논문 2012-50-6-28

최소자승법과 후보군 선택 기법을 이용한 2-18GHz 디지털 주파수 변별기 설계

(Design of A 2-18GHz Digital Frequency Discriminator using
Least-squares and Candidate-selection Methods)

박진오*, 남상원**

(Jin Oh Park and Sang Won Nam[©])

요약

위상 펼침 (phase unwrapping)과 최소자승(least-squares) 기법들을 이용한 기존 디지털 주파수 변별기 (Digital Frequency Discriminator: DFD) 설계를 바탕으로, 본 논문에서는 주파수 판별 대역이 4배 확장한 새로운 DFD 설계를 제안한다. 구체적으로, 주파수 판별 대역을 기존 2-6GHz에서 2-18GHz로 4배 확장함에 따라 주파수 판별 정확도를 높이기 위해 DFD 내의 지연 선 수가 증가되고, 이에 따른 주파수 추정 연산량이 증가되는데, 본 논문에서는 이러한 2-18GHz 대역 주파수 판별을 위해 보다 효율적인 주파수 추정 알고리즘을 제안한다. 특히, 제안하는 주파수 추정 방법에서는 기존 방법인 위상 펼침 기법을 기반으로 펼친 위상의 후보군을 만들되, 각 지연선에서 발생할 수 있는 위상 잡음을 미리 추정하여, 적절한 펼친 위상 후보군을 선택하는 새로운 주파수 후보군 선택 방법을 제안한다. 이렇게 선택된 위상 후보군만을 최소자승 기법에 적용하여 주파수를 추정함으로써, 결과적으로 기존 DFD의 주파수 추정에 비해 연산량을 줄일 수 있다. 끝으로, 제안한 DFD에 대한 주파수 변별 방법을 비교 분석하고, 시뮬레이션을 통해 제안된 방법의 주파수 판별 성능을 검증한다.

Abstract

Based on the conventional 2-6GHz digital frequency discriminator (DFD) using the phase unwrapping and least-squares techniques, we propose a new 2-18GHz DFD. To compensate for lowered-precision frequency estimation due to the expanded bandwidth, the proposed DFD design employs more delay lines, accordingly accompanying high complexity. Thus, a new computationally efficient frequency estimation algorithm is also presented to overcome such high computational burden. More specifically, the proposed frequency estimation algorithm is basically based on the conventional phase unwrapping technique, along with a new candidates selection for the unwrapped phases under the condition that the phase margin is known. As a result, the computational burden required for the least-squares technique can be reduced. Finally, simulation results are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed approach, compared with those of the conventional DFD's.

Keywords : Electronic warfare, Digital frequency discriminator, Least squares method, Candidate-selection

I. 서론

실시간으로 신호의 주파수를 변별해 주는 디지털 주파수 변별기(Digital Frequency Discriminator: DFD)는

전자전 생존 시스템 (electronic surveillance system)에서 매우 중요한 부분을 차지한다^[1-2]. 최근에는 국방 기술의 발전으로 레이더, 위성, 통신신호가 광대역에서 발생하기 때문에 광대역의 미상 신호를 빠른 시간 안에 정확하게 판별해 내는 것이 관건이다^[3-9, 19].

그림 1(a)는 IQ 비디오(In-phase Quadrature-phase video)를 이용하여 주파수를 판별하는 기존 DFD 구조이다. 구체적으로 수신된 신호를 두 가지 경로로 분리하여 인위적인 위상차를 만들어 주고, 상관을 통해

* 정회원, LIG넥스원 전자전연구센터
(Electronic Warfare R&D Lab., LIG Nex1 Co.,Ltd.)

** 평생회원, 한양대학교 융합전자공학부
(Department of Electronic Eng., Hanyang Univ.,
[©] Corresponding Author(E-mail: swnam@hanyang.ac.kr)
접수일자 2013년1월23일, 수정완료일 2013년5월16일

위상 차이를 IQ 비디오로 변환시켜 메모리 블록으로 입력한다. 특히, IQ 비디오는 DFD를 구성하는 초고주파 모듈의 부정합^[7] 등의 내부적인 오류 요인과 신호 대 잡음비^[8] 와 같은 외부적인 오류 요인에 의해 오차가 발생하는데, 이러한 오차를 메모리 블록에서 선 보정 (pre-experimental calibration)하여 주파수를 판별하게 된다^[7].

