

TDM 수신 방식의 멀티 대역 OFDM 통신 시스템에서 STO 특성 분석 및 보상

준회원 이 희 규*, 정회원 유 흥 균**

Analysis and Compensation of STO Effects in the Multi-band OFDM Communication System of TDM Reception Method

Hui-Kyu Lee* Associate Member, Heung-Gyoon Ryu** Regular Member

요 약

4세대 이동통신에서 LTE-Advanced 시스템은 최대 1Gbps의 전송 속도를 구현하기 위해 최대 100MHz의 넓은 주파수 대역을 필요로 한다. 그러나 현재의 상태에서는 이러한 넓은 대역의 주파수를 얻기가 힘들어 대안으로 여러개의 조각난 대역을 합쳐서 사용하는 Carrier Aggregation 기법이 제안되었다. 기본적으로 Carrier Aggregation과 같이 다중 대역을 통해 수신되는 신호는 대역별 여러 개의 수신기를 이용해 각각의 대역별로 병렬 수신 처리하는 Multi-Chain 방식이 사용되는데 이는 효과적인 방법이 아니다. 그러므로 본 논문에서는, Time division Multiplexing (TDM) 방법을 이용하여 단일 수신기로 수신할 수 있는 방법을 연구한다. TDM 방식은 수신된 여러 대역의 신호를 시간적으로 나누어 수신하고 하나의 DSP를 통해 처리할 수 있는 방식이다. 그런데, 이러한 TDM 방식 기반에서는 Sampling Timing Offset (STO)에 의하여 심각하게 성능 왜곡이 발생하게 된다. 그러므로 본 연구에서는 TDM 방식 기반에서 발생하는 샘플링 타이밍 오프셋의 영향을 분석한다. 그리고 그 분석을 통해 구한 STO 추정 값을 이용하여 보상을 하는 방법을 제안한다. 마지막으로 시뮬레이션을 통해 BER 성능을 확인하고, 제안된 시스템이 OFDM 기반의 시스템에서 다중 대역을 단일 수신기로 수신하는 방법에 적합함을 보인다.

Key Words : Multi-band, OFDM, TDM Reception, STO, Carrier Aggregation

ABSTRACT

For the 4th generation mobile communication, LTE-advanced system needs the broad frequency band up to 100MHz for providing the data rate of maximum 1Gbps. However, it is very difficult to secure the broad frequency band in the current frequency allocation situation. So, carrier aggregation was proposed as the solution, in which several fragmented frequency bands are used at the same time. Basically, multiple parallel receivers are required to get the information data from the different frequency bands but this conventional multi-chain receiver system is very inefficient. Therefore, in this paper, we like to study the single chain system that is able to receive the multi-band signals in a single receiver based on the time division multiplexing (TDM) reception method. This proposed TDM receiver efficiently manage to receive the multi-band signals in time domain and handle the baseband signals with one DSP board. However, the serious distortion could be generated by the sampling timing offset (STO) in the TDM-based system. Therefore, we like to analyze STO effects in the TDM-based system and propose a compensation method using estimated STO. Finally, it is shown by simulation that the proposed method is appropriate for the single chain receiver and show good compensation performance.

* 이 논문은 2010학년도 충북대학교 학술연구지원사업에 의하여 연구되었음. (This work was supported by the research grant of the Chungbuk National University in 2010)

* 충북대학교 전자정보대학 전자공학과 (ecoma@cbu.ac.kr)

논문번호 : #KICS2011-01-031, 접수일자 : 2011년 1월 11일, 최종논문접수일자 : 2011년 5월 11일

I. 서론

최근 이동통신 시장에서는 급증하는 스마트폰의 사용자에 의해 충분한 데이터 전송용량을 확보하는 것이 중요한 문제로 떠오르고 있다. LTE-Advanced의 핵심 기술 중 하나인 Carrier Aggregation은 주파수를 결합하는 기술로 충분한 데이터 전송용량을 확보할 수 있는 방법으로 많은 사업자들이 관심을 갖고 있는 기술이다.

Carrier Aggregation(CA)은 최대 20MHz의 대역폭을 갖는 Carrier Component(CC)를 인접 또는 비 인접한 상태로 전송하게 된다. 하지만 CA기법을 사용하여 데이터를 전송할 경우 각각의 밴드에 대한 각각의 수신기가 요구된다. 특히 LET-A의 시나리오 7과 같이 인접하지 않고, 중심주파수가 수백MHz씩 떨어진 경우에 각각 다른 중심주파수를 가지고 있는 3개의 CC 신호를 수신하기 위해선 Multi-Chain구조를 가지는 수신기가 요구된다^{1,2}. 또한 현재의 이동통신 단말기는 3G 데이터 수신 외에도 Wi-Fi, DMB 등 이미 여러 다른 표준들이 사용되고 있으며, 계속 Multi-Chain구조를 유지한다면 상당히 효율이 떨어질 것이다.

다중 대역을 수신하기 위한 방법으로 Multi-Chain 방법 이외도 Software Defined Radio (SDR)의 개념을 탑재한 방법들이 연구되고 있다. SDR은 빠른 속도를 가진 ADC를 이용해 RF의 신호를 디지털화 시켜 아날로그 단을 최소화하고 디지털 단에서 처리하는 방법이다. 하지만 아직 구현이 어렵다. 그래서 Digital IF 개념으로 IF대역까지 내려 디지털화 하는 방법이 연구되고 있다. 하지만 이 방법 역시 빠른 속도를 가진 ADC가 요구되어 많은 전력을 소모한다. 그래서 아직 단말기에서 사용되기는 어렵고, 전력소모에 영향을 많이 받지 않는 기지국에서 사용되는 방법이 연구되고 있다.

