

SFLC-OFDM 시스템에서 채널 진폭 비대칭성 보상을 위한 데이터 기반 위상 회전 추정 기법

이 송 민*, 김 주 엽°

A Data-Aided Phase Rotation Estimation Scheme for Recovering Channel Amplitude Asymmetry in SFLC-OFDM Systems

Song-Min Lee*, Juyeop Kim°

요 약

본 연구는 Space Frequency Line Code -Orthogonal Frequency Division Duplexing (SFLC-OFDM) 시스템에서 상·하향링크 간 채널 진폭 비대칭성 환경 아래 수신 심볼의 위상 회전 오차를 추정하는 기법을 제안한다. SFLC-OFDM은 상향링크와 하향링크 채널 사이 대칭성을 가정하고, 추정된 상향링크 채널 정보로 인코딩을 수행한다. 하지만 채널 진폭 비대칭성이 발생하여, 수신 심볼의 위상에 왜곡이 발생하고 수신 심볼의 연산으로 도출되는 디코딩 심볼 또한 위상이 회전되어 디코딩 성능이 떨어지게 된다. 이에 본 연구에서는 위상 회전을 야기하는 오차를 수식적으로 분석하여 추정하는 기법을 제시한다. 또한, 소프트웨어 모뎀 기반 Universal Software Radio Peripheral(USRP)를 활용한 테스트베드를 구축하여, 제안된 기법을 통해 위상 회전 오차가 추정됨을 실험적으로 검증하였다.

Key Words : Space-time line code, software defined modem, phase rotation offset, channel symmetry, channel state information

ABSTRACT

This study proposes a technique for estimating phase rotation offset of received symbols in Space Frequency Line Code -Orthogonal Frequency Division Duplexing (SFLC-OFDM) systems under asymmetric channel amplitude conditions between the uplink and downlink. SFLC-OFDM assumes symmetry between the uplink and downlink channels and performs encoding based on estimated uplink channel information. However, due to channel amplitude asymmetry, distortion occurs in the phase of received symbols, leading to a rotation of the phase of decoding symbols derived from the operation of received symbols, thus deteriorating the decoding performance. In this study, we present a method for estimating errors causing phase rotation through mathematical analysis. Additionally, a testbed utilizing software modem-based Universal Software Radio Peripheral (USRP) is constructed to experimentally verify the estimation of phase rotation errors using the proposed technique.

※ 본 연구는 2024년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원(No.2022-0-00874, 시공간 선 부호 기반 차세대 무선 접속 기술 개발)의 지원을 받아 수행되었습니다.

• First Author : Sookmyung Women's University Department of Electronic Engineering, lsm0723@sookmyung.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : Sookmyung Women's University Department of Electronic Engineering, jykim@sookmyung.ac.kr, 정회원
논문번호 : 202405-100-B-RN, Received May 14, 2024; Revised July 2, 2024; Accepted July 15, 2024

I. 서 론

5G 무선 통신의 여러 시나리오를 충족할 수 있는 기술로 massive Multiple Input and Multiple Output (MIMO)가 주목받고 있다. 이에 따라 massive MIMO와 관련된 연구가 활발하게 진행되고 있으며^[1,2] 5G NR 표준에도 관련 기술이 채택되어 왔다. massive MIMO는 공간 다중화 이득을 통해 채널 용량을 극대화하면서 전송 속도를 효과적으로 증가시킬 수 있다. 이런 특성으로 인해 이후 차세대 무선 통신 방식인 6G에서도 massive MIMO의 필요성이 지속적으로 고려되고 있다^[3].

일반적으로 MIMO 기법들은 하향링크의 파일럿 신호를 기반으로 수신단에서 채널 상태 정보(CSI: channel state information)를 획득하는 것을 가정한다. 그러나 송신단인 기지국에서 많은 안테나를 사용하는 massive MIMO의 경우, 이런 수신단 측 CSI (CSIR: CSI at Receiver) 방식을 사용하게 되면 파일럿 오버헤드가 심각하게 증가하는 문제가 대두된다. 따라서 massive MIMO에서는 CSIR 방식의 단점을 보완하고자 송신단 측 CSI (CSIT: CSI at transmitter) 방식을 사용하는 방향이 고려될 필요가 있다.

CSIT를 실현하기 위한 방식 중 한 가지로 상향링크 채널로 파일럿 신호를 전송하고 수신 처리를 통해 채널 정보를 획득할 수 있다. 이 방식은 CSIR 방식 대비 파일럿 오버헤드 측면에서 여러가지 이점을 가진다. 우선 이 방식은 단말의 안테나 수에 비례하여 파일럿을 전송하므로 대량의 기지국 안테나 수에 비례하여 파일럿을 전송하는 CSIR의 경우와 비교할 때 파일럿 오버헤드가 현저히 적다. 또한 상향링크 무선 자원을 파일럿 전송에 사용하게 되므로 하향링크 무선 자원을 오로지 데이터 전송에 사용할 수 있는 이점이 존재한다.

위와 같이 상향링크 파일럿 전송을 통해 CSIT를 실현하려면 시분할 이중화 (TDD: time division duplexing) 환경에서 상·하향링크의 채널 대칭성이 성립하는 가정이 필요하다. 이론적 관점에서 TDD 환경에서는 상·하향링크가 동일한 주파수 대역을 사용하므로 동일한 채널 응답을 가진다고 볼 수 있다. 하지만 송수신단 각각의 RF(Radio Frequency) chain 간 동기 상태 및 송수신 이득 설정의 불일치 등 현실적으로는 다양한 요인으로 인해 채널 대칭성이 보장되지 않는다^[4,5].

채널 대칭성을 보장하기 위해서 기존 연구에서는 다양한 보정 기술이 제안되었다. 우선 하드웨어 기반 보정 기술로 교정 목적의 전용 하드웨어 회로를 설계하는 방식과^[6] 기지국과 단말 간 양방향 채널의 디컨볼루션

(deconvolution) 연산을 거쳐 교정 계수를 측정하는 교정 방식이 존재한다^[7,9]. 또한 massive MIMO로 확장되었을 때 우려되는 오버헤드 문제를 보완하고자 다단계로 안테나를 교정하는 방식도 제안되었다^[10].

이후의 기존 연구에서는 위의 방식들을 확장하여 여러 형태의 MIMO에 적용되는 시도가 이루어졌다. 특정 단말에 대해 여러 기지국이 공동으로 처리하는 network MIMO에서는^[11] 각 기지국 안테나의 교정 계수를 계산하는 방식을 제안하였다^[12-15]. 또한 massive MIMO에서 교정 계수를 구하기 위해 네트워크의 액세스 포인트에 빔포밍^[16], 대규모 기지국 안테나 어레이의 교정을 위한 안테나 결합 모델링^[17], 추정 성능을 높이기 위한 순차적 ML(Maximum Likelihood) 알고리즘^[18] 등이 제안되었다. 그리고 기존의 교정 방식을 분산형 MIMO에 적용하는 방식도 제안되었다^[19]. 추후에는 위의 교정 기법들을 통합하는 연구도 진행되었고, 더 나아가 안테나 그룹화를 기반으로 둔 새로운 교정 방법이 제시되기도 하였다^[20].

한편으로는, 교정 방식을 특정 통신 시스템에 적용하였을 때 채널 대칭성이 유지되는지 여부에 대해 분석이 이루어졌다^[21-23]. 이와 함께 기지국 안테나 간 강한 결합이 존재할 때^[24], 혹은 분산형 massive MIMO일 때^[25] 적용될 수 있는 교정 방식이 제안되었다. 다중 경로 환경에서 사용할 수 있는 블라인드 교정이 제안되었다^[26-28]. 그리고 시간 딜레이에 민감한 다중 경로 특성과 계산 복잡도를 고려하여 다중 경로에 견고한 교정 방식도 제안되었다^[29].

이론적 관점에서의 교정 모델링 뿐 아니라 실제 실험을 통해 교정의 효과를 관찰하는 기존 연구도 존재한다. 이런 기존 연구에서는 RF chain에서의 교정에 대해 실험을 통해 관찰하고, 시스템의 민감성과 교정 성능에 영향을 주는 여러 요소를 분석하였다^[30,31]. 또한 최근에는 국부 발진기의 위상 틀어짐을 교정했을 때 수신 성능이 개선되는 것이 증명되었다^[32].

