

Sub-Sampling 방식의 다중 대역 수신기에서 타이밍 오프셋과 주파수 오프셋 보상

Compensation of Timing Offset and Frequency Offset in the Multi-Band Receiver with Sub-Sampling Method

이 희 규 · 유 흥 균

Huikyu Lee · Heung-Gyoon Ryu

요 약

Software Defined Radio(SDR)에서는 ADC를 안테나 가까이 위치시키는 것을 목표로 하고 있다. 하지만 실제 RF 대역의 신호를 ADC를 이용해 디지털화 하는 방법은 아직 어렵다. 그래서 RF 대역의 신호를 IF 대역으로 하향 변환 후 샘플링을 하는 방법이 연구되고 있다. 이런 방법의 하나로, Sub-Sampling 방식은 발진기 없이 RF 대역의 신호를 IF로 변환할 수 있는 방법이다. Sub-Sampling 방법을 이용한다면 2개 이상의 밴드를 하향 변환할 수 있지만, RF 필터의 성능으로 인해 하향 변환된 신호간에 간섭이 작용할 수 있어 성능을 저하시킨다. 본 논문에서는 time division multiplexing(TDM) 방식을 이용해 2개 이상의 신호를 시간적으로 분리시킴으로써 RF 필터의 좋지 않은 성능으로 인해 발생할 수 있는 신호간 간섭을 피할 수 있는 방법을 제안한다. 이 방식은 샘플 앤 홀더에서 두 신호에 대한 시간적 분리와 Sub-Sampling을 동시에 구현함으로써 하드웨어적인 큰 변화 없이 신호를 수신할 수 있다.

Abstract

Software defined radio(SDR) has a goal that places the analog-to-digital converter(ADC) as near the antenna as possible. But current technique actually can't do analog-to-digital converting about RF band signals. So one method is studying that samples RF band signals to IF band. One of the ways Sub-Sampling technique can convert signals from RF band to IF band without oscillator. If Sub-Sampling technique is used, over 2 bands can convert signals from RF band to IF band. But due to the filter performance in RF band, it is possible to generate interference between signals that is converted in low frequency band. The effect degrades performance. In this paper, we propose one method that uses time division multiplexing(TDM) method as a solution to avoid interference between signals. By doing TDM and Sub-Sampling at the same time that method can get signals without large changes of structures.

Key words : Sub-Sampling, TDM, SDR, Multi-Band Receiver, Offset Compensation

I. 서 론

이동 통신의 발전과 함께 다양한 주파수와 규격

을 수용해 멀티 밴드, 멀티 모드의 수신을 가능케 하는 유연한 수신기 구조가 요구되고 있다. 하지만, 기존의 아날로그 방식의 수신기 구조는 어려움이 있기

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University and RICIC (Research Institute of Computer, Information Communication Center) of Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20101130-169

· 교신저자 : 유흥균(e-mail : ecomm@cnu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 4월 28일

때문에 디지털 처리를 통해 데이터를 처리하는 방식이 연구되어 왔다. 이 해결책으로 software defined radio(SDR)의 개념을 이용해 RF단에서 ADC를 통해 신호를 디지털화 한다면, 멀티 밴드, 멀티 모드의 수신을 쉽게 해결할 수 있다. 하지만 수 GHz 대역에 위치하는 신호를 ADC하는 방법은 어려움이 있다. 그래서 Digital IF 개념으로 RF 대역의 신호를 디지털 변환이 가능한 IF 대역으로 하향 변환 후 채널 선택 및 프로세싱하는 구조가 연구되어 왔다.

하나의 신호를 받기 위해 하향 변환하고 IF 대역에서 샘플링한다면, 하나의 신호를 받아 디지털 처리하므로 멀티 모드는 가능하다. 하지만 4G 이동통신에서 광대역을 얻기 위해 주파수 분할을 통해 다중 밴드를 하나의 밴드처럼 사용하는 방식에는 어려움이 있을 수 있다. IMT-2000의 요구를 맞추기 위해, LTE-Advanced에선 carrier aggregation(CA)의 방법을 제시하고 있다^[5]. CA는 최대 100 MHz의 대역폭을 얻기 위해, carrier component(CC)를 결합한 방법으로 각각의 CC는 각기 다른 중심 주파수를 가지고 전송되지만, 하나의 송신기에서 전송되는 신호이다. 이런 신호를 동시에 받아 처리할 수 있는 방법으로, 이 논문에서는 Sub-Sampling 방식이 사용됐다.

Sub-Sampling 방식은 Nyquist rate보다 작은 샘플링 속도로 높은 주파수의 신호를 신호간의 간섭 없이 샘플링하는 방법이다. Sub-Sampling에 대한 연구는 많이 연구되어 왔는데^[2], 특히 각기 다른 중심 주파수와 대역폭을 가진 신호들을 하나의 샘플러를 통해 신호들이 겹치지 않고 낮은 주파수 대역으로 하향 변환하는 연구가 진행되어 왔다^{[2]~[4]}. 이렇게 2개 이상의 대역 신호를 Sub-Sampling을 통해 IF 대역으로 하향 변환시킨 후 ADC 이용해 디지털화하여 처리한다면, 2개 이상의 대역의 신호를 동시에 수신할 수 있다^[3].

Sub-Sampling 방식은 IF로 하향 변환된 신호를 ADC를 통해 변환함으로 기존 헤테로다인 수신기나 호모다인 수신기에 비해, 빠른 ADC 속도가 요구된다. 그래서 DAC와 ADC 차이로 인해 샘플링 오프셋이 발생할 수 있다. 또한, 이동 통신이므로 Doppler의 영향을 받을 수 있다.

