

이종망 간섭에 강인한 Subcarrier-clearing 기반 LTE 주파수 오프셋 추정 기법 연구

여 유 진*, 김 주 엽^o

Subcarrier-Clearing Based Carrier Frequency Offset Estimation Scheme Robust to Heterogeneous Network Interference

Yujin Yeo*, Juyeop Kim^o

요 약

본 연구는 subcarrier-clearing을 바탕으로 간섭 셀 신호의 영향을 제거하는 방식을 제안한다. 두 기지국의 커버리지가 중복되는 이종망 환경에서 단말은 서빙 셀 외에도 다른 셀로부터 신호를 수신한다. 이때, 서빙 셀 외의 셀이 송신하는 신호는 간섭을 일으켜 서빙 셀 신호에 대한 CFO 추정을 방해한다. 이에 본 연구는 간섭이 발생하는 이종망에서의 부반송파 할당 특성을 이용하여 간섭 셀 신호로 발생하는 CFO 추정 오류에 대처하는 기법을 제시한다. 또한, USRP 기반의 테스트베드를 통해 제안 기법을 통한 CFO 추정 및 PBCH 복호 개선 여부를 검증하고, SNR 및 G의 범위에 따른 PBCH 복호 성능을 분석하였다.

Key Words : OFDM, Carrier frequency offset, interference

ABSTRACT

This study suggests an enhanced carrier frequency offset estimation method based on subcarrier clearing. In heterogeneous network environments where the coverage of two base stations overlaps, a UE receives signals not only from the serving cell but also from other cells. Signals transmitted from non-serving cells can cause interference that degrades the accuracy of CFO estimation of the serving cell signal. This study introduces a method to compensate the effects of interference cell signals on CFO estimation by utilizing the characteristics of subcarrier allocation. Through a USRP testbed, it is experimentally shown that the proposed scheme guarantees effectiveness in both CFO estimation and PBCH decoding improvement.

1. 서 론

지수함수적으로 증가하는 접속자 수와 트래픽 양에 맞추어 이동통신 기지국들이 점차 밀도 높게 설치되고 있다. 또한, 연결 기기의 수가 증가하면서 시스템 용량

및 서비스 커버리지가 향상되는 형태로 네트워크 기술이 발전을 거듭하였다. 하지만 이로 인해 일정한 시공간 내에서 송수신되는 정보량이 증가하면서 신호 간 간섭이 빈번하게 발생하고 그에 따라 수신 성능이 떨어지는 현상이 발생한다. 특히 최근의 다중 기지국 다중 사용자

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

• First Author : Sookmyung Women's University Department of Electronics, unyeo32@sookmyung.ac.kr, 정희원

◦ Corresponding Author : Sookmyung Women's University Department of Electronics, jykim@sookmyung.ac.kr, 정희원
논문번호 : 202409-210-B-RN, Received September 17, 2024; Revised October 18, 2024; Accepted October 18, 2024

및 다중입력 다중출력(MIMO: multiple-input multiple-output) 시스템 구조상 다른 기지국 및 단말기의 신호가 간섭으로써 수신 처리를 방해하는 문제가 더 두드러지게 된다¹¹.

통신 중 발생하는 간섭 현상은 대표적으로 셀 간 간섭과 다중 사용자 간섭으로 나뉠 수 있다. 셀 간 간섭은 기지국 간 간격이 좁아짐에 따라 셀 경계에 있는 사용자가 셀 중앙에 있는 사용자보다 인접한 셀의 영향을 더 크게 받는 문제이다. 해당 문제를 다루기 위해 일부 기존 연구에서는 무선 자원 할당 방식을 새로이 설계하여 셀 간 간섭을 완화할 수 있음을 제시한다¹²⁻⁶. 다른 한편에서는 간섭 항을 다루기 위한 간섭 정렬 기술을 도입하였으며¹⁷⁻⁹, 고도화된 간섭 제거를 위해 시공간, 주파수, 전력 4가지 측면을 모두 고려한 간섭 정렬 기술을 고안한 연구도 선행되었다⁹. 그리고 셀 간 간섭에 대처하기 위해 머신러닝을 접목하여 자원을 유동적으로 제어하려는 시도 또한 존재한다¹⁰⁻¹².

다중 사용자 간섭 같은 경우, 통신에 참여하는 사용자가 수가 많아질수록 간섭과 잡음이 증폭되므로 이를 고려한 송수신 모델이 필요하다. 기존 연구 중 일부는 새로운 프리코딩 설계를 통해^{11,13,14}, 또는 새로운 이퀄라이저 설계를 통해 간섭이 존재하는 채널 상에서 수신 신호 간 비동기를 해결한다¹⁵. 혹은 다중 사용자 단일 안테나 구조에서 수신 신호를 SUR(Single-User Region)과 non-SUR로 나누어 왜곡된 신호를 복구하는 기법도 제안되었다^{16,17}. 보다 발전된 IC(Interference Cancellation) 기술을 바탕으로 간섭의 영향을 제거하고자 하는 연구도 진행되었다¹⁸⁻²⁰.

그 외에도, 셀 간 간섭과 다중 사용자 간섭이 복합적으로 나타나는 경우도 존재한다. 이런 상황에 대비하여, 한 가지 간섭에만 집중하지 않고 두 가지 간섭을 모두 고려하는 연구가 진행되었다²¹⁻²³. 기존 시스템에 속하지 않는 제3의 통신 신호가 개입하여 간섭이 발생할 수도 있다. IoT(Internet of Things)의 경우, 한정된 무선 자원 내에서 서비스를 제공해야 하므로 기존의 통신 시스템에서 사용하는 대역을 활용하는 경우가 존재한다. 이 과정에서 기존의 통신 시스템과 IoT 시스템 간에 간섭이 발생할 수 있다^{24,25}.

한편 위의 간섭 현상은 송수신 신호 간 동기가 틀어지는 문제를 야기하므로 이에 대한 적절한 해결책이 필요하다. 기본적으로 송수신 신호 간의 동기가 틀어질 경우, 직교 주파수 분할 다중화(OFDM: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 시스템에서는 시간 및 주파수 축 신호처리 과정에서 심각한 오차가 발생한다. OFDM 방식에서 활용되는 부반송파는 서로 직교성

을 지니고 있어 중첩이 일어나도 정보를 왜곡 없이 전달할 수 있다. 하지만 반송파 주파수 오프셋(CFO: Carrier Frequency Offset)이 발생하면 이런 부반송파 간 직교성이 성립하지 않게 된다. 송수신단의 오실레이터 간 주파수 차이가 근본적으로 존재하므로, OFDM 시스템에서 CFO로 인한 주파수 동기 문제는 피할 수 없는 문제이며, 다양한 간섭 환경에서도 CFO에 대한 정확한 보상이 이루어져야 한다.

CFO 추정 방식에는 기본적으로 프리앰블 신호를 바탕으로 CFO를 추정하거나²⁶⁻³⁵ 파일럿 신호를 바탕으로 CFO를 추정하는 방식이 존재한다³⁶⁻⁴⁶. PN(Pseudo Random Noise) 코드를 바탕으로 한 수열을 설정하거나²⁶ 별도의 트레이닝 수열 등을 설정하여³⁷ 심볼 내에서 수열을 구별해 낼 수 있도록 하고 이를 통해 CFO를 추정한다. 이 방식들은 송수신단 간 합이된 신호의 위치를 추적하여 시간에 따라 각도가 틀어진 정도를 제시한다. 송수신단에서 동기를 위한 별도의 수열을 이용하기 때문에 비교적 높은 정확도를 보장한다.

이와는 다르게 CFO 추정 방법 중 한 가지는 CP(Cyclic Prefix)를 사용하는 것이다. 해당 방식은 CP로 인해 심볼 내에서 동일한 샘플이 반복되는 것을 활용한 것으로, 시간 축 상에서 수신된 OFDM 심볼 내의 CP 부분과 CP의 원본이 되는 부분을 기반으로 CFO를 계산한다⁴⁷⁻⁴⁹. 이런 CP 기반의 CFO 추정 방식은 수신 신호의 질에 의존적인 특성을 가지고 있으나 계산 복잡도가 낮고 넓은 범위 내에서 CFO를 추정할 수 있다. 또한, 프리앰블이나 파일럿 등 별도의 참조 신호를 필요로 하지 않으므로 무선 자원의 효율성 측면에서 유리하다.

실제 시스템에서는 여러 가지 이유에 의해 다양한 CFO 추정 방식을 필요로 한다. CFO 추정 범위와 추정 정확도에는 일반적으로 트레이드 오프 관계가 성립한다. 따라서 일정 수준 이상의 추정 성능을 얻기 위해서는 CFO 추정 절차를 2단계로 나누어 진행한다^{29, 50-57}. 2단계로 CFO를 추정하는 과정은 넓은 추정 범위에서 대략적인 CFO를 우선적으로 구한 뒤, 범위를 좁혀 더 정밀한 CFO를 구하는 식으로 진행된다.