한편, 위의 기존 연구 사례에서 보는 하드웨어 관점과는 다르게, 기저대역 신호처리 관점에서 반송파 주파수 오프셋(CFO: carrier frequency offset) 및 심볼 타이밍 오프셋(STO: symbol timing offset) 등으로 인해 상·하향링크의 채널 비대칭성이 발생할 수 있다. 이 비대칭성을 해소하기 위해 기저대역 동기화 관점에서의 CFO, STO 추정 및 보상 알고리즘을 제안한 기존 연구도 존재한다^[4,5]. 여기서 채널 대칭성을 더욱 정교하게 확보하기 위해 잔여 오프셋들을 보상하는 기법들이 제안되었다. 이 제안 기법에서는 CFO가 설정된 기준값보다 작게 추정되면 주파수 영역에서의 잔여 CFO 추정을

수행한다. 또한 정교한 STO 교정을 위해서, 일차적으로 일정 단위의 샘플 간격으로 STO를 추정한 후 그보다 작은 샘플 단위로 잔여 STO를 추정한다.

한편 CSIT 방식은 massive MIMO와 더불어 주파수 공간 선 부호화(SFLC: space frequency line code)에도 유리하게 적용될 수 있다. 채널 대칭성에 기반하여 송신단 측에서 채널 정보를 획득하면 SFLC 인코딩을 진행할 수 있다. 하지만 SFLC 디코딩 과정에서 채널 진폭의 미세한 비대칭성에도 인코딩된 심볼 간 간섭이 발생할 수 있다. 이로 인해 최종적으로 수신된 심볼은 의도하지 않은 위상 왜곡을 겪게 된다. 이런 위상 왜곡은 이후 hard decision의 부정확성과 함께 시스템의 수신 성능 열화를 야기한다. 따라서 CSIT 기반의 SFLC 시스템에서는 상·하향링크 간 채널 진폭의 대칭성을 유지하는 것이 Bit Error Rate (BER) 성능 관점에서 중요하다.

이에 본 연구는 SFLC 시스템에서 수신 심볼의 왜곡된 위상 회전을 분석하여 채널 진폭의 비대칭성 정도를 추정하는 알고리즘을 제안하고자 한다. 또한 제안된 추정 알고리즘을 소프트웨어 모뎀 상에서 구현하고 테스트베드 기반의 실제 신호 방사 환경에서 성능을 검증하

고자 한다. 제안된 알고리즘은 SFLC 디코딩 과정에서 진행되므로 기존 연구에서 제안된 RF 교정 방식과 병렬로 동작할 수 있다. 또한 제안 알고리즘은 기존 SFLC 시스템의 송수신 과정에 그대로 적용될 수 있으며 추가적인 참조 안테나 및 신호를 필요로 하지 않는 측면에서 장점이 존재한다.

본 논문에서 사용되는 연산자는 다음과 같이 정의 하도록 한다. 위 첨자 ‘*’는 복소 곱셈을 의미한다. 또한 본 논문에서 사용되는 줄임말은 표 1에 정리하도록 한다.

II. SFLC-OFDM 신호 및 시스템 모델

2.1 프레임 구조

채널 대칭성을 이용한 CSIT 방식을 가정하기 위해 본 연구는 그림 1과 같은 프레임 구조를 고려한다. 한 프레임당 4개의 슬롯으로 구성되며 상향링크 슬롯과 하향링크 슬롯이 시간 축으로 번갈아 1:1 비율로 배치되어 있다. 하향링크 슬롯에서는 TX에서 RX로 정보 심볼이 송수신되며, 상향링크 슬롯에서는 RX에서 TX로 채널 추정을 위한 신호가 송수신된다. 한 슬롯의 길이는 1ms, 한 프레임의 길이는 4ms로 가정하며 각 슬롯은 14개의 OFDM 심볼로 구성되어 있다.

각 상향링크 슬롯 내에 다섯, 여섯, 일곱째 심볼은 채널 추정을 위한 신호의 집합인 CSB(Channel Sounding Block)으로 사용된다. CSB는 동기화를 위한 프리앰블 신호와 채널 추정을 위한 파일럿 신호로 구성된다. 프리앰블 신호는 여섯째 OFDM 심볼에 단말의 첫째 안테나를 통해 송신된다. 파일럿 신호는 다섯째 심볼에 단말의 첫째 안테나를 통해서, 일곱째 심볼의 둘째 안테나를 통해서 송신된다. 그리고 TX에서는 상향링크를 통해 수신된 파일럿 신호를 통해 채널을 추정한다.

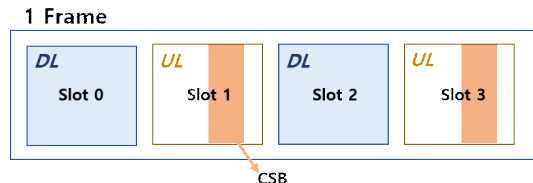


그림 1. TDD 시스템을 활용한 프레임 구조
Fig. 1. Frame structure using the TDD system.

2.2 SFLC 시스템 기본 모델

본 연구는 그림 2에 표현된 것과 같이 TX 측 안테나 1개와 RX 측 안테나 2개가 존재하는 1x2

표 1. 줄임말 설정
Table 1. Description of abbreviations.

Abbreviation	Description
CSI	channel state information
TX / RX	transmitter / receiver
CSIT	CSI at TX
CSIR	CSI at RX
STLC	space-time line code
SFLC	space-frequency line code
OFDM	orthogonal frequency-division multiplexing
AWGN	additive white gaussian noise
UL / DL	uplink / downlink
TDD	time division duplexing
RF	radio frequency
QPSK	quadrature phase shift keying
USRP	universal software radio peripheral
RFIC	radio frequency integrated circuit
STO	symbol timing offset
CFO	carrier frequency offset
SCO	sampling clock offset
RPO	residual phase offset
LOS	line of sight
MSE	mean squared error

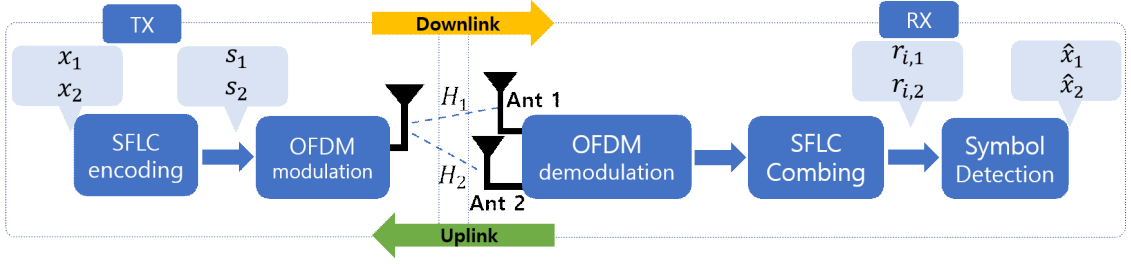


그림 2. SFLC-OFDM 시스템의 송·수신 블록 다이어그램
Fig. 2. Block diagram of the STLC-OFDM

SFLC-OFDM 송수신 시스템에 기반한다. 주파수 영역에서 연속적인 두 개의 부반송파를 활용하여 송신하고자 하는 QPSK 심볼 x_1 및 x_2 에 대한 SFLC 인코딩을 수행한다. 인코딩된 SFLC 심볼인 s_1 및 s_2 는 일반 OFDM 송수신 시스템에서와 동일한 변·복조 과정을 거치게 되며, 최종적으로 SFLC 디코딩을 거쳐서 추정 심볼 $\hat{x}_1$ 및 $\hat{x}_2$ 을 획득한다. 여기서 SFLC 인코딩은 CSIT 방식에 따라 RX 측 안테나의 송신 신호를 TX 측 안테나에서 수신하여 추정된 채널을 활용한다.

