

3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향 링크 수신기를 위한 개선된 주파수 동기 알고리즘

준회원 심 명 준*, 정회원 장 준 희*, 종신회원 최 형 진*

An Enhanced Frequency Synchronization Algorithm for 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Downlink Receiver

Myung-Jun Shim* *Associate Member*, Jun-Hee Jang* *Regulra Member*,
Hyung-Jin Choi* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(Long Term Evolution) FDD(Frequency Division Duplexing) / TDD(Time Division Duplexing) 듀얼 모드 하향 링크 수신기를 위한 주파수 동기 알고리즘을 제안한다. 일반적으로 3GPP LTE OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템에서의 대략적 주파수 동기는 PSS(Primary Synchronization Signal)를 이용한 상관 방식이 적용되며, 미세 주파수 동기는 OFDMA 심볼의 보호 구간(CP: Cyclic Prefix) 상관 방식이 적용된다. 그러나 기존의 대략적 주파수 동기 알고리즘들은 페이딩 환경에서 상관 패턴의 열화와 잡음의 제공으로 인한 SNR(Signal to Noise Ratio) 손실로 충분한 성능 이득을 얻지 못한다. 또한 주파수 분할을 통하여 양방향 송수신되는 FDD 모드와 달리 TDD 모드에서는 상향링크 구간과 하향링크 구간이 시분할로 전송되기 때문에 TDD 모드에서 기존 미세 주파수 동기 알고리즘은 상향링크와 하향링크의 신호 전력의 차이로 인해 안정적인 동작을 수행할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 기존 방식의 문제점을 분석하고, 이를 기반으로 3GPP LTE FDD 모드뿐 아니라, TDD 모드에서도 안정적인 동작이 가능한 주파수 동기 알고리즘을 제안하였다. 다양한 환경에서의 컴퓨터 모의실험을 통해 제안된 주파수 동기 알고리즘은 기존 방식들에 비해 우수한 성능을 보이며, 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향 링크 수신기에서 안정적인 동작이 가능함을 입증하였다.

Key Words : 3GPP LTE, OFDMA, PSS, synchronization, TDD

ABSTRACT

In this paper, we propose a coarse and fine frequency synchronization method which is suitable for the 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(Long Term Evolution) FDD(Frequency Division Duplexing) / TDD(Time Division Duplexing) dual mode system. In general, PSS(Primary Synchronization Signal) correlation based estimation method and CP(Cyclic Prefix) correlation based tracking loop are applied for coarse and fine frequency synchronization in 3GPP LTE OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) system, respectively. However, the conventional coarse frequency synchronization method has performance degradation caused by fading channel and squaring loss. Also, the conventional fine frequency synchronization method cannot guarantee stable operation in TDD mode because of signal power difference between uplink and downlink subframe. Therefore, in this paper, we propose enhanced coarse and fine frequency synchronization methods

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음(IITA-2009-C1090-0902-0005)

* 성균관대학교 정보통신공학부 통신시스템 연구실(hjchoi@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2009-07-306, 접수일자 : 2009년 7월 20일, 최종논문접수일자 : 2009년 10월 15일

which can estimate more accurately in multi-path fading channel and high speed channel environments and has stable operation for TDD frame structure, respectively. By computer simulation, we show that the proposed methods outperform the conventional methods, and verify that the proposed frequency synchronization method can guarantee stable operation in 3GPP LTE FDD/TDD dual mode downlink receiver.

I. 서론

전 세계적으로 2세대 및 3세대 무선 이동 통신 서비스의 성공적인 상용화에 힘입어 현재 3.5세대 이동 통신 시스템의 상용화 단계까지 이르렀다. 한 걸음 더 나아가 3GPP/3GPP2(3rd Generation Partnership Project 2)에서는 IMT-2000(International Mobile Telecommunication-2000) 고도화 시스템에 대한 표준화 작업이 활발히 진행되고 있으며, 각 표준화 기구에서 제시한 향후 표준화 일정 및 현재의 기술 개발 추세로 미루어 불 때 수년 내에 무선 통신 시스템의 새로운 장이 펼쳐질 것으로 기대된다. 현재 3GPP에서 수행중인 LTE 기술은 기존 5MHz로 한정되었던 대역폭을 20MHz까지 확장하면서 순방향 최대 100Mbps, 역방향 최대 50Mbps의 전송률 지원을 목표로 하고 있으며, Release 7 핵심 기술로써 하향링크 OFDMA 및 상향링크 SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) 전송 방식을 새롭게 도입하는 등 전반적인 기술 변화를 추진하고 있다^[1].

OFDMA 시스템의 경우 전송 대역에 비해 부반송파 간 주파수 간격이 상대적으로 작고, 전송 시 각 부반송파들의 직교성이 유지되어야 하므로 단일 반송파 시스템에 비해 주파수 오프셋에 민감하다는 단점이 있다. 따라서 송·수신기간의 오실레이터 부정합이나 도플러 쉬프트로 인하여 주파수 오프셋이 발생할 경우 수신 성능이 크게 열화 될 수 있으므로 주파수 오프셋에 대한 정확한 추정 및 보상 과정이 필수적이다^[2].