본 논문은 첫 번째로 하나의 수신기를 이용해 여러 대역의 신호를 수신할 수 있는 수신기 구조를 제안한다. 제안된 방법은 Time Division Multiplexing(TDM) 기반의 구조로 2개 이상의 대역의 신호를 시간적으로 나누어 수신하는 방법이다. TDM 방식은 수신 단에서 두 개 이상의 대역의 신호를 순차적으로 번갈아 가며 빠르게 수신하는 방법으로, 하나의 밴드를 사용할 때보다 두 배 이상의 성능을 가진 ADC와 DSP를 요구하지만, 수백MHz이상의 고속의 ADC를 요구하지 않으므로 전력 소모나, 가격 상승이 크지 않다. 또한 ADC의 DSP의 수를 줄임으로써 전체 단말기의 부피가 줄어든다.

두 번째로 다중 밴드의 신호를 수신할 때의 영향을 분석하고 보상한다. 다중 밴드의 신호는 각각의 서로

다른 채널의 영향을 받는다. 하나의 수신기를 이용해 처리하기 때문에, 각각 대역에 대한 다른 채널 보상이 요구된다. 특히 TDM방식은 시간적으로 시간을 분리되어 두 신호의 간섭은 나타나지 않지만, DAC와 ADC의 차로 인해 발생하는 Sampling Timing Offset(STO) 이외에도, 두 신호가 동시에 샘플링 될 수 없어서 발생할 수 있는 TDM 구조상에 오프셋도 존재하게 된다³. 이러한 문제들에 대해 LTE-Advanced 하향링크 시스템에서 사용되는 OFDM 기반에서 TDM 방식의 수신 구조가 가질 수 있는 오프셋을 분석한다⁴⁻⁶. 실제 오버 샘플링 되지 않은 신호는 연속 신호에서 이산신호로 변환되는 과정에서 한 샘플링의 크기보다 작은 오프셋이 발생할 수 있다⁷. 그 오프셋의 크기는 작지만 성능을 저하시켜 통신을 어렵게 만든다. 그리고 이런 문제에 대해 제안된 시스템에 적합한 오프셋의 보상방법을 제안한다.

그리고 마지막으로 시뮬레이션을 통해 제안된 방법이 OFDM 기반에서 다중 대역의 신호를 단일 수신기로 수신할 수 있는 방법으로 적합한지 보인다.

II. OFDM 기반의 시스템 모델과 오프셋 분석

2.1 시스템 모델

TDM 수신방식은 각각 다른 송신기로부터 서로 다른 중심 주파수를 가지고 송신되는 신호를 단일 수신기를 이용해 수신하는 방법이다. 전송된 신호는 서로 다른 중심 주파수 외에도, RF문제 등 각 대역의 신호마다 서로 다른 성능 저하 요인을 가지고 있는 신호를 말한다.

본 논문에서는 2개 대역의 신호가 수신된다고 가정하고, 하나의 안테나를 통해 두 대역의 신호가 들어왔을 때를 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

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

두 대역의 신호는 각각 다른 송신기로부터 전송되는 신호로, X_p^A 와 X_p^B 는 각각 송신기로부터의 생성된 신호이다. 식(1)에서 볼 수 있듯이 주파수축의 신호들이 IFFT 과정을 거쳐 시간 신호축의 신호로 나타난다. 두 대역의 신호는 각각 $x_A(t)$ 와 $x_B(t)$ 로 시간 축에서 나타낼 수 있다. 식(1)의 신호 $x_A(t)$ 와 $x_B(t)$ 는 $x(t)$ 라는 합쳐진 신호로 안테나로 수신 된다.

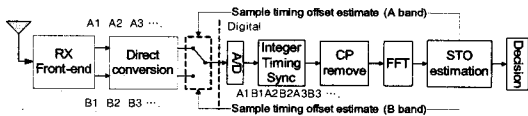


그림 1. OFDM 시스템 모델.
Fig. 1. OFDM system model.

하나의 안테나를 통해서 수신된 신호는 각각 RX Front-end를 지나 수신된다. Rx Front-end를 지나 Direct Conversion 방법으로 RF 신호에서 기저대역으로 하향변환 된다. 그리고 A/D 전에 TDM 샘플링이 이루어진다. 샘플링 이후에 A/D를 거치면서 신호에 대한 동기를 맞추게 된다. TDM 샘플링 과정에서 샘플링 타이밍 오프셋이 발생되며 성능 저하의 원인이 된다. 이 논문에서는 시간 축에서 하나의 샘플링 크기 이상의 오프셋과 샘플링보다 작은 크기의 오프셋에 대해서 각각을 고려하고 보상한다. 하나의 샘플링 크기보다 큰 오프셋을 정수 단위의 타이밍 오프셋이라 하며 동기 신호를 이용해 보상한다. 하나의 샘플링 크기보다 작은 오프셋을 소수 단위의 타이밍 오프셋이라 하고 주파수 축에서의 추정된 값을 이용해 피드백을 통해 보상한다.

