

소프트웨어 모뎀 시공간 선 부호화 시스템의 채널 대칭성을 위한 CFO·STO·SCO 추정, 보상 기법

김수빈*, 이한결*, 이송민**, 김재홍*, 김주엽°, 정진곤°

CFO·STO·SCO Estimation and Compensation for Channel Reciprocity of Software Defined Modem-Based Space-Time Line Code Systems

Subin Kim*, Han-Gyeol Lee*, Song-Min Lee**, Jaehong Kim*, Juyeop Kim°, Jingon Joung°

요약

본 연구는 공간 다이버시티 이득을 얻는 시공간 선 부호화 시스템을 위한 CFO·STO·SCO 추정 및 보상 기법을 제안한다. 송신단은 상향링크와 하향링크 채널 사이 대칭성을 가정하고 추정한 상향링크 채널 정보로 인코딩을 수행한다. 하지만, CFO·STO·SCO로 인한 채널 비대칭성 발생으로, 추정한 상향링크 채널 정보로 STLC 인코딩을 한 경우, STLC 통신에 있어 공간 다이버시티 이득을 확보할 수 없다. 이에 본 연구에서는 CFO·STO를 효과적으로 보상하는 이중 추정 기법과 SCO 및 잔여 위상 오차에 대한 추가 보상 기법을 제시한다. 또한, 소프트웨어 모뎀 기반 SISO 시스템 테스트베드를 구축하여 제안하는 기법을 통해 채널 대칭성이 확보됨을 실험적으로 검증한다.

Key Words : Space-time line code, software defined modem, channel reciprocity, carrier frequency offset, symbol timing offset

ABSTRACT

This study suggests CFO·STO·SCO estimation and compensation method for the spatial-diversity-achieving STLC system. As the knowledge of channel state information is available only at the transmitter, the STLC encoding is performed by exploiting the reciprocity between the uplink and downlink channels. Though the channel reciprocity is theoretically valid for the TDD system, the channel asymmetry occurs practically due to the effect of CFO·STO·SCO. Therefore, we propose a two-step estimation method that efficiently compensates the effect of CFO·STO. Furthermore, a compensation method was proposed to reduce SCO and residual phase offset. Through a software-defined modem-based single-input single-output system testbed, it is experimentally shown that the channel reciprocity is obtained from the proposed methods.

※ 본 연구는 2022년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원(No.2022-0-00874, 시공간 선 부호 기반 차세대 무선 접속 기술 개발) 및 한국연구재단의 지원(2021R1A4A2001316 & 2022R1A2C1003750)을 받아 수행되었습니다.

* First Author : Sookmyung Women's University Department of Electronic Engineering, tbrk0113@sookmyung.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : Sookmyung Women's University Department of Electronic Engineering, jykim@sookmyung.ac.kr, 정회원; Chung-Ang University Department of Electrical and Electronics Engineering, jjjoung@cau.ac.kr, 종신회원

* Chung-Ang University Department of Electrical and Electronics Engineering {forener, kjhct9606}@cau.ac.kr, 학생회원

** Sookmyung Women's University Department of Electronic Engineering, lsm0723@sookmyung.ac.kr

논문번호 : KICS202202-022-D-RN, Received February 15, 2022; Revised April 12, 2022; Accepted April 18, 2022

I. 서 론

무선 채널의 페이딩 현상으로 인해 발생하는 통신 성능 저하를 고려하여, 다중 안테나를 활용한 다양한 공간 다이버시티 기법이 활용되고 있다. 이를 위해, 최근 최대 공간 다이버시티 이득을 얻는 시공간 선 부호화(STLC: space-time line code)가 제안되었다¹⁻³⁾. STLC는 Alamouti 코드라고도 불리는 STBC(space-time block code)⁴⁾에 대해 안테나 구조와 채널 상태 정보(CSI: channel state information) 측면에서 대칭적인 다이버시티 기법이다. 즉, 송신단(TX: transmitter)이 모든 CSI를 획득한 상황에서, 수신단(RX: receiver)이 CSI 일부 또는 CSI 없이 간단한 선형 결합만을 통해 정보 심볼을 검출할 수 있다. 이러한 CSIT(CSI at the TX) 시나리오에 적합한 STLC는 수신단에서 채널 추정 부하와 연산 복잡도를 동시에 줄일 수 있다는 장점을 활용하여, 다양한 시스템에 적용되어왔다. 기존 STLC 시스템을 확장하여 다중 스트림으로 데이터를 전송하는 연구^{2,3)}가 진행되었으며, STLC 기반 협력 통신^{5,6,7)}, 보안 통신⁸⁻¹⁰⁾, 그리고 이동체를 위한 통신 시스템^{11,12)}에 관한 연구도 진행되었다.

이와 동시에, STLC 시스템을 실시간 동작 환경에서 구현하여 그 성능을 검증하고자 하는 연구가 진행되었다¹³⁾. 해당 연구는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM: orthogonal frequency-division multiplexing) 시스템에서 시간 영역 인코딩을 수행하는 STLC-OFDM을 USRP(universal software radio peripheral)로 구현하고, 시간-주파수 선택적 채널 환경에서 비트 오류율 성능을 확인하였다. 그러나 해당 연구에서는 수신단이 CSI를 추정하여 유선으로 송신단에 피드백(feedback)한 뒤, 이를 활용하여 송신단이 STLC 인코딩을 수행하는 형태로 시스템을 구현하였다. 이는 수신단 CSI 추정을 요구하지 않는 STLC 구조에 부합하지 않으므로 STLC 시스템을 완벽히 구현했다고 보기 어렵다.

STLC 시스템을 위한 TX CSI 획득을 위한 방법으로, 시분할 이중화(TDD: time division duplexing) 환경에서의 채널 대칭성(channel reciprocity)을 활용할 수 있다. 즉, TX가 추정된 상향링크(UL: uplink) CSI를 활용하여 STLC 심볼을 생성하고, 이를 하향링크(DL: downlink)로 전송하면 STLC 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 특히, TDD 시스템은 UL와 DL 채널이 동일한 주파수 대역을 사용하므로 무선 구간에서의 채널 대칭성이 보장될 수 있다.

기존 STLC 관련 연구는 이러한 채널 대칭성이 보장되는 이상적인 환경을 가정하여 진행되었다. 하지만 실제 TDD 시스템에서도 구현상의 다양한 원인으로 인해 UL과 DL 사이 채널 대칭성이 보장되지 않는다. 먼저, TX와 RX 내부 RF(radio frequency) 소자 차이로 인해, UL와 DL 사이 채널 대칭성이 보장되지 않는다. 따라서 채널 대칭성을 확보하여 채널 추정에 활용하기 위해선 TX와 RX에 다양한 RF 교정(calibration) 알고리즘이 요구된다¹⁴⁻¹⁸⁾.

TDD 시스템을 위한 RF 교정 이후에도, 반송파 주파수 오차(CFO: carrier frequency offset), 심볼 타이밍 오차(STO: symbol timing offset), 샘플링 클럭 오차(SCO: sampling clock offset), 그리고 추가적인 잔여 위상 오차(RPO: residual phase offset) 등으로 인한 DL과 UL사이 채널 추정 오차가 발생한다. 기존 CSIR(CSI at the RX) 기반 시스템은 RX에서 채널 등화 과정에서 STO·CFO에 의한 성능 열화 보상이 가능하다. 하지만, 채널 대칭성을 활용하여 인코딩하는 STLC 시스템은 UL와 DL에서 발생하는 채널 오프셋에 의한 성능 열화가 심각하므로, 이를 줄이기 위한 개선된 동기화(synchronization) 알고리즘이 필요하다¹⁹⁾.

본 논문에서는 소프트웨어 모뎀 기반 TDD STLC-OFDM 시스템 채널 대칭성 확보를 위한 신호 처리 알고리즘을 제안한다. 제안하는 STO·CFO 추정 및 SCO·RPO 보상 알고리즘을 통해 확보한 채널 대칭성 검증을 위해, 소프트웨어 모뎀과 USRP를 활용하여 SISO(single-input single-output)-OFDM 테스트베드를 구축하였다. 테스트베드를 통한 실측 데이터 확인 결과, 제안하는 알고리즘을 통해 추정된 UL과 DL 채널이 동일한 위상을 가짐을 확인하였다. 또한, 채널 대칭성을 활용한 CSIT-SISO 시스템이 기존 CSIR-SISO 시스템보다 심볼 에러율(SER: symbol error rate)측면에서 더 나은 성능을 보임을 확인하였다.

본 논문에서 사용하는 연산자는 다음과 같이 정의한다. 위 첨자 ' T ', ' H ', ' $*$ ', 그리고 ' -1 '은 각각 전치, 켈레 전치, 복소 켈레, 그리고 역행렬 연산자를 의미하며, \mathbf{I}_m 은 $m \times m$ 단위 정방 행렬을, $\mathbf{0}_{m \times n}$ 은 $m \times n$ 영행렬을 의미한다. $\text{diag}(\mathbf{a})$ 는 벡터 \mathbf{a} 를 대각 성분으로 갖는 대각 행렬을 의미한다. $E\{x\}$ 는 확률 변수 x 에 대한 기댓값을 뜻하며, $\text{CN}(\mu, \sigma^2)$ 은 평균 μ , 분산 σ^2 를 갖는 복소 정규 분포를 의미한다. $\langle \cdot \rangle_N$ 은 N 모듈로 연산자를 의미한다. $\angle(\cdot)$ 은 복소 편각 연산자이다. 또한, $\text{FFT}_N(\cdot)$ 와

표 1. 줄임말 설명

Table 1. Description of abbreviations.

| Abbreviation | Description |
|--------------|--|
| STLC | space-time line code |
| STBC | space-time block code |
| CSI | channel state information |
| TX / RX | transmitter / receiver |
| CSIT / CSIR | CSI at the TX / CSI at the RX |
| SISO | single-input single-output |
| OFDM | orthogonal frequency-division multiplexing |
| USRP | universal software radio peripheral |
| UL / DL | uplink / downlink |
| TDD | time division duplexing |
| RF | radio frequency |
| STO | symbol timing offset |
| CFO | carrier frequency offset |
| SCO | sampling clock offset |
| FFT / IFFT | fast Fourier transform / inverse FFT |
| CP | cyclic prefix |
| QAM | quadrature amplitude modulation |
| PSK | phase shift keying |
| OAI | Open Air Interface |
| CSB | channel sounding block |
| ICI | inter-carrier interference |
| ISI | inter-symbol interference |
| SIMD | single instruction multiple data |
| RTO | residual STO |
| RFO | residual CFO |
| RPO | residual phase offset |
| LLS | link-level simulator |
| SNR | signal-to-noise ratio |
| MSE | mean squared error |
| SER | symbol error rate |

$\text{IFFT}_N(\cdot)$ 은 각각 N -point 고속 푸리에 변환(FFT: fast Fourier transform)과 고속 푸리에 역변환(IFFT: inverse-FFT) 연산자를 의미한다. $\text{vec}(\cdot)$ 은 벡터화 연산자를 의미한다. $a \in \mathbb{C}$ 에 대하여 $|a|$ 는 절대값 연산자, 집합 A 에 대하여 $|A|$ 는 집합의 크기 연산자이다. $x \in \mathbb{R}$ 에 대하여 $\lceil x \rceil$ 는 x 보다 크지 않은 최대 정수이다. 본 논문에서 사용한 줄임말 표현은 표 1에 정리하였다.