SFLC 기반의 송수신 과정은 STLC 기반의 그것과 유사하지만 SFLC 심볼을 시간 영역 대신 주파수 영역에 배치하여 OFDM 변조를 수행하는 차별점을 가진다. 인코딩된 두 SFLC 심볼은 연속한 주파수 영역의 무선 자원에 쌍으로 할당된다. 즉, s_k 및 s_{k+1} 은 k 및 $k+1$ 째 부반송파에 배치되며 이때 배치된 심볼을 각각 $s[k], s[k+1]$ 로 정의한다. 또한 TX는 인코딩 과정에서 i 째 RX에서 안테나 및 k 째 부반송파에 대한 추정 채널인 $\hat{H}_i[k]$ 를 이용하게 된다. 추정 채널을 기반으로 SFLC 인코딩은 다음 관계식을 기반으로 수행한다.

$$\begin{bmatrix} s^*[k] \\ s^*[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}_1[k] & \hat{H}_2[k] \\ \hat{H}_2^*[k] - \hat{H}_1^*[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ x_{k+1} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

여기서 x_k 는 k 째에 전송하는 정보 심볼로, TX에서 이진 데이터 비트를 받아 x_k 를 생성한다. 그리고 (1)에서는 $\hat{H}_i[k] = \hat{H}_i[k+1]$ 와 같이 연속한 두 부반송파에 해당하는 추정 채널이 일정하다고 가정한다.

인코딩된 SFLC 심볼은 OFDM 변조 이후에 주파수 선택적 채널을 거쳐 RX에 도달한다. 이때 i 번째 수신 안테나로 k 와 $k+1$ 에 수신한 SFLC 심볼 $r_i[k]$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_i[k] & r_i[k+1] \\ r_{i+1}[k] & r_{i+1}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_i[k] \\ H_{i+1}[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s[k] & s[k+1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_i[k] & z_i[k+1] \\ z_{i+1}[k] & z_{i+1}[k+1] \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 $z_i[k]$ 는 i 번째 수신 안테나, 부반송파 k 에 해당하는 채널 잡음이며, $CN(0, \sigma^2)$ 를 따른다고 가정한다. 이후 RX에서는 수신 심볼을 선형 결합하여 정보 심볼을 추정한다.

SFLC 디코딩 과정에서는 디코딩된 정보 심볼 $\hat{x}_k$ 와 $\hat{x}_{k+1}$ 을 획득하기 위해 다음과 같이 $r_i[k]$ 을 선형 결합한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_k \\ \hat{x}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1^*[k] + r_2[k+1] \\ r_2^*[k] - r_1[k+1] \end{bmatrix}. \quad (3)$$

(3)에 (1), (2)을 대입하여 재정리하면, SFLC 디코딩 후 심볼은 아래 식들과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= r_1^*[k] + r_2[k+1] \\ &= H_1^* s^*[k] + H_2 s[k+1] + z_1^*[k] + z_2[k+1] \\ &= H_1^* (H_1 x_k + H_2 x_{k+1}) + H_2 (H_2^* x_k - H_1^* x_{k+1}) + z_1^*[k] + z_2[k+1] \\ &= (|H_1|^2 + |H_2|^2) x_k + z_1^*[k] + z_2[k+1], \end{aligned} \quad (4a)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1} &= r_2^*[k] - r_1[k+1] \\ &= H_2^* s^*[k] - H_1 s[k+1] + z_2^*[k] - z_1[k+1] \\ &= H_2^* (H_1 x_k + H_2 x_{k+1}) - H_1 (H_2^* x_k - H_1^* x_{k+1}) + z_2^*[k] - z_1[k+1] \\ &= (|H_1|^2 + |H_2|^2) x_{k+1} + z_2^*[k] - z_1[k+1]. \end{aligned} \quad (4b)$$

(4a) 및 (4b)에서 나타나듯이, RX에서는 채널에 대한 정보 없이 원래의 정보 심볼을 획득할 수 있다. 즉, $\hat{x}_k$ 와 $\hat{x}_{k+1}$ 은 원래 정보 심볼에 실수가 곱해진 형태이므로, 이로부터 원래 정보 심볼인 x_k 및 x_{k+1} 의 위상을 그대로 얻을 수 있다.

2.3 채널 비대칭성 모델

위의 SFLC-OFDM 시스템에서 CSIT 방식을 원활하게 실현하기 위해서 TDD 기반의 양방향 전송을 가정해야 한다. 따라서 상·하향링크의 채널 대칭성 보상을 위한 STO, CFO의 추정 및 보상이 선행되는 것을 가정한다. 본 연구에서는 STO, CFO 추정 및 SCO 보상 기법으로 TX 및 RX 양측에서 송신하는 프리앰블 신호를 처리하는 방식을 가정한다^[4,5]. OAI(Open Air Interface)^[33,34]에서 사용하는 STO 및 CFO 추정 기법을 고려하여 STO 추정값 $\hat{\delta}$ 와 CFO 추정값 $\hat{\epsilon}$ 를 도출하였으며, 여기서 $\hat{\delta}$ 와 $\hat{\epsilon}$ 는 다음과 같이 수학적으로 표현된다.

$$\hat{\delta} = \arg \max_{\delta \in N} \mathcal{E}[\delta] \quad (5a)$$

$$\mathcal{E}[\delta] = \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_p[\delta+n]p^*[n] \right| \quad (5b)$$

$$\hat{\epsilon} = \frac{\angle(\Psi_0^* \Psi_1)}{\pi} \quad (6a)$$

$$\Psi_i \triangleq \sum_{n=N_i/2}^{N(i+1)/2-1} \phi(n), i \in \{0,1\} \quad (6b)$$

$$\phi(n) \triangleq e^{j2\pi n \epsilon / N} \sum_{q=0}^{L_D-1} h_{L_D}[q] p^*[\hat{\delta}+n] p[\langle n-q \rangle_N] + p^*[\hat{\delta}+n] z[n], n \in N \quad (6c)$$

(5b)에서는 $\hat{\delta}$ 을 구하기 위해 먼저 프리앰블 신호를 포함한 수신 신호 $r_p[\delta+n]$ 과 샘플 인덱스 n 에 관한 송신 프리앰블 $p[n]$ 의 상호 상관을 연산한다. 그리고 (5a)에서는 전체 N 개의 샘플에 대해 연산한 상호 상관을 기반으로 STO의 추정값인 $\hat{\delta}$ 을 정한다.

또한 (6b) 및 (6c)에서는 CFO를 추정하기 위해 수신한 이산 프리앰블 신호를 절반으로 나눠 길이가 L_D 인 채널 임펄스 응답 h 으로 이루어진 송신 프리앰블과 상호 상관을 각각 진행한 후, 전반의 평균 위상 Ψ_0 와 후반의 평균 위상 Ψ_1 을 얻는다. 최종적으로 (6a)를 통해 정규화된 CFO 추정값 $\hat{\epsilon}$ 를 구한다.

위의 대칭성 보상 과정 후에도 존재하는 residual CFO를 최소화하기 위해 이중으로 CFO를 추정하는 알고리즘을 가정한다. SCO에 의한 위상 회전을 $\Delta\beta$ 로 정의할 때, 위상이 회전된 채널은 다음과 같이 수학적으로 표현될 수 있다.

$$H'[k] = H[k]e^{jk\Delta\beta} \quad (7)$$

$$\Delta\hat{\beta} = \frac{\angle\left(\left\{\frac{x_0}{K-1}\right\}^* \left\{\frac{x_1}{K-1}\right\}\right)}{2\pi K/N} \quad (8a)$$

$$x_i \triangleq \sum_{k=(i-1)K+1}^{iK-1} Y_p[k]P^*[k] \quad (8b)$$

(7)은 SCO 개념이 포함된 부반송파 k 에 관한 채널을 나타내고 있다. (8a)는 TX와 RX가 각각 수신한 프리앰블을 활용하여 SCO에 의한 위상 회전을 추정하는 알고리즘을 나타낸다. 여기서 프리앰블 심볼들이 $-K+1, -K, \dots, -1, 1, \dots, K, K-1$ 째 부반송파에 배치된다고 가정하면 x_0 와 x_1 는 (8b)와 같이 추정될 수 있다.

위의 대칭성 보상 기법을 통해 위상 관점에서의 채널 비대칭성이 해소될 수 있지만, 진폭 관점에서의 채널 비대칭성 문제는 여전히 존재할 수 있다. 수신 안테나별 RF 체인의 특성으로 인해 하향링크 신호가 다르게 수신되는 현상은 상·하향링크 간의 비대칭성을 넘어 안테나 간 비대칭까지 포괄한다. 본 연구에서는 이를 고려한 그림 3과 같은 채널 모델을 가정한다.

