

다중 저속 ADC를 이용한 광대역 DFD 구조 설계

Design of Wideband Digital Frequency Discriminators with Multiple Channels of Low-Speed ADCs

김상원 · 김정훈 · 주증민 · 이동근 · 조성진

Sangwon Kim · Junghoon Kim · Jeungmin Joo · Donggeun Lee · Seongjin Jo

요약

본 논문에서는 넓은 주파수 범위에 매우 짧은 시간 존재하는 신호에 대해 낮은 샘플링 속도의 ADC를 이용하여 주파수를 측정하는 방식을 제안하였다. 다중 sub-Nyquist 샘플링 채널과 주파수 추정부(estimator)를 사용하는 주파수 측정 구조를 이용해 입력 주파수에 대해 각 채널에서 발생가능한 주파수 측정 모호성 패턴을 설계 시 분석하고, 각 채널에서 측정된 주파수 모호성이 포함된 결과를 처리하여 입력신호의 주파수를 추정한다. 이를 통해 신호 샘플링 속도 대비 수십 배 넓은 주파수 범위의 신호 주파수를 모호성 없이 측정할 수 있으며, 일반적인 DFD에 비해 더 좋은 주파수 측정성능을 잡음환경 시뮬레이션을 통해 보여주었다.

Abstract

This paper proposes an alternative method for measuring the frequency of a short-time signal in a wideband frequency range. A frequency measuring architecture comprising multiple sub-Nyquist sampling channels and a frequency estimator is proposed. The simulation results show that the proposed method has better frequency accuracy, though it uses lower sampling rates than typical DFDs for wideband input frequency range.

Key words: Wideband, Digital Frequency Discriminator(DFD), Instantaneous Frequency Measurement(IFM), Ambiguity, Multiple Channel

I. 서론

주파수를 측정하는 장치는 다양한 분야에서 활용된다. 그 중, 전자전과 같이 수 μs 이내의 짧은 신호의 주파수를 측정하는 분야에서는 FFT와 같이 많은 샘플이 필요한 주파수 측정방식을 이용할 수 없어, 지연선과 아날로그 위상비교회로를 이용하는 IFM(instantaneous frequency me-

asurement)방식의 DFD(digital frequency discriminator)를 활용한다^{[1],[2]}. 또한 전자전의 경우, 수십 MHz에서 수십 GHz까지의 범위에서 동작하는 레이더의 신호를 모두 측정하여야 하므로 넓은 주파수 범위의 주파수 측정이 가능하여야 한다^[3]. 기존 대부분의 DFD는 아날로그 회로를 이용하여 제작하므로 제품별 튜닝이 필요하며, 가격 또한 높게 책정된다. 고속의 ADC를 이용하여 신호의 주파수

*국방과학연구소(Agency of Defense Development)

· Manuscript received June 2, 2021 ; Revised July 13, 2021 ; Accepted September 7, 2021. (ID No. 20210602-058)

· Corresponding Author: Junghoon Kim (e-mail: jhkim1@add.re.kr)

를 측정하는 방법도 적용되고 있지만, 광대역 신호의 경우 신호 입력 대역폭의 최소 2배 이상의 ADC 속도가 필요하므로, 전자전에서 사용하는 넓은 대역폭 범위의 신호를 측정하기 위해서는 수십 GSPS 수준의 고속 ADC가 필요하게 되어 이 또한 적용이 쉽지 않다. 본 논문에서는 저속의 ADC를 이용하여 넓은 주파수 범위의 입력신호의 주파수를 측정하는 방법을 제안하고, 그 시뮬레이션 결과를 제시한다.

II. 연구 배경

디지털신호처리 기술과 디지털 소자의 성능이 부족했던 과거에는 광대역 범위의 주파수를 측정하기 위해 아날로그 신호 지연소자와 아날로그 위상비교기를 이용하여 DFD를 구현하였다. 원신호와 지연소자를 거친 신호간의 위상차를 확인하여 주파수로 환산하는 방법을 사용하므로, 두 개 이상의 신호가 동시에 수신되는 경우에는 두 신호의 간섭에 의해 주파수 측정이 불가함에 따라 주로 짧은 펄스형태의 레이더 신호 주파수를 측정하는데 이용된다. 매우 넓은 주파수 범위에서 주파수 모호성 없이 정확도를 높이기 위해 다수의 지연소자와 위상비교기 조합을 적용한다^{[4],[5]}. 아날로그 소자를 통한 주파수 측정하므로 각 소자에서 제작상 발생 가능한 시간지연오차와 위상측정오차를 보상하기 위해 많은 튜닝을 거쳐 생산하게 되므로 생산시간과 생산단가가 크게 높아진다. 최근 이러한 문제점을 해소하기 위하여 디지털 기술을 이용한 주파수 측정 방법에 관한 연구가 진행되고 있다. 광대역의 주파수 측정을 위해서는 매우 높은 속도의 ADC가 필요하므로, 고속의 1-bit ADC를 적용하는 방법이 개발되었다^[6]. 고속의 1-bit ADC를 이용하는 방법은 신호를 포화된 구형파 형태로 변환하고, 두 개 이상의 신호로 분리 후 다른 신호지연 시간을 적용한다. 이후 지연시간이 다른 신호들간의 XOR 연산을 통해 두 신호를 주파수 혼합한 효과를 이용하며, XOR된 신호를 일정 주기 동안 합산하고, 저대역 통과 필터효과를 이용하여 신호의 주파수를 측정한다. 이 또한 신호 대역폭의 2배가 넘는 샘플링 속도의 고속비교기를 이용하고, 채널간의 신호지연 효과를 이용하므로 아날로그 회로로 신호지연을 발생시키는 과정에서 다양한 오차가 발생 가능하므로, 튜닝을 통해 그 오차를 교정하고 있다.