일반적으로 3GPP LTE OFDMA 시스템에서 주파수 동기는 크게 대략적 주파수 동기과 미세 주파수 동기과 구분하여 수행된다. 대략적 주파수 동기는 초기 주파수 오프셋에 대하여 부반송파 간격의 정수 배에 해당하는 값을 추정하여 보상하며, 미세 주파수 동기는 부반송파 간격 절반 이하의 주파수 오프셋을 추정 및 보상하며 지속적으로 잔존하는 주파수 오프셋의 변화를 추적해 나가는 기능을 수행한다. 그러나 기존 대략적 주파수 동기 알고리즘들은 페이딩 환경에서의 상관 패턴의 열화와 잡음의 제공으로 인한 SNR 손실로 충분한 성능 이득을 얻지 못한다.

또한 주파수 분할을 통하여 양방향 송수신되는 FDD 모드와 달리 TDD 모드에서는 상향링크 구간과 하향링크 구간이 시분할로 전송되기 때문에 TDD 모드에서 기존 미세 주파수 동기 알고리즘은 상향링크와 하향링크의 신호 전력의 차이로 인해 안정적인 동작을 수행할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 고속의 이동체 속도를 고려한 다중 경로 채널 환경에서도 정확하게 주파수 오프셋이 추정 가능한 대략적 주파수 동기과 TDD 모드에서 안정적인 추적 성능을 보장할 수 있는 미세 주파수 동기 알고리즘을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서는 3GPP LTE 시스템의 하향 링크 물리 계층에 대해 간략히 서술하였으며, III장에서는 상관 기법 기반의 일반적인 대략적 주파수 동기 알고리즘과 문제점을 분석하고, 이를 극복할 수 있는 방안으로 multiple differential filter를 적용한 상관 기법에 대해 기술하였다. IV장에서는 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 수신기에 적합한 개선된 미세 주파수 동기 방식에 대해 기술하였다. V장에서는 모의 실험을 통한 주파수 동기 알고리즘의 성능 분석을 통해 제안된 방식의 우수성을 입증하였으며, 마지막으로 VI장에서는 본 논문의 결론을 맺었다.

II. 3GPP LTE 하향링크 물리계층

3GPP LTE의 하향링크 물리계층 프레임 구조는 그림 1과 같이 FDD 모드를 지원하는 type 1 구조와 TDD 모드를 지원하는 type 2 구조로 이루어진 다^[1]. 두 구조 모두 프레임이 10ms의 지속시간을 가지며 1ms의 부프레임(subframe)으로 구성된다. 또한, 부프레임은 2개의 연속된 슬롯(slot)으로 정의되며, 각각의 슬롯은 0.5ms의 지속 시간을 갖는다. FDD 모드의 경우 상향링크와 하향링크 전송이 주파수 영역에서 서로 분리되어 있기 때문에 10ms 프레임 구간 동안에 상향링크와 하향링크로 각각 10개의 부프레임을 전송 할 수 있다. 이와 달리 TDD 모드의 경우 상향링크와 하향링크를 위한 전송이 부프레임 단위로 시간 영역에서 서로 분리되어 전송한다.

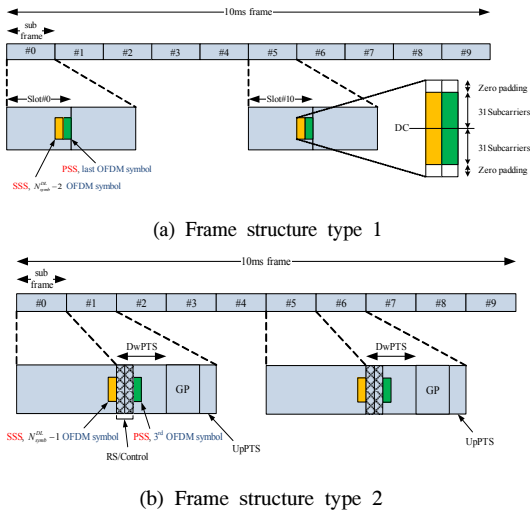


그림 1. LTE 시스템의 프레임 구조

주파수 축에서의 부반송파(subcarrier)간의 간격은 일반적인 경우에 15kHz로 전송 대역폭에 무관한 값을 가지며, 대역폭의 크기는 OFDMA 부반송파 개수에 따라 결정된다. 또한 두 종류의 CP 모드를 지원하며, normal CP 모드일 경우 한 슬롯은 7개 OFDM 심벌로 구성되며, extended CP 모드일 경우 이보다 하나 적은 6개의 OFDM 심벌로 구성된다^[3]. 표 1은 3GPP LTE TS(Technical Specification) 36.104에서 정의하는 기본적인 전송 파라미터들을 나타낸 것이다.

표 2는 TDD 모드에서 지원하는 7개의 uplink-downlink configuration을 나타낸다. 여기서 “D”는

하향링크 부프레임, “U”는 상향링크 부프레임, 그리고 “S”는 DwPTS(Downlink Pilot Timeslot), GP (Guard Period), UpPTS(Uplink Pilot Timeslot)을 포함하는 special 부프레임을 의미한다. #0, #5 부프레임과 DwPTS는 항상 하향링크 전송을 위해 할당되며, special 부프레임은 셀의 반경을 고려하여 표 3과 같이 uplink, downlink 간의 간섭을 피하기 위해 유동적인 GP(Guard Period)를 갖는다.