그림 3은 i 번째 안테나에 대해 상·하향링크 채널 진폭 비율을 실수 α_i 로 정의한다. 여기서 부반송파 k 에 대한 송신 안테나와 i 째 수신 안테나 사이의 상향링크 채널은 $H_i[k]$ 로 정의되며, 하향링크의 채널은 $H_i[k]$ 에 실수 배인 α_i 가 곱해져 $\alpha_i H_i[k]$ 로 정의된다. 이는 하향링크에서의 안테나 간 비대칭성 뿐만 아니라, 상향링크 대비 하향링크의 채널 비율의 비대칭성도 내포한다. 만약 α_1 과 α_2 가 서로 다른 값을 가지게 되면, 이는 안테나 간 비대칭성을 표현한다. 이러한 채널 모델에서는 수신 신호의 선택 결합이 수행되는 SFLC 디코딩 과정에서 α_i 로 인한 직접적인 영향을 받게 된다.

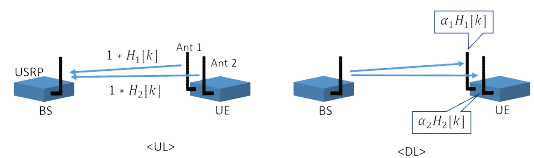


그림 3. 채널 진폭의 비대칭성을 표현하기 위한 수학적 모델
Fig. 3. SFLC-OFDM signal model assuming uplink and downlink channel asymmetry.

III. 디코딩 심볼의 위상 회전 오차 추정 알고리즘

본 장에서는 앞에서 가정한 SFLC-OFDM 시스템이 비대칭적인 채널 진폭 환경에서 어떤 성능 열화가 발생

하는지 수학 분석을 통해 접근한다. SFLC-OFDM 시스템 내 채널 추정은 무선 채널 뿐만 아니라 RF에 의한 효과가 모두 반영된다. STO, CFO, SCO의 보상으로 무선 채널의 대칭성을 확보한 가정하에 RF로 인해 상·하향링크의 채널 진폭이 비대칭을 띠게 되면 SFLC 복호 심볼에 어떠한 변화가 생기는지 수학적으로 분석하도록 한다. 또한 디코딩 심볼과 복호 심볼 등의 데이터 간 연산을 진행하여 오차를 추정하는 알고리즘을 설계한다. 추정 오차는 RF 체인의 수식 이득을 교정하는 기법에 사용되어 채널 진폭의 비대칭성으로 인해 열화된 복호 성능을 보완한다.

3.1 비대칭적 채널 진폭 환경의 SFLC 복조

그림 3은 RF단으로 인한 상·하향링크 간 채널 진폭의 비대칭성을 반영한다. 이런 비대칭적 진폭 채널 환경으로 인해 하향링크로 RF단에 도달한 수신 신호의 채널의 진폭이 α_i 배가 된다. 결국 채널이 $\alpha_i H_i$ 인 수신 신호의 선형 결합으로 복호화되는 심볼은 α_i 로 이루어진 추가적인 위상 변화를 겪게 된다. 본 연구는 추가된 위상을 수식적으로 분석하기 위해 II장에서 설명한 SFLC 송수신 과정을 다시 따라가 볼 필요가 있다.

앞장에서 가정한 비대칭적 채널 진폭 모델 하에서 하향링크로 전송된 SFLC 심볼은 앞서 α_i 만큼 변형된 채널 이득이 반영된다. 이때 i 째 수신 안테나로 및 k 와 $k+1$ 째 부반송파로 수신한 SFLC 심볼은 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_i[k] & r_i[k+1] \\ r_{i+1}[k] & r_{i+1}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_i H_i[k] \\ \alpha_{i+1} H_{i+1}[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s[k] & s[k+1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_i[k] & z_i[k+1] \\ z_{i+1}[k] & z_{i+1}[k+1] \end{bmatrix} \quad (9)$$

(9)와 같이 수신된 심볼은 (3)과 동일한 연산으로 선형결합되면 다음과 같이 SFLC 디코딩 후 심볼 $\hat{x}_k$ 와 $\hat{x}_{k+1}$ 을 얻을 수 있다.

여기서 ϕ_α 와 $\Lambda_\alpha[k]$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\phi_\alpha = (\alpha_1 - \alpha_2) H_1^* H_2 \quad (11)$$

$$\Lambda_\alpha[k] = (\alpha_1 |H_1[k]|^2 + \alpha_2 |H_2[k]|^2) \quad (12)$$

여기서 (11)의 ϕ_α 는 비대칭적인 채널 진폭을 표현한 것으로, 두 안테나의 채널 이득 비대칭성 상수의 차이인 $(\alpha_1 - \alpha_2)$ 에 비례한다. 또한 (12)는 (1)에서와 같이 인접한 부반송파 간 채널이 동일한 가정에 기반하여 유도되었다.

대칭적 채널 진폭 환경에서의 디코딩 심볼과 비교하여 (10a) 및 (10b)에 $\phi_\alpha x_{k+1}$ 혹은 $\phi_\alpha^* x_k$ 가 추가적으로 발생하는 현상을 확인하였다. 디코딩 심볼에 더해지는 $\phi_\alpha x_k$ 는 복소수 $H_1^* H_2$ 의 존재로 인해 위상이 존재한다. 결국 $\hat{x}_k$, $\hat{x}_{k+1}$ 은 $\phi_\alpha x_k$ 만큼의 위상이 추가되면서 원래 송신 심볼에 대한 decision region을 벗어날 확률이 커진다.

그러므로 비대칭적인 채널 진폭 환경 아래에서 복호 성능을 개선하기 위해서는 최종 디코딩 심볼의 위상 회전이 보상되어야 한다. 즉, ϕ_α 를 추정하여 0으로 수렴시킬 수 있는 수신 처리가 추가적으로 필요하다. 다음 장에서는 $\hat{x}_k$, $\hat{x}_{k+1}$ 간의 연산을 통해 ϕ_α 를 도출하는 디코딩 심볼의 위상 회전 오차 추정 기법을 제안한다.

3.2 디코딩 심볼 위상 회전 오차 추정 기법

(10a) 및 (10b)에서의 추정 정보 심볼 $\hat{x}_k$ 와 $\hat{x}_{k+1}$ 을 살펴보면 채널 비대칭성으로 인해 $\phi_\alpha x_{k+1}$ 혹은 $\phi_\alpha^* x_k$ 가 발생한 것을 볼 수 있다. 이 두 가지 수식에 공통으로 포함된 ϕ_α 는 $(H_1^* H_2)$ 로 인해 두 채널 H_1 과 H_2 의 위상 차만큼의 위상을 가진다. 결론적으로 채널 비대칭성으로 인해 $\hat{x}_k$ 및 $\hat{x}_{k+1}$ 는 본래의 심볼인 x_k 및 x_{k+1} 로부터 의도치 않은 위상 회전을 겪게 된다. 이런 위상 회전을 막기 위해서는 ϕ_α 내의 $(\alpha_1 - \alpha_2)$ 값이 0이 되는 방향으로 채널 진폭의 대칭성을 복원시켜야 한다. 이를 실현하려면 수신 심볼을 통해 $(\alpha_1 - \alpha_2)$ 값을 추정하는 알고리즘이 필요하다.

$(\alpha_1 - \alpha_2)$ 값에 대한 부호를 추정하기 위해 다음과 같은 수식 표현으로 대체해서 활용하도록 한다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= \alpha_1 H_1^* s_1[k] + \alpha_2 H_2^* s_2[k+1] + z_1^*[k] + z_2[k+1] \\ &= \Lambda_\alpha[k] x_k + \phi_\alpha x_{k+1} + z_1^*[k] + z_2[k+1], \end{aligned} \quad (10a)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1} &= \alpha_2 H_2^* s_2^*[k] - \alpha_1 H_1 s_1[k+1] + z_2^*[k] - z_1[k+1] \\ &= \Lambda_\alpha[k+1] x_{k+1} - \phi_\alpha^* x_k + z_2^*[k] - z_1[k+1]. \end{aligned} \quad (10b)$$

$$\alpha_1 - \alpha_2 = \Delta\alpha, H_1 H_2^* = \theta_H \quad (13)$$

이때 추정 정보 심볼인 $\hat{x}_k, \hat{x}_{k+1}$ 는 다음과 같이 간략하게 표현될 수 있다.

$$\hat{x}_k = \Lambda_\alpha x_k + \Delta\alpha \theta_H x_{k+1}, \quad (14a)$$

$$\hat{x}_{k+1} = \Lambda_\alpha x_{k+1} - \Delta\alpha \theta_H^* x_k. \quad (14b)$$

ϕ_α 표현만 남기기 위해 (14a) 및 (14b)에 각각 hard decision 후의 심볼인 x_{k+1} 및 x_k 을 곱하면 다음과 같이 된다.