III. 본 론

높은 주파수의 신호를 낮은 샘플링 속도로 디지털 변환하면, 신호측정결과에서 실제신호를 유추할 수 없는 모호성이 발생한다. 모호성은 원 신호와 샘플링 속도와의 관계에 의해 발생하게 되므로, 모호성이 발생한 샘플링 결과를 보면 해당 모호성을 발생시킬 가능성이 있는 다수의 주파수값을 유추할 수 있다. 만일 하나 이상의 ADC를 이용하고, ADC의 속도를 적절하게 설정한다면 ADC의 측정 결과들을 이용하여 하나의 입력신호 주파수를 추정할 수 있다. 본 논문에서 적용하는 주파수 측정방식은 μs 이하의 매우 짧은 기간의 신호를 처리하기 위해 단위 시간당 위상변화율을 이용한다. 단위시간당 위상변화율을 이용한 입력신호 주파수(f_{in}) 측정방법은 식 (1)과 같이 표현될 수 있다.

$$f_{in} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

위상변화를 이용하기 위해서는 신호의 위상을 측정하여야 하며, 신호 위상측정을 위해 I/Q 성분을 추출하는 방법에 따라 아래와 같이 두 가지 다른 방법을 적용할 수 있다.

- 방식 1) 광대역 아날로그 소자를 이용한 I/Q 성분 생성
- 방식 2) 디지털 샘플링 후 디지털 신호처리를 이용한 I/Q 성분 생성

협대역의 신호인 경우에는 낮은 ADC 속도로 신호를 샘플링 가능하므로, 방식 2)와 같은 디지털 신호처리를 이용하는 방법이 적용되는 경우가 많지만, 광대역의 신호를 동시에 처리하는 장비에서는 아직도 방식 1)과 같은 아날로그방식으로 I/Q 성분을 생성한다.

광대역 주파수 범위의 신호를 탐지하고 측정하는 일반적인 장비들은 슈퍼헤테로다인 방식을 이용하며, RF 신호를 IF 주파수 대역으로 변환하여 측정하게 된다. IF 주파수로 변환하는 과정에는 신호측정과정에 오류가 발생하지 않도록 IF 주파수 범위 외의 신호를 차단하는 다수의 필터가 포함된다. 이러한 주파수 변환과정에서 90도의 위상관계를 가지는 국부신호를 이용하여 I/Q 성분을 추출할 수 있다. IF 대역으로 변환없이 바로 RF 신호를 측

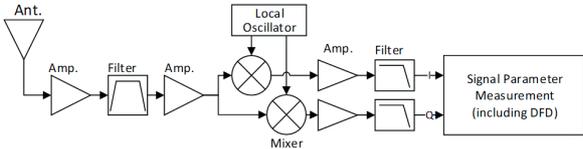


그림 1. 일반적인 광대역 RF 수신 시스템
Fig. 1. Typical wideband RF receiver system.

정하는 경우에는 광대역 90도 Hybrid Coupler를 이용하여 I/Q 성분을 추출가능하다. 본 논문에서는 아날로그 방식으로 I/Q 성분이 생성되는 그림 1과 같은 시스템구조에서 디지털 방식을 이용한 주파수 측정방식을 제안한다.

3-1 다채널 Sub-Nyquist 샘플링 구조

그림 1과 같이 신호를 I/Q 성분으로 분리하면, 분리된 신호를 N-way 전력분배기를 통해 N 개의 채널로 분리한다. 분리된 각 신호는 저속의 ADC에서 정확한 측정을 위해 필요시 Hittite사의 HMC1061LC5 Track&Hold 소자와 같이 ADC의 full power bandwidth를 확장시키기 위한 소자를 적용할 수 있다. 이 때, 각 채널은 I와 Q 성분을 모두 샘플링 가능한 2개의 동일 속도의 ADC를 내부적으로 보유한 것으로 간주하고 설명한다. N 개의 채널은 모두 다른 샘플링 속도를 가지는 ADC로 구성되며, 각각은 입력 신호 주파수 대비 Nyquist 샘플링 조건을 만족하지 못하는 낮은(sub-Nyquist) 샘플링 속도를 가지도록 설계한다(그림 2). 이 때, 각 ADC에서 샘플링된 I/Q 성분들로 신호의 위상을 측정하고, 식 (1)과 같이 측정된 위상값의 샘플간 변화를 통해 신호의 주파수를 계산한다. 이 때, 입력신호 주파수에 비해 낮은 샘플링 속도의 ADC를 적용하게 되므로,

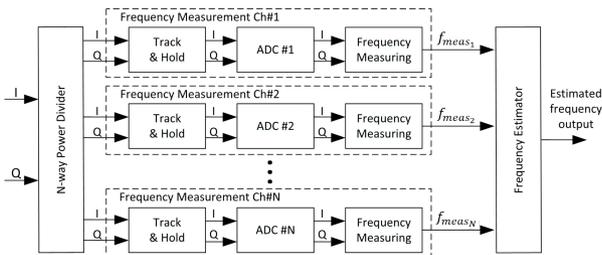


그림 2. 다중 채널 sub-Nyquist 샘플링 DFD 구조
Fig. 2. Multi-channel sub-Nyquist sampling DFD architecture.

신호측정결과에 모호성이 발생한다. n 번째 ADC의 샘플링 속도를 f_{s_n} 이라 하면, 입력신호 주파수에 따라 식 (1)에 의해 측정된 주파수의 모호성은 그림 3과 같은 패턴으로 나타난다.

주파수 측정 결과는 입력신호와 샘플링속도에 의해 결정되며, 식 (2)와 같이 표현된다. 식 (2)에서 %는 모듈러 연산을 의미한다.

$$f_{meas_n} = ((f_{in} + f_{s_n}/2) \% f_{s_n}) - f_{s_n}/2 \quad (2)$$

따라서, 샘플링 주파수를 다르게 가져갈 경우, 입력신호의 주파수 변화에 따라 서로 다른 모호성을 나타내게 되며, 그림 4는 $f_{s_1}=94$ MSPS, $f_{s_2}=100$ MSPS를 적용하여 0~1,000 MHz까지의 주파수 신호를 측정하는 경우에 각 채널에서 측정되는 주파수 모호성 패턴을 보여준다.