위의 기존 연구에서 제안된 CFO 추정 방식은 잡음의 영향을 고려하되 간섭 신호의 개입을 고려하지 않는다는 한계점을 가진다. 서로 다른 기지국에서 송신하는 신호들은 제각각 다른 CFO를 가지고 있으므로 간섭을 고려하지 않는 기존 방식을 활용하면 의도하지 않은 CFO 추정 결과를 초래할 수 있다. 특히 CP 기반 CFO 추정 방식은 이런 간섭 문제에 더욱 취약하다. 참조 신호 기반의 추정 방식은 처리 과정에서 간섭 신호의 영향

이 어느 정도 줄어들 수 있는 반면, CP 기반의 추정 방식은 수신 신호만을 가지고 CFO를 추정하므로 간섭에 상대적으로 민감하다.

본 연구에서는 간섭이 존재하는 환경에서 간섭 신호의 영향을 최소화하여 CP 기반의 CFO 추정 정확도를 높이는 알고리즘을 제안한다. 구체적으로 본 연구의 신규성은 다음과 같이 요약될 수 있다. 먼저, 실제 간섭의 영향을 확인하기 위해 상용 OFDM 시스템에 대한 셀 탐색 결과를 포함한다. USRP(Universal Software Radio Peripheral)를 통해 수신한 실제 기지국 신호를 기반으로 간섭 문제가 CFO 추정에 영향을 미치는 것을 확인하였다. 다음으로, 제안 알고리즘을 적용할 때 실제 간섭이 존재하는 환경에서 성능이 개선되는 것을 확인하였다. 기존 CP 기반 CFO 추정 방식보다 더 정확한 CFO 추정을 수행하며 이로 인해 PBCH(Physical Broadcast Channel) 복호 성공률이 개선되는 것을 확인하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서는 본 논문이 고려하는 간섭 환경과 OFDM 송수신 시스템을 수학적 모델로 정의하고 기본적인 CP 기반 CFO 추정 알고리즘을 설명한다. 3장에서는 간섭 셀 신호가 CP 기반 CFO 추정에 주는 영향을 분석한다. 4장에서는 간섭 환경에 강인한 CP 기반 CFO 추정 알고리즘을 설계한다. 뒤이어 5장에서는 제안 알고리즘의 성능을 평가하기 위한 실험 환경 설정 및 상용 기지국을 대상으로 한 실질적인 실험 결과에 대하여 논하고 6장에서는 결론을 맺는다.

II. 신호 및 시스템 모델

2.1 인밴드 간섭이 존재하는 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같은 이중망 환경을 고려한다. 두 기지국이 서로 다른 데이터를 전송하고 한 단말에서 두 기지국 신호를 수신한다. 두 기지국은 각각 기지국 인덱스 $i \in \{0, 1\}$ 를 가진다고 가정한다. $i=0$ 인 서빙 기지국은 단말(UE)의 데이터를 전송하는 반면, $i=1$ 인 간섭 기지국은 다른 단말에 대한 데이터를 전송한다. 이 두 기지국은 다른 네트워크에 속하므로, 전송 신호의 주파수 대역이 서로 다르며 중복되지 않는다고 가정한다. 따라서 같은 네트워크 상의 서로 다른 셀 간 부반송파가 겹치는 간섭 상황과는 다르게 서빙 및 간섭 기지국이 사용하는 부반송파가 겹치지 않는다.

단말은 두 기지국의 커버리지가 중복되는 영역에 위치한다고 가정한다. 두 기지국에 대해 서로 다른 CFO

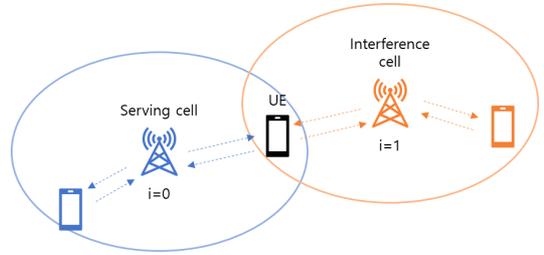


그림 1. 간섭을 일으키는 이중망 모델
Fig. 1. System model with interference cell

를 가지며, i 번째 기지국 측파의 주파수 오프셋을 f_i 이라 정의한다. 또한, 단말의 수신기는 서빙 및 간섭 기지국 신호의 주파수 대역을 모두 수용하며 기저대역 수준에서 두 기지국으로부터의 신호가 유입된다고 가정한다. 이런 환경에서 단말의 통상적인 OFDM 수신 처리는 간섭 신호에 대한 영향을 받지 않는다. 하지만 CFO 추정을 포함하는 시간 축에서의 신호 처리는 간섭 신호의 영향을 받을 수 있다.

위와 같은 가정은 상용 LTE 환경에서 실제로 관찰될 수 있다. 가령 LTE 주파수 대역 내에서 in-band transmission 형태의 통신이 이루어지는 IoT 시스템의 경우, 기존 LTE 주파수 대역의 guard band 영역에서 IoT 기지국의 신호가 관찰될 수 있다. 그림 2는 실제 국내 상용 LTE 주파수인 SK Telecom의 band 5 대역의 신호를 샘플링했을 때, 동기 신호를 기준으로 전력 밀도 함수를 나타낸 것이다. 서빙 기지국 신호는 중심 주파수 부근 대역에 전력이 집중되어 있는 한편, LTE 표준에서 사용을 규정하지 않는 바깥쪽 주파수 대역에 간섭 신호의 전력이 관찰된다.

위의 환경에서 단말은 초기 셀 선택 과정을 수행한다고 가정한다. 이를 위해서 단말은 그림 3과 같은 하향링크 동기 신호 및 파일럿 신호를 처리한다고 가정한다. 동기 신호인 PSS(Primary Synchronization Signal) 및 SSS(Secondary Synchronization Signal)는 5ms 간격

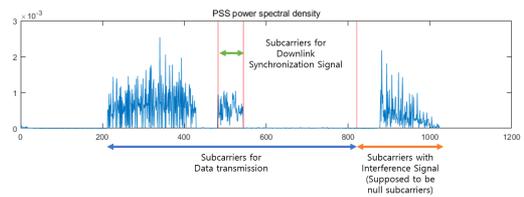


그림 2. 상용 LTE 동기 신호에 대한 파워 스펙트럼 밀도 예시
Fig. 2. Power spectral density of real base station transmission signal

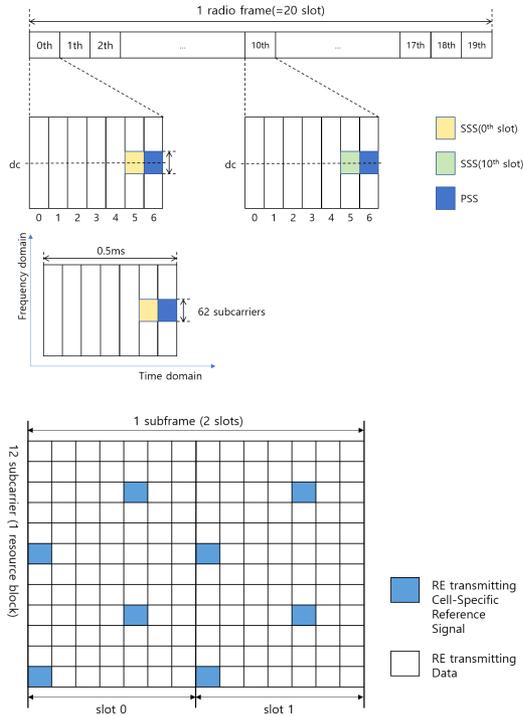


그림 3. LTE 시스템 하향링크 프레임 구조
Fig 3. LTE systems downlink frame structure

으로 전송되며, 각각 매 프레임의 0번째 슬롯과 10번째 슬롯의 6번째와 5번째 OFDM 심볼에 포함된다. 또한, 동기 신호는 주파수 대역의 가운데에 위치하는 62개의 부반송파에 할당된다. 또한, 파일럿 신호인 CRS(Cell-specific Reference Signal)는 동기 신호와 유사하게 프레임 내의 일정한 시간 및 주파수 위치에 삽입되어 있다. CRS는 매 슬롯의 0번째 및 4번째 심볼마다 전송되며 주파수 축 상으로는 6개의 부반송파 간격으로 산개되어 있다.

i 번째 기지국에서 k 번째 부반송파로 전송하는 심볼을 $X_i[k]$ 라고 정의한다. 이때, $X_i[k]$ 는 데이터 신호뿐만 아니라 PSS 및 SSS와 CRS도 해당된다. 기지국에서는 정해진 부반송파에 동기 신호 및 파일럿 신호를 할당한다. 따라서 기지국의 데이터 전송이 없을 때도 단말은 동기 신호 혹은 CRS가 존재하는 시점에서 심볼 에너지를 검출할 수 있다.