$$\hat{x}_k x_{k+1} = \Lambda_\alpha x_k x_{k+1} + \Delta\alpha \theta_H x_{k+1}^2, \quad (15a)$$

$$\hat{x}_{k+1} x_k = \Lambda_\alpha x_{k+1} x_k - \Delta\alpha \theta_H^* x_k^2. \quad (15b)$$

그리고 (15a) 및 (15b)의 차이인 $\Lambda_{\Delta\alpha}$ 는 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} \Lambda_{\Delta\alpha} &= \hat{x}_k x_{k+1} - \hat{x}_{k+1} x_k \\ &= \Delta\alpha \theta_H x_{k+1}^2 + \Delta\alpha \theta_H^* x_k^2. \end{aligned} \quad (15c)$$

$\Lambda_{\Delta\alpha}$ 를 기반으로 α 의 부호를 추정하기 위해 $\hat{\alpha}$ 를 다음과 같이 연산한다.

$$\begin{aligned} \hat{\alpha} &= \frac{\Lambda_{\Delta\alpha}}{x_{k+1}^2 + x_k^2} \\ &= \frac{\Delta\alpha \theta_H x_{k+1}^2 + \Delta\alpha \theta_H^* x_k^2}{x_{k+1}^2 + x_k^2}. \end{aligned} \quad (16)$$

이 $\hat{\alpha}$ 은 단말 안테나 간 채널 진폭 비대칭성 관점에서 α 의 biasing으로 볼 수 있다. $\hat{\alpha}$ 가 0이 아닌 값을 가지는 경우 디코딩 심볼의 위상 회전이 일어나므로 $\hat{\alpha}$ 를 Phase Rotation Offset(PRO)으로 정의하도록 한다.

한편 (19)의 분모 부분은 0이 아닌 조건 하에서 $\Lambda_{\Delta\alpha}$ 를 나누는 $(x_{k+1}^2 + x_k^2)$ 의 값은 $\pm 4j$ 이며, 각 경우 $\hat{\alpha}$ 은 다음과 같이 된다.

$$1) \ x_{k+1}^2 + x_k^2 = 4j \text{ 일 때}, \quad (17a)$$

$$\hat{\alpha} = \frac{\Delta\alpha \theta_H \cdot 2j + \Delta\alpha \theta_H^* \cdot 2j}{4j} = \frac{1}{2} \Delta\alpha (\theta_H + \theta_H^*). \quad (17b)$$

$$2) \ x_{k+1}^2 + x_k^2 = -4j \text{ 일 때}, \quad (17c)$$

$$\begin{aligned} \hat{\alpha} &= \frac{\Delta\alpha \theta_H \cdot (-2j) + \Delta\alpha \theta_H^* \cdot (-2j)}{-4j} \\ &= \frac{1}{2} \Delta\alpha (\theta_H + \theta_H^*) \end{aligned} \quad (17d)$$

(17b)와 (17d)에서 공통적으로 관찰되는 바와 같이, $\hat{\alpha}$ 은 실수 $\Delta\alpha$ 와 θ_H 의 실수부의 곱으로 이루어지므로 $\hat{\alpha}$ 역시 위상이 0인 실수에 해당한다. 따라서 $\hat{\alpha}$ 의 절댓값을 통해 단말의 안테나 간의 하향링크 채널 진폭의 비대칭성 크기를 파악할 수 있다. 따라서 $\hat{\alpha}$ 은 채널 진폭 비대칭성의 biasing을 없애는 방향으로 i 번째의 단말 안테나의 수신 이득을 보상하기 위한 지프로 활용될 수 있다.

앞서 설명한 추정 기법을 그림 4와 같은 pseudo 코드로 표현하였다. 그림 3의 상·하향링크의 채널 진폭에 대한 비대칭성 모델의 가정 하에 PRO를 추정하는 기법을 정리하였다. 먼저 디코딩된 심볼과 추정된 송신 심볼 간 연산을 통해 $\Lambda_{\Delta\alpha}$ 를 구한 다음, $\hat{\alpha}$ 를 도출하기 위해 $(x_{k+1}^2 + x_k^2)$ 를 나누면서 $\hat{\alpha}$ 를 도출한다. 제안한 추정 기법은 별도의 신호와 회로 없이 데이터 기반의 연산으로 구성되어 수신 처리에 쉽게 적용할 수 있다.

한편 Algorithm 1에서 기술된 추정 기법은 SFLC 인코딩이 이루어진 한 쌍의 디코딩 심볼에 대해 하나의 PRO 값을 추정한다. 한편 한 프레임 내에서 여러 디코딩 심볼 쌍으로부터 여러 PRO 값들을 도출할 수 있으며, 이 값들을 조합하여 잡음의 영향력을 최소화시킬 수 있다. 이를 위해 추정된 PRO 값들을 평균내는 형태의 이동평균 처리를 아래와 같은 식으로 적용하였다.

$$MA_{i+1} = a \times MA_i + (1-a) \times x_{i+1}. \quad (18)$$

Assume: Uplink channel gain = 1, downlink channel gain = α_i for channel amplitude asymmetry.

Algorithm 1 Phase Rotation Offset Estimation

1. Subtract pairs obtained by multiplying decoding symbols and QPSK symbols.

$$\hat{x}_k \cdot x_{k+1} - x_{k+1} \cdot \hat{x}_k = \Lambda_{\Delta\alpha}$$

2. Divide $x_{k+1}^2 + x_k^2$ to extract $\hat{\alpha}$.

$$\hat{\alpha} = \frac{\Lambda_{\Delta\alpha}}{x_{k+1}^2 + x_k^2}$$

if $x_{k+1}^2 + x_k^2 = 4j$ then

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{2} \alpha (\theta_H + \theta_H^*)$$

else if $x_{k+1}^2 + x_k^2 = -4j$ then

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{2} \alpha (\theta_H + \theta_H^*)$$

end if

그림 4. PRO 추정 알고리즘

Fig. 4. PRO estimation algorithm

여기서 MA_{i+1} 은 $i+1$ 번 누적되어 구해진 이동평균값, x_{i+1} 은 $i+1$ 번째에 구해지는 순시 값에 해당한다. a 은 이동 평균 상수로 i 번 누적된 이동 평균 값에 곱해지고 $1-a$ 은 순시 값에 곱해진다. a 의 범위는 $(0,1)$ 이며, a 의 크기를 조절하면서 순시 값이 주는 비중을 조절할 수 있다. 이와 같은 처리를 통해 이상치(outlier)의 민감성을 덜어 안정적인 PRO 값을 수신 이득 보상에 적용할 수 있다.

3.3 채널 비대칭성 보상을 위한 채널 이득 교정

추정된 PRO를 기반으로 RX는 각 안테나에 대한 RF 체인의 수신 이득을 보상하는 채널 이득 교정을 수행한다. 임계값을 충분히 작은 값으로 설정한 후, PRO가 임계값보다 높은 양의 값으로 추정되면 RX는 안테나 2의 수신 이득을 높이거나 안테나 1의 수신 이득을 감소시킨다. 반면, PRO가 임계값 이하의 음수 값으로 추정되면 RX는 안테나 1의 수신 이득을 높이거나 안테나 2의 수신 이득을 감소시킨다. 이 이득 제어는 섬세한 방법으로 PRO를 0으로 수렴시켜 채널 진폭 비대칭성으로 인한 디코딩 성능 열화를 극복한다.

IV. 테스트베드 구축 및 실험

4.1 실험 환경

앞에서 설계된 추정 기법의 성능을 실제 환경 하에서 평가하기 위해 USRP 기반 테스트베드를 구축하고 실시간으로 실제 방사되는 신호를 처리하는 실험을 진행하였다. 그림 5와 같이 송신 측 USRP에 1개의 안테나, 수신 측 USRP에 2개의 안테나를 연결하여 본 논문에서 가정한 1x2 SFLC-OFDM 시스템과 동일한 환경을 구축하였다. 이때 상·하행링크의 채널 경로를 동일하게 설정하여 채널 대칭성이 확보되도록 하기 위해서 송수신이 동시에 이루어질 수 있는 USRP의 TX/RX 포트에 안테나를 연결하였다. 본 연구는 LOS를 확보하여 페이딩의 영향을 줄인 다음 정교한 오프셋 추정과 채널 이득



그림 5. USRP에 안테나를 연결한 SFLC-OFDM 테스트베드
Fig. 5. SFLC-OFDM testbed connected antenna to USRP

표 2. 실험 환경

Table 2. Experiment parameters

Modulation scheme	QPSK
FFT size	1024
Subcarrier spacing	15kHz
Sampling rate	15.36MHz
Bandwidth	10MHz
Center frequency	3.3GHz

교정을 적용하였다. 그 밖의 실험 관련 파라미터는 표 2와 같이 설정하였다.

