

TIADC 구조를 갖는 상용 실시간 오실로스코프 보정 기법

서정빈, 박초윤, 권성욱, 이정훈, 박영철*
한국외국어대학교 전자공학과*

{seojb12, chocho0329, 201800472, tantheta, *ycpark}@hufs.ac.kr

Calibration of Commercial TIADC Real-Time Oscilloscope

Jung Bin Seo, Cho Youn Park, Seong Uk Kwon, and Young Chul Park,*
Department of Electronics Engineering, Hankuk University of Foreign studies

요약

본 논문에서는, 상용 DRTO(digital real-time oscilloscope)의 채널에 포함된 ADC(analogue-digital-converter)의 개수를 파악한다. 여러 ADC 를 활용하여 TIADCs(time-interleaved analog-to-digital converters)를 구현할 때 필연적으로 왜곡 및 오류가 발생한다. 이에 대해 수식적으로 접근하고, 이를 해결하는 방안을 제시 후 실제 왜곡이 교정된 파형을 확인해본다.

I. 서론

상용 DRTO 는 기본적으로, 여러 개의 ADC 를 활용하여 TIADCs 를 구현한다. TIADCs 기반의 DRTO 구조는 시간 영역에서 계산된다. 각 ADC 는 sampling rate 을 down conversion 후 취합하여 원했던 sampling rate 에 대한 파형을 출력한다. 이렇게 취합된 DRTO 파형은 phase 문제 등 여러 오차와 왜곡을 가지게 되는데, 이러한 오차와 왜곡들에 대한 교정이 필요하다.

II. 본론

TIADCs 는 여러 개의 ADC 를 병렬로 연결하여 고주파 신호를 측정하는 방법이다. 각 ADC 는 입력 신호를 동일한 시간 간격으로 샘플링하고, 이러한 샘플들은 시간적으로 교차되어 하나의 고주파 신호를 측정한다. 여러 개의 ADC 를 사용함으로써, 하나의 ADC 로는 측정할 수 없는 매우 넓은 대역폭의 신호를 측정할 수 있게 하는데, 각 ADC 가 갖는 DC offset 문제등, 신호를 취합하는 과정에서 정교하지 못하다는 문제점이 있다. 이에, 시간영역에서 여러 ADC 를 사용함으로써 발생하는 왜곡을 바로잡기 위해서는 ADC 의 개수를 파악해야 한다. 이를 위해서 시간 영역에서 해석한 ADC 를 그림 1 과 같이 주파수 영역에서 등가 시스템으로 재구성한다.

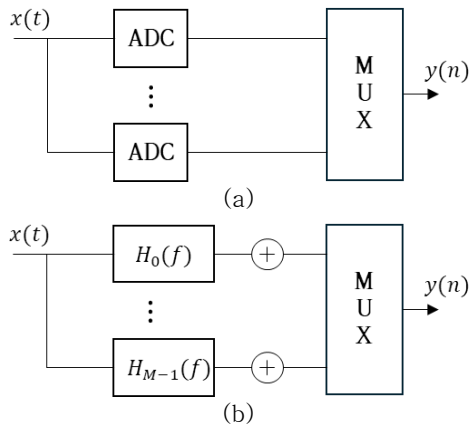


그림 1. (b)는 (a)의 주파수 영역에서의 등가시스템 $H_k(f)$ 는 전달 함수이며, k 는 채널의 순번을 나타낸다. 그림 1(b)의 출력은 입력 신호와 적절한 응답함수 h_k 의 convolution 으로 나타낼 수 있다.

$$y_k(t) = (x * h_k)(t) \quad (1)$$

다중 채널 데이터의 분석을 위해, 채널별로 데이터를 분리하고 보정하는 것이 목표이므로, 시간을 기준으로 데이터를 분리하고 이를 각 채널에서 발생하는 오차를 고려하여 데이터를 정리해야 한다. 우선, 등 간격 시간 벡터(일정한 간격으로 sampling 된 시간의 집합)를 사용하여 각 채널에서의 데이터를 시간 간격으로 분리한다. 이는 측정된 데이터를 해당하는 시간 단위로 나누어 각 채널에서의 신호를 독립적으로 분석하게 해준다.

$$\vec{t} = [t_1, t_2, \dots, t_N]^T \in \mathbb{R}^N, t_i = t_1 + (i-1)T_s; i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (2)$$

T_s 는 sampling 시간에 대한 간격이며, TIADC 시스템의 sample 에 대한 이산적인 출력은 $\vec{y} \in \mathbb{R}^N$ 이다. M 개의 ADC 에 대하여 k 번째 채널에 대한 출력은 $\vec{y}_k \in \mathbb{R}^{\frac{N}{M}}$ 이며, 이는 다음 수식과 같다.