II. 신호 모델 및 시스템 모델

본 장에서는 STLC-OFDM 송·수신 신호 및 시스템 모델을 소개한다. TX가 한 개 안테나, RX가 두 개 안테나를 갖는 1×2 STLC-OFDM 시스템은 그림 1과 같이 구성된다. TX는 알고 있는 주파수 영역 채널 정보를 활용하여 인접한 두 시간 영역 정보 심볼 블록에 대한 STLC 인코딩을 수행한다. STLC 심볼은 OFDM 변조 후 시간 영역 CP(cyclic prefix)를 삽입을 거친다. RX는 CP 제거 후 OFDM 복조를 거친 주파수 영역 수신 STLC 심볼을 선형 결합하여 정보 심볼을 추정할 수 있다. STLC-OFDM 신호 모델 이해를 돕기 위해, 기존 OFDM 시스템에 대한 신호 모델을 2.1 장에 재정리한다.

2.1 OFDM 송·수신 신호 모델

본 연구에서는 송신 정보 심볼을 다수 직교 부반송파에 할당해 저속 병렬 전송하는 CP-OFDM 시스템을 고려한다^[20]. l 째 전송하는 정보 심볼 벡터 $\mathbf{x}^{(l)} = [X[0,l] \cdots X[N-1,l]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 에 대하여 OFDM 심볼 벡터는 다음과 같이 생성된다:

$$\mathbf{s}^{(l)} = \text{IFFT}_N(\mathbf{x}^{(l)}). \quad (1)$$

따라서, $\mathbf{s}^{(l)} = [s[0,l] \cdots s[N-1,l]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 일 때, k 째 부반송파에 정보 심볼 $X[k,l]$ 이 할당되는 OFDM 심볼 n 째 샘플은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$s[n,l] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X[k,l] e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, n \in \mathcal{A}. \quad (2)$$

여기서 $\mathcal{A} = \{0, 1, \dots, N-1\}$ 이며, n 은 샘플 인덱스를 의미한다. OFDM 변조 후, 시간 영역에서 CP를 삽입한 CP-OFDM 심볼 $\mathbf{s}_G^{(l)} = [s_G[0,l], \dots, s_G[N_G-1,l]]^T \in \mathbb{C}^{N_G \times 1}$ 은 다음과 같이 구성한다:

$$s_G[n,l] = s[\langle n - G \rangle_N, l], n \in \mathcal{A}_G. \quad (3)$$

여기서 G 는 CP 길이를 뜻하며, $N_G = N + G$ 이다. $\mathcal{A}_G = \{0, 1, \dots, N_G - 1\}$ 을 의미한다.

CP-OFDM 심볼은 주파수 선택적 페이딩 채널을 거쳐 수신된다. 길이가 L_D 인 채널 임펄스 응답

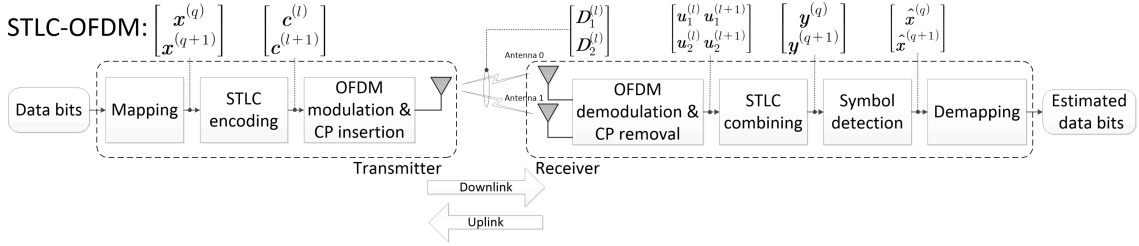


그림 1. STLC-OFDM 시스템 블록 다이어그램, (DL: TX에서 RX으로 가는 방향), (UL: RX에서 TX로 가는 방향)
 Fig. 1. Block diagram of the STLC-OFDM (DL: direction from TX to RX), (UL: direction from RX to TX).

$\mathbf{h}_D^{(l)} = [h_D[0, l] \cdots h_D[L_D - 1, l]]^T \in \mathbb{C}^{L_D \times 1}$ 을 갖는 시불변 채널에 대하여, l 째 수신 CP-OFDM 심볼 $\mathbf{r}_G^{(l)} = [r_G[0, l] \cdots r_G[N_G - 1, l]]^T$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$r_G[n, l] = \sum_{m=0}^{L_D-1} s_G[n-m, l] h_{L_D}[m, l] + z_G[n, l], n \in \mathcal{A}_G \quad (4)$$

$\mathbf{z}_G^{(l)} = [z_G[0, l] \cdots z_G[N_G - 1, l]]^T \in \mathbb{C}^{N_G \times 1}$ 은 채널 잡음 벡터로 $\text{CN}(\mathbf{0}_{N_G \times N_G}, \sigma_z^2 \mathbf{I}_{N_G})$ 를 따른다. 이때, 심볼 간 간섭을 제거하기 위해, OFDM 변조 과정에서 CP 길이는 $L_D \leq G$ 를 만족하도록 설계한다. 이후, CP를 제거한 수신 OFDM 심볼 벡터 $\mathbf{r}^{(l)} = [r_G[G, l] \cdots r_G[N_G - 1, l]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 의 n 째 심볼은 다음과 같다:

$$r[n, l] = \sum_{m=0}^{N-1} s \{ \langle n-m \rangle_N, l \} h[m, l] + z_G[n+G, l], n \in \mathcal{A} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{h}^{(l)} = [h[0, l] \cdots h[N-1, l]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 순환 컨볼루션을 위해 삽입된 채널 임펄스 응답으로 다음과 같이 나타낼 수 있다:

$$h[n, l] = \begin{cases} h_D[n, l], & 0 \leq n \leq L_D - 1 \\ 0, & L_D \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (6)$$

시간 영역 순환 컨볼루션 연산은 주파수 영역 곱과 같다는 FFT 성질에 따라, l 째 수신 OFDM 심볼에 k 째 부반송과 주파수 영역 신호 $Y[k, l]$ 은 다음과 같다:

$$Y[k, l] = H[k, l]X[k, l] + Z[k, l], k \in \mathcal{A} \quad (7)$$

여기서, $\mathbf{H}^{(l)} = [H[0, l] \cdots H[N-1, l]] \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 은 채널 주파수 응답이며, $\mathbf{H}^{(l)} = \text{FFT}_N(\mathbf{h}^{(l)})$ 를 만족한다. 또한, $\mathbf{Z}^{(l)} = [Z[0, l] \cdots Z[N-1, l]] \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 FFT 연산 이후 채널 잡음 벡터로 $\mathbf{z} = [z_G[G, l] \cdots z_G[N_G - 1, l]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 에 대하여, $\mathbf{Z}^{(l)} = \text{FFT}_N(\mathbf{z}^{(l)})$ 이다. 채널 주파수 응답 $\mathbf{H}^{(l)}$ 을 통해 주파수 영역 유효 채널 행렬을 다음과 같이 정의한다:

$$\mathbf{D}^{(l)} = \text{diag}(\mathbf{H}^{(l)}) \in \mathbb{C}^{N \times N}. \quad (8)$$

유효 채널 행렬 $\mathbf{D}^{(l)}$ 을 통해, (7)에서 나타난 수신 신호를 다음과 같이 벡터 형태로 표현할 수 있다:

$$\mathbf{y}^{(l)} = [Y[0, l] \ Y[1, l] \ \cdots \ Y[N-1, l]]^T = \mathbf{D}^{(l)} \mathbf{x}^{(l)} + \mathbf{Z}^{(l)}. \quad (9)$$

2.2 1×2 STLC-OFDM 송수신 신호 모델

본 연구에서는 OFDM 시스템에 1×2 STLC 구조 [11]를 적용하여, 시간 영역에서 연속적인 두 심볼 블록을 인코딩하는 STLC-OFDM 구조를 고려한다. 1×2 STLC-OFDM 시스템 TX·RX 블록 다이어그램은 그림 1과 같다. 먼저, TX는 이진 데이터 비트를 QAM(quadrature amplitude modulation)/PSK(phase shift keying) 매핑(mapping)하여 q 째 정보 심볼 벡터 $\mathbf{x}^{(q)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 를 생성한다. 단일 송신 안테나와 $i \in \{0, 1\}$ 째 수신 안테나 사이 주파수 영역 유효 채널을 행렬 $\mathbf{D}_i^{(l)} = \text{diag}\{\mathbf{H}_i^{(l)}\} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 으로 나타내며, TX가 모든 유효 채널 정보를 알고 있다고 가정한다. 또한, $\mathbf{D}_i^{(l)} = \mathbf{D}_i^{(l+1)}$ 과 같이 두 전송시간 동안 채널이 일정하다고 가정한다.

시간 l 과 $l+1$ 에 송신하는 STLC 심볼 벡터 $\mathbf{c}^{(l)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 와 $\mathbf{c}^{(l+1)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 을 다음과 같이 생성한다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{c}^{(l),*} \\ \mathbf{c}^{(l+1),*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_{\text{STLC}}^{(l),-1} \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times N} \Lambda_{\text{STLC}}^{(l),-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{(l)} & \mathbf{D}_2^{(l)} \\ \mathbf{D}_2^{(l),*} & -\mathbf{D}_1^{(l),*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}^{(q),*} \\ \mathbf{x}^{(q+1),*} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

여기서, $\mathbf{x}^{(q)}$ 는 $E\{\mathbf{x}^{(q)}\mathbf{x}^{(q),H}\} = \sigma_x^2 \mathbf{I}_N$ 을 만족하며, $(\Lambda_{\text{STLC}}^{(l)})^2 = \mathbf{D}_1^{(l)}\mathbf{D}_1^{(l),*} + \mathbf{D}_2^{(l)}\mathbf{D}_2^{(l),*}$ 이다. 따라서, 전력 정규화 행렬 $\begin{bmatrix} \Lambda_{\text{STLC}}^{(l),-1} \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times N} \Lambda_{\text{STLC}}^{(l),-1} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2N \times 2N}$ 을 곱해 형성한 STLC 심볼 벡터는 $E\{\mathbf{c}^{(l)}\mathbf{c}^{(l),H}\} = \sigma_x^2 \mathbf{I}_N$ 을 만족한다.