4.2 PRO 추정 알고리즘의 기능 동작 검증

우선 제안 기법을 기능적으로 검증하기 위해서 상·하행링크 간 채널 진폭의 비대칭성 정도에 따른 추정 PRO 값을 측정하고 관찰하였다. 실험 과정에서 채널 진폭의 비대칭성 크기를 조절하기 위해 RX 측 둘째 안테나의 채널에 대한 RF chain의 gain offset을 임의로 조절하였다. Gain offset이 커질수록 RX측의 둘째 안테나로 수신되는 신호의 세기가 dB 단위로 감소된다. Gain offset의 절댓값이 커질수록 한쪽 안테나의 수신 신호 크기가 상대적으로 감소하고 두 안테나의 채널 진폭의 비율이 달라지면서 상·하행링크 간 채널 진폭의 비대칭성이 더욱 심해진다. 본 실험에서는 (21)에서의 이동 평균 상수 a 를 0.2로 설정하였다.

그림 6은 gain offset에 따른 추정 PRO의 평균값을 나타내고 있다. 기본적으로 gain offset의 절댓값이 커질수록 제안 기법에 의해 추정되는 PRO가 비례하여 커지는 것이 관찰된다. 이는 채널 진폭의 비대칭성이 커지면 PRO가 그에 맞게 커지는 것을 의미한다. 이 결

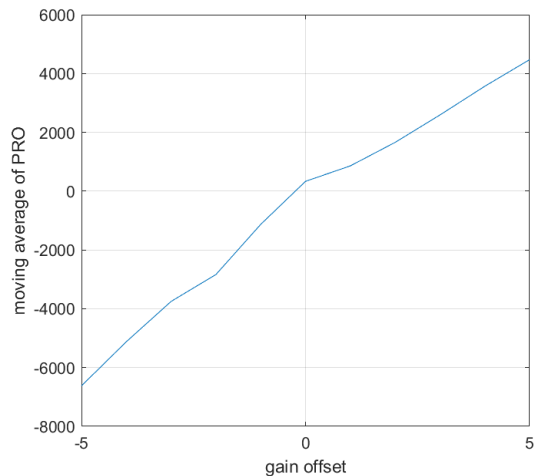


그림 6. Gain offset에 따른 PRO의 이동 평균

Fig. 6. Moving average of PRO according to the value of gain offset

과를 통해 앞의 수학적 유도를 통해 설계된 제안 기법이 실제 환경에서 채널 진폭의 비대칭성을 기능적으로 추정하는 것을 확인할 수 있다. 또한 gain offset이 0인 지점을 기준으로 볼 때, 가해지는 gain offset의 부호에 따라 제안 기법이 동일한 부호로 PRO 값을 도출하는 것을 볼 수 있다. 따라서 제안 기법을 통해 추정된 PRO 값을 기반으로 RF chain의 수신 이득 제어를 수행하면 채널 대칭성이 성립하는 gain offset으로 수렴시킬 수 있는 가능성을 확인할 수 있다.

4.3 PRO 추정 알고리즘의 안정성

제안 기법의 추정 안정성을 파악하기 위해 전반적인 신호 세기를 조절하면서 순시적으로 추정되는 PRO 값의 오차 성능을 확인하였다. 여기서 추정 오차는 아래 수식과 같이 정규화된 평균 제곱근 오차 (N-RMSE: Normalized Root MSE)를 통해 계산하였다.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y})^2}{n}}. \quad (22a)$$

$$N-RMSE = \frac{RMSE}{\hat{y}}. \quad (22b)$$

여기서 y_i 은 한 프레임 구간에서 이동평균을 통해 얻은 PRO 추정값, $\hat{y}$ 은 신호 대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio)이 30dB 이상인 강전계에서 얻은 PRO 추정값으로 대입하였다.

특히 실제 신호의 방사 환경에서 실험을 진행하기 때문에 잡음이나 시간 지연에 민감한 다중 경로로 인한 페이딩의 영향을 받을 수 있다. 잡음과 페이딩의 영향을 많이 받으면 변동성이 큰 PRO가 측정될 수 있고, 이는 PRO를 피드백으로 활용하는 채널 이득 교정에 영향을 주기 때문에 다양한 SNR 환경에서 PRO가 큰 변동성 없이 안정적으로 추정되는지를 중점적으로 볼 필요가 있다.

이로 인해 SNR이 5dB 이하 수준인 환경까지 실험을 진행하였다. 그림 7은 SNR 대비 PRO 추정값에 대한 N-RMSE를 나타낸다. 실험 결과 SNR이 25dB 이상의 강전계인 상황에서는 N-RMSE가 0.01 이내로 측정되었고, 15dB 이상 25dB 이하인 경우 N-RMSE 값이 최대 0.04, 최소 0.02로 계산되면서 비교적 안정적인 추정 성능을 보여주고 있다. 한편, SNR이 15dB 이하 환경에서는 gain offset에 따른 추정 기법의 오차 수준이 뚜렷하게 커지는 것을 확인할 수 있다. Gain offset이 없는 경우 N-RMSE가 0.06인 반면 gain offset이 10dB 존재

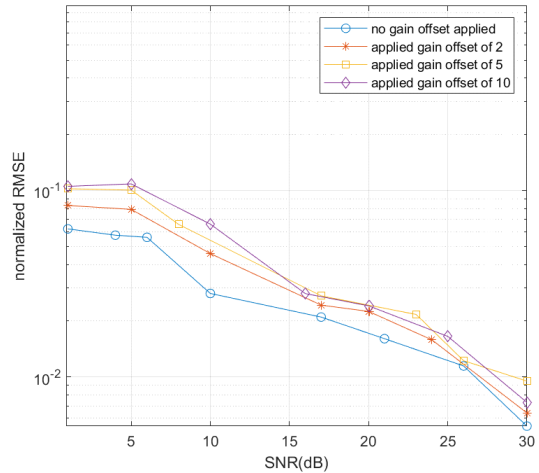


그림 7. gain offset에 따른 SNR 대비 PRO 이동 평균 N-RMSE

Fig. 7. N-RMSE of moving average of PRO versus SNR according to gain offset

하는 환경에서는 N-RMSE가 0.1까지 증가하는 것을 확인하였다. 이는 약전계 환경에서 잡음의 영향력이 커지면서 추정된 PRO의 안정성이 상대적으로 떨어지는 것을 의미한다. 이 결과를 통해 제안 기법은 SNR 15dB 이상의 환경에서는 채널 진폭의 비대칭성 크기에 큰 영향을 받지 않고 전반적으로 2% 이하의 오차율을 보이며 안정적으로 동작할 수 있음을 확인할 수 있다.

한편, 채널 진폭의 비대칭성이 심해지면 약전계 환경에서 제안 기법의 추정 안정성이 뚜렷하게 떨어지므로, 이에 대한 추가 개선 방안이 필요하다. 또한 non-LOS와 같이 그림 5보다 열악한 신호 환경일 경우, 다중 경로로 페이딩의 영향이 커져 왜곡이 심한 CSIT와 더불어 PRO를 추정할 가능성이 높아진다. 본 연구는 이를 보완하기 위해 이동평균 상수 α 를 높여 안정성 성능을 추가적으로 확인하였다. 누적 평균값인 $\hat{y}$ 에서 크게 벗어난 순시적 추정 값 y_i 가 빈번하게 얻어지는 상황에서는 이동평균 상수를 높게 설정하여 추정의 안정성을 개선할 수 있기 때문이다. 즉, α 를 높게 설정하면 순시값보다 누적된 PRO 평균값의 영향력이 커지면서 전반적인 추정 오차 감소를 기대할 수 있다.