2.2 인밴드 간섭이 존재하는 시스템 모델

i 번째 기지국은 $X_i[k]$ 를 기반으로 OFDM 심볼을 생성하고 전송한다. 이에 대한 시간축 신호 $s_i[n]$ 는 다음 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 식과 같이 변조

된다.

$$s_i[n] = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} X_i[k] e^{j2\pi kn/N_{FFT}}, \quad (1)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N_{FFT} - 1$$

여기서 N_{FFT} 는 FFT 크기로, 주파수 축 상에서 사용 가능한 부반송파 개수에 해당한다. 이후 i 번째 기지국은 생성된 시간축 신호에 N_g 의 길이를 가지는 CP를 붙여 OFDM 심볼인 $x_i[n]$ 를 다음과 같이 완성한다.

$$x_i[n] = \begin{cases} s_i[n + N_{FFT} - N_g], & n = 0, \dots, N_g - 1 \\ s_i[n - N_g], & n = N_g, \dots, N_g + N_{FFT} - 1 \end{cases} \quad (2)$$

각 기지국에서 송신된 신호는 다중경로 페이딩 채널을 거쳐 단말 측에 도달하며, 이때 i 번째 셀 신호에 대한 channel impulse response를 $h_i[n]$ 이라 정의한다. 총 N_p 개의 다중경로가 존재하고 l 번째 경로는 τ_l 만큼의 delay를 가지고 있다.

$$h_i[n] = \sum_{l=0}^{N_p-1} \lambda_l^i \delta[n - \tau_l^i] \quad (3)$$

여기서 λ_l^i 은 l 번째 경로에 대한 channel gain이고 $\delta[n]$ 은 impulse function에 해당한다.

단말 측에서 T_s 주기로 샘플링한 수신 신호를 $y[n]$ 이라 가정할 때, $y[n]$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y[n] = \sum_{i=0}^1 x_i[n] \star h_i[n] e^{j2\pi f_c n T_s} + w[n] \quad (4)$$

여기서 \star 는 선형 컨볼루션 연산자이고 $w[n]$ 은 $N(0, \sigma_w^2)$ 분포를 따르는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이다.

2.3 심볼 타이밍 및 주파수 오프셋 추정 알고리즘

셀 선택 과정에서 단말은 0번째 기지국으로부터의 PSS 신호를 목표로 동기화를 수행한다. 즉, 단말은 $x_0[n]$ 와 $y[n]$ 간 correlation을 기반으로 STO(Symbol Timing Offset)를 추정한다⁴⁷⁾. 시간 축 오프셋 θ 에 대한 estimator인 $A(\theta)$ 를 아래와 같이 정의한다.

$$\Lambda[\theta] = \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} x_0[k]y^*[\theta+k] \quad (5)$$

(\cdot)*은 complex conjugate 연산자를 뜻한다. $\hat{\tau}_0$ 를 0 번째 기지국 신호에 대한 STO라 가정할 때, 단말은 $\hat{\tau}_0$ 를 다음과 같이 결정한다.

$$\hat{\tau}_0 = \arg \max_{\theta} \Lambda[\theta] \quad (6)$$

여기서 얻은 STO를 기반으로 OFDM 심볼의 경계를 추정할 수 있으며, 이를 통해 CP의 시작점을 유추할 수 있다. CP를 이용하여 CFO를 추정하기 위해서, θ 시점에서의 phase differential estimator인 $\gamma(\theta)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\gamma(\theta) = \frac{1}{N_g} \sum_{k=0}^{N_g-1} y^*[k-\theta]y[k+N_{FFT}-\theta] \quad (7)$$

이 estimator는 θ 를 기준으로 시작되는 CP 부분과 원래 부분의 phase 차이를 평균화한 것이다. 그리고 $\gamma(\theta)$ 에 $\hat{\tau}_0$ 를 대입하여 0번째 기지국에 대한 CFO 추정치인 \hat{f}_e 를 다음과 같이 결정한다.

$$\hat{f}_e = \frac{1}{2\pi} \Delta f \angle \gamma(\hat{\tau}_0) \quad (8)$$

여기서 Δf 는 부반송파 간격에 해당한다.

III. 간섭 신호에 따른 CFO 추정 성능 분석

간섭 신호가 존재하는 환경에서는 CFO가 다른 여러 신호가 단말에 수신되면서 CP 기반의 CFO 추정에 영향을 미치게 된다. 본 장에서는 서빙 셀 신호에 대한 CP 기반의 CFO 추정 과정에서 간섭 셀 신호의 영향을 수학적으로 관찰하도록 한다.

먼저, (7)에 표현된 θ 시점에서의 phase differential estimator인 $\gamma(\theta)$ 는 심볼 타이밍 오프셋 보상을 감안하여 간략하게 표현될 수 있다. 즉, 심볼 타이밍 오프셋이 보상되어 $\theta=0$ 이라고 가정하면 (7)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\gamma(0) = \frac{1}{N_g} \sum_{k=0}^{N_g-1} y^*[k]y[k+N_{FFT}] \quad (9)$$

이때, (10)에서 summation 내 항을 아래와 같이 $\Phi(k)$ 로 정의한다.

$$\Phi(k) = y^*[k]y[k+N_{FFT}] \quad (10)$$

또한, 본 절에서는 분석 편의상 다중경로 중 가장 dominant한 경로만 우선 고려하기로 한다. (3)의 채널 환경에서 i 번째 기지국에 대한 경로의 channel gain의 진폭을 α_i , 위상을 ϕ_i , 그리고 channel delay를 τ_i 라 정의할 때, $h_i[n]$ 는 다음과 같이 고려될 수 있다.

$$h_i[n] = \alpha_i e^{j\phi_i} \delta[n-\tau_i] \quad (11)$$

간섭 신호가 수신되지 않는 경우, $\Phi(k)$ 은 아래와 같이 전개될 수 있다.

$$\begin{aligned} \Phi(k) = & (x_0[k] \star h_0[k])^* (x_0[k+N_{FFT}] \star h_0[k+N_{FFT}]) \\ & + z[k] + z_0[k] \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $z[k], z_i[k]$ 는 AWGN과 관련된 항으로, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z[k] = & w[k]^* w[k+N_{FFT}], \\ z_i[k] = & (x_i[k] \star h_i[k])^* w[k+N_{FFT}] \\ & + (x_i[k] \star h_i[k] e^{j2\pi f_i N_{FFT} T_s}) w^*[k] \end{aligned} \quad (13)$$

CP의 특성과 CFO가 채널에 미치는 효과를 고려할 때, 다음과 같은 등식이 성립한다.

$$\begin{aligned} x_0[k+N_{FFT}] \star h_0[k+N_{FFT}] \\ = x_0[k] \star h_0[k] e^{j2\pi f_0 N_{FFT} T_s} \end{aligned} \quad (14)$$

$w[k]$ 의 확률적 특성을 고려할 때, N_g 가 충분히 크면 다음과 같은 근사화가 성립한다.

$$\frac{1}{N_g} \sum_{k=0}^{N_g-1} w[k] \simeq E[w[k]] = 0 \quad (15)$$

또한, AWGN 특성상 $w[k], w[k+N_{FFT}]$ 는 독립이므로 다음이 성립한다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{N_g} \sum_{k=0}^{N_g-1} z[k] &= E[w^*[k]w[k+N_{FFT}]] \\ &= E[w^*[k]]E[w[k+N_{FFT}]] = 0 \end{aligned} \quad (15-1)$$

위의 유사하게 $\frac{1}{N_g} \sum_{k=0}^{N_g-1} z_i[k]$ 또한 0으로 근사화가 되므로, (9)는 다음과 같이 재정리 될 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma(0) &= \sum_{k=0}^{N_g-1} \Phi(k) = A_0 e^{j2\pi f_0 N_{FFT} T_s} \\ A_i &= \sum_{k=0}^{N_g-1} (\alpha_i x_i[k])^2 \end{aligned} \quad (16)$$

즉, 간섭 셀 신호가 없는 상황에서는 phase differential estimator의 크기는 A_0 에 비례한다. 따라서 서빙 셀 신호의 크기가 충분히 크면 estimator의 위상을 통해 f_0 를 비교적 정확하게 추정할 수 있음을 확인할 수 있다.

반면, 간섭 셀 신호가 존재하는 환경에서는 (10)의 $\Phi(k)$ 는 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \Phi(k) &= (x_0[k] \star h_0[k])^* (x_0[k+N_{FFT}] \star h_0[k+N_{FFT}]) \\ &+ (x_0[k] \star h_0[k])^* (x_1[k+N_{FFT}] \star h_1[k+N_{FFT}]) \\ &+ (x_1[k] \star h_1[k])^* (x_0[k+N_{FFT}] \star h_0[k+N_{FFT}]) \\ &+ (x_1[k] \star h_1[k])^* (x_1[k+N_{FFT}] \star h_1[k+N_{FFT}]) \\ &+ z[k] + z_0[k] + z_1[k] \end{aligned} \quad (17)$$

(13)과 (14)을 대입하면 (17)은 다음과 같이 재정리된다.

$$\begin{aligned} \Phi(k) &= (\alpha_0 x_0[k])^2 e^{j2\pi f_0 N_{FFT} T_s} \\ &+ (x_0[k])^* x_1[k] \alpha_0 \alpha_1 e^{j(\phi_1 - \phi_0 + 2\pi f_1 N_{FFT} T_s)} \\ &+ x_0[k] (x_1[k])^* \alpha_0 \alpha_1 e^{j(\phi_0 - \phi_1 + 2\pi f_0 N_{FFT} T_s)} \\ &+ (\alpha_1 x_1[k])^2 e^{j2\pi f_1 N_{FFT} T_s} \end{aligned} \quad (18)$$