본 논문에서는 Sub-Sampling 방식의 구조를 가지고 time division multiplexing(TDM)과 혼합한 방법을

제시한다. 주파수 축에서 2개의 신호가 겹치지 않은 상태로 샘플링 된다고 하여도, 높은 Q값을 가지는 RF 필터의 특성상 인접 신호가 필터 통과 후에도 남아 있게 된다. 그 후, 2개 이상의 신호가 Sub-Sampling된다면, RF 필터 통과 후에도 제거되지 않은 인접 신호가 서로 간의 간섭으로 작용할 수 있다. 그 간섭은 샘플링 주파수를 낮춰 샘플링할 경우, 영향은 더 커질 것이다. 그래서 TDM 방식을 통해 두 신호를 시간적으로 분리시키며, 동시에 Sub-Sampling을 통해 하향 변환하는 시스템을 제안함으로써 2개 이상의 대역을 동시에 기존의 Sub-Sampling 방식이 가질 수 있는 문제에 대한 강인함을 보일 수 있다.

II. 시스템 모델

신호는 OFDM 기반의 신호이며, X_k^A, X_k^B 의 신호를 주파수 축에서 생성 후, 각각에 대한 IFFT 과정을 거친다. 두 개의 신호는 전송되는 대역이 다르므로, 각각 다른 반송파 주파수 f_A, f_B 를 가지고 있다. 이 시스템에선 A, B 두 신호는 N개의 부 반송파를 가지고 있다고 가정하지만, 두 신호는 다른 정보를 가지고 있는 다른 신호이다.

$$x(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^A e^{j(\frac{2\pi k}{N} + f_A)t}, & x_A(t) \\ \sum_{k=0}^{N-1} X_k^B e^{j(\frac{2\pi k}{N} + f_B)t}, & x_B(t) \end{cases} \quad (1)$$

그림 1은 제안된 Sub-Sampling과 TDM 방식을 혼합한 다중 대역 수신기 구조이다.

하나의 안테나를 통해 2개 대역의 신호 $x_A(t), x_B(t)$ 가 수신되면, RX front-end에서 LNA를 통해 증폭 과정을 거친다. 그 후, 각각의 신호가 각각 RF 필터를 통과하게 된다. Digital 영역으로 변하기 전 샘플 앤 홀더와 ADC를 거쳐게 된다. 이때 샘플은 두 대역의

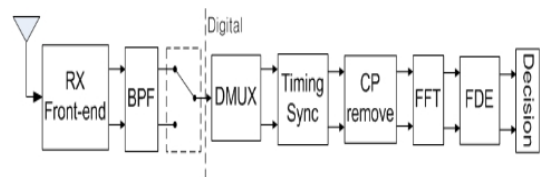


그림 1. 다중 대역 수신기 구조
Fig. 1. Multi-band receiver structure.

$x_A(t)$, $x_B(t)$ 를 $t/2$ 시간으로 빠르게 번갈아 가며 수신한다. 그러면 두 신호는 시간적으로 분리되어 겹치지 않는다. 이때의 샘플링 주파수는 f_A 나 f_B 보다 낮은 주파수로 샘플링하는데, 이때 Sub-Sampling이 이루어진다. 다시 말해, f_A 나 f_B 보다 낮은 주파수로 샘플링을 하면서 Sub-Sampling을 하며, 동시에 두 신호 $x_A(t)$, $x_B(t)$ 를 번갈아가면서 샘플링하면서 TDM 방법을 적용한다. 그 후, 디지털 영역으로 전송된 신호는 타이밍 동기를 맞추고, FFT 연산 후에 등화 과정을 거치게 된다.

이 시스템에서는 다른 두 신호 $x_A(t)$, $x_B(t)$ 를 하나의 샘플앤 홀더와 ADC를 사용해 디지털화 하고 DSP를 이용해 데이터를 처리하는 수신기 구조이다. 그리고 RF 대역의 신호를 IF 대역으로 변환하기 위해 발진기가 아닌 Sub-Sampling 방식을 사용하고 있다.

III. 오프셋 분석 및 보상

3-1 Doppler 효과

이동 통신에서 수신기는 이동을 하며, 그로 인해 도플러 효과가 발생해 성능을 저해할 수 있다.

도플러 효과는 주파수 축에서 쉬프트, 시간 축에서는 위상 회전으로 나타난다. 이 영향은 OFDM 시스템에서 직교성을 무너뜨리면서 inter-carrier interference(ICI)가 발생시킨다.

데이터 신호 $x(t)$ 는 도플러 효과로 인해 다음과 같은 영향이 시간 축에서 나타난다.

$$x(t') = x(t) \cdot e^{i2\pi \frac{-t\epsilon}{N}} \quad (2)$$

시간 축에서 전송된 신호 $x(t)$ 는 도플러의 영향으로 위상 회전이 일어난다. 도플러는 시간 축에서 위상 회전만을 가지므로 도플러의 영향을 받은 전송 신호 $x(t')$ 의 t' 는 t 와 같은 샘플 수를 가질 것이다. 도플러의 영향을 받은 신호 식 (2)는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Y(k') &= \sum_{t'=0}^{N-1} x(t') \cdot e^{-i2\pi \frac{t'}{N} k'} \\ &= \sum_{t=0}^{N-1} x(t) \cdot e^{i2\pi \frac{-\epsilon t}{N}} \cdot e^{-i2\pi \frac{t}{N} k'} \end{aligned} \quad (3)$$