그림 2와 같이, TX는 두 STLC 심볼 벡터 $\mathbf{c}^{(l)}$ 와 $\mathbf{c}^{(l+1)}$ 을 연속한 시간 영역에 쌍으로 배치한다. OFDM 변조와 CP 삽입 과정을 거친 CP-OFDM 심볼은 시분할 주파수 선택적 채널을 거쳐 RX에 도달한다. 이때, 연속한 두 전송시간 동안 채널이 일정하므로 ($\mathbf{D}_i^{(l)} = \mathbf{D}_i^{(l+1)}$), i 째 수신 안테나로 l 와 $l+1$ 에 수신한 STLC 심볼 $\mathbf{u}_i^{(l)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1^{(l)} & \mathbf{u}_1^{(l+1)} \\ \mathbf{u}_2^{(l)} & \mathbf{u}_2^{(l+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{(l)} \\ \mathbf{D}_2^{(l)} \end{bmatrix} [\mathbf{c}^{(l)} \mathbf{c}^{(l+1)}] + \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_1^{(l)} & \mathbf{Z}_1^{(l+1)} \\ \mathbf{Z}_2^{(l)} & \mathbf{Z}_2^{(l+1)} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

여기서 $\mathbf{Z}_i^{(l)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 i 째 수신 안테나에 해당하는 채널 잡음 벡터로 $\text{CN}(\mathbf{0}_{N \times 1}, \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)$ 을 따른다. 수신한 STLC 심볼 $\mathbf{u}_i^{(l)}$ 을 다음과 같이 선형 결합한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(q)} &= \mathbf{u}_1^{(l)} + \mathbf{u}_2^{(l+1),*} \\ &= \Lambda_{\text{STLC}}^{(l)} \mathbf{x}^{(q)} + \mathbf{Z}_1^{(l)} + \mathbf{Z}_2^{(l+1),*}, \end{aligned} \quad (12a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(q+1)} &= \mathbf{u}_2^{(l),*} - \mathbf{u}_1^{(l+1)} \\ &= \Lambda_{\text{STLC}}^{(l)} \mathbf{x}^{(q+1)} + \mathbf{Z}_2^{(l),*} - \mathbf{Z}_1^{(l+1)}. \end{aligned} \quad (12b)$$

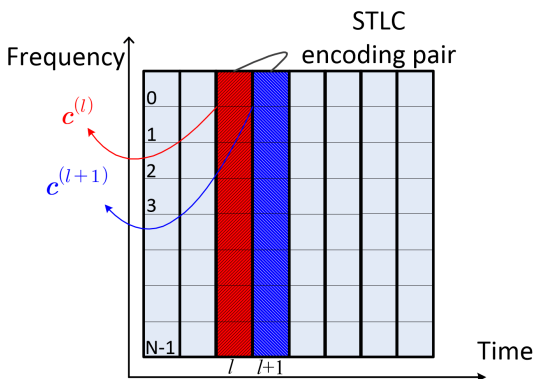


그림 2. STLC-OFDM 인코딩 방식
Fig. 2. Encoding scheme of STLC-OFDM.

RX에서 전체 CSI가 아닌 부분적 CSI $\Lambda_{\text{STLC}}^{(l)}$ 를 간단히 추정하여, (12)로부터 정보 심볼 추정 벡터 $\hat{\mathbf{x}}^{(q)}$ 와 $\hat{\mathbf{x}}^{(q+1)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}^{(q)} &= \Lambda_{\text{STLC}}^{(l),-1} \mathbf{y}^{(q)} \\ &= \mathbf{x}^{(q)} + \Lambda_{\text{STLC}}^{(l),-1} (\mathbf{Z}_1^{(l)} + \mathbf{Z}_2^{(l+1),*}), \end{aligned} \quad (13a)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}^{(q+1)} &= \Lambda_{\text{STLC}}^{(l),-1} \mathbf{y}^{(q+1)} \\ &= \mathbf{x}^{(q+1)} + \Lambda_{\text{STLC}}^{(l),-1} (\mathbf{Z}_2^{(l),*} - \mathbf{Z}_1^{(l+1)}). \end{aligned} \quad (13b)$$

III. 1×2 STLC-OFDM을 위한 소프트웨어 모뎀 설계

CSIR을 고려하는 기존 OFDM 시스템은 TX가 송신한 파일럿을 활용하여 RX가 채널을 추정한다. 하지만 RX 채널 추정이 없는 STLC-OFDM 시스템은 RX가 송신한 파일럿을 통해 TX에서 채널을 추정해야 한다. 이 경우 정상적인 STLC 인코딩을 위해, 채널 대칭성이 확보되어야 한다. 본 장에서는 1×2 TDD STLC-OFDM 시스템에서 채널 대칭성을 확보하기 위한 프레임 구조와 소프트웨어 모뎀 구조를 제시한다. 본 장부터는 표현의 편의상, STLC 인코딩을 수행하는 측을 기지국, STLC 복호를 수행하는 측을 단말이라고 칭하도록 한다.

3.1 프레임 구조

그림 3은 본 연구에서 가정하는 TDD 프레임 구조를 나타낸다. 한 프레임은 네 개 슬롯(slot)으로 구성되고, 프레임 내에서 DL 슬롯과 UL 슬롯이 스위칭되는 구조를 갖는다. 본 연구에서는 UL-DL 스위칭 양상을 용이하게 확인하기 위해 TDD 프레임 내 UL:DL 비중을 1:1로 구성했다. 각 슬롯은 14개 OFDM 심볼로 구성되며, 각 슬롯 길이는 1ms, 한 프레임의 길이는 4ms이다.

각 UL 슬롯 다섯, 여섯, 그리고 일곱째 OFDM 심볼은 동기화 및 채널 추정을 위한 CSB(channel

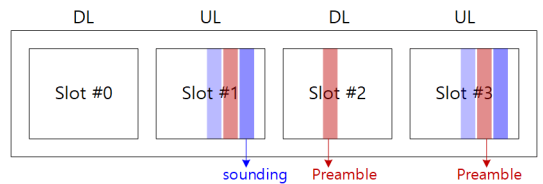


그림 3. STLC-OFDM 시스템 TDD 프레임 구조
Fig. 3. TDD frame structure of STLC-OFDM system.

sounding block)을 구성한다. 그림 3과 같이, 두 안테나를 갖는 단말은 안테나 0을 통해 다섯, 여섯째 OFDM 심볼에 파일럿과 프리엠블 신호를 송신하며, 안테나 1을 통해 일곱째 OFDM 심볼에 파일럿 신호를 송신한다. 이때 안테나 간 간섭을 발생시키지 않도록 각 안테나는 이외의 OFDM 심볼에 신호를 송신하지 않는다. 이는 각 안테나로부터의 파일럿 신호 간섭을 방지하여 안테나별 채널 추정을 정확하게 할 수 있게 한다. 한편, 영(0)째 그리고 둘째 슬롯은 DL 슬롯으로 사용되며, 기지국은 교정 및 동기화를 위한 프리엠블 신호를 둘째 슬롯의 여섯째 OFDM 심볼을 통해 송신한다.

그림 4는 UL 슬롯 내 세부 OFDM 심볼 구성을 나타낸다. A 구간에서는 각 기지국/단말에서 RF단 송수신 상태(state)를 전환하기 위한 보호 시간(guard period)이다. 이 구간에서 기지국은 RF의 하드웨어 상태를 송신 상태에서 수신 상태로, 단말은 RF의 하드웨어 상태를 수신 상태에서 송신 상태로 전환하며, 양단에서 신호 송·수신은 이루어지지 않는다. B 구간에서는 기지국이 CSB를 수신하며, 프리엠블을 통해 UL 동기를 맞춘다. C 구간에서는 수신한 파일럿 샘플 데이터를 바탕으로 기지국이 채널을 추정한 기저대역 송신 신호를 생성한다. 이때 생성된 송신 신호는 기지국 RF 하드웨어에 전달되면서 다음 DL 슬롯에서 무선 신호로 송출된다. 채널 대칭성을 활용하기 위해서, C 구간에서 기지국 채널 추정 시점과 다음 DL 슬롯에서의 신호 전송 완료 시점 간 차이가 채널 상관 시간보다 작아야 한다. 한편, C 구간 길이는 기저대역 신호 생성에 대한 계산 시간 및 USRP RF 신호 생성 시간 등 하드웨어적인 처리 시간보다 길어야 한다. 이를 고려하여 C구간 길이가 최소가 되는 프레임 구조 파라미터를 설정하였다.

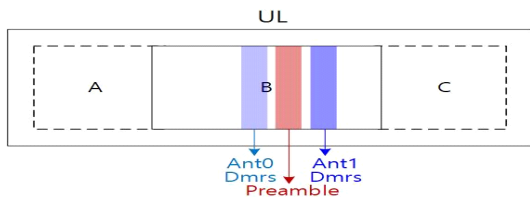


그림 4. UL 슬롯 내 OFDM 심볼 세부 구성
Fig. 4. Detailed configuration of OFDM symbol in UL slot

3.2 모델 소프트웨어 구조

그림 5는 TDD 시스템을 위한 모델 소프트웨어 구조를 나타낸다. 소프트웨어 모델은 virtual RX(vRX),

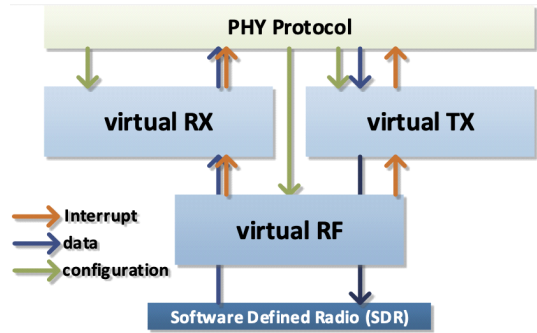


그림 5. TDD 통신 시스템 구현을 위한 스레드 소프트웨어 구조
Fig. 5. TDD software architecture for implementing TDD system.

virtual TX(vTX), 그리고 virtual RF(vRF), 세 가지 스레드(thread)로 구성된다. 각 스레드는 PHY 프로토콜에 의해 data TX/data RX 모드로 설정된 후, 각 모드에 맞춰 동작한다. 실제 RF 신호를 처리하는 RF 하드웨어는 설정된 vRF 따라 동작한다. 기지국에서는 PHY 프로토콜이 vRF 및 vTX를 통해 인터럽트를 수신하여 원본 정보를 vTX에게 전달한다. vTX는 기저대역 처리를 통해 기저대역 신호를 생성하고, vRF에게 전달하면 vRF는 적시에 RF 하드웨어로 기저대역 신호를 전달하는 순서로 동작한다. 단말은 RF 하드웨어로부터 수신한 기저대역 신호를 vRF에게 전달하고, vRF는 vRX에게 해당 기저대역 정보와 함께 인터럽트를 전달한다. vRX는 수신 신호처리를 통해 원래 정보를 복원하여 PHY 프로토콜에게 전달하는 형태로 순차적으로 동작한다.

제안한 소프트웨어 모델 구조에서 vRF는 TDD를 위한 DL 및 UL 슬롯 스위칭 동작에 핵심적인 역할을 한다. vRF는 소프트웨어 모델 송·수신 동작을 실시간으로 제어하며, 3.1장에서 정의한 프레임 구조를 활용한 TDD 스위칭 동작을 구현한다. 그림 6은 DL 및 UL 슬롯 스위칭이 구현된 vRF 세부 동작 상태 천이도(state diagram)와 시간 흐름도(timing flow chart)를 묘사한다. Data TX 모드로 설정된 경우, vRF는 매 슬롯 특정 시점마다 vTX에게 scheduling 인터럽트를 전달하고, vTX가 생성한 기저대역 신호 정보를 DL 슬롯 시작점보다 *IQSendMargin* 샘플 전에 USRP로 전달한다. Data RX 모드로 설정된 경우, vRF는 USRP로부터 샘플들을 한 슬롯 구간만큼 받아서 vRX에게 전달하는 것을 반복한다.