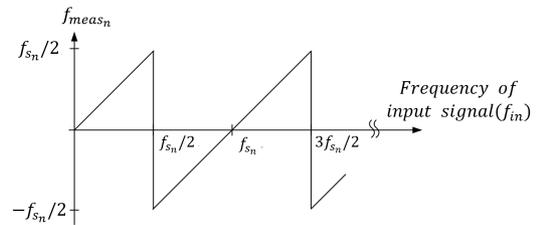


그림 3. sub-Nyquist 샘플링 속도에서 주파수 측정 모호성
Fig. 3. Ambiguity pattern of frequency measurement with a sub-Nyquist sampling rate.

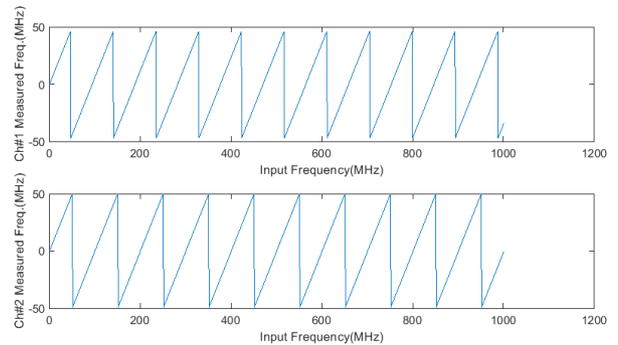


그림 4. 샘플링 속도(94 MSPS, 100 MSPS)에 따른 주파수 측정 모호성 패턴(입력주파수 0~1,000 MHz)
Fig. 4. Ambiguity patterns of frequency measurements with sampling rates 94 MSPS and 100 MSPS (0~1,000 MHz input frequency).

다음 절에서는 그림 5와 같이 두 개 이상의 신호주파수 측정채널에서 측정된 모호성이 포함된 결과를 이용하여 신호의 주파수를 모호성없이 추정하는 방법을 구체적으로 설명한다.

3-2 주파수추정 모호성 방지를 위한 채널별 샘플링 속도 설계

그림 5와 같이 모호성이 포함된 다수의 주파수 측정값을 이용하여 입력신호 주파수를 유추하기 위해서는 측정하고자 하는 신호주파수 범위 내의 두 개 이상의 입력신호 주파수에서 동일한 모호성 결과를 발생하는 경우가 없도록 각 ADC의 샘플링 속도를 결정하여야 한다. 또한, 신호의 주파수 측정값이 잡음과 같은 주파수 측정오차에 의해 전혀 다른 신호의 주파수 측정값으로 판단되는 경우(이하 주파수추정 모호성)를 방지하기 위해, 입력신호에 대한 각 채널의 주파수 측정값의 조합은 일정 이상의 이격거리를 확보하여야 한다. 측정값들 간의 간격을 확인하기 위해 두 개의 ADC 채널을 이용할 경우, 각 채널에서 측정되는 신호의 주파수를 2차원 평면에 도시하여 서로 다른 입력신호에 의한 주파수 측정값의 조합 패턴을 확인할 수 있고, 서로 다른 두 입력신호의 측정결과가 동일한 결과를 나타내는 경우가 발생하는 지를 확인할 수 있다. 그림 6~그림 8은 0~1,000 MHz까지의 입력신호를 1 MHz 단위로 변경해 가며, 그 때 측정되는 두 채널의 주파수 측정값을 좌표로 하여 평면에 도시한 결과로서, 평면좌표 (0,0)에서부터 시작하여 점들이 일직선(이하 주파수 궤적선)으로 이동해가는 것을 알 수 있다. 만일 두 개 이상의 점이 하나의 좌표에 겹쳐 표시되는 경우, 두 채널

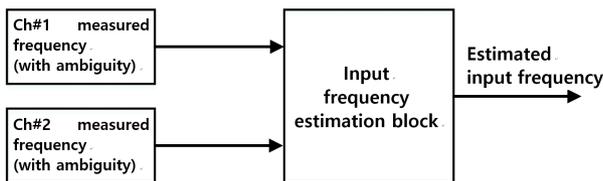


그림 5. 두 주파수 모호성 입력 신호에 대한 주파수 추정부 블럭도
 Fig. 5. Frequency estimation block with two ambiguous frequency measurement inputs.

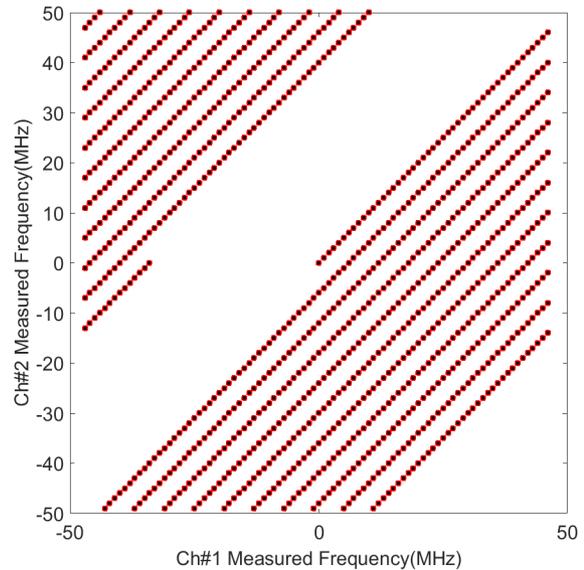


그림 6. 샘플링 속도(94 MSPS, 100 MSPS)에 따른 두 측정 주파수의 궤적(입력주파수 0~1,000 MHz)
 Fig. 6. Trajectory of two measured frequency with sampling rates 94 MSPS and 100 MSPS(0~1,000 MHz input frequency).

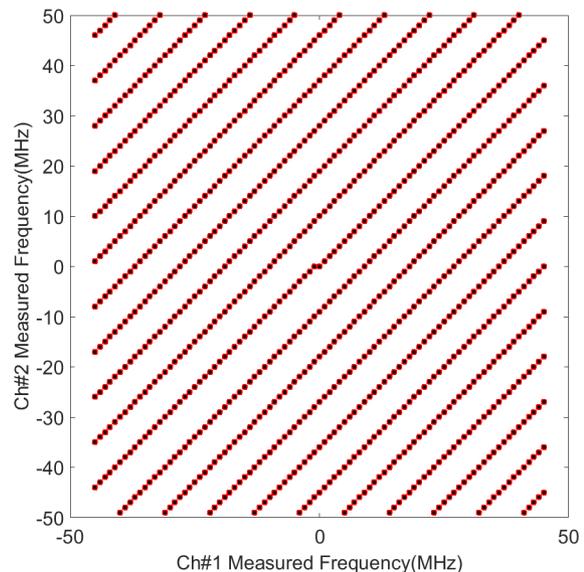


그림 7. 샘플링 속도(91 MSPS, 100 MSPS)에 따른 두 측정 주파수의 궤적(입력주파수 0~1,000 MHz)
 Fig. 7. Trajectory of two measured frequencies with sampling rates 91 MSPS and 100 MSPS(0~1,000 MHz input frequency range).