특히, 메모리 블록만을 이용한 기존의 주파수 판별 방법은 신호 대 잡음비가 특정 값 이하의 경우, 실제와는 다른 주파수로 판별되는 주파수 모호성이 발생하게 된다^[9]. 예를 들어, 지연선간의 비율이 1:4인 기존 DFD에서는 IQ 비디오에 영향을 주는 위상 잡음이 $\pm 22.5^\circ$ 를 넘는 경우에 주파수 모호성이 발생한다^[18]. 또한, 판별하려는 주파수의 범위를 넓히고 판별 정확도를 높이기 위해서는, 필요한 지연선 수와 길이가 증가하게 되어 메모리 블록의 크기 또한 기하급수적으로 증가하게 된다^[20].

이러한 문제들을 해결하기 위해 메모리 블록의 기능을 축소하고, 위상 펼침 (phase unwrapping)기법^[10-17] 과 최소자승 (least-squares)기법을 이용한 주파수 추정 방법이 제안되었다^[20]. 기존 2-6GHz의 주파수 범위를 갖는 DFD 시스템^[20]에서는, 그림 1(a)와 같이 각 지연선들에서의 IQ 데이터들과 주파수 간의 직접적인 관계

를 이용한 메모리 블록이 아니라, 그림 1(b)와 같이 IQ 데이터들과 접힌 위상간의 관계를 규정짓는 메모리 블록구조 (video 기반 메모리 구조)를 이용하고, 위상 펼침 (phase unwrapping)기법과 최소자승(least-squares) 기법을 이용하여 주파수를 추정하는 방법이 제안되었다^[20]. 그 결과, 지연선 비율이 1:4인 기존 DFD 시스템보다 위상 잡음에 강인한 주파수 추정 성능을 보였다. 그러나 다수의 펼친 위상 후보군에 대해 최소자승 기법을 수행하게 되어 많은 연산이 요구된다.

본 논문에서는 지연선의 수를 증가시켜 주파수 판별 대역을 2-18GHz로 확장하고, 펼친 위상의 적절한 후보군을 선택하여 최소자승 기법을 수행함으로써 기존 방법보다 연산량을 감소시킨 새로운 효율적 DFD의 설계 방법을 제안한다.

다음 II장 1절에서는 기본적인 DFD의 동작원리를 설명하고, 2절에서는 제안하는 2-18GHz DFD를 위한 지연선의 개수와 길이 비를 제시한다. 3절에는 후보군 선택 알고리즘을 유도하고, 이를 최소자승법과 융합한 알고리즘을 제안한다. III장에서는 제안한 2-18GHz DFD성능에 대한 시뮬레이션 결과와, 기존의 DFD와의 성능을 비교한다. 끝으로, IV장에서 결론을 맺는다.

II. 본 론

1. 디지털 주파수 판별기의 동작 원리

기본적인 디지털 주파수 판별기의 기본 구조는 그림 1(a)와 같은데, n 개의 지연선 중에서 i 번째의 접힌 위상 θ_i 은 다음과 같이 계산된다.

$$\theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \theta_i}{\cos \theta_i} \right) \quad i = 1, \dots, n. \quad (1)$$

식 (1)에서 $\sin \theta_i$ 와 $\cos \theta_i$ 는 IQ 데이터를 나타내며, 입력 주파수 f 와 펼친 위상 θ_i' 는 다음 관계를 갖는다^[9].

$$\theta_i' = (r^{i-1}x) \cdot f \cdot \tau = k_i \cdot f \cdot \tau, \quad i = 1, \dots, n. \quad (2)$$

식 (2)에서 r 은 디지털 주파수 변별기의 지연선 간의 길이 비율을 나타내며, x 는 설계 마진을 나타내는 것으로 1보다 작은 임의의 상수, τ 는 시간 지연상수를 나타낸다. 특히, k_i 및 τ 가 설계 과정에서 주어진 파라미터이므로, 식 (2)로부터 펼친 위상 θ_i' 을 구할 수 있으면 입력 주파수 f 를 계산할 수 있다. 다음의 2절에서는 다

그림 1. 기존 디지털 주파수 변별기 구조
(a) 기존 디지털 주파수 변별기
(b) Video 기반 디지털 주파수 변별기^[20]

Fig. 1. DFD structure: (a) conventional DFD and (b) Video based DFD^[20].