그림 8은 gain offset이 존재할 때 이동평균 상수 값에 따른 SNR 대비 PRO의 N-RMSE를 표현한 그래프이다. 여기서 gain offset이 10인 환경에서 이동 평균 상수가 0.2, 0.5, 0.8일 때 SNR에 따른 추정 PRO의 N-RMSE를 측정하였다. 전반적으로 이동평균 상수가 클수록 N-RMSE 값이 줄어들어 추정 오차가 감소하는 경향을 확인할 수 있다. 우선 SNR이 15dB 이하인 중,

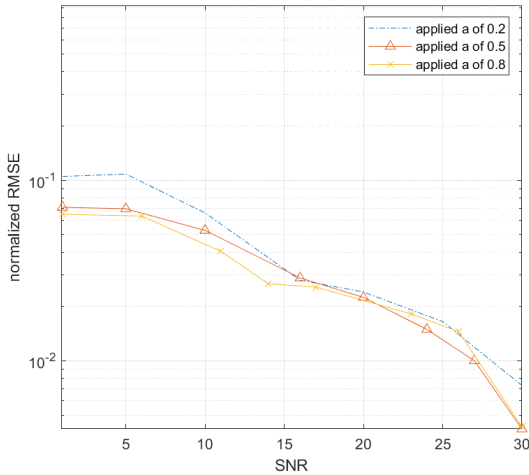


그림 8. 이동 평균 상수 값에 따른 SNR 대비 PRO 이동 평균 N-RMSE

Fig. 8. N-RMSE of moving average of PRO versus SNR according to moving average constant

약전계 환경에서 이동 평균 상수가 0.2에 비해 0.5와 0.8일 때 N-RMSE가 0.03 가량 감소하는 것을 확인할 수 있다. 또한, SNR이 10dB 이상 15dB 이하 환경에서 이동평균 상수의 조절로 인해 N-RMSE는 0.02 이하 수준으로 추정 안정성이 개선되는 것을 볼 수 있다. 반면 SNR이 15dB 이상인 강전계 환경에서는 이동평균 상수에 따른 N-RMSE의 변화가 뚜렷하지 않은 것을 확인할 수 있다. 따라서 이동 평균 상수의 조절을 통해 추정 안정성을 개선하는 것은 약전계 환경에서 더욱 유효한 것으로 결론지을 수 있다.

4.4 PRO 추정 알고리즘의 BER 성능

추정 기법이 디코딩 성능에 미치는 영향을 파악하기 위해 채널 이득 교정을 적용한 후 실험을 진행하였다. 교정 대상으로 두 번째의 RX 안테나의 수직 이득을 조절하였다. 그림 9는 채널 이득 교정을 적용하기 전과 후의 gain offset에 따른 SNR 대비 BER 성능 그래프이다. 점선은 교정 전, 실선은 교정 이후의 BER 성능을 보여주며, 두 번째 RX 안테나에 가해진 gain offset은 주석 괄호 안에 표기하였다. 실험 결과, 교정 전에는 채널 비대칭이 심할수록 오차율이 증가하는 것을 발견하였다. 특히 gain offset이 10인 환경에서 강전계 임에도 불구하고 BER이 0.01이상으로 디코딩 성능이 열화된 것을 확인할 수 있다. 그러나 채널 이득 교정을 진행한 후, 대체적으로 SNR 이득을 얻은 것을 확인하였다. gain offset 10을 가하여 채널 진폭 비대칭성이 심한 환경을 조성했을 때 교정을 통해 BER 성능을 최대 0.001% 이내로 줄일 수 있었으며, 상대적으로 작은

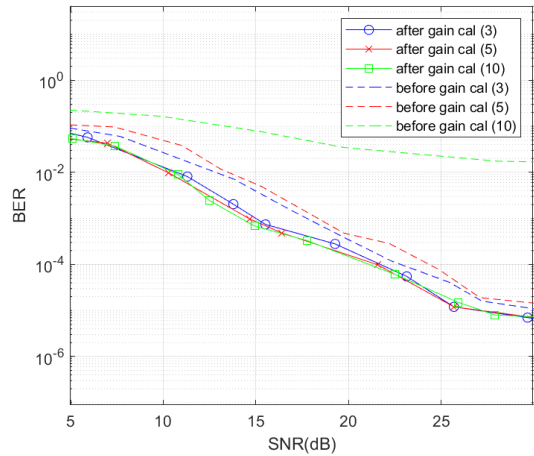


그림 9. 채널 이득 교정 전,후의 SNR대비 BER

Fig 9. BER versus SNR before and after channel gain calibration

gain offset이 존재하는 환경에서도 교정 전에 비해 교정 후 대략 2dB의 이득을 얻을 수 있다. 이를 통해 제안하는 추정 기법으로 PRO를 추정하고 PRO를 기준으로 채널 이득을 교정했을 시 디코딩 성능에 좋은 영향을 준 것을 파악하였다. 이는 또한 실제 신호를 받아 실험을 진행한 결과로 실제 통신 시스템에서도 좋은 영향을 끼칠것으로 기대된다.

V. 결 론

본 논문에서는 TDD 기반의 1x2 SFLC-OFDM 시스템에서 채널 진폭의 비대칭성에 의한 성능 열화를 분석하고 채널 진폭의 비대칭성을 추정할 수 있는 기법을 제안하였다. CSIT 방식으로 채널을 추정할 때, 상·하향 링크 간 채널 진폭의 비대칭성에 대한 수학적 모델링을 정립하고, 이를 기반으로 SFLC 수신 성능의 열화를 수학적으로 묘사하였다. 그리고 채널 진폭의 비대칭성을 초래하는 안테나 이득 차를 데이터를 기반으로 추정할 수 있는 알고리즘을 설계하였다. 성능 검증을 위해서 설계된 알고리즘은 소프트웨어 모뎀 상에 구현하고 USRP 기반의 테스트베드를 통해 실험을 진행하였다. 여기서 얻은 실험 결과는 설계된 알고리즘이 향후 안테나 이득 조절을 통해 수신 성능 개선을 도모할 수 있으며, 채널 진폭의 비대칭성으로 인한 SFLC 디코딩 성능 열화 극복에 기여할 가능성을 보여준다.

References

- [1] Y. Huo, X. Lin, B. Di, H. Zhang, F. Hernando, A. Tan, S. Mumtaz, Ö. Demir, and K. Chen-Hu, "Technology trends for massive MIMO towards 6G," *Sensors*, vol. 23, Jun. 2023.
(<https://doi.org/10.3390/s23136062>)
- [2] S. Suyama, T. Okuyama, N. Nonaka, and T. Asai, "Recent studies on massive MIMO technologies for 5G evolution and 6G," *2022 IEEE RWS*, pp. 90-93, Las Vegas, NV, USA, 2022.
(<https://doi.org/10.1109/RWS53089.2022.9719949>)
- [3] Y. Liqun, "Massive MIMO transmission technology for 6G," *2022 19th ICCWAMTIP*, pp. 1-5, Chengdu, China, 2022.
(<https://doi.org/10.1109/ICCWAMTIP56608.2022.10016529>)
- [4] S. Kim, H. Lee, S. Lee, J. Kim, J. Kim, and J. Joung, "CFO·STO·SCO estimation and compensation for channel reciprocity of software defined modem-based space-time line code systems," *J. KICS*, vol. 47, no. 9, pp. 1381-1397, 2022.
(<https://doi.org/10.7840/kics.2022.47.9.1381>)
- [5] S. Kim, H.-G. Lee, S. Lee, J. Kim, J. Joung, and J. Kim, "Single-user SFLC-OFDM system realization based on channel reciprocity recovery," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 109082-109094, 2023.
(<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3321670>)
- [6] M. Petermann, et al., "Multi-user pre-processing in multi-antenna OFDM TDD systems with non-reciprocal transceivers," *IEEE Tran. Commun.*, vol. 61, no. 9, pp. 3781-3793, Sep. 2013.
(<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2013.072813.120984>)
- [7] M. Guillaud, D. T. M. Slock, and R. Knopp, "A practical method for wireless channel reciprocity exploitation through relative calibration," in *Proc. Eighth Int. Symp. Signal Process. and Its Appl.*, pp. 403-406, Sydney, NSW, Australia, 2005.
(<https://doi.org/10.1109/ISSPA.2005.1580281>)
- [8] F. Kaltenberger, H. Jiang, M. Guillaud, and R. Knopp, "Relative channel reciprocity calibration in MIMO/TDD systems," *2010 Future Netw. & Mobile Summit*, pp. 1-10, Florence, Italy, 2010.
- [9] M. Guillaud and F. Kaltenberger, "Towards practical channel reciprocity exploitation: Relative calibration in the presence of frequency offset," *IEEE WCNC*, pp. 2525-2530, Shanghai, China, 2013.
(<https://doi.org/10.1109/WCNC.2013.6554958>)
- [10] C. Shepard, H. Yu, N. Anand, E. Li, T. Marzetta, R. Yang, and L. Zhong, "Argos: Practical many-antenna base stations," *Proc. Mobile Computing and Networking (Mobicom) conference*, pp. 53-64, Istanbul, Turkey, Aug. 2012.
- [11] D. Gesbert, S. Hanly, H. Huang, S. Shamai Shitz, O. Simeone, and W. Yu, "Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference," in *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol. 28, no. 9, pp. 1380-1408, Dec. 2010.
(<https://doi.org/10.1109/JSAC.2010.101202>)
- [12] Q. Liu, X. Su, J. Zeng, L. Liu, and T. Lv, "Antenna calibration method for MMSE-based network MIMO system," in *2015 IEEE/CIC Int. Conf. Commun. in China Wkshps. (CIC/ICCC)*, pp. 120-125, Shenzhen, China, 2015.
(<https://doi.org/10.1109/ICCCChinaW.2015.7961592>)
- [13] J. Jin, Q. Wang, Y. Liu, G. Liu, and Z. Hu, "Inter-cell antenna calibration for TDD CoMP systems," *2014 XXXIth URSI GASS*, pp. 1-4, Beijing, China, 2014.
(<https://doi.org/10.1109/URSIGASS.2014.6929257>)
- [14] J. Shi, Q. Luo, and M. You, "An efficient method for enhancing TDD over the air reciprocity calibration," *2011 IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf.*, pp. 339-344, Cancun, Mexico, 2011.

