

IEEE 802.16.1a 기반 단말간 직접통신을 위한 시간 및 주파수 동기화 알고리즘

배지민*, 김현수*, 장성철**, 윤철식**, 최지훈°

Time and Frequency Synchronization Algorithm for IEEE 802.16.1a Based Talk-Around Direct Communications

Jimin Bae*, Hyunsu Kim*, Sungcheol Chang**, Chulsik Yoon**, Jihoon Choi°

요 약

이 논문에서는 IEEE 802.16.1a 기반 단말간 직접통신을 위해 동기채널 프리앰블을 이용한 시간 및 주파수 오차, 신호대 간섭및잡음 비 추정 기법을 제안한다. 제안된 기법은 프리앰블의 구조를 고려하여 시간영역 및 주파수영역에서 시간 및 주파수 오차를 추정한다. 그리고 단말의 동작 환경을 고려하여 두가지 영역에서 추정된 값을 결합하여 추정 성능을 높인다. 직접통신 채널 환경에서의 모의실험을 통해 제안된 기법의 성능과 시간영역 혹은 주파수 영역에서 추정하는 기존 기법의 성능을 비교한다.

Key Words : IEEE 802.16.1a, Synchronization Channel, Talk-around Direct Communications, Mobile-to-Mobile (M2M) Communications

ABSTRACT

In this paper, we propose a new estimation method of time offset, frequency offset, and signal to interference plus noise ratio (SINR) using the synchronization channel preamble to provide IEEE 802.16.1a based talk-around direct communications (TDC). The proposed scheme estimates the time offset and frequency offset both in the time domain and in the frequency domain considering the preamble structure. In addition, it improves the estimation accuracy by combining the estimated values in two domains taking into account TDC synchronization scenarios. Through numerical simulations in the TDC channel environments, the performance of the proposed algorithm is compared with those of existing techniques such as the time domain estimation and the frequency domain estimation.

I. 서 론

최근 급격한 기후변화로 인해 자연재해가 빈번하게 발생하고, 화재, 테러, 방사능 누출 등의 재난이

※ 본 연구는 방송통신위원회의 방송통신원천기술개발의 연구결과로 수행되었음 (KCA-2012-10-911-04-001).
 ※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2012R1A1B4000498).
 ◆ 주저자 : 한국항공대학교 항공전자및정보통신공학부 정보통신공학전공, jimin1203@kau.ac.kr, 학생회원
 ° 교신저자 : 한국항공대학교 항공전자및정보통신공학부 정보통신공학전공, jihoon@kau.ac.kr, 종신회원
 * 한국항공대학교 항공전자및정보통신공학부 정보통신공학전공, kekehyunsu@kau.ac.kr, 학생회원
 ** 한국전자통신연구원 무선접속기술연구팀, scchang@etri.re.kr, csyoon@etri.re.kr, 종신회원
 논문번호 : KICS2012-10-504, 접수일자 : 2012년 10월 23일, 최종논문접수일자 : 2013년 1월 15일

수시로 발생함에 따라 인명구조와 원활한 재해 복구를 위한 긴급 통신의 중요성이 대두되고 있다. 국내의 경우 유럽표준인 TETRA를 (Terrestrial Trunked Radio) 도입하여 국가통합지휘무선통신망을 구축하여 재해나 재난 시 긴급 통신망으로 사용하고 있다¹⁴⁾. 하지만 TETRA와 같은 기존 재난통신망의 경우 이동통신망과 별도로 통신망을 구축해서 사용하므로 정부 주도로 재해 및 재난 상황을 전파하고 사람들을 통제하기에는 적합하지만, 위급시에 일반인들이 재난 통신망에 접속할 수 없는 문제가 있다. 이와 같은 단점을 보완하기 위해 최근에는 상용 이동통신망과 같은 기존 통신 시스템에서 단말간 직접 통신을 이용하여 기존 재난통신망을 대신하고자 하는 연구가 진행되고 있다^{2,3)}.

IEEE 802.16.1a에서는 IEEE 802.16m 단말에서 재난통신을 지원하기 위해 IEEE 802.16m 전송 자원 중 일부를 재난통신용으로 할당하고, 할당된 자원 내에서 단말간 직접통신 기반의 재난통신을 가능하도록 하기 위해 동기채널, 보조채널, 전용채널을 정의한다^{14,5)}. 동기채널은 직접통신을 수행하는 단말간의 시간 및 주파수 동기를 일치시키기 위한 동기채널 프리앰블(preamble)과 동기채널을 전송하는 단말 정보를 포함하는 동기채널 메시지로 구분된다. 보조채널은 시간 및 주파수 동기를 추적하기 위해 주기적으로 전송되는 레인징 (ranging) 채널, 채널 상태를 주기적으로 보고하기 위한 CQI (channel quality indicator) 채널, 각종 제어 정보를 전송하는 피드백 채널로 구성된다. 전용채널은 직접통신 단말간에 데이터를 주고 받고, 직접통신 단말간의 시간 및 주파수 동기 유지를 위한 전용채널 프리앰블을 전송하는 역할을 한다^{15,9)}.

802.16.1a에서는 직교 주파수 분할 다중 접속 (orthogonal frequency division multiple access) 전송 방식을 사용하므로 사용자 신호간의 간섭을 줄이고 주파수영역에서 부반송파간의 간섭을 완화하기 위해 시간 및 주파수 동기를 확보하는 것이 중요하다. 802.16.1a 기반 직접통신에서는 기지국 커버리지 (coverage) 내에 위치한 단말은 매크로 (macro) 기지국의 하향링크 신호를 이용하여 시간 및 주파수 동기를 획득하고, 이에 연동해서 직접통신 동기채널을 주기적으로 전송함으로써 매크로 기지국 커버리지 밖에 위치한 단말로 시간 및 주파수 동기 정보를 전달한다. 그리고 수신단에서 동기채널에 포함된 프리앰블을 이용하여 시간 및 주파수 동기를 획득한다. 프리앰블을 이용해서 직교 주파수 분할 다중화