수의 서로 다른 지연선에 길이에 따라 시간 지연 상수 τ 를 조절하여, 광대역에 적합한 DFD의 지연선 설계를 제안한다.

2. 제안하는 2-18GHz DFD의 지연선 설계

본 절에서는 기존 방법^[20]의 2-6GHz DFD, 상용 2-18GHz DFD, 그리고 본 논문에서 제안하는 2-18GHz DFD 들을 설명하며, 특히 제안하는 2-18GHz DFD 설계의 차별 요소를 기술한다.

제안하는 2-18GHz DFD는 2-18GHz 주파수 대역을 다룰 수 있는 초고주파 모듈들로 구성되고, 3개의 지연선을 갖는 상용 2-6GHz DFD와는 달리, 4개의 지연선을 이용하고, 가장 긴 지연은 64τ 이다(표 1 참조). 이는 DFD에서 가장 긴 지연선이 주파수 정확도를 증가시키는 특성^[18~20]을 나타내므로, 증가한 주파수 판별대역만큼 주파수 판별 정확도를 높이기 위한 설계 조치이다.

또한, 제안하는 2-18GHz DFD와 7개의 지연선을 갖는 상용 2-18GHz DFD 간에는 지연선의 구조와 비율에 있어서 차이가 있다. 구체적으로, 가장 긴 지연선의 길이(즉, 64τ)가 같은 것은 동일한 주파수 판별 정확도를 갖는 것을 의미한다. 또한, 지연선 비율이 제안한 DFD는 1:4이고, 상용 2-18GHz DFD는 1:2인 것은 상용 2-18GHz DFD가 보다 높은 잡음 환경에서 주파수 추정이 가능한 것을 의미한다. 그러나 상용 2-18GHz DFD가 지연선의 개수가 상대적으로 많으므로 제안된 구조보다 상대적으로 많은 비용이 요구된다.

본 논문은 상용 2-18GHz DFD에 비해 구조적으로 단순화하여 경제성을 높이고, 상용 2-18GHz DFD보다 상대적으로 위상 잡음에 대해 취약한 주파수 추정 성능을 향상시키고, 빠른 주파수 추정을 하기 위해 3절에 기술된 바와 같이 최소자승법과 후보군 선택 기법을 적용한 신호처리 기반의 2-18GHz DFD를 제안한다.

표 1. 대역별 DFD 구조 설계 비교

Table 1. Comparison of the DFD structures.

구 분	2-6GHz DFD ^[20]	2-18GHz DFD (제안)	2-18GHz DFD (상용) ^[18]
지연선 구조	1:4:16 (3개)	1:4:16:64 (4개)	1:2:4:8:16:32:64(7개)
지연선 비율	1:4	1:4	1:2

3. 제안하는 주파수 연산부 설계

본 논문에서는 기존 방법^[20]과 같은 video 기반 메모리 구조를 채택하였으며, 각 지연선에서 IQ 데이터를

아날로그-디지털 변환기(A/D)로 입력받아, 연산부의 메모리를 통과한다(그림 2 참조). 이는 초고주파 모듈의 부정합을 선보정하는 효과를 갖는다^[20]. 이 구조는 기존 DFD의 지연선의 개수 증가에 따라 기하급수적으로 증가하는 메모리 문제를 해결하기 위해 채택되었으며, 요구되는 메모리 공간은 다음과 같다.

$$S = 2^p \cdot \sum_{l=1}^n (2 \cdot 2^l). \quad (3)$$

여기서 S 는 총 메모리 공간(bits), n 은 지연선의 수, l 은 A/D bit 수, p 는 표현하는 위상의 bit 수이다.