한편 DL 및 UL 슬롯 스위칭을 위해서, 기지국 vRF는 수신 동작을, 단말 vRF는 송신 동작을 수행해

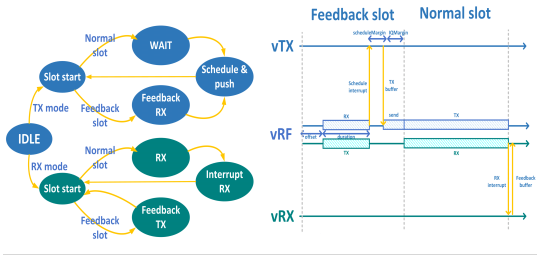


그림 6. vRF 동작에 대한 상태 천이도 및 시간 흐름도
Fig. 6. State diagram and timing flow chart of vRF

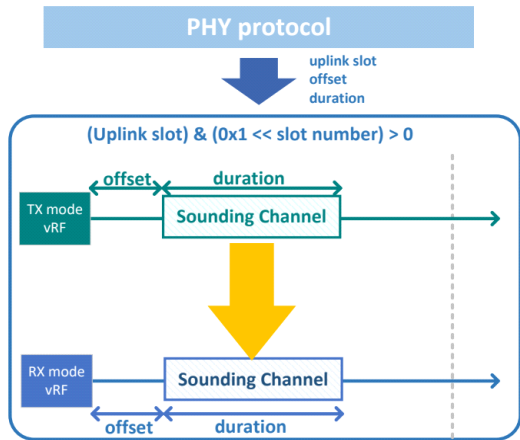


그림 7. 사운딩 채널 설정 & data TX/RX 모드 동작
Fig. 7. Sounding channel configuration and data TX/RX mode operations.

야 한다. 그림 7과 같이, PHY 프로토콜로부터 CSB 설정을 위한 세 가지 프레임 파라미터를 설정을 받는다. *slotBmp*은 한 프레임 내 UL 슬롯 번호에 대한 비트맵 정보이다. 그리고 *offset*과 *duration*은 각각 한 UL 슬롯 내 CSB에 해당하는 OFDM 심볼 시작점과 구간 길이를 나타낸다. vRF는 이 세 가지 정보를 통해 USRP의 송수신 구간을 지정할 수 있다.

기지국에서 Data TX 모드 동작 중, UL 슬롯 수신 경우, vRF는 USRP가 CSB를 수신해야 하므로, 송신이 아닌 수신만 하도록 제어한다. 그리고 수신된 샘플에서 일정 구간의 유효한 샘플만 취해서 vTX로 전달하게 된다. 즉, UL 슬롯 구간 내에서는 *offset*부터 *duration*만큼 샘플을 받아 버퍼(buffer)에 저장한 뒤 vTX에게 schedule 인터럽트를 전달한다. 이후 vTX는 인터럽트를 통해 액티브 상태가 되면, 다음 DL 슬롯에 전송할 기저대역 신호를 생성하면서 버퍼의 샘플을 기반으로 CSI를 추정한다. vTX가 기저대역 신호 생성 과정에서 vRF는 sleep 상태에 머무르게 되며, vRF에서 기저대역 신호처리로 허용하는 시간 후에

wake-up이 되면서 USRP로 vTX가 생성한 기저대역 신호를 전달하게 된다. 이때 wake-up은 USB 인터페이스를 통한 전달 시간을 고려하여 슬롯 시작점보다 일정 시간 전에 이루어진다.

단말에서 Data RX 모드 동작 중, UL 슬롯 송신의 경우 UL 슬롯에서는 수신 샘플링을 전달하지 않고 vRX에서 생성한 CSB 신호를 송신한다. Data TX 모드로 동작하는 기저국의 vRF에서 채널 추정을 위해 CSB를 수신하는 시점에서, Data RX 모드로 동작하는 단말의 vRF는 파일럿이 변조된 기저대역 신호를 송신한다. 이를 위하여, 단말의 vRX는 CSB를 포함한 OFDM 심볼 신호를 생성하여 송신 버퍼에 저장하고, vRF는 송신 버퍼에 저장된 기저대역 신호를 한 슬롯 전에 USRP로 전달하여 UL 슬롯을 통해 CSB이 송신 되도록 한다.

그림 8은 vTX 및 vRX와 vRF 간 인터페이스를 나타낸 것이다. 이전 동작 기술에서 확인할 수 있듯이, vRX와 vTX 모두 기저대역 처리단과 vRF 사이에서 송수신을 위한 버퍼를 공유한다. 단방향 전송 구현에서는 vRX-vRF 간 수신 버퍼와 vTX-vRF 간 송신 버퍼만 필요한 반면, 양방향 전송 구현에서는 DL 및 UL 슬롯 스위칭 기능이 추가되면서 vTX와 vRX는 각각 사운딩을 위한 추가적인 수신 및 송신 버퍼를 필요로 한다.

DL 및 UL 슬롯 스위칭 과정에서 효율적인 스레드 간 버퍼 공유를 위해서 vRF는 *mutex* 및 *signal* 변수를 추가적으로 공유한다. *mutex*는 vRF와 vRX/vTX

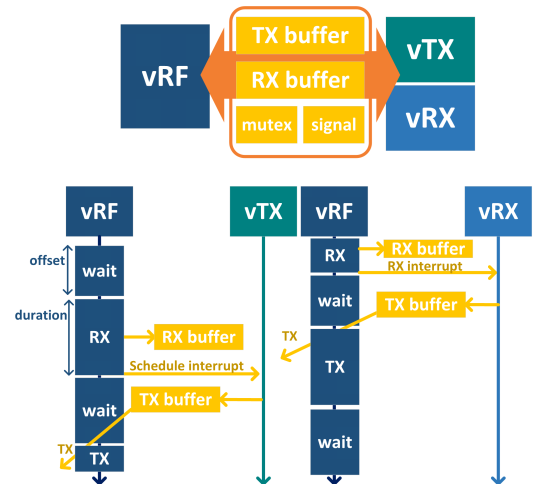


그림 8. vRF와 기저대역 처리 스레드 (vTX 및 vRX) 간 인터페이스 및 연동동작
Fig. 8. Interface and inter-operation between vRF and baseband processing threads (vTX and vRX).

가 동시에 송신/수신 버퍼 변수에 접근하는 것을 방지하기 위해서 존재한다. *signal*은 vRF에서 CSB 송·수신 인터럽트를 vRX 및 vTX에게 전달하기 위해 정의되었다.

IV. STO·CFO 추정 및 SCO·RPO 보상 알고리즘

이론적인 관점에서, UL와 DL이 같은 주파수 대역을 사용하는 TDD 시스템은 무선 채널 구간에서 채널 대칭성이 확보된다. 하지만 실제 시스템 채널 추정 과정에서 기지국과 단말의 RF단 오프셋이 상이하므로 채널 대칭성이 보장되지 않는다. 따라서 채널 대칭성 확보를 위해 RF단 오프셋을 맞출 필요가 있으며, 이는 기존에 비해 더 정확한 STO·CFO 추정 및 보상 알고리즘을 요구한다.

4.1 STO·CFO를 고려한 STLC-OFDM 신호 모델

그림 9는 STO δ 가 존재할 때, OFDM 심볼 시작 위치에 대한 두 가지 경우를 나타낸다. Case I의 경우, 주파수 영역 수신 심볼에 위상 회전이 발생하며, case II의 경우에는 위상 회전뿐만 아니라 ICI(inter-carrier interference)와 ISI(inter-symbol interference)가 발생한다. STO가 존재할 때, t 째 수신 프레임에 l 째 OFDM 심볼의 n 째 부반송파 주파수 영역 신호 $Y^{(t)}[k, l]$ 은 다음과 같다¹⁹⁾:

$$Y^{(t)}[k, l] = \begin{cases} H^{(t)}[k, l]e^{j2\pi k\delta/N}X^{(t)}[k, l] + Z^{(t)}[k, l], & \delta < 0 \\ P_{ICI}^{(\delta)}[0]H^{(t)}[k, l]e^{j2\pi k\delta/N}X^{(t)}[k, l] \\ + I_{ICI}^{(t, \delta)}[k, l] + I_{ISI}^{(t, \delta)}[k, l] + Z^{(t)}[k, l], & \delta \geq 0. \end{cases} \quad (14)$$

(14)의 $I_{ICI}^{(t, \delta)}[k, l]$, $I_{ISI}^{(t, \delta)}[k, l]$ 는 각각 ICI, ISI 항으로 다음과 같이 표현할 수 있다:

$$I_{ICI}^{(t, \delta)}[k, l] = \sum_{q=0, q \neq k}^{N-1} P_{ICI}^{(\delta)}[k-q]H^{(t)}[q, l]e^{j2\pi q\delta/N}X^{(t)}[q, l], \quad (15a)$$



그림 9. STO가 존재할 때, OFDM 시작점에 대한 두 가지 경우
Fig. 9. Two cases of OFDM starting point when STO exists.

$$P_{ICI}^{(\delta)}[k] = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi \frac{kq}{N}}, \quad (15b)$$

$$I_{ISI}^{(t, \delta)}[k, l] = \sum_{q=0}^{N-1} P_{ISI}^{(\delta)}[k-q]H^{(t)}[q, l]X^{(t)}[q, l], \quad (15c)$$

$$P_{ISI}^{(\delta)}[k] = \frac{1}{N} e^{j2\pi(\delta - N_G)/N} \sum_{q=N-\delta}^{N-1} e^{2\pi \frac{kq}{N}}. \quad (15d)$$

(14)에 따라, STO로 인해 수신 심볼에 위상 회전, 수신 심볼 에너지 감쇠, ICI, 그리고 ISI가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 정확한 STLC 복호를 위한 STO 추정 및 보상 알고리즘이 요구됨을 확인할 수 있다.

한편, CFO는 TX와 RX 사이 국소 발진기의 불안정성, 주파수 차이, 그리고 도플러 효과에 의해 발생한다. 시분변 환경을 가정할 때, 도플러 효과는 무시할 수 있다. CFO f_{CFO} , 부반송파 간격 Δf 에 대하여 정규화된 CFO를 $\epsilon = f_{CFO}/\Delta f$ 로 정의하면 CFO가 존재할 때, $Y^{(t)}[k, l]$ 는 다음과 같이 쓰여진다.

$$Y^{(t)}[k, l] = P_{ICI}^{(\epsilon)}[0]H^{(t)}[k, l]X^{(t)}[k, l] + I_{ICI}^{(t, \epsilon)}[k, l] + Z^{(t)}[k, l], \quad (16a)$$

$$I_{ICI}^{(t, \epsilon)}[k, l] = \sum_{q=0, q \neq k}^{N-1} P_{ICI}^{(\epsilon)}[k-q]H^{(t)}[q, l]X^{(t)}[q, l], \quad (16b)$$

$$P_{ICI}^{(\epsilon)}[k] = e^{j\pi\epsilon(N-1)/N} \frac{\sin(\pi(k+\epsilon))}{N\sin(\pi(k+\epsilon)/N)}. \quad (16c)$$

(16)로부터 CFO는 수신 심볼 위상 차이(phase offset), 수신 심볼 에너지 감쇠 및 ICI를 발생시키는 것을 확인할 수 있다. 따라서 수신 신호 복호를 위한 CFO 추정 및 보상 알고리즘이 필요하다.

4.2 기존 STO·CFO 추정 기법

본 장에선, OAI(Open Air Interface)에서 구현한 소프트웨어 모뎀 기반 STO·CFO 추정 기법을 고려한다. 그림 10은 STO·CFO 추정을 포함한 기존 RX 블록 다이어그램을 나타낸다. RX는 TX에서 송신한 파일럿(pilot)과 프리앰블(preamble)을 수신하여 STO와

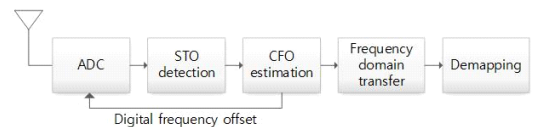


그림 10. Open Air Interface에서 제공하는 OFDM 수신단 블록 다이어그램
Fig. 10. Receiver block diagram of OFDM provided in OAI.

