 곡선을 재배열한다. 즉,  
 $\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{-0.3729}{0.1982}\right) = -0.1082$  (rad)로부터  $\text{count} = \text{round}\left(\frac{2048/2}{\pi}(\alpha+2\pi)\right) = 1695$ 이다. 이렇게 하면 보상해야 할 저항의 위치는 작은  $|\Delta X_1|$ 의 변화 위치에서 쉽게 찾을 수 있다.

표 1은 각 저항의 변화에 따른 여현파와 정현파의 계수  $A_1$ 과  $B_1$  및 변화분  $\Delta A_1$ 과  $\Delta B_1$ ,  $|\Delta X_1|$ ,  $R|\Delta X_1|$ 을 테이블화하였다.

표 2는 R1의 5.6k 저항을 기준으로 축변환 후의 데이터를 나타낸다. 표 2에서  $R|\Delta X_1|$ 의 평균치는 맨 우측 열의 10.8522임을 알 수 있다. 따라서  $R = \frac{10.85}{|\Delta X_1|}$ 에 의해 근사 저항값을 구할 수 있다.

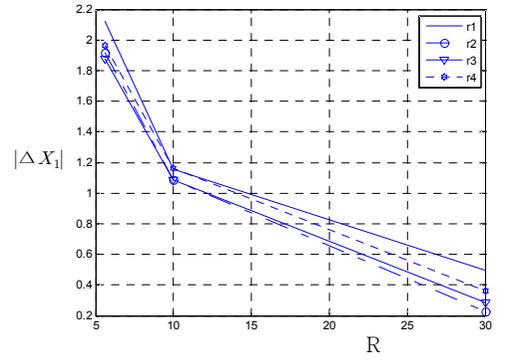


Fig. 11.  $|\Delta X_1|$  vs. compensation resistors  
 그림 11. 보상 저항의 변화에 따른  $|\Delta X_1|$ 의 변화

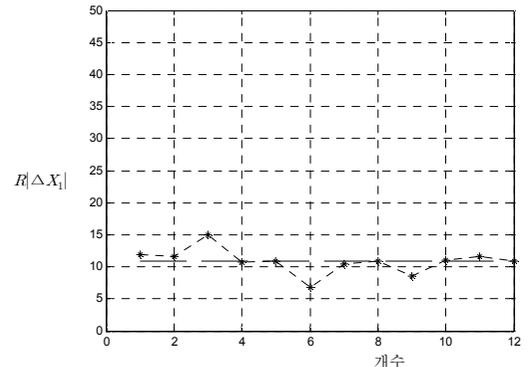


Fig. 12.  $R|\Delta X_1|$  vs. compensation resistors(R1-R4)  
 그림 12. 보상 저항(R1-R4)의 변화에 따른  $R|\Delta X_1|$ 의 변화

표 2에 따르면 sin의 기본파의  $|\Delta X_1| = 0.3548$ 이다. 또한 변화분의 최고치는 1.96527로 이 값은 저항  $R_4$ 를 조정해야만 함을 가리키고 있다. 따라서  $R_4 = \frac{10.85}{0.3548} = 30.58k\Omega$ 의 저항값으로 결정됨을 알 수 있다.

Table 1. Data before axis transformation

표 1. 축변환 전의 데이터

기본파	cos	변화분	sin	변화분	$ \Delta X_1 $	$R \Delta X_1 $	평균
5.6	1.229	1.0308	1.4825	1.85543	2.1226	11.8863	10.8522
10	0.7949	0.5967	0.6179	0.99082	1.1566	11.5662	10.8522
30	0.5062	0.3081	0.0179	0.39075	0.4976	14.9274	10.8522
5.6	-0.6976	-0.8958	-2.0677	-1.6948	1.917	10.7351	10.8522
10	-0.2723	-0.4704	-1.3502	-0.9773	1.0846	10.8464	10.8522
30	0.0742	-0.124	-0.5626	-0.1897	0.2267	6.79955	10.8522
5.6	1.8819	1.6837	-1.2049	-0.832	1.8781	10.5173	10.8522
10	1.1844	0.9863	-0.8244	-0.4515	1.0847	10.847	10.8522
30	0.4814	0.2833	-0.4119	-0.039	0.286	8.57898	10.8522
5.6	-1.5338	-1.732	0.5564	0.92932	1.9655	11.007	10.8522
10	-0.7994	-0.9976	0.2213	0.59418	1.1611	11.6113	10.8522
30	-0.0695	-0.2677	-0.127	0.24585	0.3635	10.9036	10.8522