TDM 샘플링은 시간 축에서 그림 2와 같이 수신하는 방식이다. 그림 2를 보면 한 대역의 신호를 샘플링 하기 위해선 4번이 샘플링이 필요 하지만, 두 대역을 샘플링 하기 위해선 2배 빠른 8번의 샘플링이 필요하다. 그림 2와 같이 2배 이상 빠른 샘플링 주파수를 가진 ADC를 이용해서 두 밴드를 수신하게 된다.

그리고 대역의 크기에 따른 몇 가지의 경우를 생각해 볼 수 있다. 첫 번째로 수신된 두 대역의 대역폭이 같은 경우이다. A 대역을 통해 대역폭이 10MHz인 신호와 B 대역을 통해 대역폭이 10MHz인 신호가 안테나를 통해 입력된다고 할 때, 하나의 대역을 20MHz 이상의 성능을 가진 ADC가 필요하다. 하지만 2 대역의 신호를 TDM 방식으로 수신을 위해선 최소한 40MHz 이상의 성능을 가진 ADC가 필요하다. 이런 하드웨어 구조가 만족될 경우, 2개 대역신호에 대한 하나의 수신

기를 이용함으로 다른 대역, 다른 표준에 대한 수신이 가능하다.

두 번째로 수신된 두 대역의 대역폭이 다른 경우이다. A 대역으로 10MHz 대역폭을 가진 신호가 수신되고, B 대역으로 5MHz의 대역폭을 가진 신호가 수신될 때이다. 이 경우 샘플링 속도는 대역이 큰 신호를 기준으로 결정된다. A 대역을 수신하기 위해 20MHz 속도를 가진 A/D가 필요하고 두 대역 신호를 수신하기 위해 40MHz의 샘플링 속도가 요구된다. 이 경우 A 대역은 최소 샘플링 주파수로 샘플링 되지만, B 대역의 신호는 오버 샘플링 효과를 가진다. 오버 샘플링 된 신호는 디지털 영역에서 리 샘플링을 통해 샘플링 수를 조절할 수 있다. 마지막으로 대역 신호가 A 대역은 10MHz이고, B 대역은 7MHz와 같은 대역폭을 가진 신호의 경우이다. 이 경우 40MHz의 샘플링 속도를 가진 ADC를 이용해 수신된다. 이때, A 밴드의 경우는 최소 샘플링 주파수로 샘플링 되고, B 대역의 경우 오버 샘플링 되어 수신된다. 7MHz의 대역폭을 가진 신호가 10MHz로 오버 샘플링 된 경우는 2번째 경우와 같이 보 간법과 리 샘플링을 통해 샘플링 수를 조절할 수 있다.

2.2 샘플링 타이밍 오프셋

샘플링 타이밍 오프셋은 2가지의 경우를 고려할 수 있다. 첫 번째, 정수 단위로 발생하는 샘플링 타이밍 오프셋의 경우이다. OFDM 시스템에서 IFFT 전단의 주파수축 신호는 N개의 부 반송파를 가진 신호이다. 이 신호가 IFFT 후단에선 시간 축으로 N 샘플링을 가지는 하나의 심벌로 전송 된다. N개의 샘플링을 가지는 신호가 샘플링 타이밍 오프셋이 발생되어 수신되면 다음 심벌에 영향을 미쳐 ISI가 발생하여 성능을 저하시킨다. ISI는 cyclic prefix(CP)를 사용해 직교성을 유지할 수 있지만, 오프셋 된 신호로 인해 주파수 도메인에서 수신신호의 위상회전이 발생한다. 정수 단위의 오프셋으로 생긴 위상변화는 그 회전폭이 커 데이터 수신을 어렵게 만든다.

$$y_n = h_n \otimes x_{n+\delta} + z_n \tag{2}$$

식(2)에서 수신 신호 y_n 은 시간 축에서 수신기의 수신 신호이다. 본 논문에서 시간 축에서 송신신호 x_n 은 샘플링 타이밍 오프셋으로 δ 만큼의 오프셋이 발생한다. 여기서 n 은 n 번째 심벌을 의미한다.

$$Y_p = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} H_p \cdot X_p \cdot e^{j2\pi \frac{k-m}{N}} \cdot e^{-j2\pi \frac{\delta_m}{N}} + Z_p \tag{3}$$

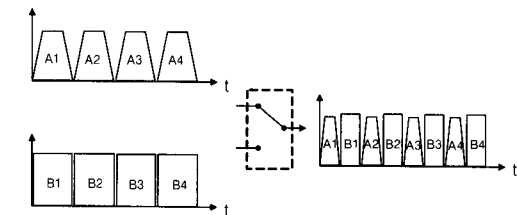


그림 2. TDM 수신방식의 원리.
Fig. 2. Principle of TDM reception method.