PSS는 5ms의 1/2 무선 프레임을 단위로 전송되며 수신기에서 프레임 동기과 셀 ID 정보를 구분하는데 이용된다. PSS에는 3종류의 셀 ID 정보를 구분하기 위해 각각 25, 29, 34의 루트 인덱스(root index) u 를 달리하는 ZC(Zadoff Chu) sequence가 할당되며, 생성식은 다음과 같이 정의된다.

$$d_u(l) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi ul(l+1)}{63}} & l = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi ul(l+1)(l+2)}{63}} & l = 31, 32, \dots, 61 \end{cases} \quad (1)$$

그림 2는 PSS의 부반송파 할당 구조를 나타낸다. 62 길이 ZC sequence $d_u(l)$ 인 PSS는 시스템 대역폭 내의 가운데 6RB(Resource Block, 72 부반송파) 내에서 전송되어, 전송 대역폭에 관계없이 단말이 검출 혹은 복호 할 수 있도록 한다. 가운데 부분의 6RB 중 10개의 남은 부반송파는 항상 0의 값으로 전송하며, 동기 수행을 위한 필터 설계에 용이함을 가져다 준다.

표 1. OFDMA 시스템 전송 파라미터

Transmission BW		1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Sub-frame duration		1 ms					
Sub-carrier spacing		15 kHz					
Sampling frequency (MHz)		1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
FFT size (N_{FFT})		128	256	512	1024	1536	2048
Number of occupied Sub-carriers		72	180	300	600	900	1200
Number of OFDM symbols per sub frame (Normal/Extended CP)		7/6					
CP length (samples)	Normal CP	9 x 6, 10 x 1	18 x 6, 20 x 1	36 x 6, 40 x 1	72 x 6, 80 x 1	108 x 6, 120 x 1	144 x 6, 160 x 1
	Extended CP	32	64	128	256	384	512

III. 대략적 주파수 동기 알고리즘

대략적 주파수 동기는 부반송파 간격의 정수 배에 해당하는 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_c$ 를 추정하고 보상하는 역할을 한다. 일반적으로 대략적 주파수 동기는 시간영역 추정 성능이 비교적 좋지 않기 때문에 주로 FFT(Fast Fourier Transform) 연산 이후 주파수 영역에서 이루어진다. 주파수 영역 추정 기법은 대부분 기준 신호와 수신 신호와의 상관을 통해 이루어지며, 상관을 취하는 범위가 증가할수록 추정에 필요한 시간이 늘어나므로 최대 발생 가능한 주파수 오프셋 범위에 따라 상관 구간을 적절하게 설정해야 한다. 본 논문에서는 다양한 주파수 영역 추정 기법 중 대표적인 3가지 방식에 대해 설명하고 각각의 문제점을 분석한 후 전체적인 성능을 개선시킬 수 있는 알고리즘을 제안한다.

3.1 기존 대략적 주파수 동기 알고리즘

3.1.1 일반 상관 방식

일반 상관 방식은 주파수 오프셋 추정을 위해 송수신기간 약속된 기준 신호의 주파수 영역 상관 값을 이용한다⁴¹. 즉, 수신된 PSS $Y(k)$ 와 약속된 PSS $X(k)$ 간의 상관 값을 구하여 그 값이 최대가 되는 지점을 추정하는 방식으로 식 (2)와 같다.

$$\hat{\epsilon}_c = \max_{\tau} \left[\sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} Y(k)X^*(k+\tau) \right]^2 \quad (2)$$

3.1.2 자기 상관 방식

자기 상관 방식은 주파수 오프셋 추정을 위해 PSS의 대칭성을 이용한 주파수 영역 상관 값을 이용한다. 즉, PSS가 DC 부반송파를 중심으로 대칭을 나타내므로 수신된 PSS를 좌우 대칭으로 상관을 취하고 상관 출력 값 중 최대가 되는 지점을 추정하는 방식으로써 그 과정은 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon}_c = \max_{\tau} \left[\sum_{k=0}^{N_{FFT}/2-1} Y(k+\tau)Y^*(N_{FFT}-k+\tau) \right]^2 \quad (3)$$

3.1.3 부분 상관 방식

부분 상관 방식은 주파수 영역의 모든 유효 심볼 구간에 대해 상관 값을 추정하는 일반 상관 방식과 달리 유효 심볼 구간을 N_B 개의 블록으로 나눈 후,

각 블록에 대해 상관 전력 값을 추정한 뒤 평균을 취하여 최대 전력 지점을 검출하는 방식으로써 식 (4)와 같은 과정으로 나타낼 수 있다⁵¹.

$$\hat{\epsilon}_c = \max_{\tau} \left[\sum_{m=0}^{N_B-1} \left| \sum_{k=mN_L}^{(m+1)N_L-1} Y(k)X^*(k+\tau) \right|^2 \right] \quad (4)$$

$$, 0 \leq m \leq N_B - 1, N_L = N_{FFT} / N_B$$

여기서 N_L 은 한 블록을 구성하는 부반송파 신호의 개수를 의미하며, m 번째 블록에서 추정된 상관 값의 평균을 합산하여 최대 전력 지점을 검출한다. 반복 실험 결과, 본 논문에서는 최적 성능을 위해 $N_B=4$ 로 설정하였다.