CFO를 추정한다. STO·CFO가 일정 수준 이상 존재하면 채널 추정 과정에서 심각한 오차를 일으킬 수 있으므로, 주파수 영역 변환 전에 두 주파수 오프셋을 추정하는 알고리즘이 필요하다. 먼저 STO를 추정하고 OFDM 심볼 시작점을 파악한다. 그 후, CFO를 추정하여 RF단인 USRP에 feedback하는 방식으로 CFO를 보상한다.

STO 추정을 위해, 송신 프리앰블과 수신 프리앰블에 대한 상호 상관관이 최대가 되는 샘플 인덱스를 구한다. 프리앰블이 포함된 이산시간 수신 신호와 송신 프리앰블 시퀀스를 각각 $\{r_p[n]\}$, $\{p[n]\}$ 로 표기하고, $n \in \mathcal{A}$ 일 때, STO 추정값 $\hat{\delta}$ 은 다음과 같이 구할 수 있다²¹⁾:

$$\hat{\delta} = \underset{\delta \in \Delta}{\operatorname{argmax}} \Xi(m\delta) \quad (17a)$$

$$\Xi(\delta) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_p(\delta+n)p^*(n) \right|. \quad (17b)$$

여기서, $\Delta = \{0, 1, \dots, \lceil M/m \rceil - 1\}$ 이며, M 은 총 수신 샘플 개수이다. m 은 SIMD(single instruction multiple data) 입력 기본 조건을 충족하기 위한 파라미터이다. 소프트웨어 모뎀 계산 복잡도를 줄이기 위한 SIMD 메모리 정렬(memory alignment)은 m 에 대한 배수가 되어야 하므로, m 샘플마다 상호 상관을 계산하여 STO를 추정한다.

그림 11은 기존 소프트웨어 모뎀에서의 CFO 추정 알고리즘을 나타낸다. 기존 소프트웨어 모뎀에서는 송신 프리앰블 신호와 수신 프리앰블 신호의 평균 위상을 계산하여 CFO를 추정한다. 수신 프리앰블 시퀀스 벡터 $\mathbf{r} = [r_p[0] \cdots r_p[N-1]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 송신 프리앰블 시퀀스 벡터 $\mathbf{p} = [p[0] \cdots p[N-1]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 일 때, Φ 를 다음과 같이 정의한다:

$$\Phi \triangleq \mathbf{p}^H \mathbf{r} = \sum_{n=0}^{N-1} \phi(n). \quad (18a)$$

$$\begin{aligned} \phi(n) \triangleq & e^{j2\pi n \epsilon / N} \sum_{q=0}^{L_p-1} h_{L_D} [q] p^* [\hat{\delta} + n] p [\langle n - q \rangle_N] \\ & + p^* [\hat{\delta} + n] z [n], n \in \mathcal{A}. \end{aligned} \quad (18b)$$

여기서 ϵ 는 정규화된(normalized) CFO이다. $\phi(n)$ 에 대하여, Ψ_i 를 다음과 같이 정의한다:

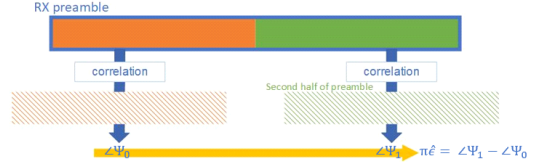


그림 11. CFO 추정 알고리즘 동작 원리
Fig. 11. Mechanism of the CFO estimation algorithm.

$$\Psi_i \triangleq \sum_{n=Ni/2}^{N(i+1)/2-1} \phi(n), \quad i \in \{0, 1\}. \quad (19)$$

Ψ_0, Ψ_1 로부터 정규화된 CFO 추정값 $\hat{\epsilon}$ 은 다음과 같이 구할 수 있다²²⁾:

$$\hat{\epsilon} = \frac{\angle(\Psi_0^* \Psi_1)}{\pi}. \quad (20)$$

정규화하지 않은 실제 CFO 추정치는 $\hat{\epsilon} \Delta f$ 이며, 이를 USRP에 feedback하여 center frequency를 조정한다.

4.3 잔여 STO·CFO에 의한 성능 열화

4.1 장에서 논의한 STO·CFO에 의한 성능 열화를 보상하기 위하여 동기화 과정이 필요하다. 하지만 동기화 과정을 수행하더라도, 잔여 STO(RTO: residual STO) 및 잔여 CFO(RFO: residual CFO)가 존재한다. RTO, RFO를 각각 ρ, η 이라 할 때, 일반적으로 $\rho \ll N, \eta \ll 0.5$ 이다. 이때, RTO, RFO에 의한 간섭 및 신호 에너지 감쇠는 무시할 수 있으므로, ρ, η 가 존재할 때, (14), (16)으로부터 $Y^{(t)}[k, l]$ 을 다음과 같이 근사할 수 있다:

$$\begin{aligned} Y^{(t)}[k, l] \approx & H^{(t)}[k, l] e^{j2\pi \frac{\rho}{N} k} e^{j\pi \eta \frac{N-1}{N} l} X^{(t)}[k, l] \\ & + Z^{(t)}[k, l]. \end{aligned} \quad (21)$$

일반적으로 CSIR을 고려하는 OFDM 시스템에서 RTO, RFO에 의한 성능 열화는 채널 추정 및 등화 과정을 통해 보상이 가능하다^{23,24)}. 하지만 STLC-OFDM 시스템은 DL에서 CSI 일부 또는 CSI 없이 STLC 복호를 통해 정보 심볼을 추정하므로, RTO, RFO가 존재할 때 UL와 DL 채널 사이 비대칭성에 의한 심각한 성능 열화가 발생한다. UL-, DL-RTO를 각각 ρ_{UL}, ρ_{DL} , UL-, DL-RFO를 각각 η_{UL}, η_{DL} 이라 할 때, $\kappa[k]$ 를 다음과 같이 정의한다:

$$\kappa[k] \triangleq \frac{2\pi}{N} \left\{ k(\rho_{UL} - \rho_{DL}) + \frac{N-1}{2}(\eta_{UL} - \eta_{DL}) \right\}. \quad (22)$$

RTO, RFO에 의한 UL와 DL 채널 사이 비대칭성이 존재할 때, (12), (13), (21)로부터 1×2 STLC-OFDM 정보 심볼 추정치 $\{\hat{X}^{(t)}[k, q]\}$, $\{\hat{X}^{(t)}[k, q+1]\}$, $k \in \mathcal{K}$ 을 다음과 같이 근사할 수 있다:

$$\begin{aligned} \hat{X}^{(t)}[k, q] &\approx \left(|H_2^{(t)}[k, l]|^2 e^{j\kappa[k]} + |H_1^{(t)}[k, l]|^2 e^{-j\kappa[k]} \right) \frac{\hat{X}^{(t)}[k, q]}{A^{(t,l)}[k]} \\ &+ H_1^{(t)}[k, l] H_2^{(t),*}[k, l] (e^{-j\kappa[k]} - e^{j\kappa[k]}) \frac{\hat{X}^{(t),*}[k, q+1]}{A^{(t,l)}[k]} \\ &+ \frac{Z_1^{(t)}[k, l] + Z_2^{(t),*}[k, l+1]}{\sqrt{A^{(t,l)}[k]}}, \end{aligned} \quad (23a)$$

$$\begin{aligned} &\hat{X}[k, q+1] \\ &\approx \left(|H_2^{(t)}[k, l]|^2 e^{j\kappa[k]} + |H_1^{(t)}[k, l]|^2 e^{-j\kappa[k]} \right) \frac{\hat{X}^{(t)}[k, q+1]}{A^{(t,l)}[k]} \\ &+ H_1^{(t)}[k, l] H_2^{(t),*}[k, l] (e^{j\kappa[k]} - e^{-j\kappa[k]}) \frac{\hat{X}^{(t),*}[k, q]}{A^{(t,l)}[k]} \\ &+ \frac{Z_2^{(t),*}[k, l] - Z_1^{(t)}[k, l+1]}{\sqrt{A^{(t,l)}[k]}}. \end{aligned} \quad (23b)$$

여기서 $A^{(t,l)}[k]$ 는 t 째 수신 프레임에 l 째 수신 심볼의 k 째 부반송파 유효 채널 이득으로, $A^{(t,l)}[k] = \sqrt{|H_2^{(t)}[k, l]|^2 + |H_1^{(t)}[k, l]|^2}$ 이다. TO, RFO 보상을 통해 $\rho_{UL} = \rho_{DL} = 0$, $\eta_{UL} = \eta_{DL} = 0$ 일 경우, (23a), (23b)는 각각 (13a)(13b)와 동일한 결과임을 확인할 수 있다. 하지만 기존 소프트웨어 모뎀에서 활용하는 STO 및 CFO 추정 알고리즘만으로는 잔여 STO와 CFO 보상이 불가하므로, 다음 장에서는 RFO·RTO를 보상하기 위한 개선된 알고리즘을 제안한다.

4.4 잔여 CFO 추정 알고리즘

CFO가 적절히 보상되어야 UL와 DL 사이 채널 비대칭성을 확보할 수 있다. 따라서 STLC-OFDM 시스템을 구현하기 위하여 기존 OFDM 시스템보다 UL·DL에서 더 세밀한 CFO 보상이 이루어져야 한다. 이를 위하여 CFO를 세밀하게 추정할 수 있는 시간 축 관점에서 CFO 이중 추정 알고리즘 적용이 필요하다.

CFO 이중 추정 알고리즘에서는 먼저 기존 프리앰블 상호 상관 기반 CFO 추정 알고리즘을 통해 coarse

CFO를 추정한 후 보상한다. 여기서 coarse CFO 추정 값 $\hat{\epsilon}$ 은 (20)에서 확인할 수 있다. 그 후, 주파수 영역에서의 fine CFO 추정 알고리즘을 통해 RFO를 보상한다. Fine CFO 추정 알고리즘은 다음과 같다.

t 째 수신 프레임 l 째 OFDM 심볼을 통해 프리앰블이 수신되었으며 \mathcal{K} 를 프리앰블 할당 부반송파 인덱스 집합으로 정의한다. $k \in \mathcal{K}$ 에 대하여 $\{Y_p^{(t)}[k, l]\}$, $\{H_p^{(t)}[k, l]\}$, $\{P[k]\}$ 를 각각 주파수 영역 수신 프리앰블 심볼, 프리앰블 대역 채널 주파수 응답, 그리고 주파수 영역 송신 프리앰블 심볼로 정의한다. 표현상 편의를 위하여 OFDM 심볼 인덱스 l 을 생략하면, RFO η 에 대하여, $Y_p^{(t)}[k]$ 를 다음과 같이 표현할 수 있다^[25]:

$$Y_p^{(t)}[k] = e^{j\Omega_{t,l}(\eta)} \sum_{q \in \mathcal{K}} H_p^{(t)}[q] P[q] Q_{q,k,N}(\eta) + Z^{(t)}[k] \quad (24)$$

여기서, $Q_{q,k,N}(\eta)$ 와 $\Omega_{t,l}(\eta)$ 는 각각 다음과 같다:

$$Q_{q,k,N}(\eta) = \frac{\sin(\pi(q-k+\eta))}{N \sin(\pi(q-k+\eta)/N)} e^{j\pi\eta \frac{(q-k)(N-1)}{N}}, \quad (25a)$$

$$\Omega_{t,l}(\eta) = \frac{\pi}{N} \{ (2l+1)N + 2(l+1)N_G + 2tN_f - 1 \} \eta. \quad (25b)$$

