DBpia

논문 22-47-05-01 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '22-05 Vol.47 No.05
https://doi.org/10.7840/kics.2022.47.5.701

다채널 TI-ADC를 위한 샘플 시간 불일치 보정 기법

라 동 준•, 서 원 기*, 심 홍 석**, 최 권 휴°

Timing Mismatch Calibration for Multiple-Channel TI-ADC

Dongjun Na•, Won-Gi Seo*, Hongsuk Shim**, Kwonhue Choi°

요 약

아날로그-디지털 변환기 (ADC) 채널간 샘플 시간 불일치는 Time-interleaved ADC (TI-ADC)의 Spurious Free Dynamic Range (SFDR) 성능을 저하시키는 주요 요인이다. 기존의 다채널 TI-ADC의 샘플 시간 불일치 보정 기법에서는 보정필터의 주파수 응답이 매우 복잡한 식으로 유도되므로 근사화된 주파수 응답을 적용하였고, 근사화에 의해 샘플 시간 불일치 값의 범위가 큰 환경에서는 SFDR 성능 개선량이 감소한다. 본 논문에서는, 다채널 TI-ADC를 위한 샘플 시간 불일치에 강인한 샘플 시간 불일치 보정 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 여러 채널의 샘플 시간 불일치를 보정하기 위해, 모든 채널을 2개 채널씩 그룹으로 묶고, 그룹별로 불일치를 보정한다. 그 다음, 이전 보정의 결과에 대해 그룹화 및 보정을 순차적으로 수행하여 최종적으로 모든 채널의 샘플 시간 불일치를 보정한다. 성능 실험 결과에서, 기존 기법은 샘플 시간 불일치 범위가 증가함에 따라 보정 성능이 저하되지만, 제안하는 기법은 샘플 시간 불일치 범위가 큰 환경에서도 보정 성능이 유지되는 것을 확인할 수 있다.

Key Words : Analog-to-digital converter (ADC), TI-ADC, timing mismatch, calibration, digital sample-time correction

ABSTRACT

Sample timing mismatch between analog-to-digital converters (ADC) channels is a major factor in degrading the spurious free dynamic range (SFDR) performance of Time-interleaved ADCs (TI-ADCs). In the conventional sample timing mismatch calibration scheme for multi-channel TI-ADC, an approximated frequency response was applied to the calibration filters, because the frequency response is induced in a complicated closed-form expressions. Thus, SFDR performance improvements are reduced by approximation in environments with large sample timing mismatch. In this paper, we propose a sample timing mismatch calibration scheme robust to sample timing mismatch for multi-channel TI-ADC. In order to calibrate the sample timing mismatches between multiple channels, all channels are paired into groups, and the mismatch is calibrated for each group. Then, grouping and calibration are sequentially performed on the results of the previous calibration to calibrate the sample timing mismatch of all channels. The performance simulations show that the proposed scheme maintains the calibration performance even in an environment in which the sample timing mismatch range is large, whereas the conventional scheme degrades the calibration performance as the sample timing mismatch range increases.

※ 이 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2021R1A2C1010370).
※ 이 논문은 국방벤처 혁신기술 지원사업의 지원을 받아 수행된 연구임(V200014).
• First Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, nadj2964@ynu.ac.kr, 정회원
° Corresponding Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, gonew@yu.ac.kr, 종신회원
* NEXTWILL Co., Ltd., nextwill@nextwill.com
** Hanwha Systems Co., Ltd., hongsuk.shim@hanwha.com
논문번호 : 202201-009-A-RN, Received January 11, 2022; Revised February 18, 2022; Accepted February 24, 2022

www.dbpia.co.kr

Ⅰ. 서 론

5G에서 새롭게 채택된 mmWave 대역의 초고대역 통신 및 광대역 통신 서비스 (eMBB)의 지원, 위치 측위 등의 성능 향상을 위한 오버샘플링 (Oversampling)을 지원하기 위해, 샘플링 주파수가 높은 아날로그-디지털 변환기 (ADC)의 중요성이 증가하고 있다[1,2]. Time-interleaved ADC (TI-ADC)는 널리 쓰이고 있는 샘플링 주파수 증가 기법으로, 여러 개의 ADC 채널을 병렬적으로 운용하여 높은 샘플링 주파수를 달성할 수 있다[3-5]. 이상적인 TI-ADC는 단일 ADC와 동일한 Spurious Free Dynamic Range (SFDR) 성능을 가진다. 하지만, 현실적인 TI-ADC에서는 각 ADC 채널간의 샘플 시간 불일치 (Timing mismatch)에 의해 비선형 성분이 발생하며, 이는 TI-ADC의 SFDR 성능을 크게 저하시킨다. 따라서 정교한 하드웨어 구현 또는 샘플 시간 불일치 보정 기법이 요구된다[6].