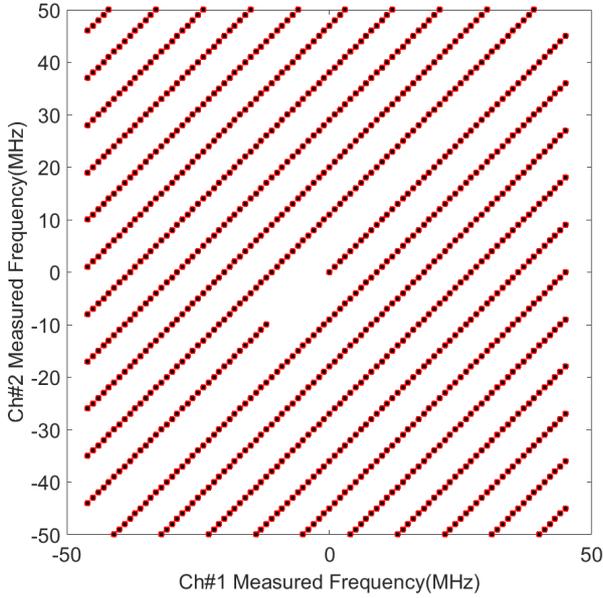


그림 8. 샘플링 속도(92 MSPS, 101 MSPS)에 따른 두 측정 주파수의 궤적

Fig. 8. Trajectory of two measured Frequencies with sampling rates 92 MSPS and 101 MSPS(0~1,000 MHz input frequency range).

의 측정결과로 입력신호의 주파수를 구분할 수 없게 되고, 주파수 궤적선의 간격이 주파수 측정오차보다 좁게 형성될 경우, 두 채널의 주파수 측정오차로 인해 입력신호의 주파수를 유추하는데 큰 오차가 발생하는 주파수 추정 모호성이 발생하므로, 주파수 궤적선간의 간격은 각 채널의 주파수 측정 오차를 고려하여 설계하여야 한다. 동일한 주파수 범위의 입력신호를 처리하더라도 그림 6 보다 그림 7이 전체 평면공간을 잘 활용하여 주파수 궤적선의 간격을 넓게 사용함을 알 수 있다. 하지만, 그림 7에서 0 MHz의 측정좌표인 (0 MHz, 0 MHz)과 1,000 MHz의 측정좌표인 (-1 MHz, 0 MHz)이 너무 인접하여 약간의 주파수 측정오차로도 0 MHz와 1,000 Mhz 인근 주파수에서는 입력주파수를 유추하는데 있어 큰 주파수 오차를 발생할 수 있다. 이러한 경우에는 오히려 그림 8과 같이 두 채널의 샘플링 속도를 설정하여 주파수추정 모호성을 줄일 수 있다. 주파수 궤적선은 모두 기울기가 1로 동일하게 진행하므로, 궤적선의 간격은 궤적선이 y 축($f_{s1}=0$)과 만나는 값을 확인하여 산출 가능하다. 이러한 궤적선

의 간격은 주파수 추정 모호성 확률을 달리하여 최종 주파수 측정정확도에 영향을 준다. 따라서, 궤적선의 간격은 각 채널의 주파수 측정정확도를 고려하여 설정하여야 한다.

각 채널의 주파수 측정정확도는 측정하는 신호의 구간(또는 신호펄스폭)과 신호대 잡음비에 따라 달라질 수 있으며, 측정정확도를 높이기 위한 신호처리방법으로 다양한 방식이 적용될 수 있다.

순시주파수 측정방식(IFM)은 일반적으로 변조가 없거나, 협대역 신호에 대해 짧은 시간 동안의 신호의 위상변화율을 이용하여 주파수를 측정하게 된다. 신호를 샘플링하여 위상을 확인하는 과정에는 잡음과 측정오차 등에 의해 위상 오차가 포함된다. 식 (3)과 같이 연속된 다수의 위상샘플의 시간당 위상변화율의 평균을 이용하여 신호의 주파수를 측정하는 경우, 측정 구간내 측정된 n 개의 위상값 중 최초와 최종 수신된 위상값의 차이를 시간당 변화율로 환상하는 방법이 가장 쉬운 방법이지만, 이 때에는 최초와 최종 위상측정에 포함된 위상오차가 큰 영향을 미칠 수 있다.

$$\widehat{freq} = \frac{f_s}{2\pi(n-1)} \sum_{k=1}^{n-1} (\phi_{k+1} - \phi_k) \quad (3)$$

가우시안 분포의 오차를 가정할 경우, 최적의 주파수 측정방법은 신호위상값의 변화율을 선형회귀방식으로 구하는 것으로, 측정된 위상값과 추정주파수와의 관계는 식 (4)와 같다.

$$\phi_i = \widehat{\phi}_1 + \widehat{freq} \times 2\pi \times (i-1) / f_s \quad (4)$$

이는 다시 식 (5)와 같은 선형대수형태로 표현될 수 있으므로 의사역행렬을 통해 쉽게 해를 구할 수 있다⁷⁾.