여기서, N_f 는 한 프레임 내 샘플 개수이다. Coarse CFO가 이미 보상되었으므로 η 가 충분히 작다고 가정하고 (25a)에 쓴 ICI를 무시하면, (24)를 다음과 같이 근사할 수 있다:

$$Y_p^{(t)}[k] \approx e^{j\Omega_{t,l}(\eta)} H_p^{(t)}[k] P[k] + Z^{(t)}[k], k \in \mathcal{K}. \quad (26)$$

모든 $k \in \mathcal{K}$ 에 대해, $E\{H_p^{(t)}[k]\} = H_p^{(t)}$ 를 가정하면, $H_p^{(t)}[k] = H_p^{(t)} + \alpha^{(t)}[k]$ 이며 $E\{\alpha^{(t)}[k]\} = 0$ 을 만족한다. 모든 $k \in \mathcal{K}$ 에 대하여, $\omega^{(t)}(\eta)$ 을 다음과 같이 정의한다:

$$\omega^{(t)}(\eta) = \frac{1}{|\mathcal{K}|} \sum_{k \in \mathcal{K}} Y_p^{(t)}[k] P^*[k]. \quad (27)$$

$Z[k]$ 와 $\alpha^{(t)}[k]$ 를 k 에 대하여 에르год릭 프로세스를 가정할 경우, 충분히 큰 $|\mathcal{K}|$ 에 대하여 $\omega^{(t)}(\eta)$ 를 다

음과 같이 근사할 수 있다.

$$\omega^{(t)}(\eta) \approx A_p H_p e^{j\Omega_{t,i}(\eta)} + v. \quad (28)$$

여기서, $A_p = A_p[k] = |P[k]|^2$, $k \in \mathcal{K}$ 이며, v 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v &= \frac{1}{|\mathcal{K}|} \sum_{k \in \mathcal{K}} (\alpha^{(t)}[k] + Z[k]) P^*[k] \\ &\approx E\{(\alpha^{(t)}[k] + Z[k])\} P^*[k] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (29)$$

따라서 (28)에서 $\omega^{(t)}(\eta) \approx A_p H_p e^{j\Omega_{t,i}(\eta)}$ 임을 확인할 수 있다.

RFO를 추정하기 위하여 $\bar{\omega}^{(t)}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \bar{\omega}^{(t)} &= \frac{1}{|\mathcal{K}|} \sum_{k \in \mathcal{K}} \omega_k^{(t)}(\eta) \\ &\approx \Omega_{t,i}(\eta) + \angle(H_p^{(t)}) \end{aligned} \quad (30)$$

시불변 채널을 고려할 때 $\angle(H_p^{(t)}) = \angle(H_p^{(t+1)})$ 이므로, (25)-(30)에 의해 $\bar{\omega}^{(t+1)}$ 는 다음을 만족한다.

$$\bar{\omega}^{(t+1)} \approx 2\pi \frac{N_f}{N} \eta + \bar{\omega}^{(t)}. \quad (31)$$

따라서 RFO η 는 다음을 통해 추정할 수 있다.

$$\hat{\eta} = \frac{1}{2\pi} \frac{N}{N_f} (\bar{\omega}^{(t+1)} - \bar{\omega}^{(t)}). \quad (32)$$

추정 가능한 최대 fine CFO $\hat{f}_{\eta, max}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{f}_{\eta, max} &= \left| \frac{\pi N \Delta f}{2\pi N_f} \right| \\ &= \left| \frac{1/T_s}{2T_f/T_s} \right| \\ &= \frac{1}{2T_f} \end{aligned} \quad (33)$$

여기서, $T_s = 1/N\Delta f$, $T_f = T_s N_f$ 는 각각 샘플링 간격(sampling interval)과 프레임 길이(frame

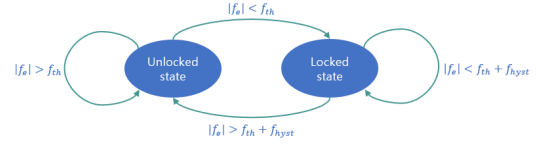


그림 12. CFO 이중 추정 알고리즘 상태 천이도
Fig 12. State transition diagram for two-step CFO estimation algorithm.

duration)을 의미한다. 본 연구에서 TDD 프레임 길이는 4ms이므로 $\hat{f}_{\eta, max} = 125$ Hz이다.

CFO 이중 추정 알고리즘은 그림 12와 같은 상태 천이도를 따른다. 현재 상태에서 추정된 CFO, f_e 에 따라 unlocked 또는 locked 상태로 천이하며, 각 상태에 해당하는 coarse 또는 fine CFO 추정 알고리즘을 수행한다. 상태 천이 기준값은 추정 가능한 최대 CFO $\hat{f}_{\eta, max}$ 를 고려하여 그보다 작은 $f_{th} = 100$ Hz로 설정한다. f_{hyst} 는 locked 상태에서 unlocked 상태로 쉽게 천이하지 않도록 $f_{hyst} = 1000$ Hz로 설정했다. $|f_e| \geq f_{th} + f_{hyst}$ 인 경우, 알고리즘은 unlocked 상태로 천이하여 상대적으로 추정 범위가 넓은 coarse CFO 추정을 한다. 반면, $|f_e| \leq f_{th}$ 인 경우, locked 상태로 천이하여 추정 범위가 좁으나 정확도가 높은 fine CFO 추정을 실행한다.

4.5 잔여 STO 추정 알고리즘

RTO가 존재하면 동일한 부반송파에 대해 DL과 UL에서 추정된 위상이 달라진다. 따라서 채널 대칭성을 확보하기 위해 DL과 UL에서 높은 정확도로 STO를 추정해야 한다.

본 장에서는 소프트웨어 모뎀 환경에서 STO를 더 세밀하게 추정할 수 있는 STO 이중 추정 기법을 제안한다. 그림 13은 제안하는 STO 이중 추정 알고리즘을 나타낸다. 먼저 m 샘플씩 상호 상관을 계산하는 기존 SIMD 기반 coarse STO 추정을 진행한다. 추정된 coarse STO는 (17a)에서 확인할 수 있다. 이후, STO 추정 오차가 m 보다 작도록 한 샘플 단위로 RTO를 추정하는 fine STO 추정을 수행한다. (17)에서 추정한 coarse STO $\hat{\delta}$ 에 대해, $\{\hat{\delta} - (m-1), \dots, \hat{\delta} + m-1\}$ 샘플 범위 내에서 매 샘플마다 상호 상관 계산하여 RTO를 추정한다. 이는 기존 알고리즘보다 추가적인 계산량을 최소화함과 동시에 효과적으로 한 샘플 오차 이내 STO 추정이 가능하다.

한편, 위와 같이 STO 추정 알고리즘을 개선해도 여전히 RTO로 인해 DL과 UL 채널 불일치가 발생할

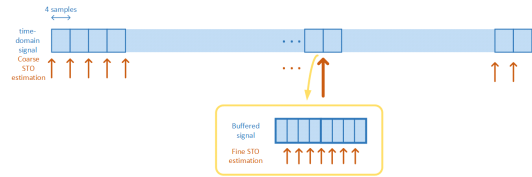


그림 13. STO 이중 추정 알고리즘 동작 원리
Fig 13. Mechanism of the two-step STO estimation algorithm.

수 있다. 한 샘플 이내 STO 오차도 DL와 UL의 추정 채널의 위상이 두드러진 오차를 일으킬 수 있다. RTO로 인한 UL 와 DL 채널 위상 차이를 θ_e 라고 할 때, θ_e 는 다음을 만족한다:

$$\theta_e \leq N_d \Delta f T_s, \quad (34)$$

여기서 N_d 는 데이터가 할당되는 부반송파의 최대 인덱스이다. 일반적인 OFDM 시스템 파라미터를 고려하여 $N_d = 600$, $\Delta f = 15 \text{ kHz}$, $T_s = \frac{1}{15.36 \text{ MHz}}$ 로 설정할 때, 최대 위상 오차는 0.3 rad으로 유의미한 수준의 오차가 발생한다. 다시 말해, 한 샘플 이내 SCO에 대한 추가 보상이 필요함을 의미한다.

4.6 SCO-RPO 보상 알고리즘

시간 축 상 STO·CFO 이중 추정 알고리즘을 통해 STO·CFO를 세밀하게 보상해도, 기지국과 단말 사이 미세한 STO로 인해 SCO와 추가적인 RPO가 존재할 수 있다. 이러한 RPO는 채널에 평균 위상차를, SCO는 위상 회전(phase rotation)을 발생시켜 DL와 UL 사이 채널 추정 오차를 일으킨다¹⁹⁾. RPO를 β , SCO에 의한 위상 회전율을 $\Delta\beta$ 라 할 때, RPO와 SCO가 존재하는 k 째 부반송파 채널 $H'[k]$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다:

$$H'[k] = H[k] e^{j\beta} e^{jk\Delta\beta}. \quad (35)$$

일반적인 OFDM 시스템은 RX에서 등화(equalization)를 통해 RPO와 SCO에 의한 채널 위상 왜곡을 보상할 수 있으나^{23,24)}, 채널 대칭성을 활용하는 환경에서는 UL와 DL 수신 측에서 별도 보상이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 RPO에 의한 평균 위상 오차와 SCO에 의한 위상 회전을 보상하기 위한 추가적인 알고리즘을 제안한다.

동기 시점을 정확히 추정하여 SCO가 없는 경우,

추정된 주파수 축 상 채널 위상 기울기는 평균적으로 0이 된다. 이에, 기지국 및 단말 각각이 수신한 프리앰블을 활용하여 주파수 축에서의 채널 위상을 얻어 RPO 및 SCO에 의한 채널 위상 오차 및 채널 위상 변화율을 추정한다.

일반적으로 프리앰블은 특정 부반송파 인덱스에 대하여 대칭적으로 할당되므로, 일반성을 잃지 않으며 (without loss of generality) 프리앰블이 0째 부반송파에 대해 대칭적으로 할당되었다고 가정할 수 있다. 즉, $\mathcal{K} = \{-K+1, \dots, -1, 1, \dots, K-1\}$ 을 만족한다. 모든 $k \in \mathcal{K}$ 에 대하여 SCO 및 RPO가 존재할 때, 4.4장에서 가정한 $E\{H_p^{(t)}[k]\} = H_p^{(t)}$ 에 따라 $\nu = e^{j\beta}$ 를 다음과 같이 추정할 수 있다:

$$\hat{\nu} = \sum_{k \in \mathcal{K}} Y_p[k] P^*[k]. \quad (36)$$

또한 SCO에 의한 채널 위상 변화율 추정값 $\Delta\hat{\beta}$ 를 다음과 같이 추정할 수 있다:

$$\Delta\hat{\beta} = \frac{\angle \left(\left\{ \frac{\chi_0}{K-1} \right\}^* \left\{ \frac{\chi_1}{K-1} \right\} \right)}{2\pi K/N}. \quad (37)$$

여기서, $\chi_i \triangleq \sum_{k=(i-1)K+1}^{iK-1} Y_p[k] P^*[k]$ 이다. $\hat{\nu}$ 와

$\Delta\hat{\beta}$ 를 활용하여 기지국은 채널 추정 단계에서, 단말은 신호 복호 과정에서 수신 신호에 대해 보상을 할 수 있다. 위와 같이 잔여 위상 차이 및 위상 변화율을 보상할 경우, DL과 UL 채널 사이 대칭성 확보가 가능하다.