식 (3)에서 Y_p 는 수신 신호의 주파수 영역 신호를 나타낸다. p 는 p 번째 심벌을 의미하며 시간 영역에선 n , 주파수 영역에서는 p 로 나타낸다. 식(1)에서 x_n 는 $\sum_{k=0}^{N-1} X_p \cdot e^{j2\pi \frac{k}{N} n}$ 과 같이 IFFT 변환되고, (3)에서 X_p 는 $\sum_{m=0}^{N-1} x_n \cdot e^{j2\pi \frac{m}{N} p}$ 같이 FFT 변환이 이루어진다. 그리고 시간 축에서 시간이동은 주파수 축에서 위상회전으로 나타나므로 으로 표현 할 수 있다. 전체적으로 (3)과 같이 나타낼 수 있다. 식 (3)에서 k, m 은 IFFT 과정과 FFT 과정에서 인덱스를 의미한다.

$$Y_p = H_p \cdot X_p \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{\delta_m}{N} p} + \sum_{\substack{m=0 \\ m=k}}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} H_p \cdot X_p \cdot e^{j2\pi \frac{k-m}{N} p} \cdot e^{j2\pi \frac{\delta_m}{N} p} + Z_p \quad (4)$$

식(4)는 위상 회전과 ISI 그리고 AWGN으로 수신 신호를 표현한 것이다. 샘플링 타이밍 오프셋으로 발생한 위상 회전은 부 반송파당 다른 위상회전 크기를 가지며 $H_p \cdot X_p \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{\delta_m}{N} p}$ 같이 표현된다. OFDM기반의 신호는 반송파마다 다른 주기를 가지고 있어 부 반송파 마다 위상회전의 크기가 다르게 나타난다. δ_m 에서 m 은 수신된 주파수 신호에서 반송파 마다 다른 위상이 발생하는 것을 표현한다. ISI 성분은 샘플링 타이밍 오프셋으로 직교성이 파괴되어 IFFT와 FFT과정에서 각각의 부 반송파가 다른 부 반송파에 미치는 영향으로 나타난다. 하지만 CP 삽입으로 ISI는 발생하지 않는다.

식(4)의 전제는 하나의 대역에 대한 경우이다. 각각의 대역은 TDM 수신 방법으로 인해 시간적으로 분리되어 있어 두 신호간의 간섭은 발생하지 않으며, TDM 수신으로 인해 독립적인 타이밍 문제만이 존재한다.

두 번째, 소수 단위로 발생하는 샘플링 타이밍 오프셋의 경우이다. 송신 단의 DAC와 수신 단의 ADC 차이로 인해 연속 신호가 N 개의 이산신호로 샘플링 될 때, 하나의 샘플링 간격보다 작은 오프셋신호가 발생할 수 있다. 이런 오프셋은 정수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋보다는 영향이 크지 않지만, 성능을 저하시킨다. 또한, N 개의 샘플링으로 샘플링 된 후의 신호, 즉 오버 샘플링 되지 않은 신호라서 혼련 심벌을 통해 보상하기가 어렵다. 소수 단위로 발생하는 샘플링 타이밍 오프셋의 경우도 정수형 단위로 발생하는 샘플링 타이밍

오프셋과 비슷한 (5)으로 표현될 수 있다. 소수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋의 경우 오프셋의 크기 차이만 있을 뿐 (4)와 같은 영향을 가진다. 여기서 Δ 는 한 샘플링보다 작게 발생하는 샘플링 타이밍 오프셋을 나타낸다.

$$Y_p = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} H_p \cdot X_p \cdot e^{j2\pi \frac{k-m}{N} p} \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta \delta_m}{N} p} + Z_p \\ = H_p \cdot X_p \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{\Delta \delta_m}{N} p} \\ + \sum_{\substack{m=0 \\ m=k}}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} H_p \cdot X_p \cdot e^{j2\pi \frac{k-m}{N} p} \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta \delta_m}{N} p} + Z_p \quad (5)$$

OFDM의 특성상 첫 번째 반송파 주파수는 두 번째 반송파 주파수와 2배의 주기 차이를 가지며, 세 번째 반송파와는 3배의 주기 차를 가진다. 이러한 특성 때문에 각각의 부 반송파는 다른 크기의 위상회전을 가진다. OFDM신호의 경우 한 심벌 안에서 짧은 주기를 가진 신호는 샘플링 타이밍 오프셋으로 인해 위상변화가 생길 경우 진폭의 변화를 가져올 수 있고, 90도의 위상회전으로 인해 수신이 되지 않을 수도 있다. 이런 경우는 주파수축에서 보상을 이용해 보상하기가 어려워진다.

2.3 TDM 수신에서의 샘플링 오프셋

TDM 방법을 이용해 2개 대역에 대한 샘플링을 하는 경우, 신호에는 오프셋이 없다고 하여도 샘플링을 하면서 오프셋이 발생하는 것과 같은 영향이 나타날 수 있다. 그림 2와 같이 2 대역의 신호가 샘플링 타이밍 오프셋 없이 수신된 경우, 시간적으로 나뉘서 A 대역의 첫 번째 샘플링부터 샘플링하고 B 대역의 첫 번째 샘플링에 대한 샘플링이 이루어지게 된다. 이 때, 샘플링 상황은 (6)과 같이 나타낼 수 있다. A 대역이 샘플링 되는 동안 B 대역은 대기하고 있어야 한다. 아무리 빠른 샘플링 속도를 가진다 해도 동시에 샘플링 할 수 없기 때문이다.

$$\left\{ \begin{array}{l} y_A(n) = r_A(t + \Delta \delta_A) \\ y_B(\frac{n}{2} + n) = r_B(\frac{t}{2} + t + \Delta \delta_B) \end{array} \right\}, n=0,1,2,\dots \quad (6)$$

식(6)에서 A 대역의 신호는 DAC와 ADC의 오차에 의해 발생하는 오프셋 $\Delta \delta_A$ 만이 발생하지만, B대역 신호는 $\Delta \delta_B$ 이외에도 $t/2$ 만큼의 추가적인 오프셋이 TDM수신기에서 발생할 수 있다. $t/2$ 는 샘플링엔 홀더

가 신호를 수신할 때, A 대역을 수신하고, 그 후 B대역을 수신할 때까지의 대기 시간이다.

