

3GPP LTE 하향링크 OFDMA 시스템의 수신 성능 향상을 위한 주파수 동기 알고리즘

정희원 이대 홍*, 임 세 빈**, 노 희 진***, 종신회원 최 형 진**

Frequency Synchronization Algorithm for Improving Performance of OFDMA System in 3GPP LTE Downlink

Dae-Hong Lee*, Se-Bin Im**, Hee-Jin Roh*** *Regular Members*,
Hyung-Jin Choi** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 3GPP LTE(Long Term Evolution)에서 하향링크로 고려하고 있는 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템의 주파수 동기를 위한 수신기 구조를 제안한다. 일반적으로 OFDMA 시스템에서는 대략적 주파수 동기화 및 미세 주파수 동기가 구분되어 수행된다. 본 논문에서는 대략적 주파수 동기를 위해 동기 채널인 P-SCH(Primary-Synchronization Channel) 신호를 사용하고, 미세 주파수 동기를 위해서는 OFDMA 심볼의 보호구간(CP: Cyclic Prefix)을 이용하는 방안을 고려한다. P-SCH 신호는 이용 가능한 부반송파 개수가 충분히 많지 않고, ZC(Zadoff Chu) 시퀀스 특유의 성질로 인해 차동 상관 특성이 비교적 좋지 않은 단점이 있다. 따라서 기존 대략적 주파수 동기 알고리즘들은 충분한 성능 이득을 얻지 못한다. 본 논문에서는 대략적 주파수 동기 성능 향상을 위해 기존 차동 상관 알고리즘을 변형한 새로운 방식을 제안한다. 또한, 미세 주파수 동기의 안정된 성능을 보장하기 위해 효과적인 PLL(Phase Locked Loop) 구조를 제시한다. 컴퓨터 모의실험 결과를 통해 본 논문에서 제안한 대략적 주파수 동기 알고리즘은 기존 방식들에 비해 상대적으로 우수한 성능을 발휘하며, 2차 PLL을 통한 미세 주파수 윗셋 추적 방식은 고속 이동체 환경에서도 충분히 우수한 성능을 나타낸다는 것을 확인할 수 있다.

Key Words : 3GPP LTE, OFDMA, frequency synchronization

ABSTRACT

In this paper, we propose a receiver structure for frequency synchronization in OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) system which is considered as 3GPP LTE(Long Term Evolution) downlink. In general, OFDMA frequency synchronization consists of two parts: coarse synchronization and fine synchronization. We consider P-SCH (Primary-Synchronization Channel) and CP (Cyclic Prefix) of OFDMA symbol for coarse synchronization and fine synchronization, respectively. The P-SCH signal has two remarkable disadvantages that it does not have sufficiently many sub-carriers and its differential correlation characteristic is

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었습니다.
(IITA-2008-C1090-0803-0002)

* 삼성탈레스 (dh84.lee@samsung.com), ** 성균관대학교 정보통신공학부 (hjchoi@ece.skku.ac.kr),
*** 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 (heejin.roh@samsung.com)

논문번호 : KICS2008-09-425, 접수일자 : 2008년 9월 30일, 최종논문접수일자 : 2008년 12월 1일

not good due to ZC (Zadoff Chu) sequence-specific property. Hence, conventional frequency synchronization algorithms cannot obtain satisfactory performance gain. In this paper, we propose a modified differential correlation algorithm to improve performance of the coarse frequency synchronization. Also, we introduce an effective PLL (Phase Locked Loop) structure to guarantee stable performance of the fine frequency synchronization. Simulation results verify that the proposed algorithm has superior performance to the conventional algorithms and the 2nd-order PLL is effective to track the fine frequency offset even in high mobility.

I. 서 론

광역 유선 접속 기술의 대안으로 3GPP에서는 Release 6 기술과 비교하여 사용자와 사업자의 비용을 줄이면서 고품질의 다양한 서비스를 제공하는 새로운 무선이동통신 기술 개발을 진행하고 있다. 이는 낮은 전송 지연, 높은 전송률, 시스템 용량과 커버리지를 개선하기 위한 연구로써 기존 5MHz로 한정되었던 대역폭을 20MHz까지 확장하면서 하향링크 최대 100Mbps, 상향링크 최대 50Mbps의 전송률을 목표로 두고 있으며, Release 7 핵심 기술로 하향링크 OFDMA 및 상향링크 SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 전송 방식을 도입하여 전반적인 기술 변화를 추진하고 있다^[1].

OFDMA 시스템은 비교적 긴 delay spread를 갖는 광역 무선 채널의 다중 경로 환경에 대한 대처 방안으로 고려되고 있는 블록 단위의 전송 방식이며 주파수 영역에서 간단한 복소곱 연산을 통해 다중 경로에 의한 주파수 선택적 페이딩 채널의 등화가 가능하다. 또한 블록 내에서의 간섭과 블록 간의 간섭을 피하기 위해 채널의 최대 지연 경로보다 긴 보호구간을 삽입하고 있다^[2].