V. 테스트베드 구축 및 실험

5.1 실험 환경

III, IV장에서 제안한 소프트웨어 모델 구조와 STO·CFO·SCO 추정 알고리즘을 적용한 TDD SISO-OFDM 시스템을 테스트베드로 구현하였다. 그림 14와 같은 USRP 시스템을 RF 하드웨어로 사용했으며, 시스템 파라미터는 표 2에 요약되어 있다. UL과 DL 채널 경로를 동일하게 유지하기 위해, 그림 14와 같이 안테나를 송·수신이 모두 가능한 TX/RX 포트에 연결했다. 기본적으로 STLC 시스템은 DL을 통한 파일럿 송신이 필요하지 않으나, 채널 대칭성을 검증을 위하여 둘째 DL 슬롯 다섯째 OFDM 심볼에 파



그림 14. 1x2 STLC를 위한 USRP 안테나 연결 포트
Fig 14. USRP antenna connection port for 1x2 STLC.

표 2. 시뮬레이션 파라미터
Table 2. Simulation parameters.

| Modulation scheme | QPSK |
|--------------------|--------------------------|
| FFT size | 1024 |
| Subcarrier spacing | 15kHz |
| Sampling rate | 15MHz |
| Bandwidth | 10MHz |
| Center frequency | 3.3GHz |
| Preamble sequence | M-sequence (5G preamble) |
| SNR range | 0dB~14dB |

일렛을 송신하도록 구현하였다. 기지국과 단말 측에서 수신한 기저대역 신호를 데이터로 저장하고, 이를 MATLAB LLS(link-level simulator)를 통해 분석한다. 분석 결과를 통해, 개선된 STO·CFO 추정 및 보상 알고리즘에 대한 유효성과 이를 통한 채널 대칭성 확보 여부를 확인하였다.

5.2 실험 결과

우선 구현된 시스템에 대한 기본 동작 확인을 위해 시간 및 주파수 축에서 기지국 및 단말 수신 신호 에너지를 확인한다. 그림 15에서 위 두 그래프는 단말 각 안테나에 수신된 신호 에너지를 시간 축으로 나타내었으며, 마지막 그래프는 기지국에 수신된 신호 에

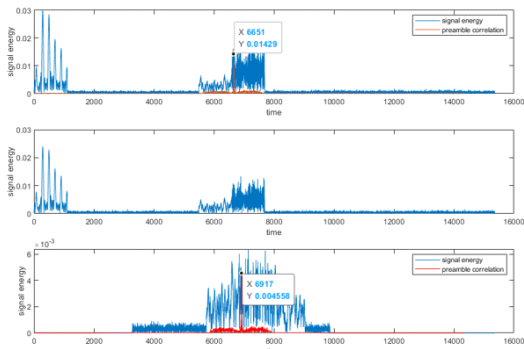


그림 15. 시간 영역 수신 신호 에너지 및 프리엠블 상관도 크기
Fig 15. Time-domain received signal energy and magnitude of preamble correlation

너지를 시간 축으로 나타낸 것이다. 그림 15 preamble correlation 값은 수신 신호와 송신 프리엠블 시퀀스 간 상호 상관도 크기를 나타낸 것이다. 각 그래프에서 잡음 대비 높은 신호 에너지가 설계한 프레임 구조에서 정의한 OFDM 심볼 타이밍에 관찰되었다. 이를 통해, TDD 통신을 실현하기 위한 소프트웨어 모뎀 동작이 유효함을 확인할 수 있다. 또한, 프레임 구조에서 정의한 여섯째 OFDM 심볼 타이밍에서 상관도가 최대가 되는 것으로 보아 예상된 위치에서 프리엠블이 정상적으로 검출되는 것을 관찰할 수 있다. 이에 따라 구현한 STO 이중 추정 알고리즘이 제대로 동작하는 것을 확인할 수 있다.

그림 16은 단말과 기지국 각각에서 수신된 신호에 대한 크기를 주파수 축에서 나타내고 있다. 프리엠블 검출을 통해 추정된 파일럿이 위치한 OFDM 심볼 경계를 기반으로 전력 스펙트럼 밀도를 관찰하였다. 두 그래프 모두 파일럿이 존재하는 부반송파 대역에서 잡음 대비 높은 전력이 관찰되고, 그 이외의 대역에서는 잡음 전력이 관찰된다. 이를 통해, 단말과 기지국 모두 파일럿 신호가 정상적으로 수신되는 것을 주파수 축 관점에서 확인하였다.

그림 17은 제안된 CFO 이중 추정 기법을 기반으로 CFO를 보상하였을 때, 시간에 따른 프리엠블 신호 기반 추정 채널의 평균 위상을 나타내고 있다. 주파수 동기화가 되지 않은 초기 단계에서는 아직 보상되지 않은 CFO로 인해 추정 채널의 평균 위상이 큰 폭으로 변화하지만 그 이후에는 평균 위상이 안정적인 변화 폭을 유지하고 있다. 이를 통해 제안한 CFO 이중 추정 알고리즘의 유효성을 확인할 수 있다.

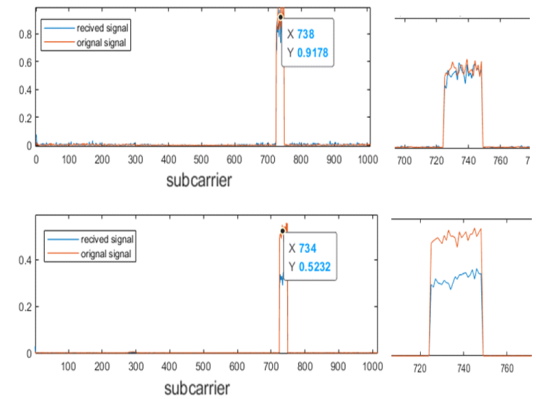


그림 16. 단말·기지국 전력 스펙트럼 밀도 (위: 단말, 아래: 기지국)
Fig 16. Power spectral density of the user equipment and base station. (Upper: user equipment. Lower: base station)

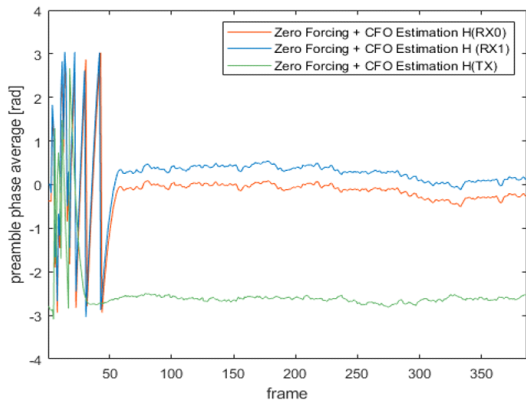


그림 17. 각 안테나에 대한 CFO 이중 추정 기법을 적용한 채널 평균 위상
 Fig 17. Average channel phase for each antenna when two-step CFO estimation method applied.

그림 18은 제한한 STO 및 CFO 추정 기법에 의해 보상한 후에 프리앰블 신호 대역에 대한 부반송파 별 추정 채널 위상을 나타낸 것이다. 추정된 채널 위상이 부반송파 인덱스에 따라 선형적으로 증가하는 것을 확인할 수 있다. 이는 일부 존재하는 SCO에 의해 위상 회전이 발생하기 때문이다. 또한, 각 안테나별 채널 평균 위상이 다른 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 채널 위상 회전 및 평균 위상 차이를 각 안테나에 대해 보상해야 채널 대칭성이 보장될 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 19는 STO·CFO 보상 및 각 안테나에 대한 SCO·RPO를 보상한 부반송파별 추정 채널 위상을 나타낸다. 각 부반송파 별 추정 UL와 DL 채널이 서로 동일한 위상을 가지는 것을 관찰할 수 있다. 이로부터 제안한 동기화 알고리즘 및 평균 위상 보상 기법을 통해 채널 대칭성이 확보되는 것을 확인하였다.

그림 20은 신호 대 잡음비(SNR: signal to noise ratio) 대비 추정 채널 평균 위상에 대한 평균 제곱 오차(MSE: mean-squared error) β_{MSE} 를 나타낸다. $\hat{\beta}_{BS,av}^{(q)}$, $\hat{\beta}_{UE0,av}^{(q)}$ 을 각각 q 째 기지국 추정 채널 평균 위상, 단말 안테나 0에 대한 추정 채널 평균 위상이라 할 때, β_{MSE} 는 다음과 같이 계산한다:

$$\beta_{MSE} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \left| \hat{\beta}_{BS,av}^{(q)} - \hat{\beta}_{UE0,av}^{(q)} \right|^2. \quad (38)$$

여기서 Q 는 MSE를 계산하기 위한 실험 횟수이며, $Q=21,000$ 이다. 이때, 3.1장에서 정의한 프레임 구

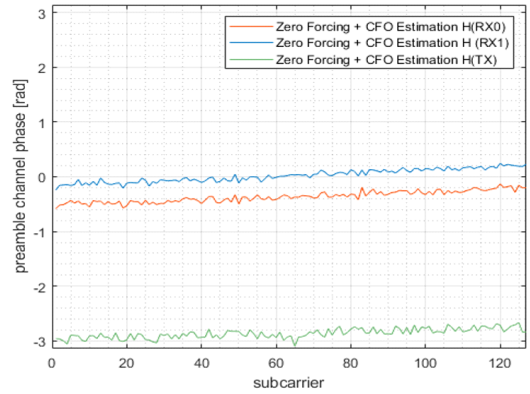


그림 18. SCO 보상 전 부반송파 별 추정 채널 위상
 Fig 18. Estimated channel phase of each subcarrier before SCO compensation

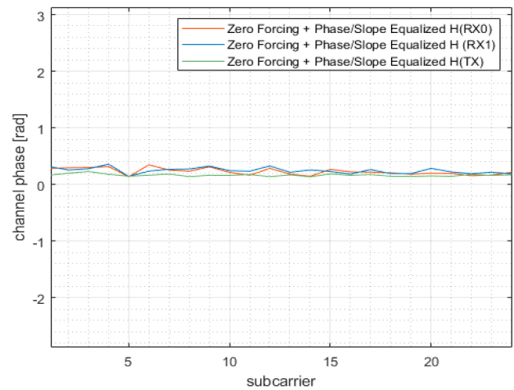


그림 19. SCO·RPO를 보상한 UL와 DL 채널 위상 비교
 Fig 19. Channel phase comparison between UL and DL after the SCO·RPO compensation.

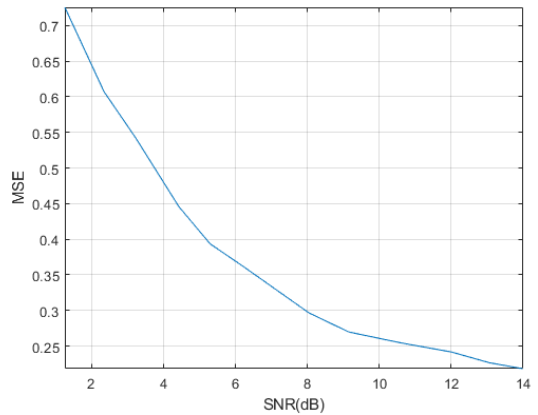


그림 20. SNR 대비 평균 채널 위상 MSE
 Fig. 20. MSE of average channel phase versus SNR performance curve.

조는 DL 슬롯에 파일럿을 송신하지 않지만, $\hat{\beta}_{BS,av}^{(q)}$, $\hat{\beta}_{UE0,av}^{(q)}$ 을 추정하기 위하여 각각 UL와 DL 파일럿 신호를 송·수신하였다. 그림 20으로부터 SNR이 증가함에 따라 평균 채널 위상 오차가 감소하는 것을 확인할 수 있다. 14 dB 일 때, $\beta_{MSE} = 0.218299$ 이다. 이를 통해, 본 연구에서 제안한 알고리즘이 적절한 SNR 환경에서 채널 대칭성을 확보할 수 있다는 사실을 확인할 수 있다.