3.2 기존 대략적 주파수 동기 알고리즘의 문제점

이상적인 환경에서 일반 상관 방식과 자기 상관 방식의 경우 PSS를 구성하는 ZC 시퀀스의 상관 결과는 식 (5), (6)과 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$R(\tau) = \left| \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} X(k)X^*(k+\tau) \right|^2 \quad (5)$$

$$= \left| \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \exp \left\{ \frac{j\pi u}{63} (\tau^2 + 2k\tau + \tau) \right\} \right|^2$$

$$R(\tau) = \left| \sum_{k=0}^{N_{FFT}/2-1} X(k+\tau)X^*(N_{FFT}-k+\tau) \right|^2 \quad (6)$$

$$= \left| \sum_{k=0}^{N_{FFT}/2-1} \exp \left\{ \frac{j\pi u}{63} (N_{FFT}(2(\tau-k) + N_{FFT} + 1) - 2k(2\tau + 1)) \right\} \right|^2$$

ZC 시퀀스는 그림 3에서 볼 수 있듯이 이상적인 환경에선 우수한 상관 특성을 가지고 있다. 하지만 다중 경로 페이딩 채널 환경에서는 상대적인 시간 지연과 신호 왜곡으로 인하여 상관 특성의 열화가 발생한다. 따라서 위와 같은 상관 방식은 OFDMA 시스템에 적용이 불가능하다.

$$R(\tau) = \sum_{m=0}^{N_B-1} \left| \sum_{k=mN_L}^{(m+1)N_L-1} X(k)X^*(k+\tau) \right|^2 \quad (7)$$

$$= \sum_{m=0}^{N_B-1} \left| \sum_{k=mN_L}^{(m+1)N_L-1} \exp \left\{ \frac{j\pi u}{63} (\tau^2 + 2k\tau + \tau) \right\} \right|^2$$

마지막으로 부분 상관 방식의 자기 상관 결과는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있으며 그림 4와 같이 설

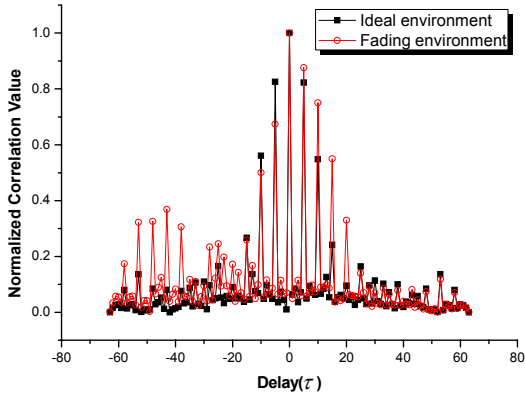


그림 4. 부분 상관 방식(NB=4)의 상관 패턴

정된 블록 간격에 의해 부분적인 침투 값이 나타나게 된다. 이러한 부분 상관 방식은 일반 상관 방식과는 달리 블록 내 주파수 선택적 페이딩 채널의 특성이 상대적으로 둔화되므로 다중 경로 페이딩 채널에서 적용 가능한 방식이지만 블록 내 부반송파 개수가 상대적으로 적기 때문에 누적에 의한 잡음 감소 효과는 작다는 단점이 있다.

3.3 개선된 대략적 주파수 동기 알고리즘

3.3.1 Differential filter

기존 대략적 주파수 동기 알고리즘의 문제점으로 인해 발생 가능한 성능 열화를 해결하기 위해 본 논문에서는 그림 5와 같은 differential filter 구조를 적용하였다.

주파수 오프셋과 AWGN을 고려한 수신된 k 번째 부반송파 신호는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$Y(k) = X(k)e^{j2\pi\Delta f k T_s} + W(k) \quad (8)$$

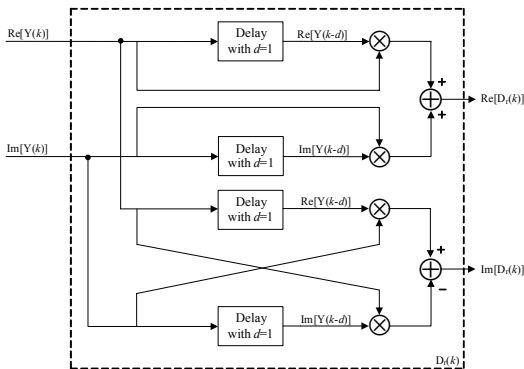


그림 5. Differential filter 구조

여기서, $X(k)$ 는 전송된 PSS의 k 번째 부반송파 신호이며, Δf 와 $W(k)$ 는 각각 주파수 오차와 AWGN이다.

Differential filter의 출력 신호는 수신 신호 $Y(k)$ 와 상관 간격 d 만큼 지연된 신호의 complex conjugate 된 신호로서 식 (9)와 같이 나타낼 수 있으며, 상관 시 사용되는 differential PSS 신호는 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} D_r(k) &= Y(k)Y^*(k-d) \\ &= X(k)X^*(k-d)e^{j2\pi\Delta f k T_s} e^{-j2\pi\Delta f(k-d)T_s} \\ &\quad + X^*(k-d)W(k)e^{-j2\pi\Delta f(k-d)T_s} \\ &\quad + X(k)W^*(k-d)e^{j2\pi\Delta f k T_s} + W(k)W^*(k-d) \quad (9) \\ &= X(k)X^*(k-d)e^{j2\pi\Delta f d T_s} + \bar{W}(k) \\ &\quad , \bar{W}(k) = X^*(k-d)W(k)e^{-j2\pi\Delta f(k-d)T_s} \\ &\quad + X(k)W^*(k-d) \cdot e^{j2\pi\Delta f k T_s} + W(k)W^*(k-d) \end{aligned}$$