송신 신호 $X(k)$ 는 k 개의 부 반송파를 가지고 있다. 하지만 도플러에 의해 수신 신호가 송신 신호와 다르게 변할 것이고, 이를 수신 신호 $Y(k')$ 로 표시한다. 여기서 k' 는 k 가 도플러의 영향을 받아 수신된 부 반송파를 나타낸다. 식 (3)의 시간 축에서 도플러의 영향을 받은 신호의 FFT 과정을 나타내며, 도플러가 주파수 축에서 미치는 영향을 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Y(k') &= \sum_{t=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi \frac{t}{N} k} \cdot e^{i2\pi \frac{-\epsilon t}{N}} \cdot e^{-i2\pi \frac{t}{N} k'} \\ &= \sum_{t=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi \frac{\epsilon t}{N}} + \sum_{t=0}^{N-1} \sum_{k=k'}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi \frac{(k-k')t}{N}} \cdot e^{i2\pi \frac{\epsilon t}{N}} \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)는 송신 신호에 IFFT, 위상 회전 그리고 FFT 부분이 차례로 곱해져 있으며, 이를 두 번째 식과 같이 분리할 수 있다. 식 (4)의 두 번째 식을 통해 하나의 부 반송파가 자기 자신에게만 영향을 미치는 부분 $\sum_{t=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi \frac{\epsilon t}{N}}$ 과 하나의 부 반송파가 다른 부 반송파들에게 영향을 미치는 부분 $\sum_{t=0}^{N-1} \sum_{k=k'}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi \frac{(k-k')t}{N}} \cdot e^{i2\pi \frac{\epsilon t}{N}}$ 으로 나눌 수 있다. 여기서 하나의 부 반송파가 다른 부 반송파들에게 영향을 미치는 것은 ICI이다.

도플러는 정규화된 오프셋은 ϵ 로 표기하며, 식 (5)와 같이 정의된다.

$$\epsilon = \frac{f_d}{\text{carrier spacing}}, f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \quad (5)$$

정규화된 오프셋 ϵ 은 도플러 주파수를 부 반송파의 간격으로 나눈 값이며, 도플러 주파수는 다음과 같이 최대 효과를 낼 수 있는 방향, 즉 수신기의 이동이 전파 방향과 같이 이동하는 경우를 고려하여 계산한다. 여기서 v 는 수신기의 속도, f_c 는 반송파 주파수, 그리고 c 는 빛의 속도를 나타낸다.

이 시스템에선 도플러 보상을 위해 블록 타입과 일터를 이용한다. 도플러의 영향은 수신기의 속도나 급변하지 않다고 가정하여, 일정한 상수값을 가진다.

도플러에 관한 수식은 수신된 신호가 하나일 경우의 상황이다. 하지만 TDM 방식을 이용하는 이 시스템에선 위와 같은 도플러 효과가 대역 별로 각각

나타나기 때문에, 하나의 대역에 대한 분석으로도 충분하다.

3-2 Doppler 효과의 보상

Doppler에 의한 영향은 블록 파일럿을 이용해 보상된다. 수신기의 속도는 파일럿 사이에서 급변하지 않다고 가정했기 때문에, 블록 사이에 위상 회전을 선형 보간법을 이용해 추정하고 보상할 수 있다. 도플러의 위상 회전은 식 (4)의 $\sum_{n=0}^{N-1} e^{i2\pi\frac{\epsilon}{N}n}$ 과 같이 발생한다.

우선, 수신된 파일럿에서 위상 회전을 파악한다.

$$P(i) = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{n=1}^N \text{Block_Pilot}(i+n-1) \right\} \quad (6)$$

수신된 파일럿의 평균을 통해 P 를 구한다. 여기서 i 는 평균처리된 파일럿의 인덱스를 나타낸다.

$$\frac{\text{angle}\{P(i)\} - \text{angle}\{P(i+1)\}}{\text{pilot_interval}} \cdot ([1: \text{pilot_interval} - 1])$$

$$i=1, 2, \dots \quad (7)$$

블록 타입의 파일럿이기 때문에, 파일럿이 존재하지 않는 부분에 대한 위상 회전 보상이 필요하며, 식 (7)과 같이 식 (6)에서 구해진 P 값을 통해 선형 보간법을 한다. 보간법은 먼저 들어온 파일럿 $P(i)$ 와, 그 다음에 들어온 파일럿 $P(i+1)$ 의 차이를 파일럿의 간격으로 나눈다. 그리고 $1: \text{pilot_interval} - 1$ 의 배열값을 곱해 선형보간을 한다. 여기서 i 는 평균화된 파일럿들의 인덱스를 나타낸다.

3-3 샘플 타이밍 오프셋

OFDM 시스템에서 IFFT 전단의 N 개의 부 반송파를 가진 신호는, IFFT 후단에서 N 샘플을 가지는 하나의 심벌로 신호를 전송하게 된다. N 개의 샘플을 가지는 신호가 지연되어 수신되면 다음 심벌에 영향을 주어 ISI가 발생하여 성능을 열화시킨다. ISI는 cyclic prefix(CP)를 사용해 직교성을 유지할 수 있지만, 지연된 신호로 인해 주파수 도메인에서 위상 회전으로 영향이 나타난다.

$$y(t) = h(t) \otimes x(t + \delta) \quad (8)$$

식 (8)은 시간 축에서의 δ 만큼의 신호 오프셋을 나타낸다.