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ (n-1) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2\pi \times \widehat{freq} / f_s \\ \widehat{\phi}_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

위와 같이 선형회귀분석방법으로 주파수를 측정할 경우, 측정 오차 $\sigma_{\widehat{freq}}$ 는 위상측정 오차 σ_ϕ 에 의해 결정된다. 위상측정오차로 인해 주파수 추정 시 발생하는 오차는 식 (6)과 같다.

$$\sigma_{\widehat{freq}} = \frac{\sqrt{3}\sigma_{\phi}f_s}{\pi\sqrt{n(n^2-1)}} \quad (6)$$

주파수 측정정확도에 미치는 위상측정정확도는 신호의 크기가 잡음대비 보다 클 경우 개략적으로 식 (7)과 같이 표현된다^[8].

$$\sigma_{\phi} \approx \frac{1}{\sqrt{2SNR}} \quad (7)$$

위의 식에서 SNR은 dB 단위가 아닌 비율값으로 적용된다. 따라서, 신호 주파수의 측정정확도는 신호대 잡음비와 샘플수, 샘플링 속도에 의해 영향을 받는다. 수신기에서 발생가능한 국부발진기(local oscillator)의 위상잡음도 신호의 주파수측정 오차에 영향을 미칠 수 있으나, 그 크기가 미약하고 수신기 잡음지수에 포함시킬 수 있으므로 본 논문에서는 별도로 고려하지 않는다.

이상과 같이 각 채널의 주파수 측정이 완료되면, 이들을 이용하여 입력신호 주파수에 대한 모호성을 제거하는 입력신호 주파수 추정부를 설계한다. 입력신호 주파수 추정과정에 발생할 수 있는 오류 확률은 각 채널의 입력신호 주파수측정 정확도와 각 주파수 측정채널의 샘플링 속도에 밀접한 관계가 있다.

주어진 잡음과 신호길이에 대해 각 채널의 입력신호 측정정확도를 산출 가능하므로, 주파수 궤적선의 간격과 채널의 주파수 측정오차에 의해 발생가능한 주파수 추정시 발생할 수 있는 오류 확률을 확인하여 설계기준을 만족할 수 있도록 각 채널의 샘플링 속도를 결정하여야 한다. 샘플링속도 조합에 의해 결정되는 주파수 궤적선 간격과 주파수 측정 정확도로 인해 발생할 수 있는 입력주파수 추정 오류는 그림 9와 같이 설명될 수 있다.

입력신호의 주파수를 추정하는 방법은 각 채널에서 측정된 주파수 값의 조합과 가장 유사도가 높은 값의 조합을 발생시킬 수 있는 입력주파수를 찾는다. 그림 9와 같이 각 채널의 주파수 측정에 오차가 포함되고, 그 값의 위치가 원래 해당 입력주파수에 해당하는 값이 아닌, 주변 주파수 궤적선에 해당하는 값과 더 가까워지면, 주파수 측정결과에 큰 오차(주파수추정 모호성)가 발생하게 된다. 각 채널의 주파수 측정정확도의 RMS 값을 식 (6)을 통해 산출할 경우, 2차원 평면상에 각 채널의 주파수측정

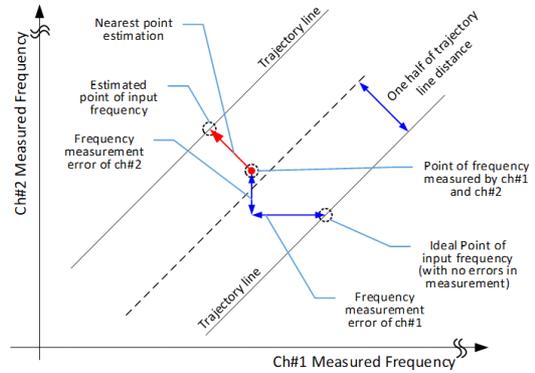


그림 9. 주파수 추정 오류 예
Fig. 9. Illustration of a case in which a frequency estimation error occurs.

값의 분포를 확인할 수 있고, 이로 인해 주어진 주파수 궤적선의 간격에서 발생할 수 있는 주파수 추정 모호성의 확률 또한 산출 가능하다.

FFT와 같은 주파수 측정방식이 아닌 순시주파수 측정 방식을 사용하는 경우는 레이다 신호와 같이 신호구간(펄스폭)이 최소 100 ns 수준까지 짧은 경우를 처리할 수 있어야 하므로, 최소 신호구간의 길이는 100 ns 이상으로 설정한다.

대상신호의 펄스폭과 신호의 샘플링 주파수 변화에 따른 신호주파수 측정오차의 RMS 값을 그림과 같다. 그림 10에서와 같이 신호 펄스폭이 길어지고, 샘플링 속도가

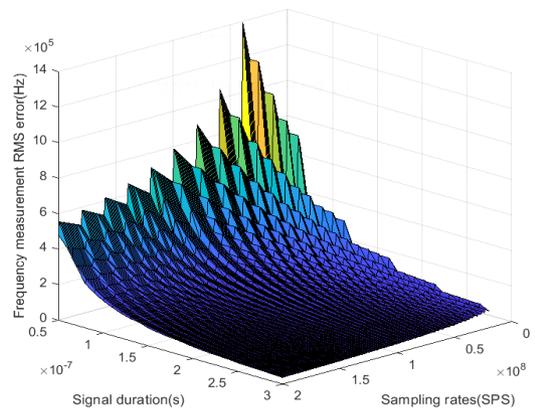


그림 10. 다양한 신호 지속 시간과 샘플링 속도에 따른 주파수 측정 RMS 오차(SNR 13 dB)
Fig. 10. Frequency measurement RMS errors with various signal durations and sampling rates(SNR 13 dB).

빨라지면 더 많은 샘플을 획득할 수 있어 더 좋은 측정 정확도를 보여준다. 하지만, 동일한 신호펄스폭에서는 샘플링 속도가 빨라지면 측정정확도가 나빠지는 구간들을 보여주는데, 이는 샘플링 속도가 증가하더라도 측정되는 샘플 수가 증가하지 않는 구간에서는 오히려 신호측정구간이 일부 줄어들어 신호펄스폭이 축소되는 것과 동일한 효과가 발생하기 때문이다.