연산부의 메모리를 통과하여 보정된 접힌 위상 정보를 이용하여, 알려진 잡음 환경에서 해당 추정 주파수와 밀접하게 관련된 펼친 위상 후보들을 선택하기 위한 후보군 선택 알고리즘을 제안한다. 또한, 보다 정확한 입력 신호의 주파수 추정을 위해 기존 최소자승법^[20]을 이용한 2-18GHz DFD 연산부를 그림 2와 같이 제안한다. 따라서, 주어진 잡음 환경 정보를 바탕으로 연산부 메모리로부터 출력되는 접힌 위상 신호로부터 접힌 위상들을 효율적으로 선택하고, 선별된 위상 정보들로부터 적절 주파수를 추정하게 된다.

그림 2에서 연산부의 메모리에서 출력된 접힌 위상은 선보정에 의해 2-18GHz DFD의 내부적인 오류 요인은 보정될 수 있지만, 유한한 신호 대 잡음비 환경과 같은 외부적인 오류 요인에 의해 잡음이 포함될 수 있다. 따라서 측정된 접힌 위상은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\theta_{ie} = \theta_i + \varepsilon_i, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (4)$$

여기서, θ_{ie} 는 각각 유한 신호 대 잡음비 상황에서

그림 2. 제안하는 DFD의 연산부

Fig. 2. ALU design of the proposed 2-18GHz DFD.

얻어진 접힌 위상, θ_i 는 무한(infinite) 신호 대 잡음비 상황에서 얻어진 이상적인 접힌 위상이다. 또한, ε_i 는 i 번째 지연선의 위상 잡음이며, $[-\varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}]$ 의 구간에서 균등(uniform)하게 발생한다고 가정한다. θ_{ie} 와 i 번째 지연선의 예상되는 펼친 위상 θ'_{ie} 간의 관계는 다음과 같다.

$$(2\pi \cdot I_i) + \theta_{ie} = \theta'_{ie}. \quad (5)$$

식 (5)에서 I_i 는 임의의 정수이다. 특히, $i=1$ 인 경우에 지연선은 주파수 모호성 해결을 위해 2π 미만으로 설정한다. 이에 따라, $\theta_{1e} = \theta'_{1e}$ 이며, 첫 번째 지연선에서는 하나의 후보군만이 존재한다. 그리고 잡음을 고려하면 θ_1 과 θ_{1e} 와의 관계는 다음과 같다.

$$\theta_{1e} - 2\varepsilon_{\min} < \theta_1 < \theta_{1e} + 2\varepsilon_{\max}. \quad (6)$$

식 (6)에서 위상 오차의 2배를 고려한 이유는 다음과 같다. 제안하는 방법에서는 식 (6)을 기반으로 i 번째 지연선의 펼친 위상의 후보를 활용하여 $(i+1)$ 번째 지연선의 펼친 위상 후보들을 차례로 예측한다. 측정된 접힌 위상 θ_{ie} 에 어느 정도의 위상 잡음이 첨가되어 측정되었는지 알 수 없기 때문에, 다음 차례인 $(i+1)$ 번째 지연선에서의 펼친 위상 후보가 누락되지 않게 하기 위해서다. 따라서, 예측되는 펼친 위상 θ'_{2e} 의 범위를 식 (6)을 이용하여 나타내면 다음과 같다.

$$r(\theta'_{1e} - 2\varepsilon_{\min}) < \theta'_{2e} < r(\theta'_{1e} + 2\varepsilon_{\max}). \quad (7)$$

식 (7)에서 r 은 DFD의 지연선 길이의 비율이다. 따라서, θ'_{2e} 의 후보들은 식 (5)에서 I_2 에 따라, 식 (7)을 동시에 만족하는 범위 내에서 생성된다. 유사한 방법으로, θ'_{2e} 의 후보들을 이용하여 펼친 위상 θ'_{3e} 의 범위를 식 (7)을 이용하여 나타내면 다음과 같다.

$$r(\theta'_{2e} - 2\varepsilon_{\min}) < \theta'_{3e} < r(\theta'_{2e} + 2\varepsilon_{\max}). \quad (8)$$