(orthogonal frequency division multiplexing) 시스템의 시간 및 주파수 오차를 추정하는 알고리즘은 기존 문헌에서 활발히 연구되어 왔다. 주파수영역에서 동일한 심볼을 두 번 반복해서 전송한 후 주파수영역에서 최대 비슷함 (maximum likelihood) 기법으로 반송파 주파수를 추정하는 구조가 [10]에서 제안되었고, 시간영역에서 프리앰블 신호를 반복적으로 전송한 후 이를 이용해서 시간 및 주파수 오차를 추정하는 방식이 [11]에서 제안되었다. 이 외에 시간영역에서 순환전치(cyclic prefix)와 데이터 심볼간의 상관성을 이용해서 시간 및 주파수 오차를 추정하는 기법이 [12]에서 유도되었다. 802.16.1a 기반 직접통신의 경우 시간영역에서 프리앰블을 이용하여 시간 및 주파수를 추정하는 것이 자연스럽지만 매크로 기지국 신호에 의한 간섭으로 인해 추정 성능이 저하될 수 있다. 주파수영역에서의 추정 기법을 사용하는 경우 매크로 기지국 신호에 의한 간섭은 완화되지만 시간 오차가 큰 경우 심볼간 간섭에 의해 추정 성능이 열화될 수 있다.

이 논문에서는 직접통신에서 시간 및 주파수 추정 정확도를 높이기 위해 시간영역과 주파수영역에서 시간 및 주파수 오차를 동시에 추정하는 구조를 제안한다. 먼저 시간영역에서 프리앰블의 반복 특성을 이용하여 시간 오차, 주파수 오차, 신호대 간섭 잡음비 (signal to interference plus noise ratio)를 추정하고, 추정한 신호대 간섭 잡음 비가 기준값 이상일 경우 추정한 값을 이용하여 시간 및 주파수 오차를 보상한다. 고속 푸리에 변환 (fast Fourier transform) 후 주파수영역에서 동기채널 프리앰블의 반복 특성을 이용하여 시간 오차, 주파수 오차, 신호대 간섭 잡음비를 추정한다. 이때 추정된 신호대 간섭 잡음비를 이용하여 프리앰블 수신 여부를 판단하고, 프리앰블이 검출된 경우 시간 및 주파수 오차를 보상한다.

이 논문의 2장에서는 IEEE 802.16.1a 기반 단말간 직접통신을 위한 채널 구조에 대해 설명하고, 3장에서는 직접통신의 동기채널 프리앰블 전송 구조를 고려한 시간 및 주파수 동기화 알고리즘을 제안한다. 4장에서는 모의실험을 통해 제안된 알고리즘의 성능을 분석하고, 5장에서 결론을 맺는다.

II. IEEE 802.16.1a 동기채널 구조 및 동기화 시나리오

IEEE 802.16.1a에서는 이동통신 자원 중 72개의 부반송파를 직접통신에 할당한다. 802.16m에서 시분

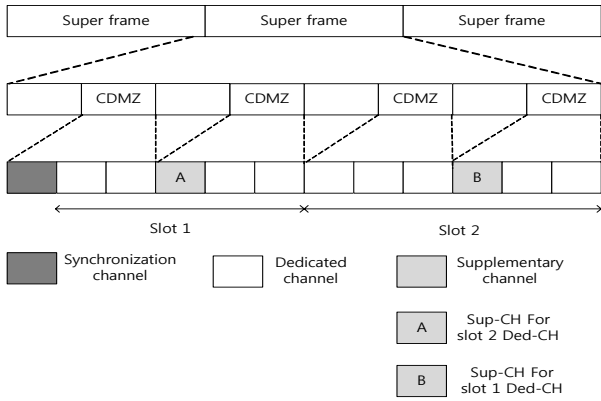


그림 1. 직접통신을 위한 프레임 구조
Fig. 1. Frame structure for direct communications

할 다중화를 위해 하향링크와 상향링크를 5대 3의 비율로 할당하고 상향링크 서브프레임을 직접통신에 사용하는 경우 그림 1과 같이 표현된다. 802.16m의 상향링크 서브프레임 12개로 하나의 직접통신 프레임이 구성되고, 이는 다시 동기채널, 보조채널, 전용채널로 분할된다. 직접통신 프레임의 첫번째 서브프레임은 동기채널로 사용되고, 나머지 11개의 서브프레임은 5대 6의 비율로 분할되어 슬롯 (Slot) 1, 2로 정의된다.

2.1. 동기채널 구조

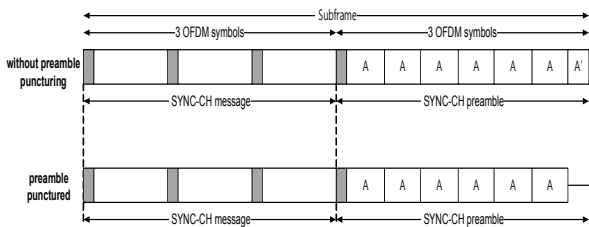


그림 2. 단말간 직접통신을 위한 동기 채널 구조
Fig. 2. Synchronization channel structure for mobile-to-mobile direct communications

동기채널은 동기채널 프리앰블과 동기채널 메시지로 구분된다. 동기채널 프리앰블은 수신단에 시간 및 주파수 동기를 전달하는데 사용되고, 동기채널 메시지는 동기채널을 전송하는 단말의 프레임 구조 정보, 동기 정보가 릴레이 된 횟수, 송신 단말의 ID 등을 수신단에 전달한다. 동기채널은 72개의 연속된 부반송파와 6개의 심볼로 구성되고, 그림 2와 같이 처음 3개의 심볼은 동기채널 메시지 전송에 사용되고, 마지막 3개의 심볼은 동기채널 프리앰블 전송에 사용된다. 동기채널 프리앰블은 주파수영역에서 72개의

부반송파 중 36개의 부반송파를 이용해서 전송된다. 이때 프리앰블 수열은 [5]에 정의된 의사 잡음 이진 수열 (pseudo-random binary sequence) 생성기의 출력을 이진 위상 천이 방식 (binary phase shift keying) 변조한 값으로 다음과 같이 정의된다.

$$S_k = \begin{cases} 0, & k = 0, 2, \dots, 70 \\ 1 - 2 \times C_k, & k = 1, 3, \dots, 71 \end{cases} \quad (1)$$

여기서 C_k 는 의사 잡음 이진 수열의 k 번째 출력이고, S_k 는 k 번째 프리앰블 수열을 의미한다. 주파수영역 프리앰블을 역 고속 푸리에 변환하여 시간영역 프리앰블로 변환하면 첫번째 심볼은 데이터 채널과 유사하게 순환전치와 시간영역 프리앰블로 구성되고, 두 번째 및 세번째 심볼에는 순환전치 없이 시간영역 프리앰블이 반복적으로 전송된다. 식(1)에서 정의한 주파수영역 프리앰블은 시간영역에서 동일한 패턴이 2번 반복되므로 전체적으로 프리앰블 전송 구간동안 동일한 패턴이 $(6+\alpha)$ 번 반복된다. 또한 단말의 시분할 다중화 동작을 위해 동기채널과 전용채널간에 시간 간격을 확보해야 하는 경우 그림 2의 아래 그림과 같이 동기채널 프리앰블의 뒷부분 일부를 전송하지 않고 생략할 수 있다.