$$D_s(k) = X(k)X^*(k-d) \quad (10)$$

식 (9)에서 complex conjugate 곱에 의해 잡음 성분의 영향이 가중되어 검출 성능의 열화가 예상되지만 수신 신호가 differential filter를 통과하면서 출력 신호의 주파수 오프셋의 영향이 시간에 따라 변화하지 않고 차동 상관 간격인 d 에 의존하는 상수 값으로 변화함을 확인할 수 있다. 이에 따라 differential filter를 수신 입력 단에 적용함으로써 주파수 오프셋의 영향을 감소시킬 수 있다. 또한 부반송파 간 CFR(Channel Frequency Response)이 유사하기 때문에 differential filter를 수행함으로써 페이딩 채널에 의한 영향을 감소시킬 수 있고 이로 인해 기존 알고리즘과 달리 상관 전력 값을 이용하지 않고 inphase 성분과 quadrature 성분을 각각 분리하여 상관을 취한 I-channel correlator의 출력만을 이용할 수 있다. 따라서 제한한 방식은 제곱 연산 및 Q-channel을 제거하여 성능뿐만 아니라 복잡도도 감소시킬 수 있고 잡음의 제곱으로 인한 SNR 손실에 의한 성능 열화가 발생하지 않는다.

3GPP LTE에서는 허용 가능한 최대 주파수 오차를 5ppm(13kHz)으로 설정하고 있다. 이는 부반송파 간격(15kHz)보다 크지 않기 때문에 최대 상관 값이 나타나는 지점을 기준으로 인접 부반송파 위치만을 관찰하여 주파수 오프셋을 검출할 수 있다는 것을 의미한다. 따라서 그림 6에서 표시한 관찰 구간 안에서 differential filter를 적용하였을 경우 최대 상관

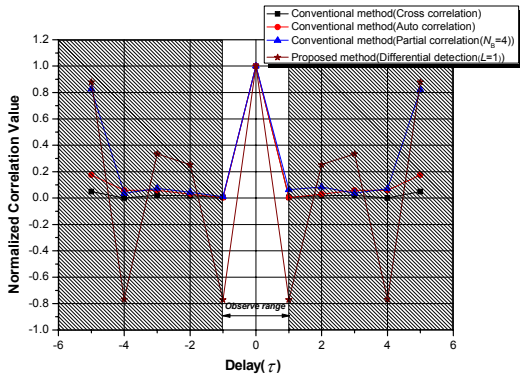


그림 6. 상관 패턴 비교 [Proposed method vs. Conventional method]

값과 인접 위치 상관 값 간의 비율이 기존 방식과 비교하여 커지므로 제안된 방식의 성능 향상을 기대할 수 있다.

3.3.2 Multiple differential filter 기반의 개선된 detection 알고리즘

본 논문에서는 보다 안정되고 향상된 성능을 얻기 위하여 그림 7에서 보듯이 multiple differential filter를 적용하였다. 1개 이상의 differential filter에서 출력되는 각 d 에 따른 상관 값을 누적하게 되면, 피크 지점의 상관 값과 그 이외의 인접 지점 상관 값 차이가 커지게 되며, 이에 따라 검출 성능을 향상시킬 수 있다^{[6], [7]}. 그림 7은 multiple differential filter와 I-channel correlator로 구성된 개선된 대략적 주파수 동기 알고리즘의 블록도이다.

Multiple differential filter를 적용한 I-channel correlator의 출력은 식 (11), (12)와 같이 나타낼 수 있다.

여기서 Re와 Im은 각각 실수부와 허수부를 의미

하며 L 은 적용된 differential filter의 수를 의미한다.

$$R_d(\tau) = \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \left\{ \begin{aligned} &\text{Re}[D_s(k)] \cdot \text{Re}[D_r(k+\tau)] \\ &+ \text{Im}[D_s(k)] \cdot \text{Im}[D_r(k+\tau)] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\hat{\epsilon}_c = \max_{\tau} \left\{ \sum_{d=1}^L R_d(\tau) \right\} \quad (12)$$

그림 8은 다중 경로 페이딩 환경에서 적용된 differential filter의 수에 따른 주파수 오프셋 검출 오차 확률(Detection Error Rate)을 나타낸다. 여기서 검출 오차 확률이란 각 알고리즘들이 정수 배의 주파수 오프셋을 정확히 검출하는지에 대한 여부를 판단하기 위해 설정된 것이며, 추정된 주파수 오프셋과 실제 주파수 오프셋 차의 절댓값이 1이상이면 오차 확률을 1, 오차가 1이하이면 오차 확률을 0으로 설정하여 평균적인 확률 값을 계산한다.

그림 8에서 보듯이 제안된 방식이 기존 방식보다 월등히 우수한 추정 성능을 보임을 확인할 수 있으며, 또한 기존 방식 중 가장 성능이 우수한 부분 상관 방식과의 비교보다 제안된 방식이 $DER=10^{-4}$ 에서 최대 약 4dB 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다. 나머지 방식들은 주파수 선택적 페이딩 채널에 대한 상관 특성 변화가 성능 열화의 주된 요인으로 작용한다. 또한 제안된 방식의 differential filter 수 L 의 증가에 따라 최대 상관 값과 인접 위치 상관 값 간의 비율이 커지게 되므로 성능이 개선되나, differential filter 수는 2개 이상에서 큰 성능 개선이 없기 때문에 복잡도를 고려하여 differential filter 수는 2개로 설정하는 것이 제안된 방식의 최적 구조로 판단된다.