또한, θ'_{3e} 의 후보들은 식 (5)에서 I_3 에 따라, 식 (8)을 동시에 만족하는 범위 내에서 생성된다. 식 (6)-(8)을 일반화하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(\theta'_{ie} - 2\varepsilon_{\min}) < \theta'_{(i+1)e} < r(\theta'_{ie} + 2\varepsilon_{\max}), \quad i = 2, \dots, n-1. \quad (9)$$

식 (9)에서 알 수 있듯이, θ'_{ie} 의 후보는 $\theta'_{(i+1)e}$ 의 후보를 생성하는 구조를 갖기 때문에 그림 3(b)과 같이

그림 3. 펼친 위상의 후보군 생성의 예($P=2, r=2$)

- (a) 기존 방법^[20]
(b) 제안하는 후보군 선택 방법

Fig. 3. An Example of estimation candidate sets

- (a) The conventional method^[20]
(b) The proposed candidate-selection method

트리 구조로 나타낼 수 있다.

구체적으로, 식 (9)를 통해 도출된 $\theta'_{(i+1)e}$ 의 후보들은 θ'_{ie} 의 자식 노드에 위치한다. 위와 같은 방법으로 가정한 잡음 환경에서 펼친 위상 간에 트리 구조를 생성할 수 있고, 이를 후보군 선택 알고리즘(candidate-selection algorithm)으로 제안한다. 기존 방법^[20]과 비교하기 위해 기존의 후보군 생성 방법을 그림 3(a)에 도식화하였다. 기존 방법^[20]은 가장 짧은 지연선의 펼친 위상의 범위를 기준으로 다른 지연선의 펼친 위상의 범위를 구하는 방식으로 다음과 같이 표현된다.

$$r^{i-1}(\theta'_{1e} - 2\varepsilon_{\min}) < \theta'_{ie} < r^{i-1}(\theta'_{1e} + 2\varepsilon_{\max}), \quad i = 2, \dots, n-1. \quad (10)$$

제안하는 후보군 선택 알고리즘의 효율성을 보이기 위해, 제안하는 방법과 기존 방법^[20]의 후보군 개수들을 계산해 본다. 먼저, 지연선의 개수가 n , $N(\theta'_{ie})$ 는 θ'_{ie} 의 후보군 개수, $P = N(\theta'_{2e})$ 인 경우에, 제안하는 방법의 후보군 개수는 $N(\theta'_{ne})$ 로서 P^{n-1} 가 된다. 즉,

$$N(\theta'_{ne}) = 1 \cdot P \cdot \dots \cdot P = P^{n-1}. \quad (11)$$

기존 방법^[20]의 경우, 식 (10)을 통해서 $(i+1)$ 번째 펼친 위상의 범위는 i 번째 펼친 위상의 범위에 비해 r 배 차이가 난다는 사실을 바탕으로 기존 방법의 후보군의 개수는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \prod_{i=1}^n N(\theta'_{ie}) &= 1 \cdot P \cdot rP \cdot \dots \cdot r^{(n-2)}P \\ &= r^{(n-2)(n-1)/2} P^{n-1}. \end{aligned} \quad (12)$$

따라서, 본 논문에서 제안한 후보군 선택 알고리즘은 기존 방법^[20]에 비해 $1/r^{(n-2)(n-1)/2}$ 배에 해당하는 적은 수의 후보군들을 사용하는 것을 알 수 있다. 결과적으로, 최소자승 기법을 수행할 경우의 수가 줄어들기 때문에, 실시간 주파수 추정에 보다 효율적인 방법임을 알 수 있다.

이와 같이 펼친 위상 후보군들을 선정하고, 4개의 지연선인 조건에서 각 펼친 위상 후보군들에 대해 주파수를 추정하기 위해 다음과 같이 행렬 A 를 정의한다.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 4 & 16 & 64 \end{bmatrix}^T$$

또한, 각 지연선들의 $m (= 1, \dots, P^{n-1})$ 번째 펼친 위상 후보군 $\{0, \theta_{m,1e}, \theta_{m,2e}, \theta_{m,3e}, \theta_{m,4e}\}$ 을 열벡터인 $B_m = [0, \theta_{m,1e}, \theta_{m,2e}, \theta_{m,3e}, \theta_{m,4e}]^T$ 으로 표현한다. 이를 이용하여, 다음과 같이 시간에 따른 위상변화를 G_m 을 연산한다.