2.2. 단말간 직접통신을 위한 동기화 시나리오

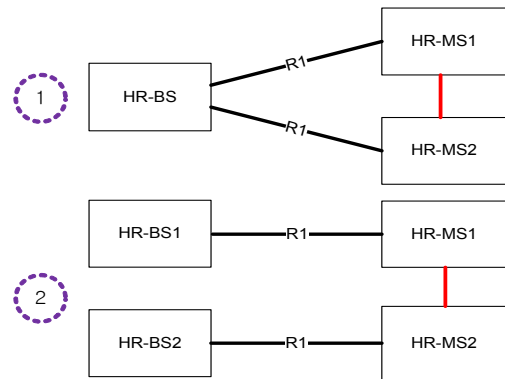


그림 3. 동기화 시나리오 1 - 수신 단말이 기지국 커버리지 내에 위치한 경우 (①: 동일한 기지국 커버리지 내에 송수신 단말이 위치함, ②: 서로 다른 기지국 커버리지 내에 송수신 단말이 위치함)
Fig. 3. Synchronization scenario 1 - the receiving HR-MS is inside macro BS coverage (①: HR-MS1 and HR-MS2 are within the same HR-BS coverage, ②: HR-MS1 is within the coverage of HR-BS1 different from the HR-BS2)

단말간 직접통신을 시작하는 초기에 동기채널 프

리앰블을 이용하여 시간 및 주파수 동기화를 수행한다. 이때 동기채널 프리앰블을 수신하는 단말의 위치에 따라 동기화 시나리오를 2가지로 구분한다. 그림 3에서는 직접통신 동기채널 수신 단말(HR-MS2: high reliability mobile station 2)이 매크로 기지국 (HR-BS: high reliability base station) 커버리지 내에 위치하여 매크로 기지국에 동기화된 경우를 나타낸다. 이때 송신 단말의 위치에 따라 그림 3-①과 같이 송신 단말 (HR-MS1)이 수신 단말과 동일한 기지국에 동기화된 경우와 그림 3-②와 같이 송수신 단말이 서로 다른 기지국에 동기화된 경우로 구분된다. 이 경우 송수신 단말이 매크로 기지국에 동기화되어 있으므로 송수신 단말간의 주파수 동기는 확보되지만, 기지국과 단말간의 거리 차이에 의한 시간 지연 때문에 송수신 단말간의 시간 오차가 발생한다. 이 경우 동기채널 프리앰블을 이용하여 송수신 단말간의 시간 동기를 확보하는데 수신 단말이 기지국 커버리지 내에 위치하므로 시간영역에서 매크로 기지국 신호에 의한 인접채널 간섭(adjacent channel interference)이 크게 발생할 수 있다.

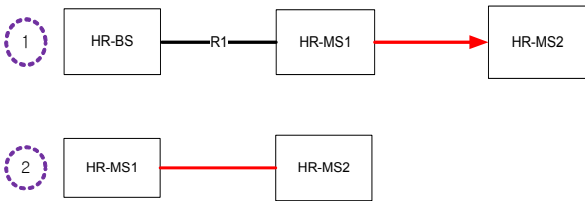


그림 4. 동기화 시나리오 2 - 수신 단말이 기지국 커버리지 밖에 위치한 경우 (①: 기지국 커버리지 내에 송신 단말이 위치함, ②: 송수신 단말 모두 기지국 커버리지 밖에 위치함)
 Fig. 4. Synchronization scenario 2 - the receiving HR-MS is outside a macro BS coverage (①: HR-MS1 is within the HR-BS coverage, ②: HR-MS1 and HR-MS2 are outside HR-BS coverage)

그림 4에서는 동기채널 수신 단말이 매크로 기지국 커버리지 밖에 위치한 경우를 나타낸다. 수신 단말은 기지국 커버리지 밖에 위치하므로 동기채널 프리앰블을 전송하지 않고 주변 단말로부터 프리앰블을 수신한다. 수신 단말의 경우 심볼 시간 설정을 위한 기준 신호가 없으므로 고속 푸리에 변환 크기를 N 이라고 할 때 송수신 단말간에 최대 $\pm N/2$ 샘플의 시간 오차가 발생한다. 또한, 수신 단말의 오실레이터가 기준 신호 없이 동작하므로 주파수 오차가 시나리오 1에 비해 크게 발생하고, 특히 그림 4-②의 경우 송수신 단말이 모두 기준 신호 없이 동작하

므로 주파수 오차가 가장 심하게 발생한다. 이 경우 수신 단말이 매크로 기지국 커버리지 밖에 위치하므로 인접채널 간섭은 심하지 않다.

III. 제안된 시간 및 주파수 동기화 기법

2.2절에서 설명한 바와 같이 동기화 시나리오에 따라 시간 및 주파수 오차의 발생 범위, 인접채널 간섭의 세기가 달라진다. 이 논문에서는 시나리오 1과 2에 모두 적용 가능한 시간 및 주파수 동기화 기법을 제안한다. 제안된 시간 및 주파수 동기화 기법에서는 802.16.1a에 정의된 동기채널 프리앰블 구조의 특성을 이용하여 시간 및 주파수영역에서 시간 및 주파수 오차를 동시에 추정함으로써 동기화 정확도를 높인다.