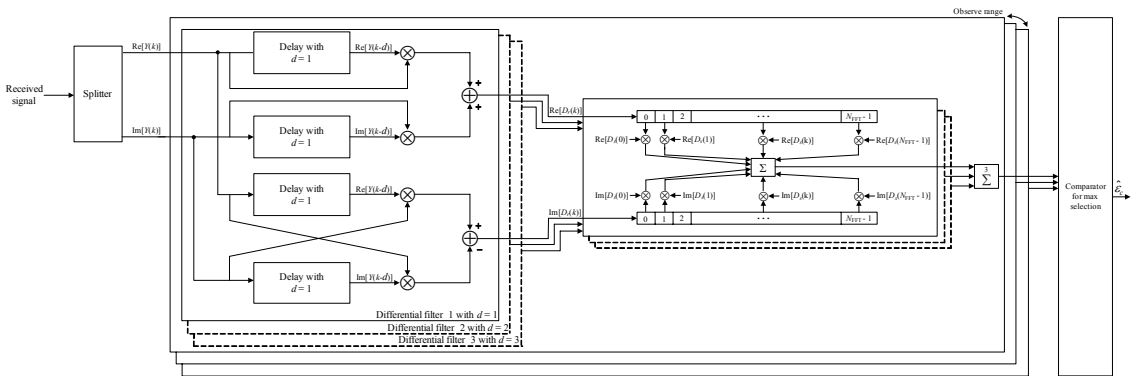


그림 7. 제안된 대략적 주파수 오프셋 추정 알고리즘 블록도

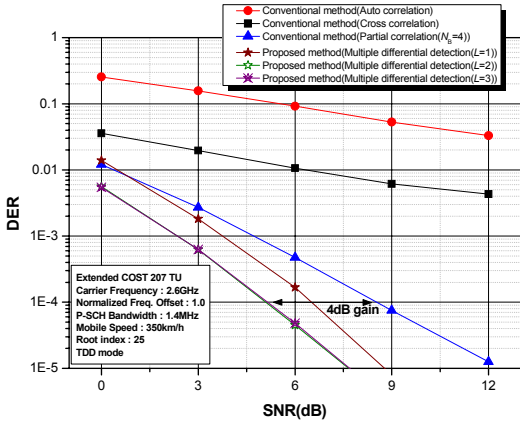


그림 8. DER 성능 비교[Proposed method vs. Conventional method]

IV. 미세 주파수 동기

미세 주파수 동기는 대략적 주파수 동기를 수행하기 이전에 부반송파 간격의 절반 이하 크기를 가지는 주파수 오프셋을 추정하고 보상하는 기능을 수행한다. 또한, 초기 보상 이후 발생 가능한 잔류 주파수 오프셋을 추적(tracking)하고 연속적으로 보상하여 데이터 복조 과정에서 위상 오류로 인한 성능 열화를 막는 역할을 수행한다. 주파수 오프셋의 추적은 특정 이득을 적용한 간단한 루프 필터를 통해 설계 가능하며, 잔류 주파수 오프셋의 분산 값을 일정허용범위 이내로 줄일 수 있도록 해야 한다.

4.1 미세 주파수 오프셋 추정 알고리즘

기본적인 미세 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 시간 영역에서 보호 구간과 유효 심볼 구간의 후반부가 동일하다는 특성을 이용하여 두 구간내의 위상 변화량을 통해 주파수 오프셋을 추정하는 형태로 동작한다^[8]. 시간 영역에서 수신된 OFDMA 신호를 $y(n)$ 이라 할 때, 보호구간 N_{GI} 을 이용한 소수부의 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_f$ 의 추정은 다음 식과 같다.

$$\hat{\epsilon}_f = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{N_{GI}-1} \text{Im}[y(n)y^*(N_{FFT} + n)]}{\sum_{n=0}^{N_{GI}-1} \text{Re}[y(n)y^*(N_{FFT} + n)]} \right\} \quad (13)$$

여기서 n 은 시간 영역 신호의 샘플 인덱스를 의미한다. 즉, 보호구간은 $0 \leq n \leq N_{GI}-1$ 이고 유효 심볼 구간은 $N_{GI} \leq n \leq N_{FFT} + N_{GI}$ 으로 표현된다.

알고리즘의 기본적인 평균 추정 특성은 \arctan 성질에 의해 상대적 주파수 오프셋 기준 $0.5 < \hat{\epsilon}_f < 0.5$ 로 한정된다.

4.2 개선된 미세 주파수 오프셋 추적

본 논문에서는 발생 가능한 잔류 미세 주파수 오프셋을 추적하기 위해 그림 9와 같이 개선된 1차 PLL 구조를 제안하였다. 전체적인 미세 주파수 동기 구조는 주파수 오프셋 추정기와 루프 필터, 스위칭 모드, 그리고 전압 제어 발진기(VCO: Voltage Controlled Oscillator)로 구성된다. 주파수 오프셋 추정기는 보호구간을 이용하여 하나의 OFDM 심볼에 대해 한번씩 출력 값을 갖는다.