TI-ADC의 채널간 샘플 시간 불일치를 보정하기 위해, 공통의 sample-and-hold (S/H) 블럭을 ADC 앞단에 배치하여 해결하는 방법이 있지만, 이 방법은 TI-ADC의 동작 속도 및 채널수를 제한 한다[5]. 그리고 아날로그 도메인에서 병렬 ADC의 동작을 조정하여 샘플 시간 불일치를 보정하는 방법은 상당한 랜덤 지터 (Jitter)의 유입에 의해 정확한 보정을 수행하기 어렵다[4]. 그러므로 TI-ADC에서 생성된 샘플을 불균일하게 샘플링된 신호로 보고 디지털 필터뱅크를 사용하여 균일하게 샘플링된 신호로 합성하는 것이 현실적인 방법이다. 이에 따라, [3] 에서는 2 채널 TI-ADC를 위한 샘플 시간 불일치 보정 기법을 제안하였다. 채널간 샘플 시간 불일치에 따른 비선형 성분 고려하여, 주파수 도메인에서 입력 신호의 스펙트럼은 유지하면서 비선형 성분의 스펙트럼만 제거되는 필터의 조건을 유도하였고, 유도식의 해를 구하여 보정 필터의 주파수 응답을 도출하였다. 다만, 이 기법은 2 채널 TI-ADC에 국한되므로, 4 채널이나 8 채널과 같은 다채널 TI-ADC에는 적용하지 못하는 단점이 있다. 한편, [5]에서는 4 채널 TI-ADC를 위한 샘플 시간 불일치 보정 기법을 제안하였다. 4 채널 TI-ADC 환경의 채널간 샘플 시간 불일치에 따른 비선형 성분을 고려하여, 주파수 도메인에서 비선형 성분만 제거되는 필터의 조건을 유도하였다. 하지만 2 채널 환경과는 달리, 4 채널 환경에서 유도식의 해는 매우 복잡한 해석적 해로 유도되므로, 채널간 샘플 시간 불일치의 크기가 샘플 간격에 비해 매우 작다는 가정 하에 근사화된 해로 유도되었다.

최근에는 미분, 힐버트 변환, 고속 푸리에 변환 (FFT)을 이용한 다채널 TI-ADC를 위한 샘플 시간 불일치 보정 기법이 제안되었다[7-9]. 이 기법들은 미분이나 변환 과정에서 큰 계산량이 요구되며, 각 ADC 채널 샘플의 보정 과정에서 다른 채널의 샘플 값이 요구되므로 병렬처리 구조를 설계하기 어려운 한계점이 존재한다. 따라서 실시간으로 동작하는 보정기 구현측면에서, 동작 클록이 매우 높은 하드웨어가 요구되거나, 샘플링 주파수가 제한되는 문제점이 있다. 반면, [5]에서 제안된 필터뱅크 기반 보정 기법은 각 ADC 채널의 보정 필터에서 다른 채널의 샘플을 요구하지 않으므로, 보정과정이 채널별로 병렬적으로 수행하기 쉬운 단순한 구조를 가진다. 다만, 앞서 언급하였듯이 [5]에서 제안된 기법에서는 필터의 주파수 응답에 적용되는 유도식의 해가 샘플 시간 불일치 값의 크기가 작다는 가정 하에 근사화 되었으므로, 샘플 시간 불일치 값의 크기가 증가할수록 보정 성능이 저하되는 문제를 가진다.

본 논문에서는 기존의 필터뱅크 기반 샘플 시간 불일치 보정 기법의 샘플 시간 불일치 값의 크기에 따른 보정 성능을 분석하고, 샘플 시간 불일치 값의 범위에 상관없이 보정 성능이 유지되는 샘플 시간 불일치 보정 기법을 제안한다. 근사화된 해를 이용한 보정 필터의 문제를 해결하기 위해, 제안하는 기법은 각 채널을 두 개의 채널씩 묶어 2 채널을 위한 보정 필터를 적용하고, 보정 결과를 다시 두 개의 채널씩 묶어 보정을 수행하는 단계적인 보정 구조를 가진다. 또한, 필터뱅크 구조를 유지하여 병렬 처리를 통한 실시간 보정기 구현이 용이한 특성을 유지한다. 제안하는 기법은 근사화된 해를 사용하지 않음으로써, 채널간 샘플 시간 불일치 값의 범위에 상관없이 동일한 SFDR 개선 성능을 유지한다. 실험결과에서, 4 채널 TI-ADC의 채널간 샘플 시간 불일치 범위가 샘플 간격의 약 10%에서 12%를 초과하면, 제안하는 기법이 기존의 기법에 비해 향상된 SFDR 개선 성능을 달성함을 보인다.

Ⅱ. 시스템 모델

그림 1은 M 채널 TI-ADC의 구조를 나타낸다. $x(t)$는 TI-ADC의 입력 신호이고, $y(nT), 1 < n < N$, 는 TI-ADC의 출력 신호, f_s는 TI-ADC의 샘플링 주파수, T는 샘플링 간격이다. M 채널 TI-ADC에서는 M개의 샘플링 채널이 존재하며, 각각 f_s/M 주파수로 샘플링을 수행한다.

www.dbpia.co.kr

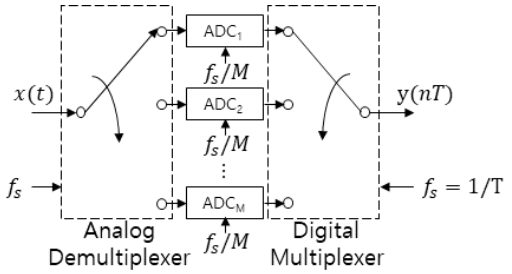

그림 1. TI-ADC의 구조
Fig. 1. Structure of TI-ADC

이상적인 M 채널 TI-ADC의 각 채널의 출력 $x_1(m)$, $x_2(m)$, …, $x_M(m)$은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_1(m) &= x(nMT) \\ x_2(m) &= x(nMT+T) \\ &\vdots \\ x_M(m) &= x(nMT+(M-1)T),\ 1<m<N/M. \end{aligned} \tag{1}$$