$$\begin{aligned} X_m &= (A^T A)^{-1} A^T B_m, \quad m = 1, 2, \dots, P^{n-1} \\ G_m &= X_m(2,1). \end{aligned} \quad (13)$$

여기서, $X_m(2,1)$ 은 최소자승법을 통해 산출된 기울기 즉, 추정된 위상변화율 G_m 과 같다. 식 (13)에서 계산된 G_m ($m = 1, \dots, P^{n-1}$) 후보군들 중에서 최적의 기울기 G_{opt} 는 다음의 평균 누적제곱 오차(Mean squared error: MSE)를 최소화하는 G_m 이 되고, 이는 펼친 위상들 사이에서 가장 선형성이 높은 것을 의미한다. 이상적인 펼친 위상이 임의의 주파수 조건에서 완벽한 선형을 이루는 성질을 이용하여, 평균 누적 제곱 오차를 최소화하는 후보군을 선택함으로써 최적의 주파수를 추정하게 된다.

$$MSE_k = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\theta'_{ie} - G_k \cdot r^{i-1})^2. \quad (14)$$

또한, 추정 주파수 $\hat{f}$ 는 식 (2)와 G_{opt} 를 이용하여 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\hat{f} = \frac{G_{opt}}{k_1 \cdot \tau}. \quad (15)$$

III. 실험

제안한 방법의 성능을 검증하기 위해 1:4 비율의 4개의 지연선을 갖는 2-18GHz DFD 시스템을 고려하였다. 특히, 범위 내의 주파수를 적절히 측정하기 위해 주파수 대역폭은 식 (2)를 기반으로 $x \simeq 0.912$ 로 설정하여 19.7338GHz으로 설정하였다. 또한, 주파수 해상도는 0.6MHz, IQ데이터 측정 해상도는 아날로그 디지털 변환기 8bit로 설정하였다. II.3절에서 언급한 바와 같이, 메모리를 통해 보정된 접힌 위상에 $0 \sim \pm 30^\circ$ 의 균등한 분포를 갖는 위상 잡음이 첨가되었다고 가정하였다. 또한, 모든 시뮬레이션 결과는 독립적으로 300번씩 수행한 결과들의 평균값으로 계산하였다. 제안한 주파수 추정 알고리즘을 정리하여 기술하면 그림 4와 같다. 구체적으로, (i) 각 지연선에서 접힌 위상을 측정하고, (ii) 위상 잡음의 한계치를 기반으로 첫 번째 지연선의 펼친 위상의 범위를 추정하고, (iii) 이를 기반으로 2-4번째 펼친 위상 후보군들을 순서대로 선택한다. (iv) 선정된 P^{n-1} 개의 후보군들로부터 G_k 값을 구하고, (v) 최소의 MSE를 가지는 G_{opt} 값을 선정하여, (vi) 주파수 $\hat{f}$ 를 판별한다.

시뮬레이션 결과, $\pm 20^\circ$ 이하의 위상 잡음에 한계에서는 제안한 방법이 기존 방법에 비해 유사 혹은 경미하게 적은 주파수 추정 에러를 보였다(그림 5 참조). 특히, 지연선 비율이 1:4인 상용 2-18GHz DFD에서 주파수 모호성을 야기하지 않는 위상 잡음은 $\pm 22.5^\circ$ 미만이기 때문에^[18], 상용 2-18GHz DFD의 경우 $\pm 22.5^\circ$ 이상의 위상 잡음에 대한 실험 결과는 그림 5에는 나타나지 않았다. 반면, 제안한 구조에서는 그림 5과 같이 $\pm 22.5^\circ$ 이상의 위상 잡음에서도 허용할 만한 주파수 추정 오차를 갖는 것을 확인할 수 있었다.

또한, 2-18GHz의 제안하는 DFD의 성능에 대해 상용 DFD, 기존 DFD^[20]와 비교해 보면(표 2와 참조), 제안한

그림 4. 제안한 주파수 추정 알고리즘 절차
Fig. 4. The proposed freq. estimation algorithm.