3.1. 시간영역에서의 시간, 주파수, 신호대 간섭 잡음 비 추정

시간영역에서 동일한 프리앰블 패턴이 2번 반복되는 경우 이를 이용한 시간 및 주파수 추정기법은 [11]에서 제안되었다. 직접통신에서는 시간영역 프리앰블이 6번 반복되는 구조를 갖는다. 이 논문에서는 [11]의 기법을 확장하여 시간영역 프리앰블의 반복적 특성을 이용한 시간 오차, 주파수 오차, 신호대 간섭 잡음 비 추정 기법을 제안한다. 시간영역에서 채널을 통과해서 수신된 n 번째 프리앰블 샘플을 s_n 이라고 하면, 주파수 오차가 있는 환경에서 수신된 샘플 u_n 은 다음과 같이 정의된다.

$$u_n = s_n e^{j2\pi\epsilon n/N} + w_n \quad (2)$$

이때 ϵ 은 심볼시간으로 정규화된 주파수 오차를 나타내고, N 은 고속 푸리에 변환 크기를 의미하며, w_n 은 백색 정규 잡음을 나타낸다. 시간 오차 추정을 위해 6번 반복되는 패턴간의 상관값을 다음과 같이 계산한다.

$$P_1(d) = \sum_{n=0}^{2.5N-1} u_{d+n}^* u_{d+n+0.5N} \quad (3-1)$$

$$P_2(d) = \sum_{n=0}^{2N-1} u_{d+n}^* u_{d+n+N} \quad (3-2)$$

$$P_3(d) = \sum_{n=0}^{1.5N-1} u_{d+n}^* u_{d+n+1.5N} \quad (3-3)$$

$$P_4(d) = \sum_{n=0}^{N-1} u_{d+n}^* u_{d+n+2N} \quad (3-4)$$

$$P_5(d) = \sum_{n=0}^{0.5N-1} u_{d+n}^* u_{d+n+2.5N} \quad (3-5)$$

이때, d 는 수신단에서 가정한 시간 오차이며 $-N/2 \leq d \leq N/2$ 의 범위를 갖는다. 식(3)에서 $P_1(d)$ 는 인접한 시간영역 프리앰블 패턴간의 상관성, $P_2(d) \sim P_5(d)$ 는 패턴간의 간격이 2~5인 경우 상관성을 각각 나타낸다. 그리고 상관값 $P_i(d)$ 를 정규화하기 위한 수신 신호의 에너지는 다음과 같이 표현된다.

$$R_1(d) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{2.5N-1} (|u_{d+n}|^2 + |u_{d+n+0.5N}|^2) \quad (4-1)$$

$$R_2(d) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{2N-1} (|u_{d+n}|^2 + |u_{d+n+N}|^2) \quad (4-2)$$

$$R_3(d) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{1.5N-1} (|u_{d+n}|^2 + |u_{d+n+1.5N}|^2) \quad (4-3)$$

$$R_4(d) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} (|u_{d+n}|^2 + |u_{d+n+2N}|^2) \quad (4-4)$$

$$R_5(d) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{0.5N-1} (|u_{d+n}|^2 + |u_{d+n+2.5N}|^2) \quad (4-5)$$

식(3)과 (4)에서 구한 $P_i(d)$, $R_i(d)$ 를 이용하여 정규화된 상관값이 가장 커지는 d 를 프리앰블의 시작점으로 정의한다. 이 경우 시간 오차는 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{d} = \arg \max_d \left[\sum_{i=1}^M \frac{|P_i(d)|}{R_i(d)} \right], \quad 1 \leq M \leq 5 \quad (5)$$

이때 M 은 시간 오차 추정시 고려하는 상관값의 범위를 나타낸다. 일반적으로 M 이 크면 시간 오차 추정 정확도는 높아지고 추정기의 구현 복잡도가 증가한다. 따라서 추정 정확도와 구현 복잡도를 고려하여 적절한 M 을 선택해야 한다. 식(5)에 의해 프리앰블의 시작점이 정해지면, 시간영역에서 주파수 오차는 반복되는 패턴간의 위상 회전으로 나타난다. 이를 이용하여 다음과 같이 주파수 오차를 추정한다.

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \arg P_1(\hat{d}) \quad (6)$$

이때 $\arg(x)$ 는 x 의 위상을 나타낸다. 주파수 오차 추정시 $P_2(d) \sim P_5(d)$ 를 이용하면 주파수 오차의 추정 정

확도는 높아지지만 추정 가능한 ε 의 범위가 좁아지므로 이 논문에서는 $P_1(d)$ 만 사용한다. 식(5),(6)에서 추정된 시간 및 주파수 오차의 정확도를 판단하기 위해 신호대 간섭 잡음 비를 추정한다. [11]에서 제안된 방식을 동기채널 프리앰블 구조에 적용할 경우 신호대 간섭 잡음 비는 다음과 같이 추정된다.

$$\text{SINR} = \frac{N}{36} \left[\frac{|P_1(\hat{d})|}{R_1(\hat{d}) - |P_1(\hat{d})|} \right] \quad (7)$$

이때 계수 $N/36$ 은 시간영역에서 추정된 값을 주파수 영역 부반송파와 신호대 간섭 잡음 비로 변환하는 역할을 한다. 이 논문에서는 신호대 간섭 잡음 비 추정 정확도를 높이기 위해 프리앰블이 6회 반복되는 특성을 이용하여 다음과 같은 추정 방식을 제안한다.

$$\text{SINR} = \frac{N}{36} \left[\sum_{i=1}^M \frac{6-i}{q} \frac{|P_i(\hat{d})|}{R_i(\hat{d}) - |P_i(\hat{d})|} \right], \quad q = \sum_{j=1}^M (6-j) \quad (8)$$

식(7)과 식(8)을 비교하면 식(7)에서는 $P_1(d)$ 와 $R_1(d)$ 만을 이용한 반면에 식(8)에서는 $P_1(d) \sim P_5(d)$, $R_1(d) \sim R_5(d)$ 를 모두 이용하는 것이 특징이다. 식(8)에 포함된 계수는 프리앰블 패턴간의 상관 횟수를 고려한 가중치를 나타낸다. 식(5)에서와 마찬가지로 M 은 추정 정확도와 구현 복잡도를 고려하여 결정된다. 추정한 신호대 간섭 잡음 비가 기준값 이상인 경우 추정한 시간 오차 값을 이용하여 고속 푸리에 변환 시작점을 보정하고, 다음과 같이 수신 신호의 주파수 오차를 보정한다.

$$\hat{u}_{n+\hat{d}} = u_{n+\hat{d}} \exp(-j2\pi\hat{\varepsilon}n/N), \quad n=0,1,\dots,3N-1 \quad (9)$$

추정한 신호대 간섭 잡음 비가 기준값 이하인 경우 시간 및 주파수 오차를 보정하지 않고 심볼 시작점을 임의로 정하여 고속 푸리에 변환을 수행한다.