TI-ADC에서는, 각 ADC 채널에서 순차적으로 균등하게 T 간격마다 샘플링이 수행되어야한다. 하지만, 실제 환경에서는 T 간격으로 균등하게 샘플링되지 않으며, 이러한 샘플 간격 불일치에 의해 TI-ADC의 출력 신호에는 비선형성이 발생한다[4,5]. 샘플 간격 불일치를 고려한 M 채널 TI-ADC의 각 채널의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_1(m) &= x(nMT) \\ x_2(m) &= x(nMT+\Delta t_2+T) \\ &\vdots \\ x_M(m) &= x(nMT+\Delta t_M+(M-1)T), \end{aligned} \tag{2}$$

여기서 Δt_2, …, Δt_M는 1번째 채널의 샘플 시간 기준으로 1번째 채널을 제외한 나머지 채널의 샘플링 시간 불일치 값을 나타낸다.

Ⅲ. 기존의 비선형 보상 기법

다채널 TI-ADC를 위한 샘플 시간 불일치 보정 기법, 즉, 비선형 성분 보상 기법의 이해를 위해, Ⅲ장 및 Ⅳ장 에서는 2 채널 이상의 다채널 중 가장 간단한 4 채널 TI-ADC의 구조를 기반으로 보상 기법을 설명한다.

그림 2는 [5]에서 제안한 4 채널 TI-ADC를 위한 비선형 보상 구조를 나타낸다. 각 채널의 ADC 출력

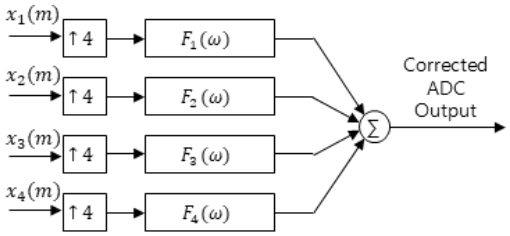

그림 2. 기존의 4 채널 TI-ADC의 비선형 보상기 구조
Fig. 2. Structure of the conventional calibration scheme for 4-channel TI-ADC

신호는 4배 업샘플링 (up-sampling)을 수행하고, 각각 보상 필터에 입력된다. 2, 3, 4번째 채널의 샘플 시간 불일치 Δt_2, Δt_3, Δt_4를 보상하기 위한 필터의 주파수 응답 $F_1(w)$, $F_2(w)$, $F_3(w)$, $F_4(w)$는 매우 복잡한 해석적 식으로 유도된다[5]. 따라서 [5] 에서는 $\Delta t_m \ll T$인 가정 하에, 즉, Δt_2, Δt_3, Δt_4이 샘플 간격 T에 비해 매우 작다고 가정하고, 각 채널의 보상 필터의 주파수 응답은 다음과 같이 근사화 하였다[5]:

$$\begin{aligned} F_1(w) \approx 1 - \frac{\pi}{4}\{&(\Delta t_2 - \Delta t_4)S_e(w) \\ &+ j(\Delta t_2 + \Delta t_4) + j\Delta t_3 S_e(w)S_o(w)\}, \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} F_2(w) \approx \Big[1 - j\Delta t_2 \Psi(w) - \frac{\pi}{4}\{&\Delta t_3 S_e(w) \\ &+ j\Delta t_3 S_o(w) + j\Delta t_4 S_e(w)S_o(w)\}\Big], \end{aligned} \tag{4}$$

$$\begin{aligned} F_3(w) \approx \Big[1 - j\Delta t_3 \Psi(w) - \frac{\pi}{4}\{&(\Delta t_1 - \Delta t_4)S_e(w) \\ &+ j(\Delta t_2 + \Delta t_4)S_o(w)\}\Big], \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned} F_4(w) \approx \Big[1 - j\Delta t_4 \Psi(w) - \frac{\pi}{4}\{&-\Delta t_3 S_e(w) \\ &+ j\Delta t_3 S_o(w) + j\Delta t_2 S_e(w)S_o(w)\}\Big], \end{aligned} \tag{6}$$

여기서 $-\frac{2\pi f_s}{2} \le w < \frac{2\pi f_s}{2}$ 이고, $S_e(w)$, $S_o(w)$, $\Psi(w)$는 다음과 같다.

$$S_e(w) = \begin{cases} -1, & 0 \le |w| < \dfrac{2\pi f_s}{4}, \\ 1, & \dfrac{2\pi f_s}{4} \le |w| < \dfrac{2\pi f_s}{2}. \end{cases} \tag{7}$$

$$S_o(w) = \mathrm{sign}(w),\ -\frac{2\pi f_s}{2} \le w < \frac{2\pi f_s}{2}. \tag{8}$$

www.dbpia.co.kr

$$\Psi(w)=\begin{cases} w-\dfrac{\pi}{4}\mathrm{sign}(w), & 0 \le |w| < \dfrac{2\pi f_s}{4}, \\ w-\dfrac{3\pi}{4}\mathrm{sign}(w), & \le |w| < \dfrac{2\pi f_s}{2}. \end{cases} \quad (9)$$

기존의 4 채널 보상 기법은 근사화된 주파수 응답에 의해, 샘플 시간 불일치 값의 범위가 증가할수록 비선형 보상 성능이 떨어지고, 4배 업샘플링 과정에 의해 각 필터의 동작 속도가 단일 채널의 샘플링 속도에 비해 4배로 증가하는 단점을 가진다.