Table 2. Data after axis transformation

표 2. 축변환 후의 데이터

5.6k	cos	변화분	sin	변화분	$ \Delta X_1 $	$R \Delta X_1 $	평균
5.6	-0.229	0	-0.3548	0	0	0	0
5.6	1.8936	2.1225	-0.3502	0.00461	2.1226	11.8863	10.8522
10	0.927	1.156	-0.3927	-0.0379	1.1566	11.5662	10.8522
30	0.2624	0.4914	-0.4333	-0.0784	0.4976	14.9274	10.8522
5.6	-2.1454	-1.9165	-0.399	-0.0442	1.917	10.7351	10.8522
10	-1.3116	-1.0826	-0.4206	-0.0658	1.0846	10.8464	10.8522
30	-0.4551	-0.2261	-0.3391	0.01574	0.2267	6.79955	10.8522
5.6	-0.1345	0.0945	-2.2305	-1.8757	1.8781	10.5173	10.8522
10	-0.1423	0.0867	-1.436	-1.0812	1.0847	10.847	10.8522
30	-0.1249	0.104	-0.6212	-0.2664	0.286	8.57898	10.8522
5.6	-0.262	-0.033	1.6105	1.96527	1.9655	11.007	10.8522
10	-0.1966	0.0324	0.8059	1.16068	1.1611	11.6113	10.8522
30	-0.1448	0.0841	-0.0012	0.35358	0.3635	10.9036	10.8522

그림 13은 R4에 20k 보상 저항 삽입 시 실제 측정된 오차 파형이다. 그림에서 첨두간 값은 0.87도 정도를 보이고 있다. 본 과정대로 구한 R4=30.58k에 근접한 30k의 보상 저항을 삽입 시 그림 14와 같은 오차 파형을 보였으며 첨두간(peak-to-peak) 값이 0.57도 정도로 줄어들었음을 알 수 있다.

보상 전의 오차의 첨두간 값이 1.05이므로 약 45.7%의 보상율을 보인다. [1]의 시간 영역의 오차 보상 방법에서는 보상 전 첨두간 값이 3.428이고 보상 후 첨두간 값이 0.879이었다. 본 방법에서는 비록 1.05의 작은 초기 첨두간 오차를 가지고 보상을 시작하더라도 보상 결과 0.57도로 시간 영역 방법인 0.879도보다 작은 첨두간 값을 얻을 수 있다. 또한 본 방법은 시간 영역에서 테이블을 만들어야 하는데 드는 계산량을 획기적으로 줄일 수 있다. 또한 실험

치와 이론치가 잘 일치함을 알 수 있었다.

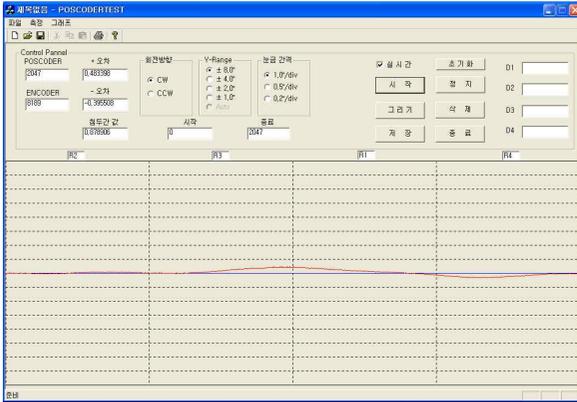


Fig. 13. Measured error waveform with R4=20k  
 그림 13. R4 = 20k일 때 실제 측정된 오차 파형

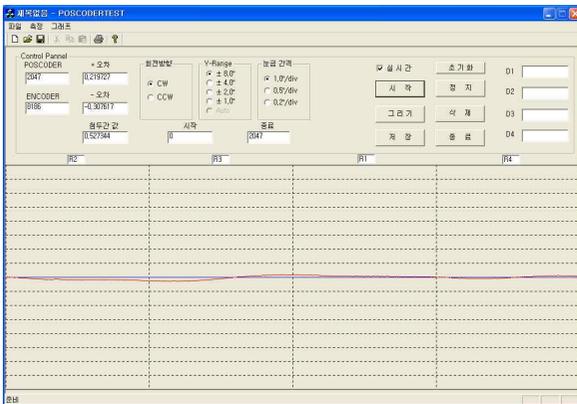


Fig. 14. Completed error waveform measured with R4 = 30k

그림 14. R4 = 30k로 완료된 보정 파형

### III 결론

RVDT 오차 보상은 최근 시간 영역에서의 보상 방법이 제시되었으나 테이블 생성 및 최적의 저항 조합을 찾는 데 시간이 오래 걸릴뿐 아니라 오차 개선은 약 1도 정도의 침두간 값을 얻는데 그쳤다.

본 논문에서는 최소 개수의 보상 저항의 조합으로 오차를 측정하고 이 오차 신호를 FFT 변환 후 첫 번째 하모닉 성분의 정현파와 여현파의 크기 계수를 찾아 내고 저항에 따른 계수의 변화를 계산하였다. 또한 삽입 저항 대 오차 변화 테이블 분석에 의하여 저항과 1차 계수의 크기가 반비례 관계에 있음을 알아

냈다. 이 후 측변환을 통하여 삽입해야 할 저항의 위치에 해당하는 상을 찾아내었다.

본 논문에서는 새로운 FFT를 이용한 주파수 영역에서의 보상을 수행하여 테이블의 크기를 획기적으로 줄일 수 있으며 침두간 값을 0.57도 정도로 2배 가까이 개선하였다.