III. 샘플링 타이밍 오프셋 추정

3.1 샘플링 타이밍 오프셋 추정

$$Y_p = H_p \cdot X_p \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{(\delta_m + \Delta \delta_m)}{N}} \quad (7)$$

식(7)에서 위상회전의 영향은 정수 단위와 소수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋 영향이 더해져서 발생한다. 샘플링 타이밍 오프셋으로 인해 나타나는 위상회전의 경우는 OFDM의 직교성에 따라 반송파 마다 다른 위상회전 크기를 갖게 된다. 첫 번째 반송파는 두 번째 반송파보다 2배 빠른 주기를 가지기 때문에, 부 반송파 마다 다른 위상회전 크기를 가진다. 정수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋의 경우 1 샘플링 당 위상이 회전하는 반송파가 최대 180도의 위상회전을 가지기 때문에 위상회전만으론 추정이 어렵다. 그래서 동기화 신호를 이용해 동기를 맞춘다.

동기 신호는 식(8) 같은 방법으로 찾는다. 수신된 Syncreceived신호의 샘플링 값 n을 옮겨가면서 이미 알고 있는 신호 Syncpilot과 최소오차를 구하는 공식(8)을 이용해 최소 값을 찾게 된다^[8].

$$\hat{\delta} = \operatorname{argmin} \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_c-1+\delta} |Sync_{received}[n+i] - Sync_{pilot}^*[i]|^2 \right\} \quad (8)$$

그림 3은 심벌의 동기를 찾은 과정을 나타낸다. x 축은 부 반송파 변화를 나타내며 y 축은 값을 나타낸다.

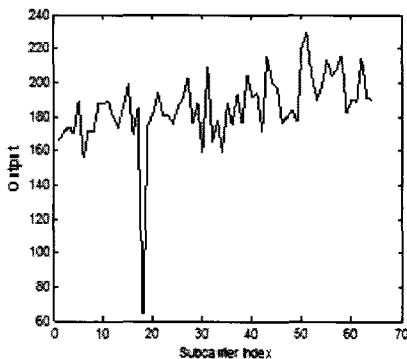


그림 3. 동기신호를 이용한 최소오차 추정 방법.
Fig. 3. The minimum error estimation method using the synchronization signal.

이미 알고 있는 동기 신호와 수신된 신호의 최소 오차를 구하기 위해 수신된 신호의 첫 번째 샘플링부터 한 심벌 주기만큼 연산이 수행되고, 또다시 두 번째 샘플링부터 한 심벌 주기만큼의 연산이 수행된다. X축은 수신 신호의 인덱스를 나타낸다. 첫 번째 샘플링부터 FFT 크기인 64만큼을 한 주기로 보고 (8)의 비교 연산을 수행한다. 본 논문에선 오프셋신호의 크기가 한 심벌보다 작다고 가정하고, 한 심벌은 CP를 포함하고 있기 때문에, 식(8)의 연산과정이 80번 반복시켜 최소값을 찾게 된다. 동기 신호는 PN sequence를 통해 발생된 신호를 이용하며, 수신부와 송신부에는 동일한 신호를 발생해 수행한다.

$$Y_p = H_p \cdot X_p \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{(\Delta \delta_m)}{N}} + Z_p \quad (9)$$

정수 단위의 샘플링 타이밍이 보상된 후, 소수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋은 주파수 축에서 위상의 회전 정도로 추정할 수 있다. 식(9)은 CP 삽입으로 인해 ISI의 영향은 사라지고 위상의 영향만이 남아있는 경우이다. 채널 Hp는 '1'이고 여기서 m은 부 반송파를 의미한다.

그림 4 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋 정정 방법에 대한 순서도이다. 주파수 축에서 추정된 값을 이용해 시간 축에서 샘플링 타임의 조절을 함으로써 소수 단위의 타이밍 오프셋을 정정할 수 있다. 만약 2개 대역의 신호가 같은 오프셋을 가지고 수신된다면, A 대역은 샘플링 타이밍 오프셋 없이 수신 되지만, B 대역의 경우 (6)과 같이 TDM 수신 구조에 의해서 발생하는 1/2만큼의 샘플링 타이밍 오프셋이 존재하게 된다. 수신신호 y(t)는 이산 신호로 샘플링 된 후 y(n) 이 되며, 소수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋 추정치 Δδ만큼의 타이밍 조절을 통해 보상한다.

그림 5를 기준으로 샘플링 오프셋이 발생할 경우에 0.05정도의 값부터 성능에 영향을 미치기 시작하므로,

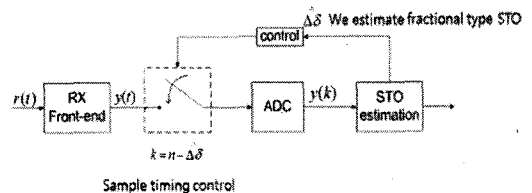


그림 4. 샘플링 타이밍 조절을 통한 샘플링 타이밍 오프셋 정정방법.
Fig. 4. Correction method of STO by controlling the sampling timing.