- (<https://doi.org/10.1109/WCNC.2011.5779154>)
- [15] J. Geng, Z. Wei, X. Wang, X. Liu, W. Xiang, and D. Yang, "On antenna calibration for the TDD-based network MIMO system," *2013 IEEE ICC*, pp. 5866-5871, Budapest, Hungary, 2013.
(<https://doi.org/10.1109/ICC.2013.6655534>)
- [16] J. Vieira and E. G. Larsson, "Reciprocity calibration of distributed massive MIMO access points for coherent operation," *2021 IEEE 32nd Annual Int. Symp. PIMRC*, pp. 783-787, Helsinki, Finland, 2021.
(<https://doi.org/10.1109/PIMRC50174.2021.9569495>)
- [17] J. Vieira, F. Rusek, and F. Tufvesson, "Reciprocity calibration methods for massive MIMO based on antenna coupling," *2014 IEEE Global Commun. Conf.*, pp. 3708-3712, Austin, TX, USA, 2014.
(<https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2014.7037384>)
- [18] J. Vieira, F. Rusek, O. Edfors, S. Malkowsky, L. Liu, and F. Tufvesson, "Reciprocity Calibration for Massive MIMO: Proposal, Modeling, and Validation," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 5, pp. 3042-3056, May 2017.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2674659>)
- [19] R. Rogalin, O. Y. Bursalioglu, H. C. Papadopoulos, G. Caire, and A. F. Molisch, "Hardware-impairment compensation for enabling distributed large-scale MIMO," *2013 ITA*, pp. 1-10, San Diego, CA, USA, 2013.
(<https://doi.org/10.1109/ITA.2013.6502966>)
- [20] X. Jiang, et al., "A Framework for over-the-air reciprocity calibration for TDD Massive MIMO Systems," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 9, pp. 5975-5990, Sep. 2018.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2853743>)
- [21] K. Nishimori, T. Hiraguri, T. Ogawa, and H. Yamada, "Effectiveness of implicit beam-forming using calibration technique in massive MIMO system," *2014 IEEE Int. Wkshp. on Electromagnetics(iWEM)*, pp. 117-118, Sapporo, Japan, 2014.
(<https://doi.org/10.1109/iWEM.2014.6963664>)
- [22] X. Luo, "Robust large scale calibration for massive MIMO," *2015 IEEE Global Commun. Conf.*, pp. 1-6, San Diego, CA, USA, 2015.
(<https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2015.7416977>)
- [23] H. Wei, D. Wang, and X. You, "Reciprocity of mutual coupling for TDD massive MIMO systems," *2015 Int. Conf. WCSP*, pp. 1-5, Nanjing, China, 2015.
(<https://doi.org/10.1109/WCSP.2015.7340979>)
- [24] H. Wei, D. Wang, J. Hua, and X. You, "Reciprocity calibration for massive MIMO systems by mutual coupling between adjacent antennas," *2016 IEEE 83rd VTC Spring*, pp. 1-5, Nanjing, China, 2016.
(<https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2016.7504442>)
- [25] D. Liu, W. Ma, S. Shao, Y. Shen, and Y. Tang, "Performance analysis of TDD reciprocity calibration for massive MU-MIMO systems with ZF beamforming," in *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 113-116, Jan. 2016.
(<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2015.2499283>)
- [26] T. Kazaz, M. Coutino, G. J. M. Janssen, and A.-J. van der Veen, "Joint blind calibration and time-delay estimation for multiband ranging," *ICASSP 2020-2020 IEEE ICASSP*, pp. 4846-4850, Barcelona, Spain, 2020.
(<https://doi.org/10.1109/ICASSP40776.2020.9054034>)
- [27] Ç. Bilen, G. Puy, R. Gribonval, and L. Daudet, "Convex optimization approaches for blind sensor calibration using sparsity," in *IEEE Tran. Signal Process.*, vol. 62, no. 18, pp. 4847-4856, Sep. 2014.
(<https://doi.org/10.1109/TSP.2014.2342651>)
- [28] R. Gribonval, G. Chardon, and L. Daudet, "Blind calibration for compressed sensing by convex optimization," *2012 IEEE ICASSP*, pp. 2713-2716, Kyoto, Japan, 2012.
(<https://doi.org/10.1109/ICASSP.2012.628847>)

7)

- [29] M. E. Rasekh, B. Puranik, U. Madhow, and M. Rodwell, "In-the-field calibration of all-digital MIMO arrays," *2022 IEEE WCNC*, pp. 1389-1394, Austin, TX, USA, 2022. (<https://doi.org/10.1109/WCNC51071.2022.9771722>)
- [30] G. V. Tsoulos and M. A. Beach, "Calibration and linearity issues for an adaptive antenna system," *1997 IEEE 47th Veh. Technol. Conf. Technol. in Motion*, vol. 3, pp. 1597-1600, Phoenix, AZ, USA, 1997. (<https://doi.org/10.1109/VETEC.1997.605827>)
- [31] X. Jiang, M. Ćirkić, F. Kaltenberger, E. G. Larsson, L. Deneire, and R. Knopp, "MIMO-TDD reciprocity under hardware imbalances: Experimental results," *2015 IEEE ICC*, pp. 4949-4953, London, UK, 2015. (<https://doi.org/10.1109/ICC.2015.7249107>)
- [32] R. Nissel, "Correctly modeling TX and RX Chain in (Distributed) massive MIMO—New fundamental insights on coherency," in *IEEE Commun. Lett.*, vol. 26, no. 10, pp. 2465-2469, Oct. 2022. (<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2022.3189968>)
- [33] F. Kaltenberger, G. d. Souza, R. Knopp and H. Wang, "The OpenAirInterface 5G new radio implementation: Current status and roadmap," in *23rd Int. ITG Wkshp. Smart Antennas*, pp. 1-5, Vienna, Austria, 2019.
- [34] S. R. Systems, "Open source ran," 2014. [Online]. Available:<https://www.srslte.com>

이 승 민 (Song-Min Lee)



2023년 2월 : 숙명여자대학교
전자공학전공 졸업
2023년 3월~현재 : 숙명여자대
학교 전자공학전공 석사과정
<관심분야> 이동통신, OFDM
시스템, 신호처리

김 주 엽 (Juyeop Kim)



2004년 2월 : KAIST 전자전산
학과 학사
2010년 1월 : KAIST 전기 및
전자공학과 박사
2011년 4월~2013년 12월 : 삼
성전자 무선사업부 (책임연
구원)

2014년 1월~2018년 2월 : 한국철도기술연구원 (선임
연구원)
2018년 3월~현재 : 숙명여자대학교 지능형전자시스
템전공 부교수
<관심분야> 이동통신, 소프트웨어 모뎀
[ORCID:0000-0003-4262-6063]