측정대상 레이다의 최소 신호펄스폭을 100 ns, 신호대 잡음비를 13 dB, 입력신호의 주파수범위는 0~1,000 MHz, 채널별 샘플링속도를 92 MHz와 101 MHz로 각각 설정할 경우, 각 채널의 RMS 오차는 0.255 MHz, 0.243 MHz이며, 주파수 궤적선 간격은 $9/\sqrt{2}$ MHz로 설정된다. 두 채널의 주파수 측정 RMS 오차가 거의 유사하므로, 오차값을 RMS 0.25 MHz로 개략적으로 설정하여 분석한다. 주파수 궤적선의 간격의 절반값보다 높은 주파수 측정오차가 발생하는 경우에 모호성이 발생하므로, 모호성 발생과 관련된 오차는 정확히 주파수 궤적선과 수직인 성분이다. 이는 주파수 궤적선과 수직된 성분의 주파수 오차의 정규 분포의 확률값을 통해 확인할 수 있다. 결과적으로, 주파수 추정 모호성 경계선까지의 거리($9/2\sqrt{2}$ MHz)와 주파수 측정오차 RMS(0.25 MHz)값의 비율이 12배 이상임을 고려하면, 모호성 발생확률을 배제할 수 있을 정도의 주파수 궤적선 간격을 보유하고 있음을 알 수 있다. 주파수 궤적선의 간격이 여유가 있음은 다시 말해, 2개의 채널로 일부 샘플링속도를 조절하여 더 넓은 주파수범위의 신호를 측정 모호성없이 측정 가능함을 의미한다. 주파수추정 모호성이 발생하지 않는 경우의 주파수 측정정확도는 주파수 궤적선과 평행한 방향의 오차분포를 따르므로 각 채널의 주파수측정 정확도에 의해 결정된다. 구체적으로는 각 채널의 주파수측정값으로 구성된 2차원 오차분포에서 주파수 궤적선과 평행한 단면의 오차분포를 따르게 된다.

3.3 측정가능 주파수 범위의 확장

동일한 주파수 측정 채널수를 유지한 가운데 측정해야 할 주파수 범위가 넓어지게 될수록 주파수 궤적선의 수가 많아지게 되어 주파수 궤적선 간의 간격이 좁아지게 되고, 모호성 발생확률이 높아지게 된다. 모호성 발생을 줄이기 위해서는 주파수 궤적선의 간격을 더욱더 넓혀야

한다. 하지만, 공간의 넓이 제한으로 인해 주파수 궤적선의 간격을 넓히는 데는 한계가 있다. 예를 들어 상기의 두 채널의 샘플링 속도로 인해 만들어지는 주파수 궤적공간의 넓이는 $92 \times 101 \text{ MHz}^2$ 이며, 이 때 대역폭 1,000 MHz의 입력주파수를 처리할 수 있는 최대 주파수 궤적의 간격은 $92/(1000/101)/\sqrt{2} \text{ MHz}$ 를 넘을 수 없다. 이 때, 처리해야 할 입력신호의 주파수 대역폭이 10 GHz라면, 주파수 궤적선의 간격은 이론상 최대 $92/(10000/101)/\sqrt{2}$ 을 넘을 수 없고, 이는 높은 확률의 모호성을 발생시키게 된다.

이와 같이 더 넓은 범위의 주파수를 모호성 없이 측정하기 위한 방법으로는 두 채널에 적용된 ADC의 속도를 높여 공간의 넓이를 확장하는 방법이 있다. 주파수 궤적선이 존재하는 공간을 확장하여 궤적선 간의 간격을 넓히는 방법이다. 하지만 이는 ADC의 속도 증가를 요구한다. 또 다른 접근법으로 ADC의 속도를 낮게 유지한 가운데 주파수 측정채널의 수를 증가시켜, 궤적선을 그려내는 공간의 차원 수를 확장하는 방법이 있을 수 있다. 예를 들어 주파수측정 채널의 수를 3으로 확장하면, 주파수 궤적선이 존재하는 공간을 3차원으로 확장할 수 있다. 그림 11은 3개의 주파수 측정 채널이 각각 92 MSPS, 101 MSPS, 64 MSPS의 속도로 동작할 때, 입력신호의 주파수에 따라 각 채널에서 측정되는 주파수 측정결과를 보여준다.

그림 12는 위에서 보여준 3채널의 주파수 측정값을 3

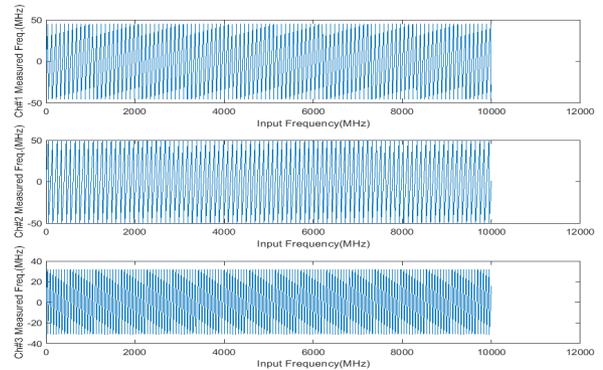


그림 11. 샘플링 속도(92 MSPS, 101 MSPS, 64 MSPS)에 따른 측정 주파수 모호성 패턴(입력주파수 0~10,000 MHz)

Fig. 11. Ambiguity patterns of frequency measurements with sampling rates 92 MSPS, 101 MSPS and 64 MSPS (0~1,000 MHz input frequency).

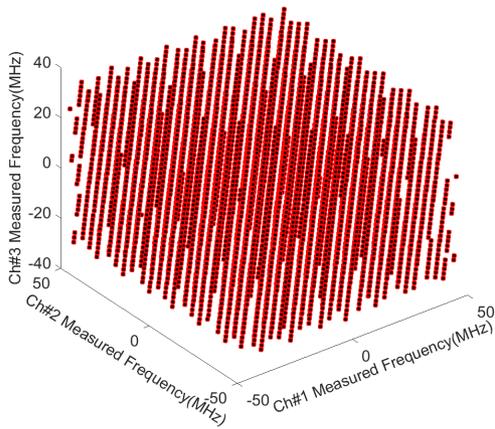


그림 12. 샘플링 속도(92 MSPS, 101 MSPS, 64 MSPS)에 따른 3개 측정 주파수의 궤적
 Fig. 12. Trajectory of three measured Frequencies with sampling rates 92 MSPS, 101 MSPS and 64 MSPS (0~10,000 MHz input frequency range).