TDD 모드의 경우 FDD 모드와 다르게 상향링크 구간과 하향링크 구간이 시분할로 전송되기 때문에 상향링크 구간과 하향링크 구간 신호의 전력 차이로 인해 그림 10과 같이 time slot 단위의 tracking 과정에서 정상 상태로 수렴하지 않는 문제가 발생한다. 따라서 식 (14)와 같이 슬립 모드와 액티브 모드로 나누어 미세 주파수 오프셋을 추정한다. 슬립 모드에서는 스위칭 모드 계수 $\alpha = 0$ 을 적용하여 신호가 존재 하지 않는 상향링크 구간에서의 tracking 과정을 멈추고, 액티브 모드에서는 $\alpha = 1$ 을 적용하여 하향링크 구간에서의 잔류 주파수 오프셋을 추적한다.

$$\hat{\epsilon}_f = \alpha \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{N_{GI}-1} \text{Im}[y(n)y^*(N_{FFT} + n)]}{\sum_{n=0}^{N_{GI}-1} \text{Re}[y(n)y^*(N_{FFT} + n)]} \right\} \right] \quad (14)$$

($\alpha = 0$: Sleep mode, $\alpha = 1$: Active mode)

또한 슬립 모드와 액티브 모드의 스위칭 시간에 대한 정보는 초기 셀 탐색 과정으로부터 얻는 5ms와 10ms에 대한 타이밍 정보를 이용한다.

그림 10은 Extended CP 모드 및 SNR=10dB일 경우 다중 경로 페이딩 환경에서 기존 방식과 제안

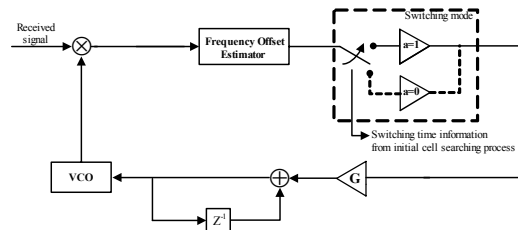


그림 9. 개선된 1차 루프 필터 구조

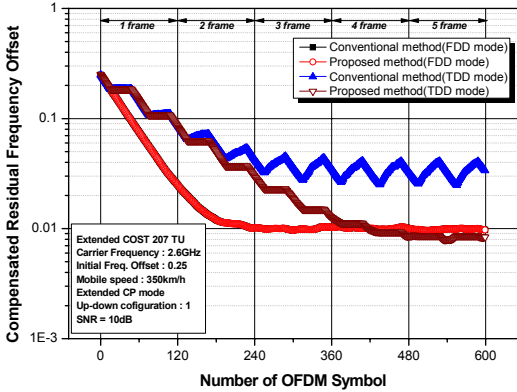


그림 10. Tracking 성능 비교[Proposed method vs. Conventional method]

한 방식의 tracking 성능 비교를 나타낸다. 본 논문에서는 미세 주파수 오프셋 추적 성능 비교를 위해 CP 길이 검출을 가정한 상태에서 진행하였다. 기존 방식의 경우 상향링크와 하향링크 신호의 전력 차이를 고려하지 않고 상향링크 구간에서도 미세 주파수 오프셋 추정이 이루어지기 때문에 잔류 주파수 오프셋의 추적이 정상 상태로 수렴하지 않고 발산한다. 하지만 스위칭 모드를 적용한 제안된 방식은 3GPP LTE 시스템의 TDD 모드에서 잔류 주파수 오프셋을 안정적으로 추적함으로써 정상 상태에 진입 가능성을 확인 할 수 있다.

V. 컴퓨터 모의 실험 결과

본 절에서는 대략적 주파수 동기화 및 미세 주파수 동기화를 연동하여 컴퓨터 모의 실험을 통한 성능 비교 분석을 수행하였다. 모의 실험 파라미터는 표 4에 제시되어 있으며 3GPP LTE 규격에 맞추어 설정하였다^[1]. 다중 경로 페이딩 채널 모델은 Extended COST 207 TU(Typical Urban)를 고려하며, 도플러 주파수와 관련된 이동체 속도의 경우 3GPP에서 제시한 0~350km/h 범위 중 미세 주파수 동기의 성능 열화가 상대적으로 크게 발생하는 고속 환경 즉, 350km/h만 고려한다.

그림 11과 12는 다중 경로 페이딩 환경에서 대략적 주파수 동기화 및 미세 주파수 동기화를 연동한 tracking 성능과 정상 상태 RMSE(Root Mean Square Error) 성능을 나타낸다. 기존 방식의 대략적 주파수 동기 알고리즘으로는 가장 성능이 우수한 부분 상관방식을 적용하였다. 그림 11에서 보는 바와 같이 FDD 모드의 경우 TDD 모드와 달리 주파수

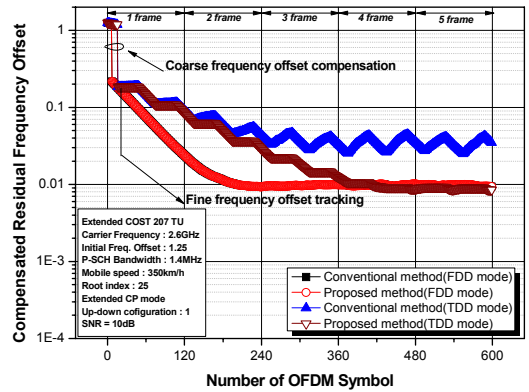


그림 11. 연동 tracking 성능 비교[Proposed method vs. Conventional method]