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 Doppler shift로 인하여 주파수 오프셋이 발생할 경우 수신 성능이 크게 열화될 수 있으므로 주파수 오프셋을 정확히 추정하고 보상해야 한다^[3].

일반적으로 OFDMA 시스템에서 주파수 동기는 크게 대략적 주파수 동기과 미세 주파수 동기로 구분하여 수행된다. 대략적 주파수 동기는 초기 주파수 오프셋에 대하여 부반송파 간격의 정수 배에 해당하는 값을 추정하여 보상하는 기능을 수행한다. 미세 주파수 동기는 부반송파 간격 절반 이하의 주파

수 오프셋을 추정 및 보상하며 계속적으로 잔존하는 주파수 오프셋의 변화를 추적해 나가는 기능을 수행한다.

본 논문에서는 일반적으로 사용되는 대략적 주파수 동기 알고리즘들의 문제점을 확인하고 전체적인 성능을 향상시킬 수 있는 대략적 주파수 동기 알고리즘을 제안한다. 또한 보호구간을 이용한 미세 주파수 오프셋 추정 방식 및 PLL을 통한 잔류 주파수 오프셋 추적 구조를 제시한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, II장에서는 3GPP LTE 하향링크 시스템의 물리계층 개요 및 수신신호 모델에 대하여 간단히 기술한다. III장에서는 대표적인 대략적 주파수 동기 알고리즘들을 소개하고, 각각의 문제점 및 제안하는 대략적 주파수 동기 알고리즘에 대해 설명한다. IV장에서는 미세 주파수 동기를 위한 알고리즘과 1차 및 2차 PLL 설계에 대한 내용을 비교 분석한다. V장에서는 모의 실험을 통해 전체적인 성능을 비교 분석한다. 마지막으로 VI장에서는 본 논문의 결론을 내린다.

II. 3GPP LTE 하향링크 물리계층

본 논문에서는 3GPP LTE의 하향링크 물리계층에서 지원하는 FDD(Frequency Division Duplex)와 TDD(Time Division Duplex) 모드 중 첫 번째 FDD 모드를 기준으로 전체 내용을 서술하도록 한다. FDD 모드의 경우 프레임이 10ms의 지속 시간을 가지며 20개의 슬롯으로 구성된다. 각 슬롯은 0.5ms의 길이를 가지며 0부터 19까지의 슬롯 번호가 할당되고 부프레임(sub-frame)은 2개의 연속된 슬롯으로 정의된다. FDD 모드에서 10개의 부프레임은 하향링크 전송과 상향링크 전송에 모두 이용되고 주파수 영역에서 분리된다. 하향링크 전송을 위한 최소 전송 구간 (TTI: Transmission Time Interval)은 상향링크 부프레임 구간과 동일하며 다중 부프레임(multiple sub-frame)의 결합은 더 긴 전송 구간을 가능하게 한다.

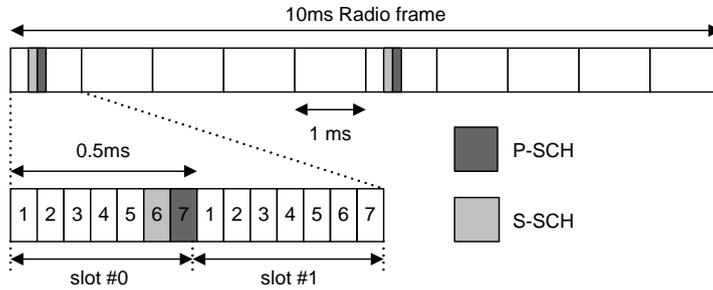


그림 1. FDD 모드의 프레임 구조

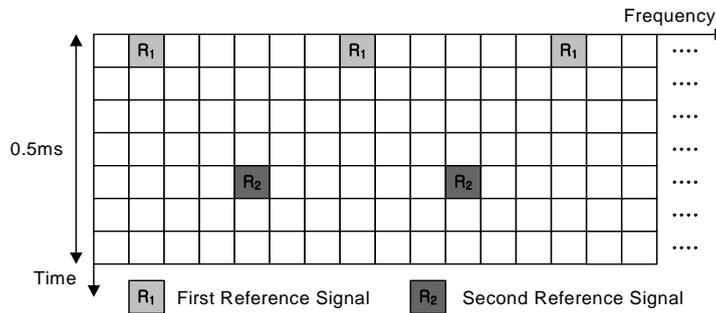


그림 2. 기본적인 하향링크 기준 신호(RS) 구조

3GPP LTE 규격에서 정의하는 FDD 모드의 프레임 구조에서는 보호구간 길이가 $T_{CP} \approx 4.7/16.7 \mu s$ (short/long CP) 이고 부반송파 간격이 $\Delta f = 15kHz$ 인 OFDMA 방식을 기반으로 한다. 부반송파 간격은 전송 대역폭에 무관한 값을 가지며, 대역폭의 크기는 OFDMA 부반송파 개수에 따라 결정된다. Long CP 모드는 다중 셀 전파 및 매우 큰 셀 시나리오를 위해 존재하며 부프레임 단위로 선택적인 적용이 가능하다. 그리고 한 개의 슬롯 내에서는 long CP 모드일 경우 6개, short CP 모드일 경우 7개의 OFDMA 심볼이 전송된다. 표 1은 3GPP LTE TR(Technical Report) 25.814에서 정의하는 기본적인 전송 파라미터들을 나타낸 것이다.