차원 공간에 전시한 주파수 궤적선의 3차원 분포이며, 이때의 궤적선의 간격은 5.6 MHz 이상의 간격을 보유하여 모호성 발생을 억제할 수 있다.

그림 13은 주파수 궤적선의 간격을 보기 쉽도록, x, y, z축의 (1,1,1)벡터 방향에서 바라본 주파수 궤적선의 분포

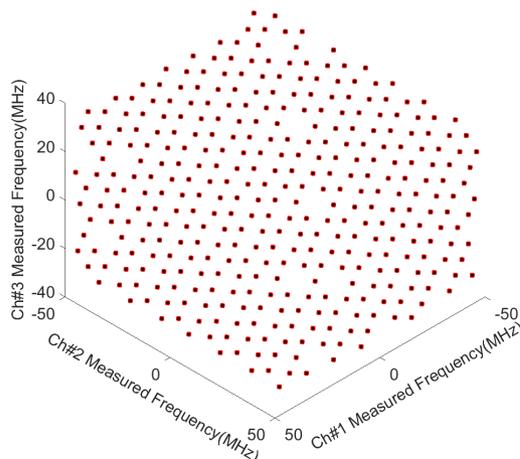


그림 13. 샘플링 속도(92 MSPS, 101 MSPS, 64 MSPS)에 따른 3개 측정 주파수의 궤적간 간격
 Fig. 13. Distances between trajectory of three measured Frequencies with sampling rates 92 MSPS, 101 MSPS and 64 MSPS (0~10,000 MHz input frequency range).

이며, 각 주파수 궤적선이 전체 3차원 공간에 골고루 분포되어 있음을 볼 수 있다. 이와 같이, 주파수 궤적선의 분포를 고려하여 낮은 샘플링 속도에서도 입력신호의 주파수 측정값이 모호성 없이 측정될 수 있도록 각 채널의 샘플링 속도를 결정할 수 있다.

모호성이 최소화되도록 각 채널의 샘플링 값이 결정되었다면, 각 채널의 측정 주파수값을 이용하여 입력신호의 주파수값을 유추하여 환산할 수 있어야 한다. 입력신호 주파수값 추정은 각 측정채널의 주파수 측정값을 조합하여, 가장 유사한 측정결과를 발생시킬 수 있는 입력신호의 주파수 값으로 추정한다. 이 때, 빠른 입력신호 주파수 추정을 위해 메모리를 이용할 수 있다. 입력신호의 주파수에 따라 예상되는 각 채널의 측정값을 메모리의 주소값으로 활용하고, 해당 메모리 주소의 내용은 추정되는 입력신호의 주파수를 저장할 경우, 고속으로 별도의 연산 없이 입력신호의 주파수 값을 추정할 수 있다. 예를 들어, 2개의 측정 채널을 이용하여 0~1,000 MHz 범위의 신호를 측정하고, 각 채널의 샘플링속도는 각각 92 MSPS, 101 MSPS이고 측정주파수 해상도를 0.25 MHz로 설정할 경우, 채널의 출력 주파수값은 각각 9 bit의 이진수로 표현될 수 있다. 이러한 경우에는 18 bit 주소 공간을 가지는 메모리를 이용하여 입력신호의 추정 주파수값을 저장하고, 아래와 같은 방식으로 입력신호의 주파수를 환산할 수 있다(그림 14)(표 1).

IV. 시뮬레이션 결과

제안한 주파수 측정 방식에 대해 성능을 확인하기 위해 2채널 주파수 측정 방식을 이용하여 시뮬레이션을 수행하

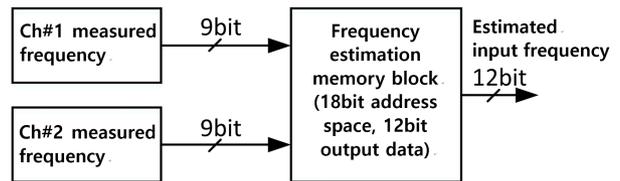


그림 14. 다중 입력 신호를 측정하는 주파수 추정 메모리 블럭도
 Fig. 14. Frequency estimation memory block with multiple frequency measurement inputs

표 1. 추정 주파수의 메모리 구조
Table 1. Memory configuration for frequency estimation.

Memory address (18 bit)		Memory contents (estimated freq.) 12 bit	Estimated freq.(in MHz)
Measured freq. @ ch#1 (9 bit)	Measured freq. @ ch#2 (9 bit)		
000000000	000000000	000000000000	0 MHz
000000000	000000001	000000000000	0 MHz
000000000	000000010	000000000001	0.25 MHz
000000000	000000011	000000000001	0.25 MHz
000000000	000000100	000000000010	0.5 MHz
...
...
101101111	110010011	000000000000	0 MHz

였다. 시뮬레이션 설정값은 표 2와 같다.
시뮬레이션 도중 잡음수준에 따른 각 채널의 주파수 측정정확도는 앞서 설명한 식에 따라 랜덤합수를 적용하여 발생하였다. 그리고, 별도의 주파수 변환용 메모리구조를 적용하지 않고, 주파수 궤적선 중 가장 근접한 위치를 찾아 주파수를 확인하는 방법을 적용하였다. 주파수 측정오차는 그림 15와 같다.

측정결과를 보면, SNR이 좋아지고 신호구간이 길어짐에 따라 측정정확도가 올라감을 알 수 있다. 신호샘플링 구간이 300 ns를 넘어서게 되면 SNR 값에 크게 영향이 없이 일정한 수준의 측정정확도를 보여준다. 이는 신호측정구간이 길어지면서 각 채널의 측정결과가 충분히 좋은 주파수 정확도에 다다름을 알 수 있다. 또한, 모호성이 발생하지 않고 안정적인 성능을 보여준다. 일부 특이사항은 주파수측정 정확도가 앞서 설명한 수식들에 근거한 수준의 측정정확도보다 일부 개선되어 나타나는데, 이는 측정결과를 0.25 MHz 단위의 단위로 산출하도록 구성되어 있

표 2. 시뮬레이션 설정값
Table 2. Simulation parameters.