샘플 타이밍 오프셋은 시간 축에서 신호의 지연으로 발생한다. 여기서 채널 h 는 1로 보면 주파수 축에서 나타나는 샘플 타이밍 오프셋은 식 (9)와 같다.

$$Y(k') = \sum_{t=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi\frac{t}{N}k} \cdot e^{i2\pi\frac{\delta k'}{N}} \cdot e^{-i2\pi\frac{t}{N}k'}$$

$$= \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq k'}}^{N-1} X(k) e^{i2\pi\frac{\delta k'}{N}} + \sum_{\substack{t=0 \\ k \neq k'}}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi\frac{k-k'}{N}t} \cdot e^{i2\pi\frac{\delta k'}{N}} \quad (9)$$

첫 번째 식에서 송신 신호는 IFFT, 위상 회전 그리고 FFT가 차례로 곱해진다. 식 (9)에서 ISI가 발생한다면 $\sum_{\substack{t=0 \\ k \neq k'}}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi\frac{k-k'}{N}t} \cdot e^{i2\pi\frac{\delta k'}{N}}$ 부분이 영향을 미치지 않지만, CP로 인해 ISI는 발생하지 않는다. 즉, 직교성이 유지되기 때문에 하나의 부 반송파가 다른 부 반송파에 영향을 미치지 않는다. 그러므로 수신 신호는 식 (10)과 같다.

$$Y(k') = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq k'}}^{N-1} X(k) e^{i2\pi\frac{\delta k'}{N}} \quad (10)$$

샘플 타이밍 오프셋의 위상 회전은 도플러에 의해서 발생하는 것과 다른 경향을 보인다. 도플러의 위상 회전 식 (4)는 N 개의 부 반송파를 가진 한 심벌이 같은 위상 회전을 가진다. 그 이유는 $\sum_{\substack{t=0 \\ k=k'}}^{N-1} X(k) \cdot e^{i2\pi\frac{-\epsilon}{N}t}$ 에서 위상 회전 $\sum_{\substack{t=0 \\ k=k'}}^{N-1} e^{i2\pi\frac{-\epsilon}{N}t}$ 는 시간축의 샘플들의 합으로 나타나기 때문이다. 그러나 샘플 타이밍 오프셋의 경우는 식 (10)과 같이 부 반송파를 위상 회전시키므로, 하나의 부 반송파당 다른 위상 회전을 가진다.

샘플 타이밍 오프셋의 수식에서도 송신 신호가 $X(k)$ 오프셋 영향을 받으면 $X(k')$ 와 같이 표현하였고, k 와 k' 부 반송파들의 수는 같다. 또한, TDM으로 수신하기 때문에 샘플 타이밍 오프셋의 영향도 위 수식에 따라 대역마다 각각 다르게 나타난다.

3-4 샘플 타이밍 오프셋 보상

샘플 타이밍 오프셋은 CP로 인해 위상 회전만 가

지고 있다.

$$Y(k') = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{i2\pi \frac{\delta k^2}{N}} \quad (11)$$

샘플 타이밍 오프셋에서 나타나는 위상 회전의 경우는 OFDM의 직교성에 따라 반송파마다 다른 위상 회전 크기를 갖게 된다. 첫 번째 반송파는 두 번째 반송파보다 2배 빠른 주기를 가지기 때문에, 부 반송파마다 다른 위상 회전을 갖게 된다. 만약 1 샘플이 지연될 경우, 부 반송파에 따라 최대 180도의 위상 회전을 가진다. 또한, 샘플 타이밍 오프셋이 커질수록 그 회전의 폭은 커지기 때문에, 동기화 신호를 통해 동기를 맞춘다.

동기 신호는 식 (12)와 같은 방법으로 찾는다^[6].

$$\hat{\delta} = \arg \min \left\{ \sum_{t=0}^{N_C-1+\delta} |Sync_{received}[n+t] - Sync_{pilot}^*[t]|^2 \right\} \quad (12)$$

동기 신호는 두 심벌의 최소 오차를 찾는 방식으로, 송신부와 수신부에 같은 PN sequence 발생기를 가지고, 그 두 동시 신호의 최소 오차를 계산하게 된다. $Sync_{received}$ 는 신호와 함께 수신된 동기 신호이며, $Sync_{pilot}$ 은 수신 부에서 발생시킨 동기 신호이다. 식 (10)은 $Sync_{received}$ 을 한 샘플 n 씩 이동시키면서 $Sync_{pilot}$ 와 비교하고, $\hat{\delta}$ 이 최소값을 갖는 값을 찾게 된다. $\hat{\delta}$ 는 샘플 타이밍 오프셋의 추정치며, δ 은 발생한 샘플 타이밍 오프셋이다. N_C 는 CP를 포함한 심벌의 길이를 나타낸다. 여기서 t 는 한 샘플을 나타내며, n 은 샘플의 오프셋을 나타낸다. 다시 말해, 최소값을 찾기 위해 n 만큼의 오프셋을 주어가며 최소값을 연산을 수행한다.