그림 5. 잡음에 따른 RMS 에러 결과
Fig. 5. The simulation results.

표 2. 성능 예측 비교
Table 2. DFD's performances.

구 분	2-18GHz DFD 가정 (기준) ^[20]	2-18GHz DFD (제안)	2-18GHz DFD (상용) ^[18]
초고주파 모듈	2-18GHz 부품	2-18GHz 부품	2-18GHz 부품
지연선 개수	4개	4개	7개
지연선 비율 (r)	1:4	1:4	1:2
필요부품 비율	약 57%	약 57%	100% (기준)
후보군 선택 알고리즘	무	유	해당사항 없음
추정 알고리즘	최소자승법	최소자승법	메모리블록 기반
추정 연산량 (P=0.89)	약 45회, 100% (기준)	약 1회, 2.3%	해당사항 없음
추정 모호성 발생	위상 잡음 ±30.0° 이상	위상 잡음 ±30.0° 이상	위상 잡음 ±45.0° 이상

DFD는 4개의 지연선으로 구성되고, 상용 2-18GHz DFD는 7개의 지연선으로 구성되므로, 상용 DFD 대비 약 57%만의 RF부품들이 필요하다. 이는 지연선을 추가할 때마다 그 채널을 구성하는 일련의 주변 RF 부품들이 필요한 것으로부터 유추할 수 있다. 또한, 제안한 2-18GHz DFD와 기존 DFD의 연산량을 비교하면, P=0.89일 때 각각 식 (11), 식 (12)에 따라 제안한 DFD에서는 기존 DFD 경우의 2.3%만의 연산량이 요구됨을 확인할 수 있다.

그림 6과 그림 7은 그림 5의 측정 결과를 구체적으로 나타내는 실험 결과로서, 위상 잡음에 따라 주파수별 추정오차(MHz)를 나타낸다. 그림 6은 0 ~ ±20°까지의 위상 잡음에 대한 결과, 그림 7은 ±25 ~ ±30°의 위상 잡음에 대한 결과를 각각 나타낸다. 그림 6-7에서 볼 수 있듯이, 제안하는 2-18GHz DFD가 주파수 모든 대역에서 허용할 만한 주파수 추정 에러를 보임을 확인할

그림 6. 주파수 추정 RMS 에러 (잡음 0-20°)

Fig. 6. Estimation of RMS error.

그림 7. 주파수 추정 RMS 에러 (잡음 25-30°)

Fig. 7. Estimation of RMS error.

수 있었다. 특히, 그림 7에서 제안한 구조는 $\pm 30.0^\circ$ 의 위상 잡음에서도 주파수 모호성이 발생하지 않음^[9]을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서 제안한 2-18GHz DFD는 상용 DFD 대비 약 57%의 부품만으로 구성이 가능한 구조를 갖는다. 또한, 제안한 후보군 선택 알고리즘으로 인해, 기존의 방법^[20] 대비 오직 2.3%의 후보군의 연산만으로 주파수 추정함으로써 그 계산 속도를 높였다. 그리고, 기존의 방법^[20]을 확장한 최소자승법을 이용한 주파수 추정으로, 비교적 높은 위상 잡음인 $\pm 30.0^\circ$ 가 존재할 경우에도 동일한 지연선 비율을 갖는 기존 DFD에 비해 보다 정확한 주파수 추정이 가능함을 확인하였다. 특히, 제안한 2-18GHz DFD는 소형화에 적합하며, 같은 비율의 지연선 구조에서 기존 DFD보다 위상 잡음에 강인하고, 빠른 주파수 추정을 할 수 있음을 확인하였다. 추후, 한 신호 내에서 다수의 신호 샘플을 활용하여 잡음 환경에 더욱 강인한 DFD 성능 향상 연구를 진행할 예정이다.