(18)을 대입하면 간섭 환경에서의 phase differential estimator $\gamma(0)$ 는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \gamma(0) &= A_0 e^{j2\pi f_0 N_{FFT} T_s} + A_1 e^{j2\pi f_1 N_{FFT} T_s} + \alpha_0 \alpha_1 B, \\ B &= \sum_{k=0}^{N_g-1} [(x_0[k])^* x_1[k] e^{j(\phi_1 - \phi_0 + 2\pi f_1 N_{FFT} T_s)} \\ &+ x_0[k] (x_1[k])^* e^{j(\phi_0 - \phi_1 + 2\pi f_0 N_{FFT} T_s)}] \end{aligned} \quad (19)$$

(16)과 비교할 때, $\gamma(0)$ 의 결과식에는 ϕ^0, ϕ^1 및 f_1 이 위상에 포함된 항들이 추가된다. 주어진 간섭 환경의 가정하에서 A_1 의 크기는 A_0 의 크기에 비해 작지 않다. 따라서 간섭이 없는 환경과는 다르게, phase differential estimator의 위상은 단순히 f_0 에 비례하지 않고 f_1 에 의한 영향을 받게 된다. 추가로 더해진 $\alpha_0 \alpha_1 B$ 에 의해 phase differential estimator의 위상은 더욱 f_0 에 비례하지 않게 된다. 결과적으로 간섭 셀 신호가 존재할 때 간섭 신호의 부반송파가 중첩되지 않더라도 서빙 기지국에 대한 CP 기반의 CFO 추정 성능 열화를 일으키게 된다.

IV. Subcarrier-clearing을 통한 CP 기반 CFO 추정 기법

(19)와 같이 간섭 신호의 존재로 인해 phase differential 계산에 왜곡이 발생하며, 정확한 CP 기반 CFO 추정을 위해서는 선처리를 통해 간섭의 효과를 억제할 필요가 있다. 본 장에서는 간섭 신호에 대한 clearing을 통해 CP 기반 CFO 추정의 성능 열화 문제를 극복하는 개선된 기법을 제안한다. 제안 기법은 수신 신호를 시간 축 상에서만 처리하는 기존 방식에 더해, 주파수 축 상에서도 수신 신호를 추가로 다루면서 phase differential 계산 과정에서 간섭 신호의 영향을 최소화한다. 즉, 이 중량으로부터의 간섭이 주파수 축 상에서 구분이 용이한 특성에 착안하여, 주파수 축으로 수신 신호를 변환하여 간섭 신호에 대해 분리 및 제거를 수행한다.

이중량에 속한 타겟 셀 신호 $x_0[n]$ 와 간섭 셀 신호 $x_1[n]$ 은 동일한 주파수의 부반송파를 사용하지 않는다. 따라서 주파수 축 상에서 두 신호의 전력 밀도는 서로 겹치지 않고 분리된 형태를 보인다. 이 특성을 이용해, 제안 기법은 수신 신호에서 간섭 신호가 차지하는 부반송파의 심볼을 무효화하여 간섭 신호의 영향을 최소화한다. 이렇게 했을 때, 이후 CP를 이용한 phase differential 계산 과정에서 간섭의 영향이 감소하면서 CFO 추정의 정확도가 개선될 수 있다.

여기서 부반송파를 무효화하는 범위는 간섭 신호가 차지하는 부반송파를 포함하고 그 이외에

ICI(Inter-carrier Interference) 형태로 인접 부반송파에 미치는 영향까지 고려하여 설정되어야 한다. 무효화 하는 부반송파의 index 집합 G 의 범위가 최솟값 index g_1 과 최댓값 index g_2 에 의하여 결정된다고 할 때, 간섭 신호의 무효화 방향에 따라 제안 기법을 세 가지 형태로 동작하도록 정의하였다. 우선 이종망 간섭 신호의 전력이 관찰되는 주파수 영역만을 포함하도록 G 를 설정하는 target clearing 방식, 서빙 기지국 신호의 주파수 대역을 제외한 모든 주파수 영역을 포함하도록 G 를 설정하는 out-band clearing 방식, 그리고 서빙 기지국의 동기 신호가 차지하는 주파수 대역을 제외한 모든 주파수 영역을 포함하도록 G 를 설정하는 aggressive clearing 방식으로 제안 기법이 동작할 수 있다. 제안 기법에 대한 예시로 그림 2에 제안 기법을 적용하였을 때, 각 방식에 따른 G 의 범위는 그림 4와 같이 표현된다.

제안 기법의 target clearing 방식은 간섭 신호의 전력이 두드러지게 관찰되는 부반송파를 무효화한다. 이 방식의 경우, 수신 신호의 변형을 최소화하는 것에 초점을 둔다. 따라서 원래의 수신 신호에 가장 근접한 형태를 바탕으로 phase differential을 계산한다. 간섭 신호의 영향이 어느 수준 이하일 때 이 방식을 통해 f_0 에 근접한 정확한 CFO를 획득할 수 있다.

제안 기법의 out-band clearing의 경우, 간섭 신호의 전력이 두드러지는 부반송파와 더불어 간섭 신호로 인한 ICI 영향이 큰 인접 부반송파까지 고려하여 G 의 범위를 설정한다. 간섭 신호가 강하게 수신되면서 CFO가 일정 수준 이상 존재하는 상태에서는 ICI의 영향이 커지면서 간섭 기지국에서 사용하지 않는 인접 부반송파에도 간섭 신호가 존재한다. Out-band clearing 방식에서는 이런 상태를 고려하여 ICI로 인해 유입되는 인접 부반송파까지 무효화하여 CP에 포함된 잔여 간섭 신호를 제거한다.

마지막으로 제안 기법의 aggressive clearing 방식의 경우, 동기 신호가 배치된 부반송파만을 최소한으로 사용하여 CP 기반 CFO 추정을 진행하도록 G 의 범위를

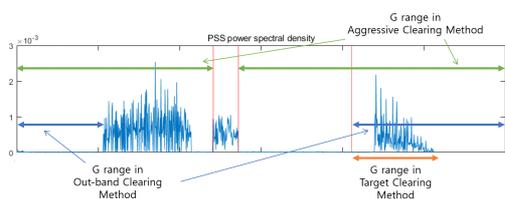


그림 4. 제안 기법 적용 예시 중 G 범위 분류
Fig. 4. G range in the proposed scheme

설정한다. 즉, 이 방식에서는 서빙 기지국에서 항상 전송하면서 중심 주파수에 위치하는 동기 신호를 제외하고 나머지 신호를 무효화하여 간섭 신호에 의한 ICI의 영향을 최대한 배제한다. 무효화 대상 부반송파가 많으므로 서빙 신호의 전력도 같이 줄어드는 단점이 있으나 간섭 신호 및 그 ICI의 영향을 극단적으로 억제할 수 있으므로 간섭 신호의 세기가 강한 경우 유효한 방식이라 볼 수 있다.

본 논문에서 제시하는 제안 기법의 의사 코드는 다음과 같다. 먼저 수신 신호 $y[n]$ 과 $y[n]$ 에 대한 심볼 타이밍 오프셋 τ_0 를 구한 상태라고 가정한다. 이때, τ_0 은 식 (6)을 바탕으로 구할 수 있다. 추정된 타이밍 오프셋을 바탕으로 수신 신호에서 OFDM 심볼 $r[n]$ 을 추출한다. $r[n]$ 은 다음과 같은 2개의 시퀀스로 나눌 수 있다. 첫 번째 시퀀스 $r_{pre}[n]$ 은 CP를 포함하고 CP의 원본을 제외한 나머지 OFDM 심볼로, 총 N_{FFT} 개의 샘플로 이루어져 있다. 두 번째 시퀀스 $r_{post}[n]$ 은 CP를 제외한 OFDM 심볼로, 이 또한 총 N_{FFT} 개의 샘플로 이루어져 있다.