Ⅳ. 제안하는 기법

4.1 제안하는 비선형 보상기 구조

그림 3은 제안하는 4 채널 TI-ADC의 비선형 보상기 구조이다. 제안하는 기법은 기존 비선형 보상기법의 근사화된 주파수 응답이 적용된 필터를 사용하지 않고, 업샘플링 과정에 의한 동작속도 증가 문제를 최소화하기 위해 ADC 채널들을 2개씩 그룹으로 묶고 각 그룹에서 비선형성을 보상을 따로 수행하여 보상된 신호 $y_{13}(2nT)$, $y_{24}(2nT)$를 생성한다. 그 다음, 그룹 간에 발생하는 비선형을 보상하는 두 단계의 순차적 보상 과정을 수행한다. 그림 3과 같이 1, 3번 채널을 한 그룹으로 묶고, 2, 4번 채널을 한 그룹으로 묶으면, 각 그룹은 샘플 간격이 $2T$인 2 채널 TI-ADC로 간주할 수 있다. M개의 채널로 일반화될 경우, m 번째 채널을 $m+M/2$ 번째 채널과 그룹으로 묶으면, 각 그룹은 2 채널 TI-ADC로 간주할 수 있다. 예를 들어, 그림 4는 8 채널 TI-ADC를 위한 제안하는 기법의 보상기 구조를 보인다. 앞서 설명한 방식대로 8개의 채널을 2 채널씩 그룹으로 묶음으로써 세 단계의 순차적 보상 구조를 가짐을 확인할 수 있다.

각 그룹은 2 채널 TI-ADC로 간주되므로, 비선형성을 보상하기 위해 [3]에서 제안한 2 채널 보상 기법을 사용한다. 2 채널 환경에서는 비선형 보상 필터의 주

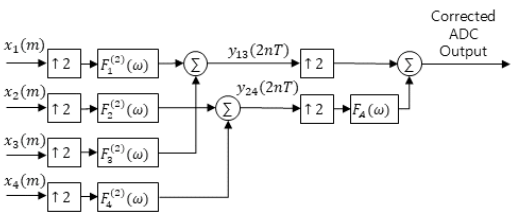

그림 3. 제안하는 4 채널 TI-ADC의 비선형 보상기 구조
Fig. 3. Structure of the proposed calibration scheme for 4-channel TI-ADC

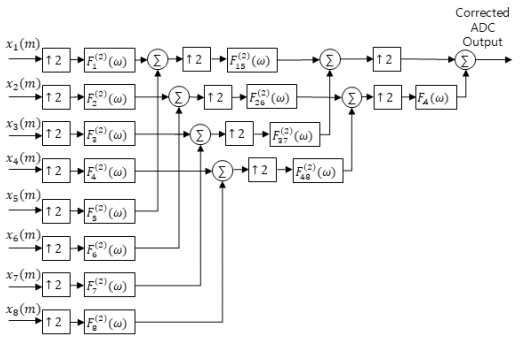

그림 4. 제안하는 8 채널 TI-ADC의 비선형 보상기 구조
Fig. 4. Structure of the proposed calibration scheme for 8-channel TI-ADC

파수 응답이 간단한 분석적 식으로 유도 가능하다[3]. 설명의 편의를 위해 다채널 TI-ADC 중 가장 간단한 4 채널 TI-ADC를 기준으로, 구체적인 보상과정은 다음과 같이 설명할 수 있다. 먼저, 제안하는 기법에서 각 ADC 그룹은 2개의 채널이 존재하므로 보상을 위해 2배 업샘플링이 수행된다. 그리고 업샘플링된 신호는 각 채널의 보상 필터에 입력된다. 각 그룹이 샘플 간격이 $2T$이고, 첫 번째 그룹의 시간 불일치 값은 Δt_3, 두 번째 그룹의 시간 불일치 값은 $(\Delta t_4 - \Delta t_2)$로 나타낼 수 있으므로, 각 채널 보상 필터의 주파수 응답 $F_1^{(2)}(w)$, $F_2^{(2)}(w)$, $F_3^{(2)}(w)$, $F_4^{(2)}(w)$는 다음과 같이 나타낼 수 있다 :

$$F_1^{(2)}(w)=\frac{e^{-j\frac{\pi\Delta t_3}{4T}\mathrm{sign}(w)}}{\cos\left(\dfrac{\pi\Delta t_3}{4T}\right)}, \quad (10)$$

$$F_2^{(2)}(w)=\frac{e^{-j\frac{\pi(\Delta t_4-\Delta t_2)}{4T}\mathrm{sign}(w)}}{\cos\left(\dfrac{\pi(\Delta t_4-\Delta t_2)}{4T}\right)} \quad (11)$$

$$F_3^{(2)}(w)=\frac{e^{-jw\Delta t_3}e^{j\frac{\pi\Delta t_3}{4T}\mathrm{sign}(w)}}{\cos\left(\dfrac{\pi\Delta t_3}{4T}\right)}, \quad (12)$$

$$F_4^{(2)}(w)=\frac{e^{-jw(\Delta t_4-\Delta t_2)}e^{j\frac{\pi(\Delta t_4-\Delta t_2)}{4T}\mathrm{sign}(w)}}{\cos\left(\dfrac{\pi(\Delta t_4-\Delta t_2)}{4T}\right)}, \quad (13)$$

www.dbpia.co.kr

여기서 $-\frac{2\pi f_s^{(2)}}{2} \le w < \frac{2\pi f_s^{(2)}}{2}$이고, $f_s^{(2)}$는 4채널 TI-ADC의 샘플링 주파수 f_s의 절반인 $f_s/2$이다.