IV. 제안된 Sub-Sampling 방식

Sub-Sampling은 주파수 변화를 얻기 위해 의도적으로 aliasing을 발생시키는 방법이다. 신호의 중심 주파수가 DC가 아닌 반송파 주파수이므로, Sub-Sampling을 해도 신호의 겹침은 발생하지 않을 수도 있다. 또한, Sub-Sampling을 사용함으로써 높은 대역의 신호를 낮은 대역의 신호로 변환할 수 있다^[3]. 샘플링 주파수를 찾는 공식은 식 (13)과 같다.

$$if \text{ fix } \left(\frac{F_c}{F_s} \right) \text{ is } \begin{cases} \text{even, } & F_{IF} = \text{rem}(F_c, F_s) \\ \text{odd, } & F_{IF} = F_s - \text{rem}(F_c, F_s) \end{cases} \quad (13)$$

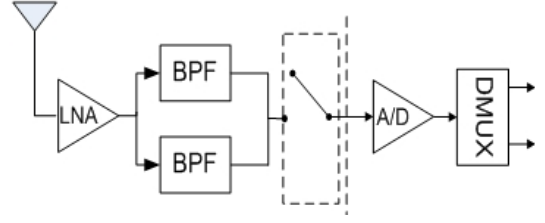


그림 2. Sub-Sampling 방식을 이용한 다중 대역 수신 방식

Fig. 2. A multi-band receiver structure with Sub-Sampling.

F_s 는 샘플링 주파수이며, F_c 는 Sub-Sampling되기 전 신호의 중심 주파수이다. F_{IF} 는 Sub-Sampling 된 후에 신호의 중심 주파수이다. 이 공식을 이용하면 F_c 의 중심 주파수를 가지는 신호를 F_s 의 주파수로 샘플링하면 F_{IF} 의 중심 주파수를 갖는 신호로 하향 변환된다. 여기서 $\text{fix}(\cdot)$ 는 가로 안의 수에서 소수점 이하 단위를 제거한 정수 단위만을 취한다는 의미이다. 그리고 그 값이 짝수냐 홀수냐에 따라 다음 식이 적용되는데, $\text{rem}(F_c, F_s)$ 은 F_c 를 F_s 로 나눈 나머지 값을 의미한다.

4-1 기존 시스템

기존의 멀티 밴드에 대한 Sub-Sampling의 경우 식 (14)와 같은 조건을 만족시키는 샘플링 주파수를 찾아 Sub-Sampling하게 된다. 그림 2는 기존의 시스템의 수신 방법이다.

그림 2에서 하나의 안테나를 통해 수신된 신호는 각각 BPF를 통과해 샘플링이 이루어진다. 두 신호는 중심 주파수가 다르기 때문에 신호의 분리되어 있으며, 그림 3의 desired signal 1과 desired signals 2로 표현될 수 있다. 이렇게 수신된 RF 신호는 Sub-Sampling 과정을 통해 하향 변환되며, ADC를 통해 디지털화 시킨다. 샘플링 주파수는 수신되는 대역이 정해져 있으므로 하드웨어 설계시에 식 (13)의 식을 이용해 식 (14) 조건에 맞는 값을 찾아 고정시킨다.

그림 3은 그림 2의 수신 방법을 이용해 수신할 때, 주파수 축에 발생하는 상황을 나타낸다. RF 대역의 신호를 Sub-Sampling할 때, desired signal 1, desired signal 2를 잘라내기 위해 RF 필터를 사용한다. 하지만 RF 필터의 특성상 인접 대역 신호를 완벽하게 분

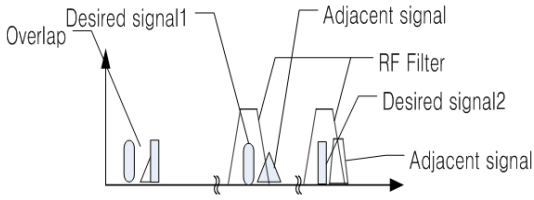


그림 3. Sub-Sampling할 때 문제점
Fig. 3. Problem of Sub-Sampling.

리하지 못하며, 그림 3과 같이 필터 통과 후에도 adjacent signal들이 남아 있게 된다. 그리고 그 상태로 Sub-Sampling이 이뤄지면, IF 대역에서 그림 3과 같이 신호의 겹침 현상이 발생할 가능성이 있다. 이 현상은 샘플링 주파수가 낮아질수록 심해질 것이다.

2개 이상의 다중 대역에 대한 Sub-Sampling은 다음과 같은 조건을 만족시켜야 한다^[4]. RF 대역에 BW_A 와 BW_B 를 가지며 샘플링된 신호의 중심 주파수가 $F_{IF,A}$ 와 $F_{IF,B}$ 를 가지는 2개의 신호가 있다고 가정한다. 두 신호가 F_s 의 주파수로 샘플링되기 위해 식 (14)와 같은 조건을 만족시켜야 한다.

$$\begin{aligned}
 &0 < F_{IF,A} - BW_A / 2, \quad F_s > F_{IF,A} - BW_A / 2 \\
 &0 < F_{IF,B} - BW_B / 2, \quad F_s > F_{IF,B} - BW_B / 2 \\
 &\text{if } F_{IF,B} > F_{IF,A} \\
 &\quad F_{IF,B} - BW_B / 2 > F_{IF,A} + BW_A / 2 \\
 &\text{if } F_{IF,A} > F_{IF,B} \\
 &\quad F_{IF,A} - BW_A / 2 > F_{IF,B} + BW_B / 2 \quad (14)
 \end{aligned}$$

IF 대역으로 변환된 신호는 '0'보다 커야 하며, $F_s/2$ 보다 작아야 한다. 그리고 각각의 신호는 서로 겹치지 않아야 한다.