시간 축 상의 샘플 $r_{pre}[n]$ 은 FFT 연산을 거쳐 주파수 축 상의 신호 $R_{pre}[k]$ 가 된다. 여기서 전체 부반송파 중 간섭 신호가 차지하는 부반송파의 집합 G 에 포함되는 k 에 대하여, $R_{pre}[k]$ 의 값을 제거한다. 이와 같이 g_1 번째부터 g_2 번째 부반송파까지 subcarrier-clearing를 적용하여 간섭 신호를 무효화 한다. 이후 IFFT 과정을

Algorithm 1 CFO Estimation based on Subcarrier-Clearing Scheme

```

1: Input: Received signal  $y[n]$ , symbol timing offset  $\tau_0$ , subcarrier range  $G \leftarrow \{g | g_1 \leq g \leq g_2\}$ ,  $r_{sum} = 0$ 
2: Output: Interference-Cleared CFO  $f_c$ 
3: for  $n = 0 : N_{FFT} + N_g - 1$  do
4:    $r[n] = y[n + N_{FFT} + N_g - 1]$ 
5: end for  $\triangleright$  Extract segments of the received signal for processing
6:  $r_{pre}[0 : N_{FFT} - 1] \leftarrow r[0 : N_{FFT} - 1]$ 
7: for  $k = 0 : N_{FFT} - 1$  do
8:    $R_{pre}[k] = \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} r_{pre}[n] \cdot \exp(-j \cdot 2\pi kn / N_{FFT})$ 
9: end for
10: for each  $k \in G$  do
11:    $R_{pre}[k] \leftarrow 0$ 
12: end for  $\triangleright$  Subcarrier-clearing for interference cancellation
13: for  $n = 0 : N_{FFT} - 1$  do
14:    $r_{pre,c}[n] = \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} R_{pre}[k] \cdot \exp(j \cdot 2\pi kn / N_{FFT})$ 
15: end for
16:  $r_{post}[0 : N_{FFT} - 1] \leftarrow r[N_g : N_{FFT} + N_g - 1]$  and repeat steps 7 to 15 to obtain  $r_{post,c}[n]$ 
17: for  $n = 0 : N_g - 1$  do
18:    $r_{CP,rep}[n] = r_{pre,c}[n]$ 
19:    $r_{CP,data}[n] = r_{post,c}[N_{FFT} - N_g + n]$ 
20: end for  $\triangleright$  Obtain interference-nulled CP and data samples
21: for  $k = 0 : N_g - 1$  do
22:    $r_{corr}[k] = (r_{CP,rep}[k])^* \cdot r_{CP,data}[k]$ 
23:    $r_{sum} \leftarrow r_{sum} + r_{corr}[k]$ 
24: end for
25:  $f_c \leftarrow \frac{1}{2\pi} \cdot \Delta f \cdot \mathcal{L} \left( \frac{1}{N_g} \cdot r_{sum} \right)$   $\triangleright$  Calculate the CFO
    
```

그림 5. 제안 기법에 대한 의사 코드
Fig. 5. Pseudo code of the proposed scheme

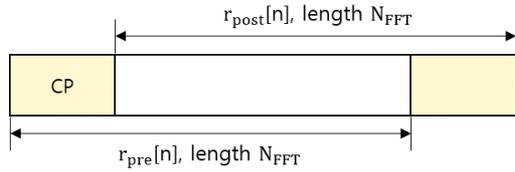


그림 6. 2가지의 추출된 샘플 시퀀스 $r_{pre}[n]$, $r_{post}[n]$
 Fig. 6. 2 types of extracted sample sequences

을 통해 간섭 신호가 무효화된 시간축 신호인 $r_{pre,c}[n]$ 로 변환한다. 위와 같은 과정을 또 다른 샘플 $r_{post}[n]$ 에 대해서도 간섭 신호를 무효화한 시간축 신호인 $r_{post,c}[n]$ 을 얻는다.

이후 간섭 신호가 무효화된 신호들을 이용하여 phase differential을 계산한다. $r_{pre,c}[n]$ 에서 N_g 개의 시작 샘플들을 추출한다. 여기서 추출된 샘플 $r_{CP,rep}[n]$ 은 간섭 신호가 무효화된 CP와 같다. 또한 $r_{post,c}[n]$ 에서 마지막 N_g 개의 샘플을 추출한다. 이를 통해 간섭 신호가 무효화된 CP 원본 샘플인 $r_{CP,data}[n]$ 을 획득한다. 그리고 두 가지를 correlation을 하여 phase differential을 얻는다. 마지막으로 식 (8)을 기반으로 CFO로 환산한다. 그림 7은 실제 LTE 신호에 대하여 제안 기법을 적용할 때 전력 스펙트럼 밀도를 확인한 예시이다. 이때 target clearing은 실제 유입되는 간섭 신호에 맞게 $G = \{g | 800 < g \leq 1024\}$ 로, out-band clearing은 $G = \{g | (1 \leq g < 199) \text{ or } (800 < g \leq 1024)\}$ 로, 그리고 aggressive clearing에서는 LTE 동기 신호가 차지하는 부분(첫 번째 그래프의 빨간 선 내 영역)을 제외한 $G = \{g | (1 \leq g < 482) \text{ or } (544 < g \leq 1024)\}$ 로 설

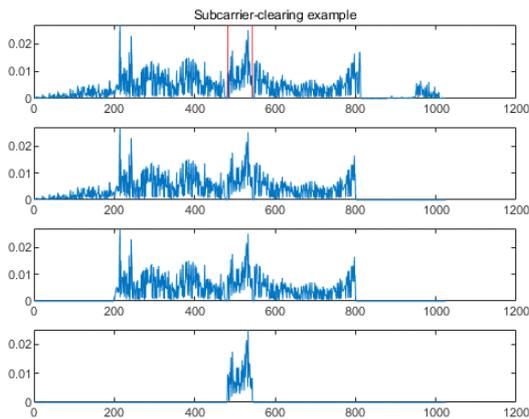


그림 7. Subcarrier-clearing scheme 적용 예시
 Fig. 7. Subcarrier-clearing scheme application

정하였다.

제안 기법을 통해 CFO를 추정하면 주파수 축 상에서 간섭 신호의 위치에 맞게 목표지향적으로 무효화를 하기 때문에 간섭의 영향을 효과적으로 제어할 수 있다. 또한, 제안 기법은 기저대역 수준에서의 계산을 통해 손쉽게 구현이 가능하기 때문에 낮은 복잡도를 요구한다고 볼 수 있다. 그리고 유동적인 G 범위의 설정을 통해 간섭 신호를 다양한 방향으로 제어할 수 있다. 서빙 및 간섭 셀의 신호 환경에 따라 G의 범위를 적절하게 설정하면 최적의 CFO 추정 성능을 얻을 수 있다.

V. 테스트베드 기반 성능 검증

이종망의 간섭 신호 영향을 관찰하고 제안 기법의 성능을 평가하기 위하여 그림 8과 같은 테스트베드 시스템을 구성하고 실험을 진행하였다. 기저국 신호로는 SK Telecom에서 사용하는 band 5 대역의 신호를 사용하였고, 이를 수신하기 위하여 USRP는 RX 포트에 안테나를 연결하였다. 단말 측에서 수신한 신호는 기저대역 신호로 저장하여 분석하였다. 기저대역 신호는 Open Air Interface (OAI)에서 사용하는 셀 탐색 알고리즘을 그대로 활용하였다.

테스트베드 시스템의 파라미터는 표 1과 같이 구성하였다. 시뮬레이션 및 실험에서는 사용하는 데이터 심볼은 QPSK 변조를 사용하고 있으며, 이때 신호의 중심 주파수는 879MHz이다. 10MHz 대역폭을 사용하는 LTE 표준을 고려하여 부반송파 간격과 샘플링 레이트는 각각 15kHz, 15.36MHz로 설정하였다. FFT 크기는 1024를 고려하였고, 600개의 부반송파를 데이터 전송에 사용하였다. 그리고 CP의 길이는 72개의 샘플이고 0번 심볼의 CP는 80개의 샘플로 이루어져 있다. 마지막으로, 실제 실험에서는 0~26dB 사이의 SNR을 기준으로 데이터를 분석하였다.



그림 8. LTE USRP 안테나 연결 포트
 Fig. 8. LTE USRP antenna connection port

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameters

Item	Value
Modulation	QPSK
Center frequency	897MHz
Subcarrier Spacing	15kHz
Sampling rate	15.36MHz
Bandwidth	10MHz
FFTsize	1024
# of used subcarriers	600
CP length	72, 80(for 1 st CP)
SNR range	0~26dB

5.1 Subcarrier-clearing으로 인한 CFO 추정 개선 가능성 및 PBCH 복호 성능 개선 여부 검증

우선 제안 기법의 간섭 신호 무효화를 통해 서빙 기지국에 대한 CFO 추정이 개선될 수 있는지 가능성을 확인하였다. 그림 9는 LTE 상용 환경에서 단말 측이 수신한 각 신호에 대하여 다양한 기법으로 추정된 CFO의 크기를 시도 별로 각각 표시한 것이다. 검은색 그래프는 수신 신호에 대해 기존 방식으로 추정된 CFO, 초록색 그래프는 target clearing 방식으로 추정된 CFO, 그리고 빨간색 그래프는 target clearing 방식과는 반대로 G 집합에 포함되지 않는 부반송파에 대해 무효화 처리를 하여 간섭 부분을 최대한 남긴 수신 신호에 대해 추정된 CFO이다. 기존 방식의 경우 0~7.5kHz 사이의 높은 변동 폭으로 CFO가 추정되는 반면, target clearing 방식을 적용하면 CFO 추정 결과가 0.5~2kHz 사이로 변동 폭이 좁게 나타난다.