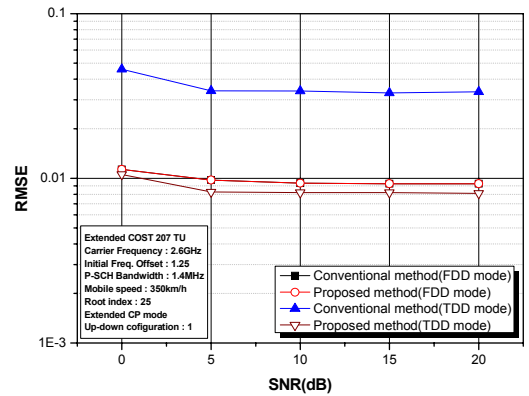


그림 12. 연동 RMSE 성능 비교[Proposed method vs. Conventional method]

표 4. 시뮬레이션 파라미터

Parameters	Value
Center frequency	2.6 GHz
Bandwidth	1.4 MHz
FFT size	128
CP type	Extended CP
Primary synchronization signal (root index)	ZC sequence with length 62 (25)
Normalized frequency offset	1.25
Uplink-downlink Configuration	1
Channel model	Extended COST 207 TU
Mobile speed	350km/h

수 분할을 통하여 상·하향링크의 연속적인 신호가 수신되기 때문에 스위칭 계수를 적용한 미세 주파수 오프셋 추정 방식을 적용해도 기존 방식과 같은 추적

성능을 나타내지만 TDD 모드의 경우 상향링크와 하향링크 구간이 시분할되어 수신되고 상·하향링크 configuration에 따라 구간 비율이 각각 다르기 때문에 제안된 방식을 적용하였다. 하향링크 구간이 많은 configuration의 경우 기존 방식과 제안된 방식의 RMSE 성능이 큰 차이를 보이지 않지만 상대적으로 상향링크 구간이 많은 configuration 1번은 기존 방식을 적용하였을 경우 안정적으로 미세 주파수 옵셋을 추적할 수 없기 때문에 RMSE 성능이 열화 되는 것으로 나타난다. 하지만 제안된 방식을 적용함으로써 미세 주파수 옵셋을 안정적으로 추적 할 수 있다. 따라서 제안한 방식은 FDD 모드뿐만 아니라 TDD 모드에서도 정상적으로 대략적 주파수 옵셋을 검출하고 잔류 주파수 옵셋 추적이 가능함을 확인할 수 있다. 또한 RMSE 성능 비교를 통하여 제안한 방식이 TDD 모드에서 기존 방식에 비하여 정상 상태에서 안정적으로 동작 가능함을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향 링크 수신기를 위한 개선된 대략적 주파수 동기 및 미세 주파수 동기 알고리즘을 제안하였다. 제안된 대략적 주파수 동기 방식은 PSS를 구성하는 ZC 시퀀스의 상관 패턴 열화와 잡음의 제공으로 인한 SNR 손실에 의한 성능 열화를 개선한 방식이며, 제안된 미세 주파수 동기 방식은 3GPP LTE TDD 모드에서의 상향링크와 하향링크의 신호 전력 차로 인한 성능 열화를 개선한 방식으로 다양한 환경에서의 성능 분석을 통해 제안된 주파수 동기 방식이 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향 링크 수신기의 안정적이고 신뢰성 있는 주파수 동기 성능을 보장함을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] 3GPP WG1, "TS 36.211 V8.7.0: Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); Physical channel and modulation," www.3gpp.org, 2009.

[2] J. Armstrong, "Analysis of New and Existing Methods of Reducing Intercarrier Interference Due to Carrier Frequency Offset in OFDM," *IEEE Trans. Comm.*, Vol.42, pp.2908-2914, 1994.

[3] 3GPP WG1, "TS 36.104 V8.6.0: Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception," www.3gpp.org, 2009.

[4] H. Nogami, T. Nagashima, "A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM Systems," *Proc. PIMRC'95*, pp. 1010-1015, 1995.

[5] Y.H You, J.H Paik, C.H Park, M.C Ju, K.W Kwon, and J.W Cho, "Low-complexity Coarse Frequency-offset Synchronization for OFDM Applications," *IEEE ICC 2001*, Vol.8, pp. 2494-2498, 2001.

[6] D. Makrakis and P.T Mathiopoulos, "Optimal Decoding in Fading Channels: A Combined Envelope, Multiple Differential and Coherent Detection Approach", in *Proc. GLOBECOM'89*, Dallas, TX, pp.1551-1557, Nov. 1989.

[7] D. Makrakis, P. T Mathiopoulos, and D. P Bouras, "Optimal decoding of coded PSK and QAM signals in correlated fast fading channels and AWGN: A combined envelope, multiple differential and coherent approach," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.42, pp.63-75, Jan. 1994.

[8] J.J van de Beek, M. Sandell and P.O Borjesson, "On Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix," *Proc. of RVK*, pp.663-667, 1996.

심 명 준 (Myung-Jun Shim)

준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부
2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사 과정
<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

장 준 희 (Jun-Hee Jang)

정회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부
2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정
<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

중신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과
1976년 2월 국과학기술원 전기전자공학과 석사
1976년 3월~1979년 7월 (주)금성사 중앙연구소 연구원
1979년 9월~1982년 12월 미국 University of Southern California 전기공학과 공학박사
1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원
1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수
<관심분야> 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술