식 (10)-(13)에 나타낸 필터의 주파수 응답에 의해, 첫 번째 그룹은 1번째 채널을 기준으로 샘플 시간 불일치 값을 균등화 되고, 두 번째 그룹은 2번째 채널을 기준으로 샘플 시간 불일치 값을 균등화 된다. 따라서 그룹간의 샘플 시간 불일치 Δt_2에 대한 보정을 그룹별 비선형 보상이 수행된 후에 수행한다. 2 채널 보상 기법을 이용한 제안하는 기법의 그룹 간 비선형 보상 필터의 주파수 응답 $F_A(w)$는 다음과 같이 나타낼 수 있다:

$$F_A(w) = e^{-jw\Delta t_2} e^{j\frac{\pi \Delta t_2}{T} sign(w)}, -\frac{2\pi f_s}{2} \le w \le \frac{2\pi f_s}{2}. \quad (14)$$

기존 기법의 보상 필터 주파수 응답과 달리, 제안하는 기법의 비선형 보상 필터인 $F_1^{(2)}(w)$, $F_2^{(2)}(w)$, $F_3^{(2)}(w)$, $F_4^{(2)}(w)$ 및 $F_A(w)$ 에는 간단한 분석적 식으로 유도된 주파수 응답이 적용된다. 따라서 기존의 4채널 보상 기법에 비해 샘플 시간 불일치 범위가 큰 환경에서도 보상이 제대로 동작하는 장점이 있다. 그룹 간 비선형 보상을 위해 보상 필터 $F_A(w)$가 추가되었지만, 전체 계산량은 기존 기법에 비해 감소한다. 계산량에 대한 자세한 비교 분석 내용은 다음 장에서 설명한다.

한편, 제안하는 기법에서 각 단계는 단순한 필터 과정이므로 각 단계가 완료된 후에 다음 단계를 수행하지 않고, 전 단계 필터에서 보정된 샘플이 출력되기 시작하면 출력 샘플이 바로 다음 단계의 필터에 입력될 수 있다. 기본적으로 인과적 필터의 입, 출력 간에는 (필터의 탭(tap) 수/2)×(샘플 간격), 즉, 필터 길이의 절반만큼의 지연이 발생한다. 채널 수 M이 2의 멱수라 할 때, 제안하는 순차적 보상 기법에서는 $\log_2 M$ 단계가 필요하므로 (필터의 탭 수/2)×(샘플 간격)×$\log_2 M$의 지연이 발생할 수 있다.

4.2 비선형 보상 기법의 계산 복잡도 비교

그림 2의 기존 4채널 보상 기법에서, 비선형 보상 필터 $F_1(w)$, $F_2(w)$, $F_3(w)$, $F_4(w)$는 4배 업샘플링 후 수행된다. 각 필터의 계산량을 O_F로 나타내면, 그림 2의 기존 4채널 보상 기법의 총 계산량은 $4O_F$로 나타낼 수 있다.

그림 3의 제안하는 4채널 보상 기법에서, 비선형 보상필터 $F_1^{(2)}(w), F_2^{(2)}(w), F_3^{(2)}(w), F_4^{(2)}(w)$는 2배 업샘플링 후 수행된다. 필터의 탭 (tap) 수는 기존 기법과 동일하다고 할 때, 제안하는 기법에서는 4배 업샘플링 대신 2배 업샘플링을 수행하므로 각 보상 필터의 계산량은 $O_F/2$이며, $F_1^{(2)}(w)$, $F_2^{(2)}(w)$, $F_3^{(2)}(w)$, $F_4^{(2)}(w)$의 계산량의 합은 $2O_F$이다. 그리고 그룹별 보상 신호 $y_{12}(2nT)$, $y_{34}(2nT)$ 간의 비선형성을 보상하기 위한 필터 $F_A(w)$는 그룹별 보상에서 2배, $F_A(w)$ 수행 전 2배 업샘플링을 수행하여 총 4배 업샘플링 후 수행되므로 필터의 계산량은 O_F이다. 결론적으로, 제안하는 기법의 총 계산량은 $3O_F$이다.

종합하면, 4 채널 TI-ADC 환경에서, 비선형 보상에 사용되는 모든 필터의 탭 수가 동일할 때, 제안하는 기법은 기존 기법에 비해 25%의 계산량을 경감할 수 있다.

V. 성능 실험 결과

본 장에서는 TI-ADC를 위한 비선형 보상 기법의 SFDR 성능 개선량을 분석한다. 실험 파라미터는 다음과 같다. 각 ADC 채널의 샘플링 주파수는 2.6 GHz이고, 4채널 TI-ADC의 샘플링 주파수는 10.4 GHz이다. 샘플링 시간 불일치 범위를 Δt_{MAX}라 할 때, 첫 번째 채널을 제외한 나머지 채널의 샘플링 시간 불일치 값은 $[-\Delta t_{MAX}/2 \;\; \Delta t_{MAX}/2]$에서 임의의 값으로 발생되며, 균등한 분포를 가진다. 비선형 보상 필터의 탭 수는 161이다.

그림 5는 입력신호가 1개의 톤 (tone)일 때, 4 채널 TI-ADC의 출력신호 및 기존의 비선형 보상 기법을 적용한 후, 그리고 제안하는 비선형 보상 기법을 적용한 후의 스펙트럼을 보인다. 입력신호 $x(t) = \cos(2\pi f_i t)$ 이고, 입력 주파수 f_i= 0.6 GHz, Δt_{MAX}=0.1T 이다. 그림 5는 비선형 보상 전/후의 한 예시이고, 두 기법이 비슷한 SFDR 개선을 보인다.