3.2. 주파수영역에서의 신호대 간섭 잡음 비, 시간, 주파수 추정

시간영역에서 시간 및 주파수 오차를 보정한 후 프리앰블 구조를 고려하여 고속 푸리에 변환을 수행하고, 직접통신 부반송파를 추출하여 주파수영역에서 신호대 간섭 잡음 비, 시간 오차, 주파수 오차를 추정한다. k 번째 부반송파와 m 번째 심볼에서 수신된 주파수영역 샘플을 $r_{k,m}$ ($0 \leq k \leq 71$, $1 \leq m \leq 3$)이라고

할 때, $r_{k,m}$ 에 k 번째 송신 수열 S_k 를 곱하면 다음과 같이 표현된다.

$$y_{k+w,m} = r_{k+w,m} S_k, \quad 0 \leq k \leq 71, 1 \leq m \leq 3 \quad (10)$$

수신 단말에서 정규화된 주파수 오차는 0.5보다 커질 수 있으므로 주파수 오차의 정수 부분 ε_i 와 주파수 오차의 소수점 이하 부분 ε_f 는 독립적으로 추정되어야 한다. 식(10)에서 w 는 수신단에서 가정된 주파수 오차의 정수 부분을 의미한다. 고속 푸리에 변환의 성질에 의해 시간영역에서 주파수 오차 ε_i 가 있는 경우 주파수영역에서 프리앰블 수열은 ε_f 만큼 부반송파 위치를 이동하여 수신된다. 이를 이용하여 주파수 오차의 정수 부분 ε_i 는 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\varepsilon}_i = \arg \max_{-W \leq w \leq W} Q(w) \quad (11)$$

이때 W 는 ε_i 의 최대값으로 송수신 단말의 오실레이터 규격에 의해 결정되는 범위이고, $Q(w)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$Q(w) = \sum_{m=1}^3 \left| \sum_{k=0}^{34} y_{2k+1+w,m} y_{2k+3+w,m}^* \right| \quad (12)$$

추정된 ε_i 를 이용하여 주파수영역에서 직접통신 부반송파 시작점을 보정한 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_{k,m} = r_{k,m} S_k, \quad 0 \leq k \leq 71, 1 \leq m \leq 3 \quad (13)$$

시간영역에서의 시간 및 주파수 오차 추정은 프리앰블이 수신되었다는 가정하에 수행된다. 실제로 프리앰블이 수신되었는지 여부를 판단하기 위해 그림 2에서 설명한 프리앰블 수열의 반복 특성을 이용하여 주파수영역의 신호대 간섭 잡음 비를 다음과 같이 추정한다.

$$SINR = \frac{1}{2} \left[\frac{|P_{f1}|}{2(R_{f1} - |P_{f1}|)} + \frac{|P_{f2}|}{2(R_{f2} - |P_{f2}|)} \right] \quad (14)$$

이때 P_{f1} , P_{f2} 는 프리앰블 심볼 1과 2 사이의 상관값, 심볼 2와 3 사이의 상관값을 각각 나타내고, 다음과

같이 정의된다.

$$P_{f1} = \sum_{k=0}^{35} y_{2k+1,1} y_{2k+1,2}^* \quad (15-1)$$

$$P_{f2} = \sum_{k=0}^{35} y_{2k+1,2} y_{2k+1,3}^* \quad (15-2)$$

그리고 R_{f1} , R_{f2} 는 프리앰블 심볼 1과 2의 평균 에너지, 심볼 2와 3의 평균 에너지를 각각 의미하며, 다음과 같이 계산된다.

$$R_{f1} = \sum_{k=0}^{35} \left[\frac{|y_{2k+1,1}|^2 + |y_{2k+1,2}|^2}{2} \right] \quad (16-1)$$

$$R_{f2} = \sum_{k=0}^{35} \left[\frac{|y_{2k+1,2}|^2 + |y_{2k+1,3}|^2}{2} \right] \quad (16-2)$$

프리앰블 수신 여부 판단을 위한 기준값은 오경보 확률 (false alarm probability)을 고려하여 설계된다. 식(14)에서 추정된 신호대 간섭 잡음 비가 기준값보다 큰 경우 프리앰블이 수신되었다고 판단하고 시간 및 주파수 오차를 추정한다. 시간영역에서의 신호 지연은 주파수영역에서 부반송파간 위상 회전으로 나타나므로 이를 이용하여 시간 오차를 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{\tau} = -\frac{N}{4\pi} \arg \left[\sum_{k=0}^{34} \sum_{m=1}^3 y_{2k+3,m} y_{2k+1,m}^* \right] \quad (17)$$

주파수영역에서 동기채널 프리앰블은 동일한 수열이 반복되는 형태이므로 주파수 오차는 심볼간의 위상차이로 나타난다. [10]에서 제안된 주파수 오차 추정 기법을 프리앰블이 3번 반복된 경우로 확장하여 주파수 오차를 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{\varepsilon}_f = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\sum_{k=0}^{35} (y_{2k+1,2} y_{2k+1,1}^* + y_{2k+1,3} y_{2k+1,2}^*) \right] \quad (18)$$

식(11),(17), (18)에서 추정된 시간 및 주파수 오차를 이용하여 시간영역에서 심볼 시작점을 조절하고 주파수 오차를 보상하여 시간 및 주파수 동기를 획득한다.