REFERENCES

- [1] P.W. East, "Design techniques and performance of digital IFM," *IEE Proc.-F Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 129, no. 3, pp. 154-163, Jun. 1982.
- [2] K. Burns, "Tracking trends in military IFMs and DFDs," *Microwaves & RF*, June 2009. (<http://mwrf.com/military/tracking-trends-military-ifms-and-dfds>).
- [3] L. Xiang, J. Yonghua, Z. Longjun, T. Zhikai, and G. Weiliang, "A new method in DFD design," *Proc. Microwave Conf. APMC*, Suzhou, China, vol. 1, Dec. 2005.
- [4] J. Helton, C.H. Chen, D.M. Lin, and J.B.Y. Tsui, "FPGA-Based 1.2 GHz bandwidth digital instantaneous frequency measurement receiver," *Proc. 9th ISQED Conf.* California, USA, pp. 568-571, Mar. 2008.
- [5] S. Mahlooji and K. Mohammadi, "Very high resolution digital instantaneous frequency measurement receiver," *Proc. Int. Conf. on Signal Processing Systems*, Nebraska, USA, pp. 177-181, May 2009.
- [6] J. Zhou, S. Aditya, P.P. Shum, and J. Yao, "Instantaneous frequency measurement using a photonic microwave filter with an infinite impulse response," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 22, no. 10, pp. 682-684, May 2010.
- [7] J.B.Y. Tsui, *Microwave Receivers With Electronic Warfare Applications*, Krieger Publishing Co., Malabar, 1992.
- [8] J.B.Y. Tsui, Instantaneous frequency measurement receiver with digital processing, U.S. Patent 4633516, Dec. 1986.
- [9] Wide Band System, Inc., "Digital frequency discriminator," *Wide Band System Technical Product Bulletin*, no. 104, 1999. (http://www.widebandsystems.com/Digital_Frequency_Discriminators.pdf).
- [10] E. Slepian, "Estimation of signal parameters in the presence of noise," *IRE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-3, pp. 68-89, Mar. 1957.
- [11] S.A. Tretter, "Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression," *IEEE Trans Inform. Theory*, vol. IT-31, pp. 832-835, Nov. 1985.
- [12] S. Kay, "A fast and accurate single frequency estimator," *IEEE Trans. Acoustics Speech, Signal Processing*, vol. 37, no. 12, pp. 1987-1989, Dec. 1989.
- [13] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer,

Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, New Jersey, USA, 1989.

- [14] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer. "From frequency to quefrency: A history of the cepstrum," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 21, no. 5, pp. 95-106, 2004.
- [15] M.L. Fowler, "Phase-based frequency estimation: A review" *Digital Signal Processing*, vol. 12, no. 4, pp. 590 - 615, *Elsevier Inc.*, Ontario, 2002.
- [16] R.G. McMillan, B.G. Quinn, I.V.L. Clarkson, and B. Moran, "Frequency estimation by phase unwrapping," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 58, no. 6, Jun. 2010.
- [17] S.Y. Park, Y.S. Song, H.J. Kim, and J.S. Park, "Improved method for frequency estimation of sampled sinusoidal signals without iteration," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 8, Aug. 2011.
- [18] W.B. Sullivan, "Gauging limitations on DFD performance," *Microwaves & RF*, Nov. 2005. (<http://mwrf.com/systems/gauging-limitations-dfd-performance>)
- [19] G.C. Liang, C.F. Shih, R.S. Withers, B.F. Cole, and M.E. Johansson, "Space-qualified superconductive digital instantaneous frequency measurement subsystem," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 7, Jul. 1996.
- [20] J.O. Park, J.B. Seo, J.H. Kim, and S.W. Nam, "Design of a digital frequency discriminator using least squares based phase calibration," *Proc. 2010 SICE Annual Conf.*, Taipei, Taiwan, pp. 1768-1772, Aug. 2010.

— 저 자 소 개 —

박진오(정회원)

2004년 명지대학교 전기정보 제어 공학부 학사 졸업.

2004년~현재 LIG넥스원 전자전 연구센터 재직.

2011년 한양대학교 전자컴퓨터 통신공학과 석사 졸업.

<주관심분야 : 전자전시스템, 신호처리, 방향탐지, 위치추정>

남상원(평생회원)-교신저자

1981년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.

1987년 Univ. of Texas at Austin 석사 졸업.

1990년 Univ. of Texas at Austin 박사 졸업.

1991년~현재 한양대학교 융합전자공학부 교수.

<주관심분야: 신호처리, 제어, 의공학>