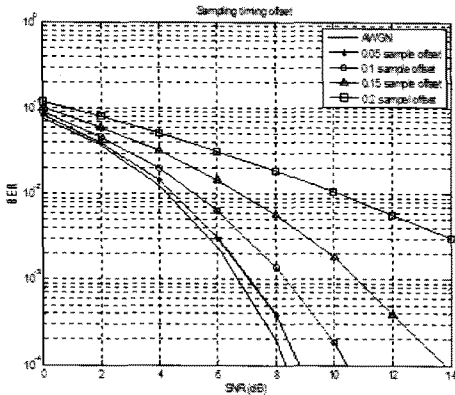


그림 5. 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋에 따른 BER 성능.
Fig. 5. BER performance due to fractional type sampling timing offset.

소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋의 추정 최소 단위를 0.05 샘플링으로 설정한다. 만약 2개의 신호가 같은 시간 오프셋을 가지고 수신되었다면, 두 신호는 같은 시간에 수신 될 수 없으므로, 보상 후에도 B 대역의 신호는 0.05 샘플링만큼의 오프셋이 존재할 것이다.

IFFT를 통해 생성된 OFDM신호는 각각 다른 위상 회전을 가진다. 0.1 샘플링 오프셋이 발생될 경우 0.5도부터 18도 까지 위상변화를 보인다. 여기서 m는 부 반송파를 나타내며 $\Delta\delta_m$ 는 부 반송파당 다르게 나타나는 타이밍 오프셋을 나타낸다. 식(7)에서 채널이 '1' 일 경우에 수신신호 Y_p 와 송신신호 X_p 사이에 위상회전은 1 ~ 32, 33 ~ 64의 두 그룹으로 나누어 비슷한 경향을 볼 수 있다. 두 그룹의 위상회전 크기는 같지만 서로 반대방향으로 위상회전이 일어나며, 한 그룹 내에서 회전 각은 DC를 중심으로 조금씩 증가하는 위상회전 크기를 가지고 있다. 그리고 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{Y_p}{X_p} = \sum_{p=1}^{32} e^{-j2\pi \frac{\Delta\delta_p}{N}}, \frac{Y_p}{X_p} = \sum_{p=33}^{64} e^{-j2\pi \frac{\Delta\delta_p}{N}} \quad (10)$$

식 (10)은 AWGN을 무시한 상황에서 1~32의 부 반송파 회전 크기는 33~64의 부 반송파의 크기와 같음을 보여준다. 즉 1 번째 부 반송파와 64번째 부 반송파는 같은 위상회전 크기를 갖는다. 하지만 방향은 반대이다. 1~32번째 부 반송파는 크기는 다르지만 같은 방향으로의 위상회전을 가지며, 33~64번째 부 반송파도 같은 패턴을 가지기 때문에, 이 특징을 이용하여 얼마나 소수 단위의 타이밍 오프셋이 발생했는지 알 수 있다.

수신 신호는 오버 샘플링이 이루어지지 않은 상태이

므로, 소수 단위의 샘플링 오프셋에도 큰 성능 저하를 유발할 수 있다. 또한 오버 샘플링이 이뤄지지 않은 신호에서 샘플링의 크기보다 작은 오프셋은 보상하기 쉽지 않다.

그래서 (10)의 특성을 이용할 수 있다. 각각의 부 반송파가 시간 축에선 위상은 반대지만, 같은 크기의 위상변화를 가지므로 그 차이는 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left| \sum_{p=1}^{32} e^{-j2\pi \frac{\Delta\delta_p}{N}} \right| = \left| \sum_{p=33}^{64} e^{-j2\pi \frac{\Delta\delta_p}{N}} \right| \quad (11)$$

부 반송파는 DC를 기준으로 양쪽 크기가 같은 것을 이용해 (12)방법으로 위상 회전을 추정할 수 있다. P는 파일럿 신호를 의미하며 1번째 부 반송파와 33번째 부 반송파의 차이는 2번째 부 반송파와 34번째 부 반송파 차이와 비슷하기 때문에, 부 반송파들의 차 값을 평균적으로 구하고 위상회전의 크기를 통해서 소수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋을 추정하게 된다.

$$\Delta\hat{\delta} = \frac{\sum_{i=1}^{N/2} (P_i - P_{i+N/2})}{N/2} \quad (12)$$

(12)으로 이용해 구한 추정오차를 피드백 시켜 샘플링 속도를 조절한다. 정수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋을 보상 후, (12)를 이용해 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋을 보상하게 된다. 소수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋은 그 오프셋 정도에 따라서 성능 저하가 달라지는 것을 그림 5 를 통해 확인할 수 있었다. 그림 5에서 볼 수 있듯이, 0.05 크기의 샘플링 타이밍 오프셋에서부터 BER 성능저하가 크게 나타나므로, 0.05 단위로 추정 보상하였다.

IV. 시뮬레이션 결과 분석

표 1은 시뮬레이션 파라미터를 나타내고 있다. 64개의 부 반송파를 가진 OFDM 신호를 발생시켜 전송하였고, 모뮬레이션은 QPSK로 하였다. 채널 상황은 AWGN으로 가정하여 시뮬레이션 하였다.

그림 5는 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋이 미치는 영향을 나타낸다. 0.05 샘플링 타이밍 오프셋의 경우는 통신을 하기에 충분한 성능이지만, 0.2 정도의 샘플링 타이밍 오프셋의 경우 그 성능이 많이 저하된다.

표 1. 시뮬레이션 환경.

Table 1. Simulation Parameters.