그림 21은 기지국에서 채널 추정 후, 전치(predistortion)을 수행하여 송신한 CSIT-SISO와 기존 시스템과 동일하게 수신기에서 채널 추정 후 등화를 수행한 CSIR-SISO의 QPSK(quadrature PSK) SER 성능 비교이다. 그림 21에서 SNR = 8.8 dB 이상부터 제안된 CSIT-SISO이 기존 CSIR-SISO보다 능가하는 것을 확인할 수 있다. SNR = 14 dB 일 때, SER 수치는 CSIR-SISO의 경우 $SER = 1.13 \times 10^{-3}$ 이며, CSIT-SISO의 경우에는 $SER = 4 \times 10^{-4}$ 이다. 이는 제안된 기법에서는 RFO 및 SCO, RPO 보상을 거쳐 기존대비 높은 정확도로 신호처리 되었음을 의미한다. 낮은 SNR 영역에서는 잡음 대비 낮은 신호로 그 성능이 미비하나, 높은 SNR 영역에서는 채널 대칭 확보를 위한 STO·CFO 이중 추정 및 위상 회전, 평균 위상 차이 보정 알고리즘에 대한 유효성이 확보되었음을 알 수 있다.

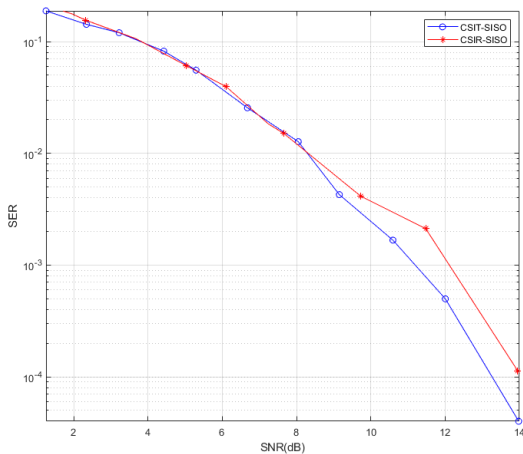


그림 21. 기존 CSIT-SISO와 고려하는 CSIR-SISO QPSK SER 성능 비교
 Fig. 21. QPSK-SER performance comparison between CSIT-SISO and CSIR-SISO

VI. 결론

본 논문에서는 TDD STLC-OFDM 시스템 구현을 위한 TDD 프레임 및 소프트웨어 모뎀을 구현하였으며, 채널 대칭성 보장을 위한 STO·CFO 추정 알고리즘을 제안하였다. 설계한 TDD 프레임 구조 및 소프트웨어 모뎀을 기반으로 USRP를 활용한 테스트베드를 구현하였다. USRP 테스트베드를 통해 TDD 통신이 가능함을 확인하였으며, 이로부터 제안한 TDD 프레임 구조 및 소프트웨어 모뎀 플랫폼 유효성을 입증하였다. 또한, CSIT를 활용한 전치왜곡 OFDM 시스템과 CSIR을 통해 등화를 수행하는 기존 OFDM 시스템 SER 성능 비교를 통해, TDD 통신 환경에서 채널 대칭성 확보와 제안한 STO·CFO 추정 및 보상 신호처리 알고리즘에 대한 유효성을 입증하였다. 이를 바탕으로, STLC-OFDM 시스템을 소프트웨어 모뎀 기반으로 구현하고 그 성능 확인을 추후 연구 목표로 한다.

References

- [1] J. Joung, "Space-time line code," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1023-1041, 2018. (<https://doi.org/10.1109/access.2017.2777528>)
- [2] J. Joung, J. Choi, and B. C. Jung, "Double space-time line codes," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 2, pp. 2316-2321, Feb. 2020. (<https://doi.org/10.1109/tvt.2019.2958666>)
- [3] J. Choi and J. Joung, "Generalized space-time line code with receive combining for MIMO systems," *IEEE Syst. J.*, to be published. (<https://doi.org/10.1109/jsyst.2021.3060134>)
- [4] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998. (<https://doi.org/10.1109/9780470546543.ch2>)
- [5] J. Joung, "Energy efficient space-time line coded regenerative two-way relay under per-antenna power constraints," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 47026-47035, 2018. (<https://doi.org/10.1109/access.2018.2866925>)
- [6] J. Joung and J. Choi, "Space-time line codes with power allocation for regenerative two-way relay systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 5, pp. 4884-4893, May 2019.

- (<https://doi.org/10.1109/tvt.2019.2905992>)
- [7] J. Yoon, B. C. Jung, and J. Joung, "A selective and cooperative space-time line code system for multi-relay node environments," in *Proc. KICS ICC*, pp. 948-949, Pyeongchang, Korea, Jan. 2019.
(<https://doi.org/10.1016/j.icte.2022.07.004>)
- [8] J. Choi, J. Joung, and B. C. Jung, "Space-time line code for enhancing physical layer security of multiuser MIMO uplink transmission," *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 3, pp. 3336-3347, Sep. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/jsyst.2020.3001068>)
- [9] J. Choi, J. Joung, and Y.-S. Cho, "Artificial-noise-aided space-time line code for enhancing physical layer security of multiuser MIMO downlink transmission," *IEEE Syst. J.*, to be published.
(<https://doi.org/10.1109/jsyst.2021.3075721>)
- [10] J. Choi, J. Joung, and B. C. Jung, "Space-time line code for enhancing physical layer security of multiuser MIMO uplink transmission," *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 3, pp. 3336-3347, Sep. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/jsyst.2020.3001068>)
- [11] H. Yu and J. Joung, "Frame structure design for vehicular-to-roadside unit communications using space-time line code under time-varying channels," *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 3150-3153, Jun. 2021. 9
(<https://doi.org/10.1109/jsyst.2020.3011027>)
- [12] J. Joung, H. Yu, and J. Zhao, "Bandwidth design for energy efficient unmanned aerial vehicle using space-time line code," *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 3154-3157, Jun. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/jsyst.2020.3012281>)
- [13] C. Wu, Y. Xiao, Y. L. Guan, J. Wang, X. Li, and P. Yang, "Space-time/frequency line coded OFDM: System design and practical implementation," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 151915-151928, Oct. 2019.
(<https://doi.org/10.1109/access.2019.2947216>)
- [14] M. Guillaud and F. Kaltenberger, "Towards practical channel reciprocity exploitation: Relative calibration in the presence of frequency offset," in *Proc. IEEE WCNC*, pp. 2525-2530, Shanghai, Apr. 2013.
(<https://doi.org/10.1109/wcnc.2013.6554958>)
- [15] X. Jiang and F. Kaltenberger, "Channel reciprocity calibration in TDD hybrid beamforming massive MIMO systems," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 12, no. 3, pp. 422-431, Jun. 2018.
(<https://doi.org/10.1109/jstsp.2018.2819118>)
- [16] Y. Liang, R. Song, F. Li, X. He, and H. Li, "A time-domain calibration scheme of channel reciprocity for TDD MIMO-OFDM system with IQ imbalance," in *Proc. Int. Conf. WCSP*, pp. 1-4, Nanjing, Oct. 2017.
(<https://doi.org/10.1109/wcsp.2017.8170913>)
- [17] S. Haile, "Investigation of channel reciprocity for OFDM TDD systems," M.S. Thesis, Dept. Elect. Comput. Eng., *Univ. Waterloo*, Waterloo, ON, Canada, 2009.
- [18] C. Kim, "Implementation of Bi-Directional single adaptive algorithm for TDD-Based interference cancellation repeater," *J. KICS*, vol. 44, no. 6, pp. 1048-1054, Jun. 2019.
(<https://doi.org/10.7840/kics.2019.44.6.1048>)
- [19] Y. S. Cho, J. K. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*, Singapore: Wiley (Asia) Pte. Ltd., 2010.
- [20] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans., Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, Jul. 1985.
(<https://doi.org/10.1109/9780470546543.ch13>)
- [21] S. Huang, Y. Su, Y. He, and S. Tang, "Joint time and frequency offset estimation in LTE downlink," in *Proc. Int. Conf. Commun. Netw. China (CHINACOM)*, pp. 394-398, Kunming, Aug. 2012.
(<https://doi.org/10.1109/chinacom.2012.6417514>)
- [22] F. Wang and Y. Zhu, "An efficient CFO estimation algorithm for the downlink of 3GPP-LTE," in *Proc. Int. Conf. WCSP*, pp. 1-6, Nanjing, Nov. 2011.
(<https://doi.org/10.1109/wcsp.2011.6096788>)
- [23] D. Chang, "Effect and compensation of symbol

timing offset in OFDM systems with channel interpolation,” *IEEE Trans., Broadcast.*, vol. 54, no. 4, pp. 761-770, Dec. 2008.

(<https://doi.org/10.1109/tbc.2008.2002339>)

- [24] T. Cui and C. Tellambura, “Robust joint frequency offset and channel estimation for OFDM systems,” in *Proc. IEEE VTC*, vol. 1, pp. 603-607, 2004.

(<https://doi.org/10.1109/vetecf.2004.1400078>)

- [25] L. Rugini and P. Banelli, “BER of OFDM systems impaired by carrier frequency offset in multipath fading channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 5, pp. 2279-2288, Sep. 2005.

(<https://doi.org/10.1109/lcomm.2007.070895>)

김 수 빈 (Subin Kim)



2022년 2월 : 숙명여자대학교 전자공학전공 졸업

2022년 3월~현재 : 숙명여자대학교 전자공학과 석사과정
<관심분야> 무선 통신, 통신시스템, 신호처리

이 한 결 (Han-Gyeol Lee)



2021년 2월 : 중앙대학교 전자전기공학부 졸업

2021년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학과 석사과정
<관심분야> 무선통신, 통신 신호처리

이 송 민 (SongMin Lee)



2019년 2월~현재 : 숙명여자대학교 전자공학전공 학사과정
<관심분야> 이동통신, OFDM 시스템, 신호처리

김 재 흥 (Jaehong Kim)



2021년 2월 : 중앙대학교 전자전기공학부 졸업

2021년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학과 석사과정
<관심분야> Space-Time Code, Intelligent Reflecting Surface
[ORCID:0000-0003-2190-3535]

김 주 엽 (Juyeop Kim)



2004년 2월 : KAIST 전자전산학과 학사

2010년 1월 : KAIST 전기 및 전자공학과 박사

2011년 4월~2013년 12월 : 삼성 전자 무선사업부 (책임연구원)

2014년 1월~2018년 2월 : 한국철도기술연구원 (선임연구원)

2018년 3월~현재 : 숙명여자대학교 전자공학전공 조교수

<관심분야> 이동통신, 소프트웨어 모뎀
[ORCID:0000-0003-4262-6063]

정 진 곤 (Jingon Joung)



2001년 2월 : 연세대학교 전파공학과 졸업

2003년 2월 : KAIST 전자전산학과 석사

2007년 2월 : KAIST 전자전산학과 박사

2007년 3월~2008년 8월 : KAIST BK 박사후연구원

2007년 8월~2008년 8월 : (주)루미콤, 위촉연구원

2008년 9월~2009년 9월 : UCLA, 박사후연구원

2009년 10월~2016년 2월 : I2R, Singapore, 연구원

2016년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 교수

<관심분야> 무선통신, 통신 신호처리, 기계학습
[ORCID:0000-0002-9551-1123]