4-2 제안된 구조

위 기존 시스템에 TDM 방법을 더함으로써 새로운 방식의 방법을 제안한다.

$$\begin{aligned}
 &0 < F_{IF,A} - BW_A / 2, \quad F_s > F_{IF,A} - BW_A / 2 \\
 &0 < F_{IF,B} - BW_B / 2, \quad F_s > F_{IF,B} - BW_B / 2 \quad (15)
 \end{aligned}$$

제안된 구조는 그림 4와 같다. 하나의 안테나를 통해서 각기 다른 대역의 신호들이 수신되고 LNA를 거치게 된다. 그 후에 필터를 통해 두 신호를 분리하고 샘플링을 한다. 이 과정에서, Sub-Sampling과 TDM

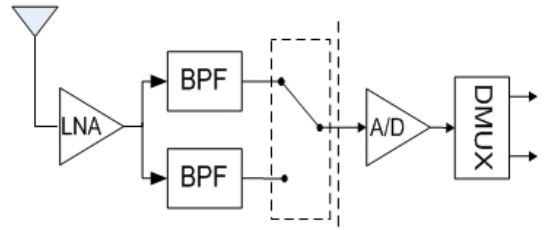


그림 4. Sub-Sampling과 TDM 방식을 혼합 방식
Fig. 4. A joint Sub-Sampling and TDM method.

을 동시에 수행하게 된다. 우선 식 (13)을 이용해 식 (15) 조건에 부합하는 Sub-Sampling 주파수를 각각의 대역에 대해서 찾는다. 두 대역은 하나의 샘플엔 홀더를 이용하므로 두 대역은 같은 샘플링 주파수를 가지며, 그 조건을 만족시키는 샘플링 주파수를 찾아야 한다. 식 (15)는 식 (14)에서 신호 서로 간의 간섭으로 발생할 수 있는 경우를 제외한 것이다. 그 이유는 TDM 수신을 하면서 신호가 시간적으로 분리되어 있어 신호간의 간섭이 작용하지 않기 때문이다. 또한, 그림 3과 같이 RF 필터에서 제거되지 않고 desired signal과 같이 수신된 adjacent signal이 샘플링된 후 overlap되는 경우가 발생하지 않는다.

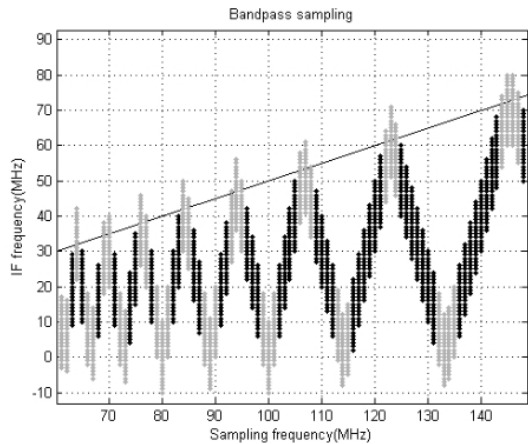
샘플링 주파수를 찾으면 TDM을 통해 시간적으로 분리해 빠르게 샘플링하므로 샘플엔 홀더는 위 연산을 통해 찾아진 샘플링 주파수보다 2배 빠르게 움직여야 한다. 하지만 제안된 방식의 2배 빠른 샘플엔 홀더가 기존의 방식의 샘플엔 홀더의 샘플링 주파수보다 많이 크지 않다. 그 이유는 식 (14)가 식 (15)와 같이 줄어들면서 가능한 Sub-Sampling 주파수가 감소하기 때문이다.

V. 시뮬레이션 결과 및 분석

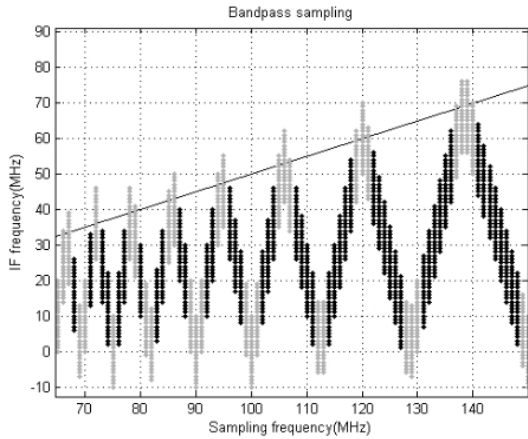
그림 5는 샘플링을 했을 때, 식 (13)에 따라 식 (15)의 조건에 맞추어 Sub-Sampling이 가능한 주파수를 찾는 과정이다. 가로축은 샘플링 주파수이고, 세로축은 가로축의 샘플링 주파수로 (a)의 신호를 샘플링한 후 하향 변환된 신호의 중심 주파수, 즉, 샘플링 후 하향 변환된 IF 대역 주파수이다. 가로축의 샘플링 주파수를 변화시켜 가면서, Sub-Sampling이 가능한 주파수를 찾는 방법이다. 각각의 신호는 TDM으로 분리되어 있으므로 각각의 밴드에 대한

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameters.

부 반송파 수	64
신호 대역폭	20 MHz
심볼 길이	4 μ s
Subcarrier spacing	312.5 kHz
CP 길이	0.8 μ s
Pilot type	Block type pilot
변조 방식	QPSK
채널	AWGN



(a) $F_c=800$ MHz, $BW=20$ MHz



(b) $F_c=900$ MHz, $BW=20$ MHz

그림 5. Sub-Sampling이 가능한 샘플링 주파수 범위
Fig. 5. Sampling frequency range when doing Sub-Sampling.