OFDM system	
부 반송파 수	64
부 반송파 간격	7.812kHz
심플 주기	160
샘플링 주파수	500KHz
샘플 주기	2
CP 길이	16
모듈레이션	QPSK
채널	AWGN

그림 6는 두 대역의 신호가 같은 크기의 샘플링 타이밍 오프셋이 발생했을 경우이다. 그래프는 위에서부터 보상이 되지 않은 경우, 정수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋만 보상한 경우, 피드백 방법을 이용해 모두 보상한 경우의 순으로 도식화 하였다. 우선 두 대역의 신호는 1.1의 같은 샘플링 타이밍 오프셋을 가정한다. A 대역과 B 대역 모두 보상 전에는 위상회전의 영향으로 통신이 불가능한 상태이다. 이 때 샘플링 타이밍 오프셋은 A 대역은 1.1로 나타나며, B 대역은 TDM 수신 과정에서 추가된 0.5 오프셋이 더해져 1.6과 같은 효과를 나타낸다.

우선, 정수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋이 보상되면, 소수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋만이 남게 되는데, 그림 6의 경우는 A 대역은 0.1, B 대역은 0.4의 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋이 남게 된다. 정수 단위 샘플링 타이밍 오프셋이 보상될 때, 동기신호를 이용한다. 이 때, B 대역의 경우는 1.6 크기의 오프셋은 정수

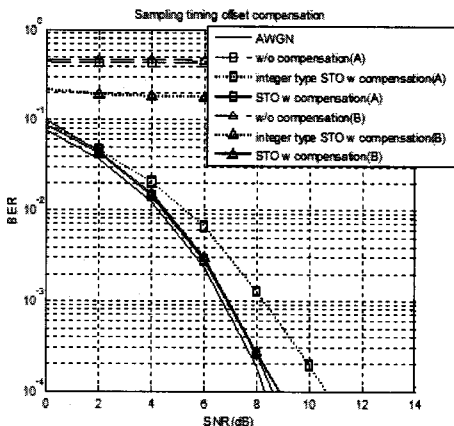


그림 6. 두 대역에 1.1의 샘플링 타이밍 오프셋이 발생했을 경우.
Fig. 6. BER performance when sampling timing offsets are 1.1.

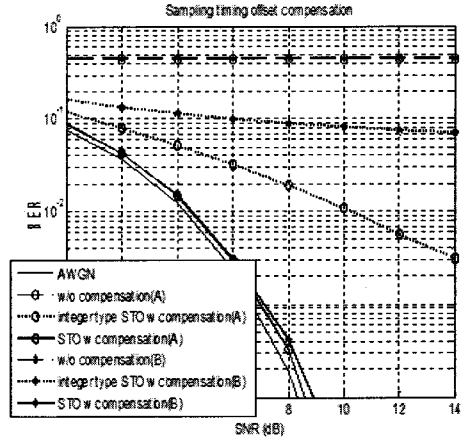


그림 7. 두 대역에 1.2의 샘플링 타이밍 오프셋이 발생했을 경우.
Fig. 7. BER performance when sampling timing offsets are 1.2.

단위로 보았을 때 2에 가까우므로, 보상 후 0.4 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋이 남아 있게 된다. 그림 6에서 보면 A대역은 0.1 크기의 오프셋이 남아 있어, B 대역의 0.4 크기의 오프셋에 비해 상대적으로 BER 성능이 저하된 것을 볼 수 있다. 마지막으로 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋을 보상 후, 두 대역의 성능은 비슷하다. 그러나 B 대역의 경우, 보상 후에도 0.05의 샘플링 오프셋이 남아 A 대역과 차이를 보여야 한다. 샘플링 타이밍을 조절해서 보상하기 때문에, 동일한 샘플링 타이밍 오프셋을 가지고 들어온 신호는 보상 후에 같은 샘플링 타이밍을 가져야 한다. 그러나 구조적으로 두 대역의 신호는 동시에 샘플링 될 수 없기 때문이다. B 대역의 경우 0.05 샘플링 타이밍 오프셋이 존재해야 하나, 추정 시 발생하는 오차로 인해 두 대역의 차이는 크게 나타나지 않는다.

그림 7의 경우는 그림 6와 같이 같은 크기의 오프셋이 발생된 그래프이다. 이 경우 A 대역과 B대역은 모두 1.2 샘플링 오프셋을 가지며, 그림 6와 비슷한 경향을 보인다. 우선 수신된 신호는, A 대역이 DAC와 ADC에 의해 발생하는 1.2의 샘플링 타이밍 오프셋, B 대역이 DAC와 ADC에 의해 발생하는 1.2 샘플링 타이밍 오프셋 이외에도 TDM 구조에서 발생하는 오프셋으로 인해 0.5의 오프셋이 더해져 1.7의 샘플링 타이밍 오프셋이 발생한다. 우선, 정수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋을 보상 후, 그림 6과 같은 이유로 A 대역은 0.2 샘플링, B 대역은 0.3 샘플링이 남게 된다. 두 번째로, 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋을 보상 후, 두 BER 성능은 비슷하다. 여기서도 역시 0.05의 오프셋

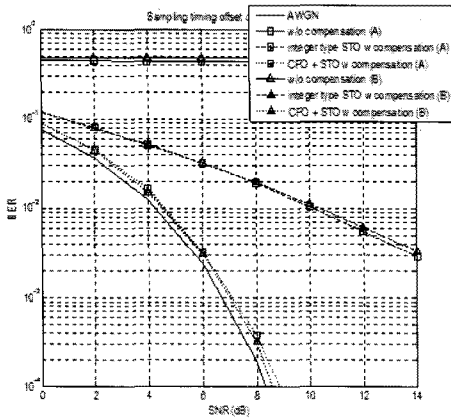


그림 8. 두 대역에 각각 1.2와 1.3의 샘플링 타이밍 오프셋이 발생했을 경우.
Fig. 8. BER performance when sampling timing offsets are 1.2 and 1.3 respectively.