### 부록

(3)으로부터  $x_n$ 의 삼각함수 표현은 다음과 같다,

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, k=0,1,2,\dots,N-1$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} x_n \sin\left(\frac{2\pi}{N}nk\right)$$

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk}$$

$$= \frac{1}{N} X_0 + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} \left( X_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk} + X_{-k} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \right)$$

$$= \frac{1}{N} X_0 + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} \left( |X_k| e^{j\angle X_k} e^{j\frac{2\pi}{N}nk} + |X_{-k}| e^{j\angle X_{-k}} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \right)$$

한편,

$$|X_k| = |X_{-k}|, \angle X_k = -\angle X_{-k} \text{ 이므로}$$

$$x_n = \frac{1}{N} X_0 + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} |X_k| \left[ e^{j\left(\frac{2\pi}{N}nk + \angle X_k\right)} + e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}nk + \angle X_k\right)} \right]$$

$$= \frac{1}{N} X_0 + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} 2|X_k| \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk + \angle X_k\right)$$

$$= \frac{1}{N} X_0 + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} 2|X_k| \cos(\angle X_k) \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk\right)$$

$$- \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} 2|X_k| \sin(\angle X_k) \sin\left(\frac{2\pi}{N}nk\right)$$

$$= \frac{1}{N} X_0 + \sum_{k=1}^{N-1} A_k \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk\right) + \sum_{k=1}^{N-1} B_k \sin\left(\frac{2\pi}{N}nk\right)$$

where,

$$A_k = \frac{2}{N} |X_k| \cos(\angle X_k) = \frac{2}{N} \text{Re}[X_k]$$

$$B_k = -\frac{2}{N} |X_k| \sin(\angle X_k) = -\frac{2}{N} \text{Im}[X_k]$$

또는,

$$A_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk\right)$$

$$B_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \sin\left(\frac{2\pi}{N}nk\right)$$

## 참고문헌

- [1] 안기호, 김시현, 양윤기, 이창수, “테이블 방법을 이용한 절대위치 검출기 위상 오차 보상의 개선”, 제어로봇시스템공학회논문지, vol. 16, no. 10, pp. 975-981, Oct. 2010.
- [2] 안기호, 김시현, 양윤기, 이창수, “절대위치 검출기의 위상 오차 보상 방법의 자동화”, ICROS10, Kangwon University, pp. 613-616, May 27-28, 2010.
- [3] 안기호, 이창수, “절대위치 검출 센서의 위상 오차 보상 방법의 개선”, Control, Automation, and Systems Symposium CASS-2009, pp. 995-999, 부산 BEXCO, Sep. 2 -4, 2009.
- [4] 전지혜, 신동윤, 양윤기, 이창수, “레졸버 기반의 절대위치 검출 센서 제어기의 FPGA 구현”, Control, Automation, and Systems Symposium CASS-2007, pp. 354-359, 부산대학교, May 31 - June 2, 2007.
- [5] 전지혜, 신동윤, 양윤기, 황진권, 이창수, “레졸버 기반의 절대위치 검출 센서 제어기의 FPGA 구현” 제어·자동화·시스템공학 논문지, Vol. 13, No. 10, pp. 970-977, Oct. 2007.
- [6] 신동윤, 양윤기, 이창수, “절대 변위 측정용 RVDT의 위상 오차 보상” 제어·자동화·시스템공학회논문지, Vol. 12, No. 7, pp. 658-665, Jul. 2006.
- [7] 신동윤, 이창수, “회전형 절대위치 검출기의 오차 해석에 관한 연구”, Control, Automation, and Systems Symposium CASS-2006, pp. 338-343, KINTEX Jun. 1-3, 2006.
- [8] 양윤기, 이창수, 양수미, “DFT를 사용한 고속 Constant Modulus Algorithm의 성능 분석”, 한국전기전자학회논문지, 제 13권, 1호, pp. 1-10, Mar. 2009.
- [9] F. Yassa and S. Garvericks, “Multichannel digital demodulator for LVDT/RVDT position sensors,” IEEE J.Solid-State Circuits, vol. 25, pp. 441-445, Apr.1990.
- [10] ABSOCODER Technical Guide, NSD Corp. 2003.
- [11] A Discussion of Encoder Technology’s Converter and Impedance Detector Technology, Encoder Technology Corp. 2000.
- [12] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, Sensor and Signal Conditioning. Wiley, New York, 1991.

## 저 자 소 개

## 이 창 수 (정회원)



1985년: 서울대학교 제어계측공학과 (공학사)

1987년: 서울대학교 제어계측공학과 (공학석사)

1997년: 서울대학교 제어계측공학과 (공학박사)

1987년 4월: 삼성전자(주) 연구원

1998년 - 1993년: 현대전자(주) 과장

1997년 9월 - 현재: 수원대학교 전자공학과 부교수

<주관심분야> 영상처리, OCT, 산업전자제어