그림 6은 입력신호가 5개의 톤일 때, 4-채널 TI-ADC의 출력신호와 기존의 비선형 보상 기법을 적용한 후, 그리고 제안하는 비선형 보상 기법을 적용한 후의 스펙트럼을 보인다. 입력신호

www.dbpia.co.kr

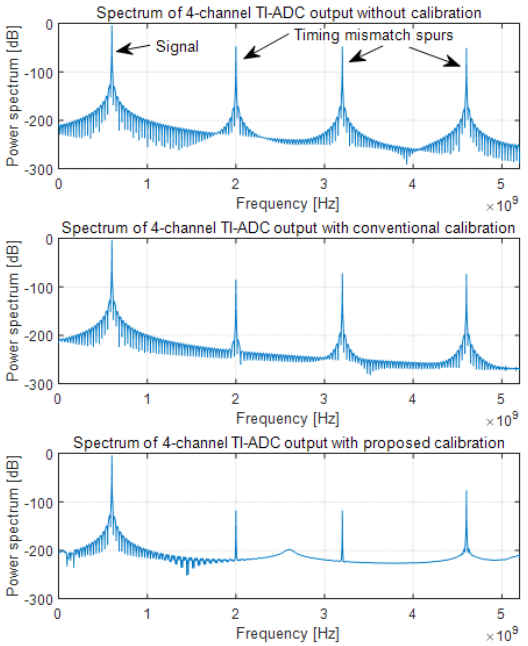

그림 5. 4 채널 TI-ADC의 출력 신호에 대한 비선형 보상 기법 적용 전/후의 스펙트럼, Δt_{MAX}=0.1 T f_i=0.6 GHz
Fig. 5. Spectrums of 4-channel TI-ADC output without calibration and with calibration, Δt_{MAX}=0.1 T f_i=0.6 GHz

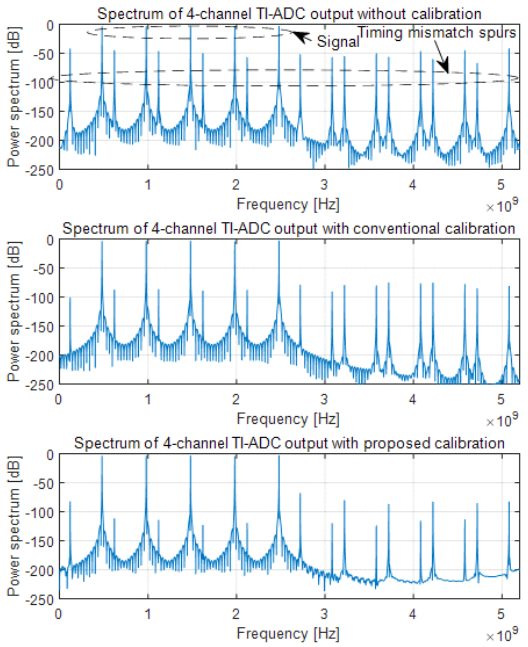

그림 6. 4 채널 TI-ADC의 출력 신호에 대한 비선형 보상 기법 적용 전/후의 스펙트럼, Δt_{MAX}=0.1 T, f_i=0.48, 0.98, 1.48, 1.98, 2.48 GHz
Fig. 6. Spectrums of 4-channel TI-ADC output without calibration and with calibration, Δt_{MAX}=0.1 T, f_i=0.48, 0.98, 1.48, 1.98, 2.48 GHz

$x(t)=\sum_{i=1}^{5}\cos(2\pi f_i t)$ 이고, 입력 주파수는 f_i= 0.48, 0.98, 1.48, 1.98, 2.48 GHz, Δt_{MAX}=0.1 T 이다. 그림 6에서도 두 기법이 비슷한 SFDR 개선량을 달성함을 보인다. 표 1은 입력 신호가 5개의 톤일 때, 몇 가지 Δt_{MAX} 값에 대한 기존의 보상 기법과 제안하는 보상 기법의 SFDR 개선량을 나타낸다. 기존의 기법의 경우, 보상 필터의 주파수 응답이 $\Delta t_m \ll T$ 인 가정 하에 근사해로 도출되었으므로 Δt_{MAX}가 증가함에 따라 SFDR 개선량이 32.12 dB에서 23.64 dB 까지 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 반면, 제안하는 기법에서는 보상 필터의 주파수 응답이 정확한 해로 유도되었으므로 Δt_{MAX}에 관계없이 약 28 dB의 거의 동일한 SFDR 개선량을 유지하는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 Δt_{MAX} 값에 따른 기존 비선형 보상 기법과 제안하는 비선형 보상 기법의 평균 SFDR 개선량을 보인다. 이로 인해, 입력 신호가 1개의 톤인 환경에

표 1. 기존 보정 기법과 제안하는 보정 기법의 SFDR 개선량, f_i=0.48, 0.98, 1.48, 1.98, 2.48 GHz.
Table 1. SFDR improvements of conventional calibration scheme and proposed calibration scheme. f_i=0.48, 0.98, 1.48, 1.98, 2.48 GHz.