$$\vec{y}_k[i] = \vec{y}[(i-1)M + k], i \in \{1, 2, \dots, \frac{N}{M}\} \quad (3)$$

식 (1)에 대하여 측정된 k 번째 출력을 주파수 영역에서 변환하면 식 (4)와 같으며,

$$Y_{k, meas}(f) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X\left(f - \frac{m}{MT_s}\right) H_k\left(f - \frac{m}{MT_s}\right) e^{-j2\pi k \frac{m}{M}} \quad (4)$$

일반적인 행렬 형태로써 식 (5)와 같이 대체할 수 있다.

$$Y_{MEAS} = \frac{1}{M} (H \cdot E) X \quad (5)$$

식 (5)에 대한 행렬 인자들은 식(6)~(9)와 같다.

$$Y_{MEAS} = \begin{bmatrix} Y_{0, meas}(f) \\ \vdots \\ Y_{k, meas}(f) \\ \vdots \\ Y_{M-1, meas}(f) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$X = \begin{bmatrix} X(f) \\ \vdots \\ X\left(f - \frac{m}{MT_s}\right) \\ \vdots \\ X\left(f - \frac{(M-1)F_s}{M}\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$H = \begin{bmatrix} H_0(f) & \dots & H_0\left(f - \frac{mF_s}{M}\right) & \dots & H_0\left(f - \frac{(M-1)F_s}{M}\right) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ H_k(f) & \dots & H_k\left(f - \frac{mF_s}{M}\right) & \dots & H_k\left(f - \frac{(M-1)F_s}{M}\right) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ H_{M-1}(f) & \dots & H_{M-1}\left(f - \frac{mF_s}{M}\right) & \dots & H_{M-1}\left(f - \frac{(M-1)F_s}{M}\right) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$E = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi(M)\frac{0}{M}} & \dots & e^{-j2\pi(M-m)\frac{0}{M}} & \dots & e^{-j2\pi(1)\frac{0}{M}} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ e^{-j2\pi(M)\frac{k}{M}} & \dots & e^{-j2\pi(M-m)\frac{k}{M}} & \dots & e^{-j2\pi(1)\frac{k}{M}} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ e^{-j2\pi(M)\frac{M-1}{M}} & \dots & e^{-j2\pi(M-m)\frac{M-1}{M}} & \dots & e^{-j2\pi(1)\frac{M-1}{M}} \end{bmatrix} \quad (9)$$

측정값 Y_{MEAS} 를 알고, 각 채널의 전달함수 H 를 안다면, 역행렬을 통해 교정된 신호 X 를 추정할 수 있다.

$$X = M(H \cdot E)^{-1}Y_{MEAS} \quad (10)$$

전달함수 H 를 구하기 위해, LSQ(least square fitting) 함수 식을 도입한다. 식은 아래와 같다.

$$y_k(t) = A_{0,k} + A_{1,k} \cos(\omega t) - A_{2,k} \sin(\omega t) + A_{3,k} \cos(2\omega t) - A_{4,k} \sin(2\omega t) + A_{5,k} \cos(3\omega t) - A_{6,k} \sin(3\omega t) + n(t) \quad (11)$$

위 수식의 기본 주파수 인자($A_{1,k}, A_{2,k}$)를 통해 전달함수 $H_k(f)$ 를 추정할 수 있다.

$$A_k(f) = \sqrt{A_{1,k}(f)^2 + A_{2,k}(f)^2} \quad (12)$$

$$\phi_k(f) = \text{atan2}(A_{2,k}, A_{1,k}) \quad (13)$$

식 (12)와 식 (13)은 채널의 주파수별 전달함수 H_k 의 크기와 위상에 대한 함수다. 수식의 타당성을 검증하기 위하여, 상용 RTDO 의 ADC 개수를 파악 후 단일 CW 신호를 인가하여, 교정된 신호를 확인한다. 우선 ADC 개수의 파악을 위해, 상용 RTDO 의 sampling rate 을 20 G/sa 로 하여 8M 개의 데이터를 추출하고, 0V dc 전압을 인가하여 피크(peak)지점을 확인한다. 그림 2 에서 확인 가능하듯, 312.5 MHz 마다 각 ADC 의 dc offset 이 적용되어 interval 이 나타난다고 추정할 수 있다.