샘플링 주파수를 찾는다. 우선 (a)는 $F_c=800$ MHz, $BW=20$ MHz인 경우이다. Sub-Sampling의 조건상 신

호의 중심 주파수가 DC에 위치하는 경우가 아니므로 샘플링 주파수는 40 MHz보다 커야 한다. 또한, 800 MHz보다 크면 Sub-Sampling이 아니므로, 샘플링 주파수는 800 MHz보다 작아야 한다. 그러면 이 사이에서 식 (13)에 따라 샘플링 주파수를 찾게 된다. 이중 그림 5(a)에서 진한 색 부분이 식 (15)을 만족하며 샘플링이 가능한 주파수가 된다. 이 조건은 그림 5(b)에도 같이 적용된다.

제한된 시스템에서 두 대역의 수신을 위해 하나의 샘플앤 홀더를 사용하기 때문에 샘플링 주파수가 증가할 수 있다. 그래서 두 대역이 동시에 Sub-Sampling이 가능하면서도 낮은 샘플링 주파수를 갖는 것이 하드웨어 구현에 유리하다. 그림 5의 결과를 통해 확인해 보면, 각각의 신호는 110 MHz에서 Sub-Sampling이 가능하다. 그리고 샘플앤 홀더의 샘플링 주파수는 두 대역을 TDM 수신하므로 220 MHz의 샘플링 주파수를 갖는다.

이 시스템은 블록 타입 파일럿을 선형보간하여 도플러를 보상하기 때문에, 발생하는 도플러가 커지면 수신이 안 되는 경우가 발생할 수 있다. 그림 6에서 도플러의 크기에 따른 BER 성능을 나타낸다. 여기서 두 대역의 신호는 TDM으로 수신해 각각 처리되므로 성능 차이는 거의 발생하지 않는다. 우선 A band w/o comp의 경우는 A 대역의 신호를 보상하지

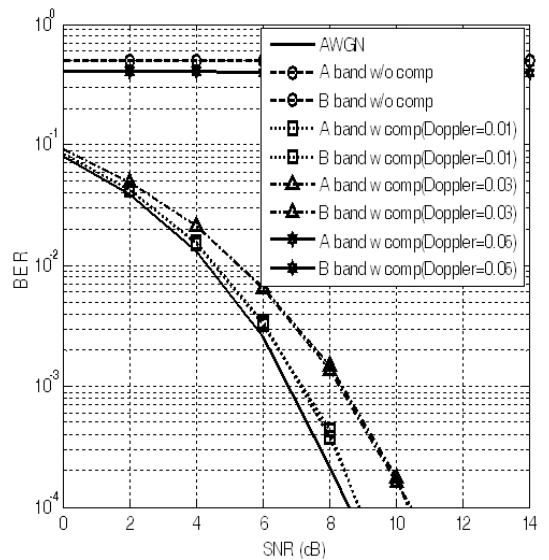


그림 6. Doppler에 의한 성능
Fig. 6. BER performance with Doppler.

않았을 때이다. 이 경우 도플러에 의한 위상 회전으로 통신을 할 수 없다. 그리고 A band w comp(Doppler=0.01)는 정규화된 도플러가 0.01만큼 작을 때, 보상의 경우의 성능이다. 이 경우는 정규화된 도플러의 수치가 크지 않은 경우이며, 그러므로 ICI가 작게 발생해 보상 후에도 큰 성능의 저하는 없다. 그러나 A band w comp(Doppler=0.03)의 경우 증가하는 도플러로 인해 위상 회전 보상 후에도 성능의 저하가 나타나며, A band w comp(Doppler=0.05)의 경우 블록 타입 파일럿을 사용하는 이 시스템의 특성상 보상이 되지 않는다. 이 시스템은 높은 샘플링 속도로 신호를 수신해 처리함으로 기존 호모다인 방식보다 빠른 DSP 속도가 요구된다. 그러므로 파일럿을 통한 간단한 등화 과정을 거친다.

그림 7은 타이밍 오프셋에 따른 성능을 보여준다. 여기서 Delay 1 : 7.15 ns, Delay 2 : 0.05 us, Delay 3 : 0.2 us이며, 이 시스템은 4 us의 심볼 주기와 0.8 us의 CP 길이로 구성되어 있기 때문에, 위의 지연에서는 ISI가 발생하지는 않는다. 위와 같이 다른 신호의 지연이 발생했을 때, 보상이 없다면 그림 7에서 Delay 1, Delay 2, Delay 3과 같은 성능을 각각 보일 것이다. 그러나 식 (12)을 이용한 보상 후, 정확한 심볼 동기를 찾으면 신호 지연으로 인한 성능 저하는 발

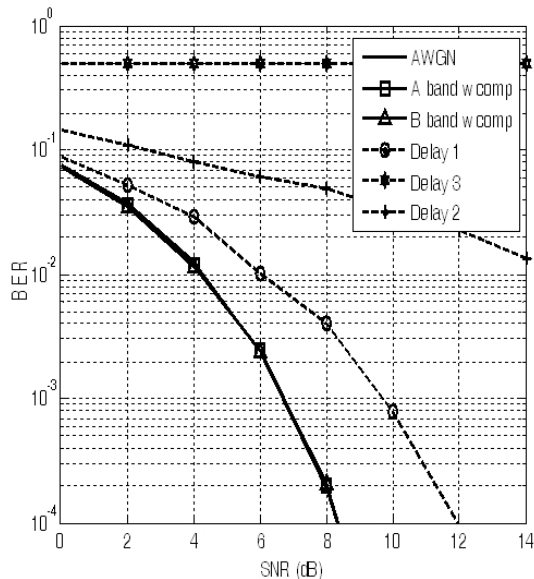


그림 7. 타이밍 오프셋에 의한 성능
Fig. 7. BER performance with clock timing offset.