3.3. 동작 시나리오에 따른 시간 및 주파수 오차 추정 동작

동기화 시나리오 1의 경우 시간영역에서 인접채널 간섭이 심하고, 주파수 오차가 작으므로 주파수영역에서는 인접채널간섭이 완화된다. 따라서 이 경우에는 시간영역에서 시간 및 주파수 오차 추정을 생략하고 주파수영역에서 시간 및 주파수 오차를 추정하는 것이 유리하다. 동기화 시나리오 2에서 직접통신 수신 단말이 매크로 기지국 커버리지 밖에 위치한 경우 인접채널간섭은 심하지 않고 송수신 단말간의 시간 및 주파수 오차는 크게 발생한다. 따라서 이 경우에는 시간영역에서의 추정 기법 및 주파수영역에서의 추정 기법을 동시에 적용하여 시간 및 주파수 오차 추정 정확도를 높인다. 3.1절에서 설명한 시간영역 추정 알고리즘의 경우 추정한 신호대 간섭 잡음 비가 기준값을 넘지 않으면 시간영역에서 시간 및 주파수 오차를 보상하지 않고, 추정한 값이 기준값을 넘을 경우에만 시간 및 주파수 오차를 보상한다. 이를 통해 동기화 시나리오 1과 2에서 최적의 추정 성능을 얻는다.

3.4. 제안된 알고리즘 복잡도 분석

표 1. 시간영역에서의 시간 및 주파수 오차 추정 기법의 복잡도 분석

Table 1. Computational complexity of TDE

	Number of real multiplications	Number of real addition
Eqs.(3),(4)	$(22M-2M^2)N$	$(22M-2M^2)N-2M$
Eqs.(5)-(9)	$12N+10M+9$	$6N+9M$
Total	$(12+22M-M^2)N+11M+9$	$(6+22M-2M^2)N+7M$

표 2. 주파수영역에서의 시간 및 주파수 오차 추정 기법의 복잡도 분석

Table 2. Computational complexity of FDE

	Number of real multiplications	Number of real addition
Eqs.(10)-(13)	$1128W+564$	$832W+416$
Eqs.(9),(14)-(18)	$12N+1296$	$6N+1069$
Total	$1128W+12N+1860$	$832W+6N+1485$

이 절에서는 3.1과 3.2절에서 제안된 시간 및 주파수 추정 방식의 연산 복잡도를 분석한다. 복잡도 분석시 각 단계별로 요구되는 실수 곱셈과 실수 덧셈의 횟수를 계산하고 (복소수 연산의 경우 실수 연산으로 환산

표 3. 세가지 추정 방식(TDE, FDE, TDE+FDE)의 복잡도 비교 (N=1024, M=3, W=10)

Table 3. Comparison of complexity among TDE, FDE, and TDE+FDE (N=1024, M=3, W=10)

	Number of real multiplications	Number of real addition
TDE	61482 (242%)	55317 (347%)
FDE	25428 (100%)	15949 (100%)
TDE+FDE	86910 (342%)	71266 (447%)

하여 계산), 최종적으로 전체 추정 알고리즘 수행에 필요한 연산 횟수를 도출한다. 3.1절의 시간영역에서의 시간 및 주파수 오차 추정 기법 (TDE), 3.2절의 주파수영역에서의 시간 및 주파수 오차 추정 기법 (FDE), 시간 및 주파수영역에서의 기법을 동시에 적용한 경우 (TDE+FDE)에 대해 연산량을 비교하면 다음 표 1~3으로 주어진다. N=1024, M=3, W=10으로 가정할 경우 FDE 대비 TDE+FDE의 복잡도가 실수 곱셈의 경우 3.42배, 실수 덧셈의 경우 4.47배 증가한다.

IV. 모의실험 결과

모의실험을 통해 제안된 시간 및 주파수 오차 추정 기법의 성능을 평가한다. 직접통신 채널 생성을 위해 [13]에 정의된 채널 모델과 [14]에서 제안된 직접통신 채널 생성 기법을 사용하였다. 가장 나쁜 동기화 성능을 보이는 채널을 적용하기 위해 지연 분산(delay spread)이 가장 큰 Bad UMa (Urban Macro) NLOS (non-line of sight) 채널을 고려하고, 수신 안테나를 1개로 가정하였다. 하향링크와 상향링크를 5대 3으로 분할하고, 대역폭은 10MHz, 고속 푸리에 변환 크기는 1024, 순환전치 길이는 64, 송수신 단말의 이동속도는 30km/h로 정의하였다. 그리고 매크로 기지국 신호에 의한 간섭을 고려하기 위해 매크로 기지국의 부반송파가 모두 사용되는 것으로 가정하였다. 시간 오차 동기화 규격은 순환전치 길이의 1/3 이하로 정의하고, 주파수 오차 동기 규격은 802.16m 규격을 고려하여 0.02 이하로 정의하였다. 식(5),(8)에서 M=3으로 설정하고, 식(11)에서 W=10으로 정의하였으며, 수신단에서 동기채널 프리앰블을 3번 수신한 후 누적하여 시간 및 주파수 오차를 추정하였다.

그림 5~8에서는 시간영역에서의 시간 및 주파수 오차 추정 기법 (TDE), 주파수영역에서의 시간 및 주파수 오차 추정 기법 (FDE), 시간 및 주파수영역에서의 기법을 동시에 적용한 경우(TDE+FDE)에 대해 평균 제곱 오류 (mean square error) 성능을 비교

한다. 그림 5와 6은 동기화 시나리오 1에서 시간 오차가 -64 샘플, 주파수 오차가 0.04, 매크로 기지국 신호에 의한 부채널당 신호대 간섭비(signal to interference ratio)는 -10dB로 정의하였다. 동기화 시나리오 1의 경우 매크로 기지국 신호에 의한 인접채널 간섭이 심하므로 세가지 추정 기법 중 TDE가 가장 우수한 성능을 보이고, 이 기법을 적용할 경우 신호대 잡음비(signal to noise ratio)가 4dB 이상일 때 시간 및 주파수 오차 규격을 만족한다.