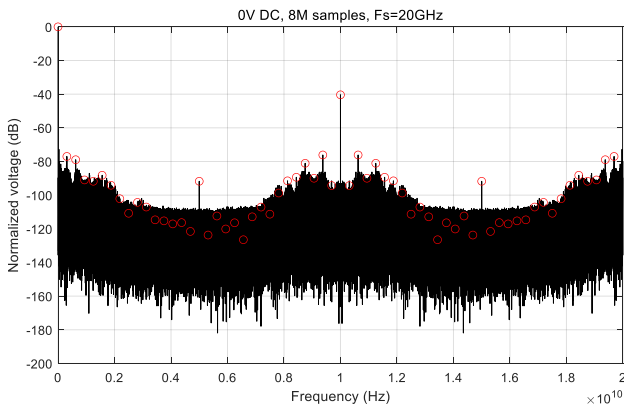


그림 2. dc 신호를 인가한 상용 RTDO 의 주파수 스펙트럼

이에 상용 RTDO 의 ADC 의 개수는 64 개로 추정할 수 있다. 교정에 대한 검증을 하기 위해 77 MHz 의

CW(cosine wave)신호를 인가하여 상용 RTDO 에서 8M 개의 데이터에 대해, sampling rate 20G/sa 로 데이터를 추출하도록 한다. 64 개의 ADC 를 계산의 용이성을 위해, down conversion 하여, 8 개의 ADC 로 간주한다. 간주된 각 ADC 는 sampling rate 2.5G/sa 과 같다. 8 개의 ADC 에 대해, 각 채널의 주파수 출력은 그림 3 과 같다. 식 (11)~식 (13)에서 구한 전달함수 H 와 식 (10)을 이용한 교정된 신호 X 의 주파수 스펙트럼은 그림 4 와 같다. 그림 4 에서 상단 그림의 빨간 동그라미 부분은 8 개의 ADC 로 인한 dc offset 으로 볼 수 있으며, 교정 결과 그림 4 의 하단에서 제거가 된 결과를 확인 할 수 있다.

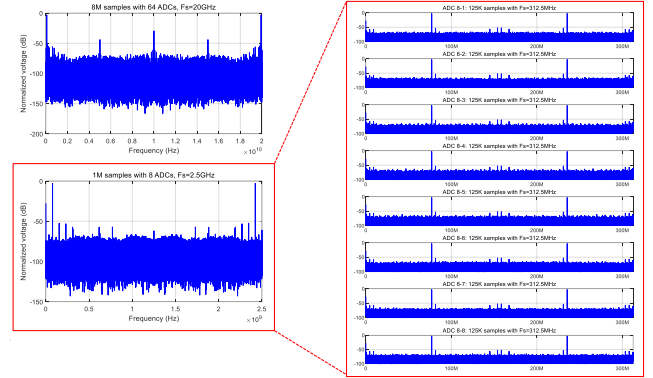


그림 3. 8 개의 채널에 대한 주파수 스펙트럼

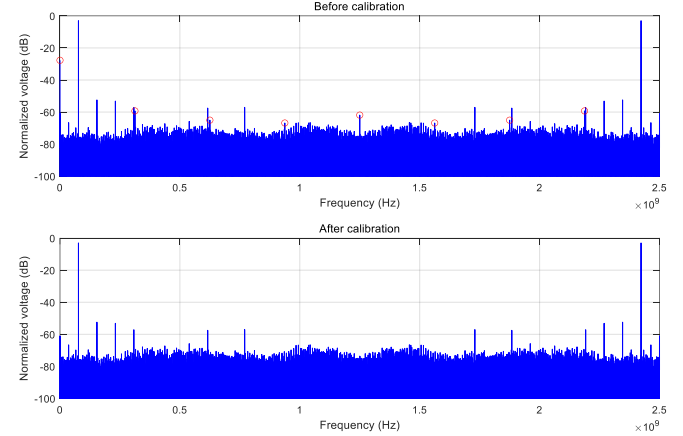


그림 4. 상단부터 하단으로 교정 전 스펙트럼, 교정 후 스펙트럼

III. 결론

상용 TIADC 기반의 상용 RTDO 의 ADC 개수 파악이 가능함을 확인하였고, 여러 ADC 를 사용함으로써 인해 오차가 발생함 또한 확인하였다. 이를 LSQ 함수의 기본주파수 인자를 도입하여, 각 채널의 주파수별 전달함수를 구해, 원신호를 유추하였으며, 그림 4 와 같이 주파수 영역에서 신호를 복원해, 각 ADC 의 dc offset 에 의한 오차를 줄이는 것이 가능함을 보였다.

참고 문헌

- [1] C. Cho et al., "Calibration of time-interleaved errors in digital real-time oscilloscopes," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 64, no. 11, pp. 4071-4079, Nov. 2016.
- [2] H. Niu and J. Yuan, "An efficient spur-aliasing-free spectral calibration technique in time-interleaved ADCs," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 67, no. 7, pp. 2229-2238, Jul. 2020.