Δt_{MAX}	Conventional calibration method	Proposed calibration method
0.05 T	33.12 dB	27.72 dB
0.1 T	28.12 dB	27.74 dB
0.2 T	23.64 dB	28.02 dB

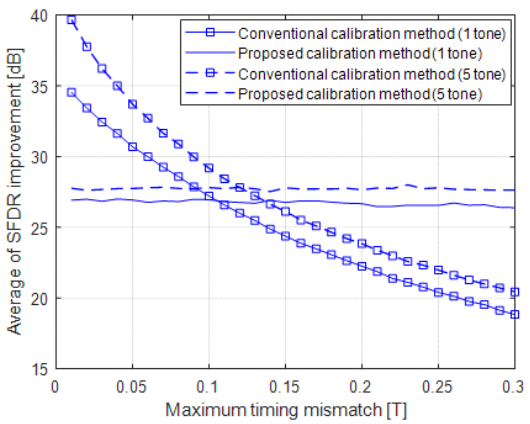

그림 7. 기존 보정 기법과 제안하는 보정 기법의 평균 SDFR 개선량
Fig. 7. The average of SFDR improvements of conventional calibration scheme and proposed calibration scheme

www.dbpia.co.kr

서는 Δt_{MAX}=0.1 T 이상일 때, 제안하는 기법의 SFDR 개선 성능이 기존의 4-채널 TI-ADC를 위한 기법에 비해 우수하다. 그리고 입력 신호가 5개의 톤인 환경에서는 Δt_{MAX}=0.12 T 이상일 때, 제안하는 기법의 SFDR 개선 성능이 기존의 기법에 비해 우수함을 확인할 수 있다.

5G 이동통신 규격 5G-New Radio(NR)이 2018년에 완료됨에 따라, 국내에서는 5G 이동통신을 위해 3.5 GHz 대역의 주파수가 할당되었다. 이에 따라 3.5 GHz 대역의 신호에 대해 제안하는 샘플 시간 불일치 보정 기법이 제대로 작동하는지 검증할 필요가 있다. 그림 8은 입력신호가 3.5 GHz 대역의 5개의 톤일 때, 4-채널 TI-ADC의 출력신호와 기존의 비선형 보상 기법을 적용한 후, 그리고 제안하는 비선형 보상 기법을 적용한 후의 스펙트럼을 보인다. 입력 주파수는 f_i= 3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 GHz 이고, Δt_{MAX}=0.1 T, 각 ADC 채널의 샘플링 주파수는 5.2 GHz 이다. 입력 신호가 3.5 GHz 대역에 존재하는 경우에도 이전 스펙트럼 결과 그래프와 같이 Δt_{MAX}=0.1 T 인 환경에서는 두 보정 기법이 비슷한 SFDR 개선량을 달성함을 보

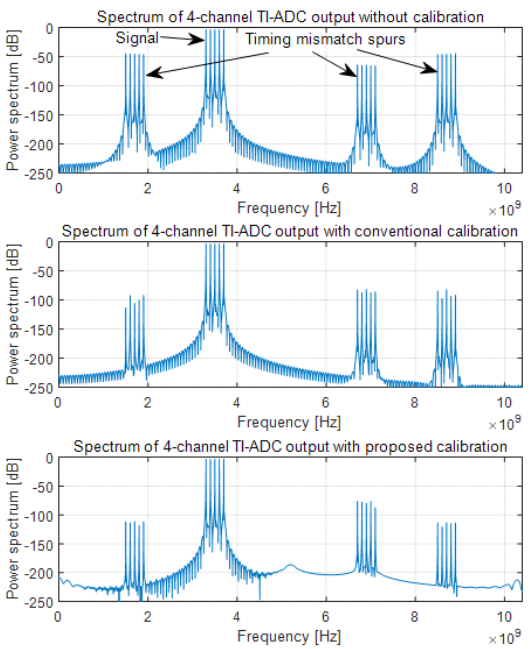

그림 8. 4 채널 TI-ADC의 출력 신호에 대한 비선형 보상 기법 적용 전/후의 스펙트럼, Δt_{MAX}=0.1 T, f_i=3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 GHz
Fig. 8. Spectrums of 4-channel TI-ADC output without calibration and with calibration, Δt_{MAX}=0.1 T, f_i=3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 GHz

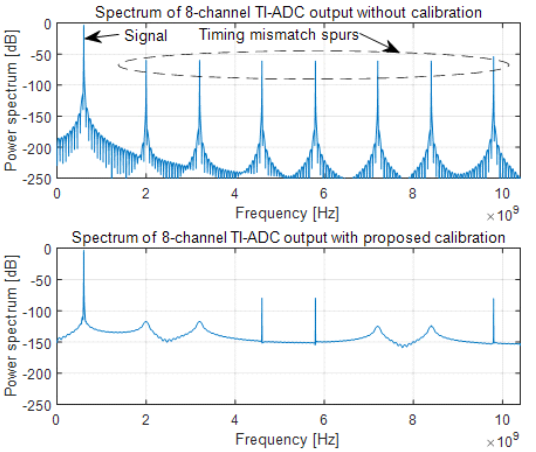

그림 9. 8 채널 TI-ADC의 출력 신호에 대한 비선형 보상 기법 적용 전/후의 스펙트럼, Δt_{MAX}=0.1 T f_i=0.6 GHz
Fig. 9. Spectrums of 8-channel TI-ADC output without calibration and with calibration, Δt_{MAX}=0.1 T f_i=0.6 GHz

인다.