또한, 3가지 방식을 비교하였을 때, 기존 방식으로 인한 CFO 추정이 초록색 및 빨간색 그래프 사이의 값

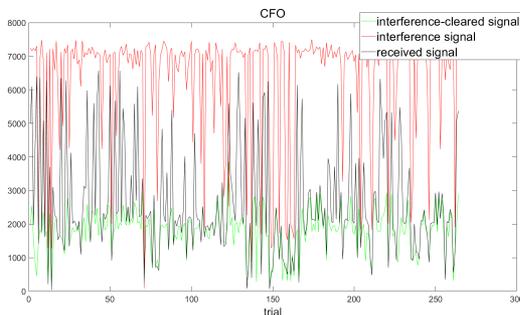


그림 9. LTE 상용 환경에서 서빙 셀 신호와 간섭 셀 신호의 CFO
Fig. 9. CFOs of LTE signal and interference signal

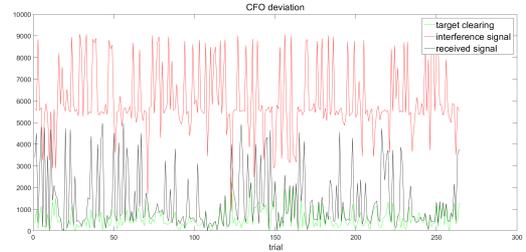


그림 10. CFO 추정 시도 횟수에 대한 CFO 편차
Fig. 10. CFO deviation per trial

으로 이루어지는 것을 볼 수 있다. 이를 통해 기존 방식에 의한 CFO 추정이 실제로 오류가 다소 존재하며, 그 오류는 간섭 신호로부터 비롯된다는 것을 유추할 수 있다. 그리고 제안 기법이 간섭에 해당하는 부반송파 신호를 무효화하여 간섭으로 인한 CFO 추정 왜곡이 다소 완화될 수 있는 것을 확인할 수 있다. CFO 추정의 오차를 표시한 그림 10에서도 제안 기법의 경우가 상대적으로 낮은 오차 편차를 보이는 것을 볼 수 있다. 여기서 추정 오차는 간섭 신호가 발생하지 않을 때 서빙 기지국에 대해 추정된 CFO 값의 평균과의 차이로 계산하였다. 관찰된 내용을 종합하여 기능적인 관점에서 평가하였을 때, 신호가 양호한 환경에서는 제안 기법이 보다 정확한 CFO를 안정적으로 추정할 수 있는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 SNR이 16dB 수준인 신호가 좋은 환경에서 수신된 신호에 대하여 3가지 제안 기법별로 CFO 보상을 진행한 뒤 PBCH 복호를 진행한 결과이다. 복호 성공률은 제안 기법을 적용하지 않은 경우 0.6212인 반면, target clearing 방식의 경우 0.8068, out-band clear-

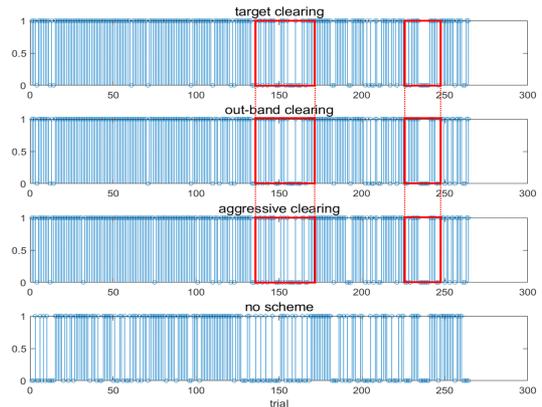


그림 11. PBCH 복호 시도 횟수에 대한 복호 성공률 CRC 결과
Fig. 11. PBCH decoding CRC result per trial

ing 방식의 경우 0.8068, 그리고 aggressive clearing의 경우 0.7955이다. 제안 기법 모두 무효화를 통해 PBCH 복호 성공률이 약 20% 가까이 개선되는 것을 볼 수 있다. 이는 (19)에서 나타난 바와 같이 서빙 기지국의 신호가 강하게 수신되는 상황에서도 간섭 신호가 충분히 큰 경우 CFO 추정 성능이 떨어지는 것을 뒷받침한다. 또한, 간섭 부분의 무효화가 이루어지면 CFO 추정이 정확해지면서 PBCH 복호 성능이 개선되는 것을 볼 수 있다. 특히 0~60번째 시도에서 subcarrier-clearing을 하지 않는 경우에 비해 제안 기법의 3가지 방식이 눈에 띄게 빈번하게 성공하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안 기법의 3가지 방식이 PBCH 복호가 실패하는 경우가 유사한 것으로 보아 SNR이 높은 환경에서는 무효화의 범위가 PBCH 복호 성능에 궁극적으로 큰 영향을 주지 않는 것을 볼 수 있다.

5.2 제안 기법의 방식에 따른 SNR별 PBCH 성능 분석

다음으로, 상용망을 대상으로 제안 기법의 각 방식에 대해 수신 신호 환경별 성능을 실시간 실험을 통해 확인하였다. 제안 기법으로 인해 최종적으로 수신 성능이 얼마나 개선되는지를 반복적인 PBCH 복호 성능을 통해 확인하였다. 상용망 신호가 수신되는 동일한 실내 지점에서 실험을 진행하였으며 실시간으로 연속 수신되는 신호에 대해 CFO 추정 및 PBCH 복호를 반복하였다. USRP의 수신 이득을 변경해가면서 SNR의 변화를 주었으며 각 결과값은 1000번의 PBCH 복호 시도를 반복하여 얻었다.

그림 12는 실험을 통해 얻은 SNR에 따른 PBCH 복호 실패율 결과를 나타낸다. 우선 20~26dB 수준의 높은 SNR 환경에서는 대체로 제안 기법으로 인해 3dB

이상의 높은 SNR 이득을 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있다. 또한, 실패율 0.01을 기준으로 볼 때, 제안 기법을 활용하면 2.5dB 정도의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 이는 (19)에서 표현된 바와 같이 강전계에서도 문제가 되는 간섭 신호의 영향을 제안 기법이 효과적으로 줄이는 역할을 하는 것을 확인할 수 있다. 이는 제안 기법 적용을 통해 도심지와 같은 수신 신호가 양호한 환경에서도 수신 성능의 높은 개선 효과를 기대할 수 있다.

한편 수신 신호가 강하지 않은 환경에서는 제안 기법의 세 가지 방식의 서로 다른 성능 개선 효과를 그림 12 결과를 통해 확인할 수 있다. 실패율 0.1 기준으로 볼 때, 제안 기법 중 out-band clearing 방식이 5dB 정도의 SNR 이득을 얻으면서 가장 우수한 성능을 보인다. 한편 target clearing 및 aggressive clearing 방식들은 3dB 수준의 SNR 이득을 얻으면서 비슷한 개선 효과를 가져오는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 subcarrier-clearing이 기본적으로 PBCH 복호에 긍정적인 영향을 미치고 G 설정에 따라 성능 이득이 달라지는 것을 확인할 수 있다. 이 결과는 해당 신호 환경에서 간섭 신호가 차지하는 부반송파와 더불어 ICI에 의해 영향을 받는 인접 부반송파까지 무효화 대상으로 고려해야 할 필요성을 시사한다.

마지막으로, 실제 상용 시나리오에서 제안 기법의 효과를 비교하기 위해서 상용 필드 고정점 환경에서 PBCH 복호 성능을 비교하는 실험을 진행하였다. 실험 환경은 그림 13과 같이 구성하였으며 USRP 연결을 통하여 실시간으로 상용 기지국 신호를 수신하였다. 해당 실험은 CFO 추정이 PBCH 복호에 미치는 영향을 확인하기 위해서 비교적 낮은 SNR 환경에서 진행되었다.

그림 14는 비교적 낮은 3가지 SNR 환경에서 제안

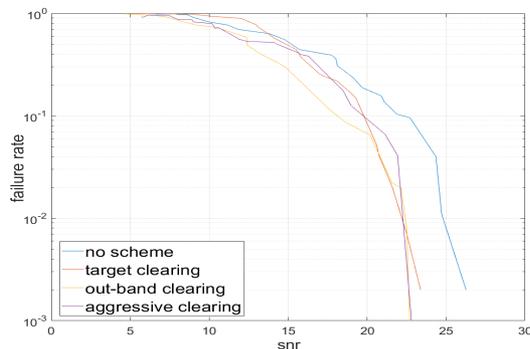


그림 12. PBCH 복호 실패율
Fig. 12. PBCH decoding failure rate



그림 13. 낮은 SNR의 필드 고정점 실험 환경
Fig. 13. Field static-point experiment environment with low SNR

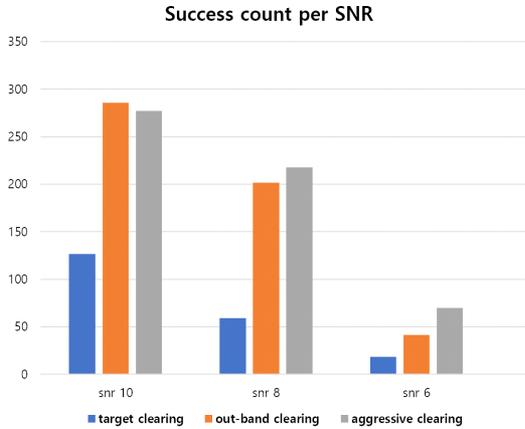


그림 14. 낮은 SNR 환경에서의 PBCH 복호 성공 횟수
Fig. 14. PBCH decoding success count in low SNR environment

기법의 방식에 따른 PBCH 복호 성공률 결과를 나타낸다. SNR 10dB 환경에서는 out-band clearing과 aggressive clearing이 target clearing보다 약 2배 정도 높은 성공률로 PBCH를 복호한다. 여기서 out-band clearing과 aggressive clearing이 유사한 복호 성능을 보이는 것은 무효화 범위 확장에 따라 간섭 신호의 ICI 영향이 감소하는 부분과 서빙 기지국 신호의 전력이 감소하는 부분이 상충 작용하는 것에서 비롯된다. 또한, 복호 성공률이 전반적으로 열화된 SNR 6dB 및 8dB 환경에서도 유사한 경향을 확인할 수 있다. 이를 통해 신호가 약하여 복호 환경 상충 작용하는 것에서 비롯된다. 또한, 복호 성공률이 전반적으로 열화된 SNR 6dB 및 8dB 환경에서도 유사한 경향을 확인할 수 있다. 이를 통해 신호가 약하여 복호 환경이 더 열악한 환경에서는 더 폭넓게 무효화하는 것이 복호 성능 측면에서 바람직한 것으로 해석된다. 이는 수신 신호 세기가 작으면 ICI가 더 두드러지기 때문에 무효화 범위 확장을 통해 간섭의 영향을 더욱 공격적으로 제거하는 것이 유효함을 의미한다.