이 남아 성능 차이를 보여야 하지만, 추정 오차로 인해 그 차이는 크게 나타나지 않는다.

그림 8의 경우는 두 대역의 오프셋이 다른 경우이다. A 대역은 1.2 샘플링 타이밍 오프셋을 가지며, B 대역은 1.3 샘플링 타이밍 오프셋을 가진다. 여기서 이 두 대역이 TDM 수신기를 통해 수신되면, A 대역은 1.2 오프셋을 가지고, B 대역은 TDM 구조로 인해 1.8의 오프셋을 가지게 된다. 먼저, 정수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋이 보상되면, A 대역은 0.2의 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋이 남아 있게 되며, B 대역 또한 0.2의 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋이 남아 있게 된다. 그림 8을 보면 정수 단위 샘플링 타이밍 오프셋의 보상 후, 두 대역의 BER 곡선이 비슷한 것을 확인할 수 있다. A 대역의 경우 지연으로 발생한 오프셋이고, B 대역의 경우 앞서서 수신된 오프셋이지만, (11)과 같이 방향만 다를 뿐, 오프셋의 크기가 같기 때문이다. 소수 단위 샘플링 타이밍 오프셋 보상 후, 두 신호는 성능은 비슷하며, 추정 오차로 인한 약간의 BER 성능 저하가 존재한다.

V. 결론

본 논문은 단일 수신기를 이용해 다중 대역의 신호를 수신 가능한 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 TDM 방식의 수신 구조이며, 여러 대역의 신호를 시간적으로 분리하여 수신하는 시스템이다. 그래서 여러 대역의 신호를 수신하지만, 하나의 ADC와 DSP만이 사용된다. 그러나 TDM 방식의 구조에서는 샘플링 타이밍 오프셋에 의해 성능 저하된다. 그래서 TDM 수신과

정에서 발생할 수 있는 샘플링 타이밍 오프셋을 분석하였다. 오프셋의 경우 한 샘플의 시간보다 작은 타이밍 오프셋도 성능을 열화 시킬 수 있어, 정수 단위와 소수 단위로 분리하여 각각에 맞게 보상했다. 정수 단위 오프셋의 경우 동기 신호를 이용하였으며, 소수 단위 오프셋의 경우 피드백을 이용한 방법을 제시하였다. 시뮬레이션결과 성능은 정수 단위 샘플링 타이밍 오프셋의 보상 후에도 소수 단위의 샘플링 타이밍 오프셋에 의해 많이 저하 되는 결과를 보였지만, 제안된 방법을 이용해 보상 후 성능이 향상된 결과를 볼 수 있었다. TDM 방식의 시스템을 제안된 STO 보상 방법을 이용해 보상한 결과 오프셋이 발생하지 않은 경우와 10e-4에서 약 0.5dB의 성능 저하를 보였으며, 이를 통해 제안된 TDM 방식의 시스템이 다중 대역의 신호를 효과적으로 수신할 수 있음을 확인하였다.

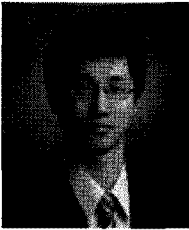
참고 문헌

- [1] 3GPP TS 36.211 v9.2.0, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); Physical Channels and Modulation,".
- [2] 3GPP TR 36.913 v9.0.0, "Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)," Dec 2009
- [3] John A. C. Bingham. "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Communications Magazine, Vol.28, pp.5-14, May, 1990.
- [4] A. I. Bo, G. E. Jiann-hua, and W. Yong, "Symbol synchronization technique in COFDM systems," IEEE Trans. Broadcast., Vol.50, No.1, pp.56 - 62, Mar. 2004.
- [5] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., Vol.45, No.12, pp.1613-1621, Dec. 1997.
- [6] B. Ai, Z. X. Yang, C. Y. Pan, J. H. Ge, Y. Wang, and Z. Lu, "On the synchronization techniques for wireless OFDM systems," IEEE Trans. Broadcast., Vol.52, No.2, pp.236-244, June 2006.
- [7] D. Lee and K. Cheun, "A new symbol timing recovery algorithm for OFDM systems," IEEE Trans. Consumer Electron., Vol.43, No.3, pp.767-774, June 1997.

- [8] M. Speth, F. Classen, and H. Meyr, "Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels," Signal Processing , pp.379-403, Dec. 1993.

이 희 규 (Hui-Kyu Lee)

준회원



2010년 2월 충북대학교 전기
전자컴퓨터공학부(공학사)
2010년 3월~현재 충북대학교
전자공학과 석사과정
<관심분야> 무선 통신 시스템,
이동 통신 시스템

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)

정회원



1988년~현재 충북대학교 전자
공학과 교수
2002년 3월~2004년 2월 충북
대학교 컴퓨터정보통신연구
소 소장
1996년~현재 IEEE, IET 논문
심사위원

2002년 한국전자파학회 학술상 수상

2008년 ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper
Award" 수상

<관심분야> 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G
이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호
처리