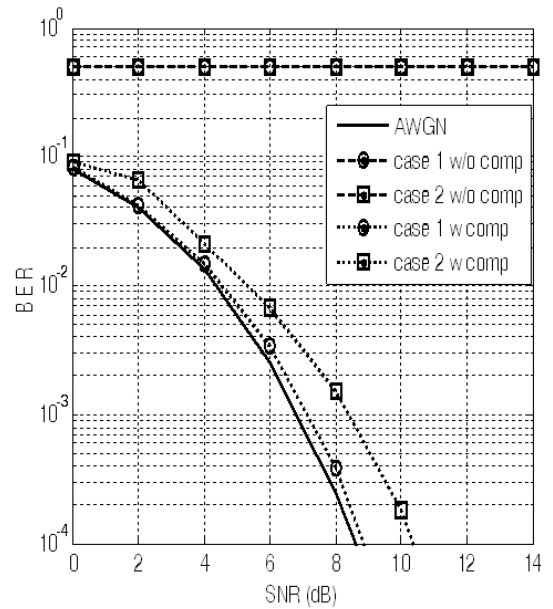


그림 8. 동시 상황에서의 BER 성능
Fig. 8. BER performance with joint environments.

생하지 않는다.

두 영향이 동시에 발생된 경우이다. 여기서 case 1은 normalized Doppler 0.01과 7.15 ns delay의 오프셋 영향을 받았으며, case 2는 normalized Doppler 0.03과 0.2us delay의 오프셋 영향을 받았다. 우선 case 1 w/o comp, case 2 w/o comp는 보상이 이루어지지 않은 경우이며, 이때 두 오프셋의 위상 영향으로 통신은 이루어질 수 없다. 그리고 보상 후, case 1 w comp의 경우는 샘플 타이밍 오프셋은 동기신호로 보상이 되었지만, 도플러에 의해서 발생한 ICI로 인해 약간의 성능 저하가 있었다. Case 2 w comp의 경우도 ICI의 영향으로 성능 저하를 보였으며, Doppler만 존재할 때의 BER 성능과 비슷한 것으로 보아 샘플 타이밍 오프셋은 완벽히 보상된 것을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 Sub-Sampling 방식을 이용해 다중의 밴드, 다중의 모드를 수신할 수 있는 시스템을 제안했다. Sub-Sampling 방식은 높은 주파수 대역의 신호를 하향 변환할 수 있는 방법이다. 또한, 2개 이상의 대역의 신호를 하나의 샘플엔 홀더와 하나의 수 ADC를 이용해 수신할 수 있는 방법으로 하나의 수

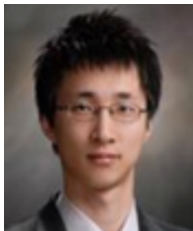
신기로서 다중 대역 신호의 수신이 가능하다. TDM 방법을 이용해 Sub-Sampling을 하면 2개 대역의 신호에 대해서 TDM 방식이 적용되어 더 빠른 샘플 앤 홀더와 ADC가 사용되어야 하지만, Sub-Sampling 되어 하향 변환된 신호들은 시간적으로 분리가 되어있어 신호간에 겹침이 발생하지 않아 기존의 방법보다 더 높은 샘플링 주파수를 요구하지 않는다. 또한, Sub-Sampling 방식은 높은 주파수의 신호를 필터를 거쳐 분리해 내고 샘플링한다. 이때 높은 주파수 대역의 필터는 낮은 주파수 대역의 필터와 같이 인접 신호의 영향을 확실히 제거할 수 없기 때문에 간섭으로 작용할 수 있는데, TDM 방식을 이용한다면 이런 간섭을 피할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J. Mitola, "The software radio architecture", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 5, pp. 26-38, May 1995.
 [2] R. G. Vaughan, N. L. Scott, and D. R. White, "The theory of bandpass sampling", *IEEE Trans. Signal*

Processing, vol. 39, no. 9, pp. 1973-1984, Sep. 1991.
 [3] D. M. Akos, M. Stockmaster, J. B. Y. Tsui, and J. Caschera, "Direct bandpass sampling of multiple distinct RF signals", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 7, pp. 983-988, Jul. 1999.
 [4] Ching-Hsiang Tseng, Sun-Chung Chou, "Direct downconversion of multiband RF signals using bandpass sampling", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 5, no. 1, pp. 72-76, Jan. 2006.
 [5] 3GPP TR 36.913 v9.0.0, "Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA)", Dec. 2009.
 [6] M. Speth, F. Classen, and H. Meyr, "Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels", *IEEE VTC'97*, pp. 1807-1811, May 1997.
 [7] C. Muschallik, "Influence of RF oscillator on an OFDM signal", *IEEE Trans. Consumer Elect.*, vol. 41, no. 3, Aug. 1995.

이 희 규



2010년 2월: 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 (공학사)
 2010년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 무선 통신 시스템, 이동 통신 시스템

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 1996년~현재: IEEE, IET 논문 심사위원
 2002년: 한국전자과학회 학술상 수상
 2008년: ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상
 [주 관심분야] 이동 통신 시스템, 위성 통신, 3G/4G 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리