VI. 결 론

본 논문에서는 이중망 간섭에서 CFO 추정 성능을 향상시킬 수 있는 subcarrier-clearing 기반의 LTE 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. 제안 기법에서는 이중망 환경에서 간섭 신호가 원래의 송수신 신호에서 분리된 별도의 부반송파를 차지한다는 특성을 활용하여 간섭 셀 신호를 제거시키고 CFO 추정의 성능을 향상시켰

다. 이후, USRP로 구성된 테스트베드를 사용하여 실제 상용 신호를 대상으로 제안 기법의 효용성 및 성능을 검증하였다. SNR 별 PBCH 복호 성능을 확인해본 결과 제안 기법을 사용하면 전반적으로 2~3dB 수준의 SNR 이득을 얻을 수 있는 것을 확인하였다. 또한, 실제 필드 고정점에서 10dB 이하의 낮은 SNR 환경 하에서 실험을 진행한 결과, ICI의 영향과 신호 세기에 따라 제안 기법의 세가지제 가지 방식의 성능이 차이가 존재함을 확인하였다. 이는 낮은 SNR 환경에서는 무효화의 범위를 적응적으로 조절하여 CFO 추정 성능을 극대화시킬 수 있으며 이를 통해 차등화된 복호 성능을 얻을 수 있는 것을 의미한다. 종합적으로 이중망 간섭이 존재할 때 제안 기법은 다양한 전계의 상용 통신 환경에서 전반적으로 유효한 성능 개선을 가져오는 것이 입증되었다고 볼 수 있다.

References

- [1] S. B. Gee, Z. Lei, and Y. H. Chew, "Cooperative multiuser MIMO precoding design for asynchronous interference mitigation," *2011 IEEE GC Wkshps.*, pp. 486-490, Houston, TX, USA, 2011. (<https://doi.org/10.1109/GLOCOMW.2011.6162497>)
- [2] H. Dahrouj and W. Yu, "Multicell interference mitigation with joint beamforming and common message decoding," in *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 8, pp. 2264-2273, Aug. 2011. (<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2011.060911.100554>)
- [3] Y. Yu, E. Dutkiewicz, X. Huang, and M. Mueck, "Downlink resource allocation for next generation wireless networks with inter-cell interference," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 4, pp. 1783-1793, Apr. 2013. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2013.030413.120760>)
- [4] P. Karthik and G. Kumaran, "Dynamic downlink resource allocation for wireless networks with inter-cell interference," *ICICES 2014*, pp. 1-5, Chennai, India, 2014. (<https://doi.org/10.1109/ICICES.2014.7033941>)

- [5] P. Semasinghe and E. Hossain, "Downlink power control in self-organizing dense small cells underlying macrocells: A mean field game," in *IEEE Trans. Mobile Comput.*, vol. 15, no. 2, pp. 350-363, Feb. 2016. (<https://doi.org/10.1109/TMC.2015.2417880>)
- [6] H. Lee, Y. Park, and D. Hong, "Resource split full duplex to mitigate inter-cell interference in ultra-dense small cell networks," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 37653-37664, 2018. (<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2848899>)
- [7] D. Hwang, "Interference alignment for the multi-cell multiuser interference channel," in *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 6, pp. 831-833, Jun. 2012. (<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2012.041112.120118>)
- [8] V. N. Ha and L. B. Le, "Distributed base station association and power control for heterogeneous cellular networks," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 1, pp. 282-296, Jan. 2014. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2013.2273503>)
- [9] J. Xiao, C. Yang, A. Anpalagan, Q. Ni, and M. Guizani, "Joint interference management in ultra-dense small-cell networks: A multi-domain coordination perspective," in *IEEE Trans. Communi.*, vol. 66, no. 11, pp. 5470-5481, Nov. 2018. (<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2018.2851215>)
- [10] M. Simsek, M. Bennis, and İ. Güvenç, "Learning based frequency-and time-domain inter-cell interference coordination in HetNets," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 10, pp. 4589-4602, Oct. 2015. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2014.2374237>)
- [11] H. Zhang, M. Min, L. Xiao, S. Liu, P. Cheng, and M. Peng, "Reinforcement learning-based interference control for ultra-dense small cells," *2018 IEEE GLOBECOM*, pp. 1-6, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2018. (<https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2018.8648136>)
- [12] S. Bai, Z. Gao, and X. Liao, "Distributed noncoherent joint transmission based on multi-agent reinforcement learning for dense small cell networks," in *IEEE Trans. Commun.*, vol. 71, no. 2, pp. 851-863, Feb. 2023. (<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3228865>)
- [13] R. Doostnejad, T. J. Lim, and E. Sousa, "Joint precoding and beamforming design for the downlink in a multiuser MIMO system," in *IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, vol. 1, pp. 153-159, 2005. (<https://doi.org/10.1109/WIMOB.2005.1512831>)
- [14] M. Torbatian, H. Najafi, and M. O. Damen, "Asynchronous interference alignment," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 9, pp. 3148-3157, Sep. 2012. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2012.070912.111073>)
- [15] T. Tang and R. W. Heath, "A space - Time receiver with joint synchronization and interference cancellation in asynchronous MIMO-OFDM systems," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 5, pp. 2991-3005, Sep. 2008. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2008.915522>)
- [16] Z. Huang and X. Cai, "Interference mitigation via sparse coding in K -user interference channels," in *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 8, no. 6, pp. 1596-1599, Dec. 2019. (<https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2930693>)
- [17] X. Cai, Z. Huang, and B. Li, "Asynchronous and non-stationary interference cancellation in multiuser interference channels," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 20, no. 8, pp. 4976-4989, Aug. 2021. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3064048>)
- [18] S. Manohar, V. Tikiya, D. Sreedhar, and A. Chockalingam, "Cancellation of multiuser interference due to carrier frequency offsets in uplink OFDMA," *2006 IEEE Int. Conf.*

- Communi.*, pp. 4648-4653, Istanbul, Turkey, 2006.
(<https://doi.org/10.1109/ICC.2006.255373>)
- [19] G. Wang, Z. Zhao, and T. Xu, "A joint interference cancellation method for non-orthogonal multiple access uplink signals," *2018 14th IEEE ICSP*, pp. 694-697, Beijing, China, 2018.
(<https://doi.org/10.1109/ICSP.2018.8652500>)
- [20] S. Mori, K. Mizutani, and H. Harada, "Inter-user interference reduction applying successive interference cancellation for dynamic-duplex cellular system," *2021 IEEE 93rd VTC2021-Spring*, pp. 1-5, Helsinki, Finland, 2021.
(<https://doi.org/10.1109/VTC2021-Spring51267.2021.9449069>)
- [21] K. Lee, "Uplink interference alignment for two-cell MIMO interference channels," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 4, pp. 1861-1865, May 2013.
(<https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2236660>)
- [22] S. Mosleh, J. D. Ashdown, J. D. Matyjas, M. J. Medley, J. Zhang, and L. Liu, "Interference alignment for downlink multi-cell LTE-advanced systems with limited feedback," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 12, pp. 8107-8121, Dec. 2016.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2016.2612628>)
- [23] X. Cai and C. Dong, "Iterative MIMO detection algorithm based on successive interference cancellation in multi-cell Scenario," *2018 IEEE 4th ICC*, pp. 387-391, Chengdu, China, 2018.
(<https://doi.org/10.1109/CompComm.2018.8780882>)
- [24] Z. Li, Y. Liu, K. G. Shin, J. Liu, and Z. Yan, "Interference steering to manage interference in IoT," in *IEEE Internet of Things J.*, vol. 6, no. 6, pp. 10458-10471, Dec. 2019,
(<https://doi.org/10.1109/JIOT.2019.2939255>)
- [25] S. Liu, L. Xiao, Z. Han, and Y. Tang, "Eliminating NB-IoT interference to LTE system: A sparse machine learning-based approach," in *IEEE Internet of Things J.*, vol. 6, no. 4, pp. 6919-6932, Aug. 2019.
(<https://doi.org/10.1109/JIOT.2019.2912850>)
- [26] F. Tufvesson, O. Edfors, and M. Faulkner, "Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles," *Gateway to 21st Century Commun. Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Veh. Technol. Conf.* (Cat. No.99CH36324), vol. 4, pp. 2203-2207, Amsterdam, Netherlands, 1999.
(<https://doi.org/10.1109/VETECF.1999.797329>)
- [27] Q. Wang, C. Mehlführer, C. Mehlführer, and M. Rupp, "Carrier frequency synchronization in the downlink of 3GPP LTE," *21st Annual IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, pp. 939-944, Istanbul, Turkey, 2010.
(<https://doi.org/10.1109/PIMRC.2010.5671968>)
- [28] F. Wang and Y. Zhu, "An efficient CFO estimation algorithm for the downlink of 3GPP-LTE," *2011 Int. Conf. WCSP*, pp. 1-6, Nanjing, China, 2011.
(<https://doi.org/10.1109/WCSP.2011.6096788>)
- [29] M. Morelli and M. Moretti, "Carrier frequency offset estimation for OFDM direct-conversion receivers," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 7, pp. 2670-2679, Jul. 2012.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2012.051512.120057>)
- [30] C. -Y. Chu, I. -W. Lai, Y. -Y. Lan, and T. -D. Chiueh, "Efficient sequential integer CFO and sector identity detection for LTE cell search," in *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, no. 4, pp. 389-392, Aug. 2014.
(<https://doi.org/10.1109/LWC.2014.2320753>)
- [31] M. Morelli and M. Moretti, "ML estimation of timing, integer frequency and primary sequence index in LTE systems," *2015 IEEE ICC*, pp. 2609-2613, London, UK, 2015.
(<https://doi.org/10.1109/ICC.2015.7248718>)
- [32] N. Noguchi, S. Nagata, and M. Sawahashi, "Fast cell search method using PSS and SSS based on frequency offset estimation for heterogeneous networks with separate frequency spectrum," *2015 IEEE 81st VTC Spring*, pp. 1-6, Glasgow, UK, 2015.