Parameters	Values
Signal duration (pulse width)	100 ns, 150 ns, 200 ns, 250 ns, 300 ns, 1 μ s
Signal to noise ratio	5 dB~30 dB, 1 dB step
Sampling rate	92 MSPS, 101 MSPS
Input frequency	0~1,000 MHz, 0.25 MHz step

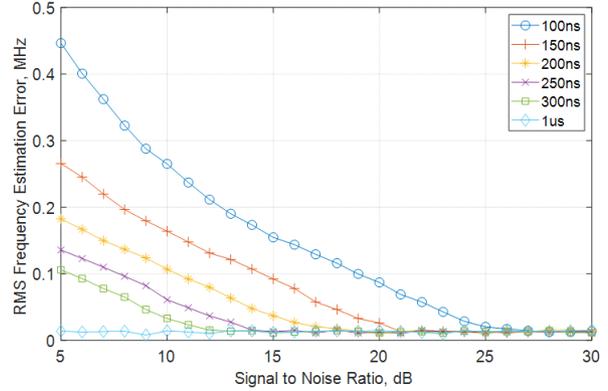


그림 15. 다양한 SNR과 신호 지속시간에 대한 주파수 추정 시뮬레이션 결과
Fig. 15. Simulation results of frequency estimation error for various SNRs and signal durations.

어 나타나는 현상이다. 일반적인 DFD의 주파수 측정오차가 2.5~3 MHz, RMS인 것에 비해 매우 우수한 성능을 보여준다^{[9],[10]}.

V. 결 론

본 논문에서는 넓은 주파수 범위의 입력신호에 대해 낮은 샘플링 속도의 ADC를 이용하여 주파수를 측정하는 방식을 제안하였다. 본 방식은 IFM 방식의 DFD에 적용할 수 있는 방법으로 일반적인 FFT를 이용하기에 너무 짧은 구간의 신호로 유입되는 경우에 적용 가능한 방식이며, 다채널 동시측정을 통해 sub-Nyquist 샘플링 속도로 광대역의 주파수범위에서 모호성 없는 측정성능을 보여준다. 본 논문에서는 시뮬레이션을 통해 다채널의 저속 ADC를 적용하여 ADC 속도의 수십 배 이상의 주파수 범위 내 입력신호 주파수를 빠르게 측정할 수 있음을 보였다. 본 논문에서 제안한 방식은 주파수 측정을 위한 I/Q 성분의 데이터를 추출하는데 아날로그 방식을 적용하는 것을 가정하였고, 이에 따른 I/Q 성분의 DC 오프셋, 진폭/위상 부정합 등은 고려하지 않았다. 디지털 샘플링을 이용한 I/Q 성분 추출 시 I/Q 성분 추출에서 발생할 수 있는 오차를 완벽히 없앨 수 있지만, 모호성 패턴이 본 논문과는 상이하여 주파수 궤적선을 최소 3차원 이상의 공간에 배치하여야 하고, 주파수 궤적선의 이동 패턴 또한 상이하므로 별도의 추가적인 연구를 통해 해결할 예정이다.

References

- [1] R. G. Wiley, *ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals*, Boston, MA, Artech House, 2006.
- [2] P. W. East, "Design techniques and performance of digital IFM," *IEE Proceedings F, Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 129, no. 3, pp. 154-163, Jun. 1982.
- [3] J. B. Y. Tsui, *Microwave Receivers with Electronic Warfare Applications*, New York, NY, Wiley-Interscience, 1986.
- [4] M. S. Jeon, Y. O. Jeon, W. G. Seo, K. T. Bae, and D. W. Kim, "Design and fabrication of a C-band delay line instantaneous frequency measurement receiver with offset voltage compensation," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 27, no. 1, pp. 42-49, Jan. 2016.
- [5] 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," in *Proceeding of SICE Annual Conference 2020*, Taipei, Aug. 2010, pp. 1768-1772.
- [6] Elisra Electronic Systems, "A digital instantaneous frequency measurement receiver." Available: <http://www.microwavejournal.com/articles/4772-a-digital-instantaneous-frequency-measurement-receiver>
- [7] B. S. Everitt, D. C. Howell, *Encyclopedia of Statistics in Behavioral Science*, Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2005.
- [8] S. E. Lipsky, *Microwave Passive Direction Finding*, New York, NY, John Wiley & Sons, 1987.
- [9] S. Mahlooji, K. Mohammadi, "Very high resolution digital instantaneous frequency measurement receiver," in *Proceeding of International Conference on Signal Processing Systems*, Singapore, May. 2009, pp. 177-181.
- [10] K. Burns, "Tracking trends in military IFMs and DFDs," *Microwaves & RF*, vol. 48, no. 6, pp. 57-63, Jun. 2009.

김 상 원 [국방과학연구소/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-6096-3920>



2007년 2월: 한국과학기술원 전산학과(공학박사)
 1997년 2월 ~ 현재: 국방과학연구소 책임연구원
 [주 관심분야] 디지털 신호처리, 수치해석, 전자전, SAR 등

주 증 민 [국방과학연구소/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-4742-974X>



2005년 2월: 광주과학기술원 정보통신공학과 (공학박사)
 2005년 2월 ~ 현재: 국방과학연구소 책임연구원
 [주 관심분야] 정보통신, 신호처리 등

김 정 훈 [국방과학연구소/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0001-5683-2402>



2010년 8월: 한양대학교 전자전기제어계측공학과 (공학박사)
 2010년 9월 ~ 2012년 8월: 한국산업기술시험원 연구원
 2012년 10월 ~ 현재: 국방과학연구소 선임연구원
 [주 관심분야] 초고주파 수신기, 주파수합성기, 전자파 잔향실, EMI 등

이 동 근 [국방과학연구소/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-4350-1895>



1991년 02월: 충남대학교 계산통계학과 (이학석사)
 1991년 02월 ~ 현재: 국방과학연구소 수석연구원
 [주 관심분야] 광대역 전자전 수신기, 통신/비통신 재밍 기법, 초고주파 신호 방향탐지, 기계학습 등

조 성 진 [국방과학연구소/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-8225-9440>



1992년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)

1994년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)

1997년 7월 ~ 현재: 국방과학연구소 책임연구원

[주 관심분야] 광대역 수신기 설계