그림 7과 8은 동기화 시나리오 2에서 시간 오차가 -200 샘플, 주파수 오차의 정수 부분이 4, 소수점 이하 부분이 -0.4, 매크로 기지국 신호에 의한 신호대 간섭비는 10dB로 정의하였다. 동기화 시나리오 2의 인접채널간섭은 심하지 않고, 시간 오차 및 주파수 오차가 심하므로 시간영역 및 주파수영역 추정 기법

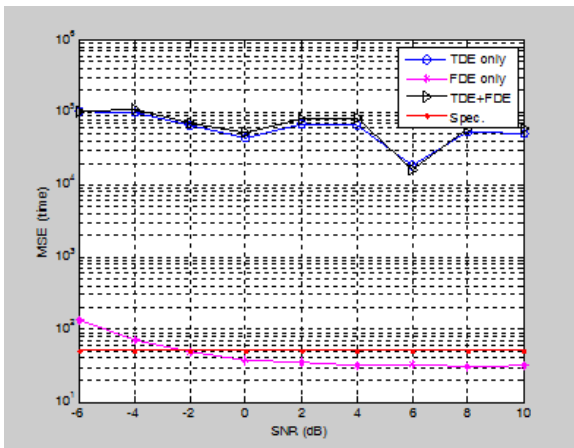


그림 5. 동기화 시나리오 1에서 시간 오차 추정 방식에 따른 성능 비교
Fig. 5. Comparison of time offset estimation methods in synchronization scenario 1

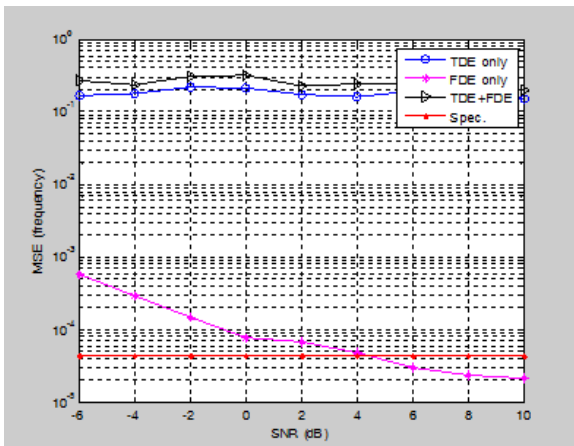


그림 6. 동기화 시나리오 1에서 주파수 오차 추정 방식에 따른 성능 비교
Fig. 6. Comparison of frequency offset estimation methods in synchronization scenario 1

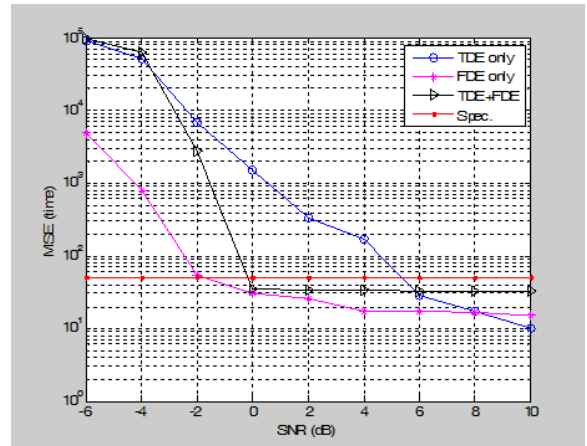


그림 7. 동기화 시나리오 2에서 시간 오차 추정 방식에 따른 성능 비교
Fig. 7. Comparison of time offset estimation methods in synchronization scenario 2

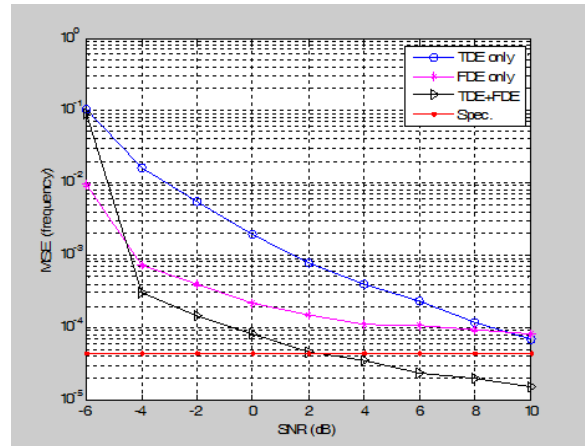


그림 8. 동기화 시나리오 2에서 주파수 오차 추정 방식에 따른 성능 비교
Fig. 8. Comparison of frequency offset estimation methods in synchronization scenario 2

을 모두 사용한 TDE+FDE가 가장 우수한 성능을 보이고, 이 기법을 적용할 경우 신호대 잡음비가 2.2dB 이상일 때 시간 및 주파수 오차 규격을 만족한다.

그림 9에서는 FDE 방식과 TDE+FDE 방식에 대해 시간영역 신호대 간섭 잡음 비 변화에 따른 시간 오차 및 주파수 오차 추정 성능을 비교한다. 이때 신호대 잡음비는 3dB로 고정하고, 신호대 간섭비를 조절해서 신호대 간섭 잡음 비가 변화되도록 하고, 시간 오차 및 주파수 오차의 평균 제곱 오류는 시나리오 1과 2의 값을 평균하여 구하였다. FDE 방식의 경우 주파수영역에서 직접통신 신호와 간섭신호가 분리되므로 신호대 간섭 잡음 비에 상관없이 거의 일정한 성능을 보이고, TDE+FDE 방식의 경우 신호대 간섭 잡음 비 증가에 따라 TDE 부분의 성능 개선에 의해 추정 성능이 향상된다. 전체적으로 신호대간섭 잡음

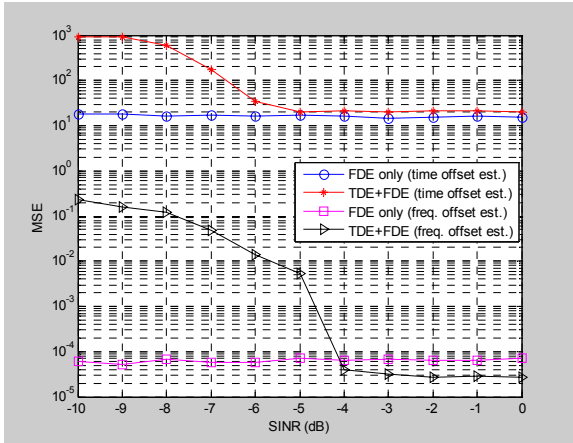


그림 9. 시간영역 신호대 간섭 잡음 비 변화에 따른 시간 오차 및 주파수 오차 추정 성능 비교 (동기화 시나리오 1 과 2를 모두 고려)

Fig. 9. Performance comparison of time and frequency offset estimation methods considering synchronization scenarios 1 and 2

비가 -4dB 미만이면 FDE 방식이 우수한 성능을 보이고, -4dB 이상이면 TDE+FDE 방식이 우수한 성능을 보인다. 따라서 식(8)을 이용하여 시간영역에서 추정된 신호대 간섭 잡음 비가 -4dB 미만이면 TDE에서 추정된 값을 사용하지 않고 FDE만 수행하고, -4dB 이상이면 TDE+FDE 모드로 동작하게 하면 최적의 성능을 얻을 수 있다.