- (<https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2015.7145838>)
- [33] M. Morelli and M. Moretti, "A robust maximum likelihood scheme for PSS detection and integer frequency offset recovery in LTE systems," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 2, pp. 1353-1363, Feb. 2016.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2489206>)
- [34] D. Wang, Z. Mei, H. Zhang, and H. Li, "A novel PSS timing synchronization algorithm for cell search in 5G NR system," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 5870-5880, 2021.
(<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3048692>)
- [35] X. Wang and B. Hu, "A low-complexity ML estimator for carrier and sampling frequency offsets in OFDM systems," in *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 503-506, Mar. 2014.
(<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2013.123113.132444>)
- [36] T. Cui and C. Tellambura, "Robust joint frequency offset and channel estimation for OFDM systems," *IEEE 60th Veh. Technol. Conf., 2004. VTC2004-Fall. 2004*, vol. 1, pp. 603-607, Los Angeles, CA, USA, 2004.
(<https://doi.org/10.1109/VETEFC.2004.1400078>)
- [37] Z. Zhang, W. Jiang, H. Zhou, Y. Liu and J. Gao, "High accuracy frequency offset correction with adjustable acquisition range in OFDM systems," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 1, pp. 228-237, Jan. 2005.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2004.840201>)
- [38] T. Fusco and M. Tanda, "Blind synchronization for OFDM systems in multipath channels," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 3, pp. 1340-1348, Mar. 2009.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2008.071271>)
- [39] H. Nguyen-Le, T. Le-Ngoc, and C. C. Ko, "Joint channel estimation and synchronization for MIMO-OFDM in the presence of carrier and sampling frequency offsets," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 6, pp. 3075-3081, Jul. 2009.
(<https://doi.org/10.1109/TVT.2008.2006178>)
- [40] Y.-H. You, J. Kim, and H.-K. Song, "Pilot-assisted fine frequency synchronization for OFDM-based DVB receivers," in *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 55, no. 3, pp. 674-678, Sep. 2009.
(<https://doi.org/10.1109/TBC.2009.2027400>)
- [41] M. Morelli and M. Moretti, "Fine carrier and sampling frequency synchronization in OFDM systems," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 4, pp. 1514-1524, Apr. 2010.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2010.04.091058>)
- [42] M. Morelli, G. Imbarlina, and M. Moretti, "Estimation of residual carrier and sampling frequency offsets in OFDM-SDMA uplink transmissions," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 2, pp. 734-744, Feb. 2010.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2010.02.090164>)
- [43] Y.-H. Kim and J.-H. Lee, "Joint maximum likelihood estimation of carrier and sampling frequency offsets for OFDM systems," in *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 57, no. 2, pp. 277-283, Jun. 2011.
(<https://doi.org/10.1109/TBC.2011.2122890>)
- [44] Y.-A. Jung, M.-Y. Kim, H.-K. Song, and Y.-H. You, "Blind weighted least-squares frequency offset estimation method for LTE machine-type communications," in *IEEE Internet of Things J.*, vol. 6, no. 6, pp. 9806-9815, Dec. 2019.
(<https://doi.org/10.1109/JIOT.2019.2932089>)
- [45] A. Rotem and R. Dabora, "A novel low-complexity estimation of sampling and carrier frequency offsets in OFDM communications," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 194978-194991, 2020.
(<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3032748>)
- [46] Z. Chen, Z. Liu, X. Geng, Y. Zhao, and H. Wu, "Attention guided multi-task network for joint CFO and channel estimation in OFDM systems," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 23, no. 1, pp. 321-333, Jan. 2024,

- (<https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3277561>)
- [47] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," in *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, Jul. 1997.
(<https://doi.org/10.1109/78.599949>)
- [48] Q. Cheng, "Residue carrier frequency offset estimation using cyclic prefix in OFDM systems," *TENCON 2009-2009 IEEE Region 10 Conf.*, pp. 1-5, Singapore, 2009.
(<https://doi.org/10.1109/TENCON.2009.5396147>)
- [49] T.-C. Lin and S.-M. Phoong, "A new cyclic-prefix based algorithm for blind CFO estimation in OFDM systems," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 6, pp. 3995-4008, Jun. 2016.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2016.2532325>)
- [50] X. Luo, C. Yan, Y. Tang, and S. Li, "A precise frequency offset estimator for OFDM system," *IEEE 60th VTC2004-Fall*, vol. 7, pp. 5288-5291, Los Angeles, CA, 2004.
(<https://doi.org/10.1109/VETECEF.2004.1405111>)
- [51] H. Minn, V. K. Bhargava, and K. B. Letaief, "A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 4, pp. 822-839, Jul. 2003.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2003.814346>)
- [52] S. Huang, Y. Su, Y. He, and S. Tang, "Joint time and frequency offset estimation in LTE downlink," *7th Int. Conf. Commun. and Netw. in China*, pp. 394-398, Kunming, China, 2012.
(<https://doi.org/10.1109/ChinaCom.2012.6417514>)
- [53] J. Meng and G. Kang, "A novel OFDM synchronization algorithm based on CAZAC sequence," *2010 ICCASM 2010*, pp. V14-634-V14-637, Taiyuan, China, 2010.
(<https://doi.org/10.1109/ICCASM.2010.5622219>)
- [54] H. Shao, Y. Li, J. Tan, Y. Xu, and G. Liu, "Robust timing and frequency synchronization based on constant amplitude zero autocorrelation sequence for OFDM systems," *2014 IEEE Int. Conf. Commun. Problem-solving*, pp. 14-17, Beijing, 2014.
(<https://doi.org/10.1109/ICCPS.2014.7062204>)
- [55] L. Nasraoui, L. N. Atallah, and M. Siala, "Robust synchronization approach for MIMO-OFDM systems with space-time diversity," *2015 IEEE 81st VTC Spring*, pp. 1-5, Glasgow, UK, 2015.
(<https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2015.7146068>)
- [56] T.-T. Lin and F.-H. Hwang, "Design of a blind estimation technique of carrier frequency offset for a universal-filtered multi-carrier system over rayleigh fading," in *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 5, pp. 1027-1031, May 2022.
(<https://doi.org/10.1109/LWC.2022.3153309>)
- [57] S. Kim, H.-G. Lee, S.-M. Lee, J. Kim, J. Kim, and J. Joung, "CFO, STO, and 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, Sep. 2022.
(<https://doi.org/10.7840/kics.2022.47.9.1381>)

여 유 진 (Yujin Yeo)



2024년 8월 : 숙명여자대학교 전자공학전공 졸업
2024년 9월~현재 : 숙명여자대학교 전자공학전공 석사
<관심분야> 무선 통신, OFDM 시스템, 신호처리

김 주 엽 (Juyeop Kim)



2004년 2월 : KAIST 전자전산학과 학사
2010년 1월 : KAIST 전기 및 전자공학박사
2011년 4월~2013년 12월 : 삼성전자 무선사업부(책임연구원)
2014년 1월~2018년 2월 : 한국철도기술연구원(선임연구원)
2018년 3월~현재 : 숙명여자대학교 전자공학전공 부교수
<관심분야> 이동 통신, 소프트웨어 모델
[ORCID:0000-0003-4262-6063]