마지막으로, 제안하는 기법은 그림 4에서 보인 것과 같이 8 채널 TI-ADC 환경으로 확장이 가능하므로, 8 채널 TI-ADC 환경에서도 샘플 시간 불일치 보정이 제대로 동작하는지 검증할 필요가 있다. 그림 9는 입력신호가 1개의 톤일 때 8 채널 TI-ADC의 출력 신호 및 제안하는 8 채널 보정 기법을 적용한 후의 스펙트럼을 보인다. 입력 주파수 f_i=0.6 GHz 이고, Δt_{MAX}= 0.1 T, 각 ADC의 샘플링 주파수는 2.6 GHz 이다. 그림 9에서 나타낸 것과 같이 8 채널 환경에서는 7개의 비선형 성분이 발생함을 확인할 수 있고, 제안하는 기법은 8 채널 TI-ADC 환경에서도 약 26 dB의 SFDR 개선을 달성함을 확인할 수 있다.

Ⅵ 결 론

본 논문에서는 TI-ADC의 채널간 샘플 시간 불일치 범위가 큰 환경에서, 기존 샘플 시간 불일치 보정 기법의 SFDR 성능 저하 문제를 확인하였고, 이를 해결할 수 있는 그룹 방식의 보정 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 TI-ADC의 채널간 샘플 시간 불일치가 큰 환경에서도 보정 성능을 유지할 수 있다. 그러므로 저렴한 칩을 사용하거나, 샘플 간격이 좁은 환경과 같이 TI-ADC의 채널간 샘플 시간 불일치 범위가 큰 환경에서 제안하는 기법은 기존 기법에 비해 우수한 보정 성능을 달성할 수 있다.

www.dbpia.co.kr

References

[1] Z. Gao, L. Dai, D. Mi, Z. Wang, M. A. Imran, and M. Z. Shakir, "MmWave massive-MIMO-based wireless backhaul for the 5G ultra-dense network," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 22, no. 5, pp. 13-21. Oct. 2015.

[2] M. Jeong, J. Na, J. Moon, and S. Kim, "Performance enhancement of observed TDOA based IoT terminal localization using oversampling in narrow-band-IoT Networks," *J. KICS*, vol. 43, no. 10, pp. 1576-1584, Oct. 2018.

[3] S. M. Jamal, D. Fu, M. P. Singh, P. J. Hurst, and S. H. Lewis, "Calibration of sample-time error in a two-channel time-interleaved analog-to-digital converter," *IEEE Trans. Cir. and Syst. I: Regular Papers*, vol. 51, no. 1, pp. 130-139, Jan. 2004.

[4] C. H. Law, P. J. Hurst, and S. H. Lewis, "A four-channel time-interleaved ADC with digital calibration of interchannel timing and memory errors," *IEEE J. Solid-State Cir.*, vol. 45, no. 10, pp. 2091-2103, Oct. 2010.

[5] S. Huang and B. C. Levy, "Blind calibration of timing offsets for four-channel time-interleaved ADCs," *IEEE Trans. Cir. and Syst. I: Regular Papers*, vol. 54, no. 4, pp. 863-876, Apr. 2007.

[6] K. C. Dyer, D. Fu, S. H. Lewis, and P. J. Hurst, "An analog background calibration technique for time-interleaved analog-to-digital converters," *IEEE J. Solid-State Cir.*, vol. 33, pp. 1912-1919, Dec. 1998.

[7] S. Chen, L. Wang, H. Zhang, R. Murugesu, D. Dunwell, and A. C. Carusone, "All-digital calibration of timing mismatch error in time-interleaved analog-to-digital converters," *IEEE Trans. VLSI Syst.*, vol. 25, no. 9, pp. 2552-2560. Sep. 2017.

[8] H. Le Duc, C. Jabbour, P. Desgreys, O. Jamin, and N. V. Tam, "A fully digital background calibration of timing skew in undersampling TI-ADC," in *Proc. 2014 IEEE 12th Int. NEWCAS*, pp. 53-56, Jun. 2014.

[9] S. Liu, N. Lyu, J. Cui, and Y. Zou "Improved blind timing skew estimation based on spectrum sparsity and ApFFT in time-interleaved ADCs," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, no. 1, pp. 73-86. Jan. 2019.

라 동 준 (Dongjun Na)

2014년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 졸업
2016년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 석사
2021년 8월 : 영남대학교 정보통신공학과 박사
2021년 9월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 박사 후 연구원

<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, FBMC 기반 다중 반송파 전송방식, 5G 이동통신 시스템, 채널 코드

[ORCID:0000-0002-1656-4113]

서 원 기 (Won-Gi Seo)

1993년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업
1995년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
1999년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
2007년~현재 : (주)넥스윌 대표이사

<관심분야> 송/수신기 비선형 보상 기술

www.dbpia.co.kr

심 홍 석 (Hongsuk Shim)

2005년 2월 : 충북대학교 컴퓨터공학과 졸업
2008년 2월 : 충북대학교 컴퓨터공학과 석사
2008년~현재 : 한화시스템 수석연구원

<관심분야> 수동형 레이더(PET, PCL), 전자전(EW) 시스템, 전자지원(ES), 전자공격(EA), ELINT/COMINT 신호 분석 및 처리.
[ORCID:0000-0003-1145-1707]

최 권 휴 (Kwonhue Choi)

1994년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업
1996년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
2000년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
2000년 4월~2003년 2월 : 한국전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선전송 연구팀 선임연구원
2003년 2월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 교수
<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, MIMO 검출 알고리듬, 5G 이동통신 시스템
[ORCID:0000-0002-1755-0186]

www.dbpia.co.kr