프리앰블 검출시 3.2절에서 추정된 신호대 간섭 잡음 비와 검출 기준값을 비교하여 프리앰블 수신 여부를 판단한다. 이때 기준값 γ 는 오경보 확률이 1% 이하, 0.5% 이하, 0.1% 이하인 경우로 나누어서 설계하였다. 표 1은 신호대 잡음비가 -4dB 인 경우 설계된 γ 를 적용했을 때, 프리앰블 누적 횟수에 따른 검출 성능을 나타낸다. 프리앰블을 3회 누적 수신한 경우 검출 확률이 0.9964 이상으로 나타났다.

표 4. 프리앰블 검출 확률 (괄호안의 값은 검출 기준값)
Table 4. Preamble detection probability (the value in parentheses denotes the detection threshold)

Number of preambles	1	2	3
1% false alarm probability ($\gamma=-4.6$)	0.7836	0.9896	0.9998
0.5% false alarm probability ($\gamma=-4.1$)	0.6852	0.9750	0.9996
0.1% false alarm probability ($\gamma=-3.2$)	0.4488	0.8936	0.9964

V. 결 론

이 논문에서는 IEEE 802.16.1a 기반 단말간 직접 통신을 위해 동기채널 프리앰블을 이용한 시간 및 주파수 오차 추정 기법, 신호대 간섭 잡음 비 추정 기법을 제안하고, 구현 복잡도를 계산하였으며, 모의 실험을 통해 제안된 알고리즘의 성능을 분석하였다. 모의실험에서는 동기화 시나리오 1, 2에 대해 제안된 시간영역 및 주파수영역 추정 방식의 동작 방식에 따른 성능을 비교하여 최적의 동작 방식을 도출하고, 프리앰블 검출을 위한 기준값을 설계하여 프리앰블 누적 횟수에 따른 검출 확률을 구하였다. 제안된 시간 및 주파수 동기화 기법은 802.16.1a 기반 단말간 직접통신 시스템을 위한 모델 설계에 적용 가능하고, 향후 802.16.1a의 동기채널 프리앰블과 유사한 구조를 갖는 통신 시스템에 활용될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] ETSI EN 300 392-2 v3.4.1, "Terrestrial trunked radio (TETRA) voice plus data (V+D) - part 2: air interface (AI)," Aug. 2010.
- [2] E. B. Kim, "Korea digital TRS (TETRA)," *TTA Journal*, No. 99, pp. 87-95, May 2005.
- [3] K. Y. Kim, and S. H. Jung, "Next generation mobile communications (3GPP LTE) - technologies and standards for disaster communications," *TTA Journal*, No. 131, pp. 67-73, Sept. 2010.
- [3] <http://www.ieee802.org/16/gridman/index.html>
- [4] IEEE P802.16m/D12, "Draft amendment to IEEE standard for local and metropolitan area networks - part 16: air interface for broadband wireless access systems," Feb. 2011.
- [5] IEEE P802.16.1a/D5 , "WirelessMan - advanced air interface for broadband access systems - draft amendment: higher reliability networks," Apr. 2012.
- [6] IEEE C802.16n-11/0152r1, "Frame structure for talk-around direct communications," Sept. 2011.
- [7] IEEE C802.16n-11/0153r1, "Changes on synchronization channel for talk-around direct communications," Sept. 2011.
- [8] IEEE C802.16n-11/0154r1, "Supplementary channel for talk-around direct communications," Sept. 2011.
- [9] IEEE C802.16n-11/0160r1, "Dedicated channel for talk-around direct communications," Sept. 2011.

[10] P. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2908 - 2914, Oct. 1994.

[11] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997.

[12] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.* vol. 46, pp. 931-939, July. 1998.

[13] IEEE 802.16m-08/004r5, "IEEE 802.16m evaluation methodology document (EMD)," Jan. 2009.

[14] S. R. Lee, K. B. Lee, S. C. Chang, C. S. Yoon, and J. H. Choi, "Channel modeling for mobile-to-mobile communications based on IEEE 802.16n," *J. KICS*, vol. 36, no. 9, pp. 767-775, Sept. 2011.

배 지 민 (Jimin Bae)



2012년 2월 한국항공대학교
항공전자및정보통신공학부
졸업
2012년 3월~현재 한국항공대
학교 정보통신공학과 석사
과정
<관심분야> 이동통신, 통신신

호처리

김 현 수 (Hyunsu Kim)



2012년 2월 한국항공대학교
항공전자및정보통신공학부
졸업
2012년 3월~현재 한국항공대
학교 정보통신공학과 석사
과정
<관심분야> 이동통신, 통신신

호처리, 펌토셀

장 성 철 (Sungcheol Chang)



1988년~1992년 경북대학교
전자공학과 학사
1992년~1994년 KAIST 전기
및전자공학과 석사
1994년~1999년 KAIST 전기
및전자공학과 박사
1999년~현재 한국전자통신연
구원 책임연구원

<관심분야> 이동통신

윤 철 식 (Chulsik Yoon)



1984년~1988년 서울대학교
물리교육과 학사
1988년~1990년 포항공대 물
리학과 석사
1998년~2000년 서강대학교
전자공학과 박사수료
1993년~현재 한국전자통신연
구원 책임연구원

<관심분야> 이동통신프로토콜

최 지 훈 (Jihoon Choi)



1993년~1997년 KAIST 전기
및전자공학과 학사
1997년~1999년 KAIST 전자
전산학과 석사
1999년~2003년 KAIST 전자
전산학과 박사
2003년~2004년 Univ. of

Texas, Austin 방문연구원
2004년~2008년 삼성전자 정보통신총괄 책임연구원
2008년~현재 한국항공대학교 항공전자및 정보통신
공학부 부교수
<관심분야> 이동통신, 통신신호처리, 모델설계