하향링크 기준 신호(RS: Reference Signal)는 하향링크 채널의 품질 측정뿐만 아니라 동기 복조를 위한 채널 추정 및 셀 탐색에 이용된다. 기본적인 신호 구조는 그림 2와 같다. 첫 번째 기준 신호는 매 슬롯에서 가장 먼저 전송되는 OFDMA 심볼에 위치하며 두 번째 기준 신호는 뒤에서 세 번째로 전송되는 OFDMA 심볼에 위치한다. 이 때 기준 신호는 6개의 부반송파 간격으로 할당되며 첫 번째 기준 신호와 두 번째 기준 신호는 그림 2와 같이

표 1. OFDMA 시스템 전송 파라미터

Bandwidth (MHz)	1.25	2.5	5	10	15	20	
Timeslot duration	0.5 ms						
Sub-carrier spacing	15 kHz						
Sampling frequency (MHz)	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72	
FFT size	128	256	512	1024	1536	2048	
Number of occupied sub-carriers	76	151	301	601	901	1201	
Number of OFDMA symbols per Timeslot	7/6						
CP length (samples)	Short	14	28	56	112	168	224
	Long	32	64	128	256	384	512

주파수 영역에서 교차되어 배치된다.

3GPP LTE 하향링크의 초기 셀 탐색은 단말기에서 가장 먼저 수행되는 동기과정으로써 크게 3단계로 구분되며, 단말이 셀에 접속하기 위한 초기 프레임 동기 및 주파수 동기, cell ID 검출 등의 단계를 모두 포함한다.

ZC 시퀀스로 생성되는 P-SCH 신호는 셀 내에서 3가지의 다른 시퀀스로 구성되어 있고 DC 부반송파 주위로 집중된 63개의 유효 부반송파에 할당되며 프레임 구조에 따라 할당 방식이 변경된다. 3GPP LTE 규격에서는 P-SCH 신호를 생성하는 ZC 시퀀스의 root index M을 25, 29, 34로 구분하고 있으며 생성식은 다음과 같다.

$$Z(k) = \exp\left(\frac{-j\pi M k(k+1)}{N_{used}}\right) \quad (1)$$

여기서 N_{used} 는 유효 부반송파의 개수를 의미하고, 이는 전송 대역폭과 무관하게 항상 일정한 값을 가진다.

S-SCH 신호도 P-SCH 신호와 동일한 방식으로 할당되고 binary 시퀀스를 통하여 생성된다. P-SCH 신호와 S-SCH 신호는 10ms 프레임에서 슬롯 0과 슬롯 10에 5ms를 주기로 그림 1과 같이 할당된다.

OFDMA 시스템에서 주파수 오프셋(Δf)은 부반송파 간격(Δf_{SUB})에 대한 실제 주파수 오프셋의 비를 나타내는 상대적 주파수 오프셋(ϵ)으로 나타낸다.

$$\epsilon = \epsilon_c + \epsilon_f = \frac{\Delta f}{\Delta f_{SUB}} = \frac{\Delta f}{BW/N_{FFT}} = \Delta f T_b \quad (2)$$

여기서 ϵ_c 는 상대적 주파수 오프셋의 정수부, ϵ_f 는 소수부를 의미한다.

OFDMA 시스템의 수신 신호는 국부 발진기의 신호 $\exp\{-j(2\pi\hat{f}_c n + \theta_m)\}$ 와 곱해져 다시 기저 대역의 신호로 변환된다. 그러나 송신단과 수신단 간의 발진기 부정합으로 인해 주파수 오프셋 $\Delta f = f_c - \hat{f}_c$ 와 위상 오차 $\theta_e = \theta_i + \theta_m$ 가 발생하게 되며, 해당 신호는 식 (3)과 같이 표현 가능하다.

$$y(n) = \exp\{-j(2\pi\Delta f n + \theta_e)\} \times \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} x(k)h_c\left(n - \frac{kT}{N_{FFT}}\right) + \omega(n) \quad (3)$$

여기서 $h_c(n)$ 는 송신 필터와 수신 필터가 결합된 형태의 필터를 의미하며, $\omega(n)$ 는 평균이 0이고 분

산이 σ_n^2 인 AWGN을 가리킨다. $h_c(n)$ 가 Nyquist 샘플링 기준을 만족하여 T/N_{FFT} 간격으로 최적의 수신 신호를 표현한다면 송·수신기간에 주파수 오프셋이 발생한 경우 수신 신호는 식 (4)와 같다.

$$y(n) = x(n)\exp\left\{j\left(\frac{2\pi n\epsilon}{N_{FFT}} + \theta_e\right)\right\} + \omega(n) \quad (4)$$

이 신호에 대해 FFT 연산을 수행하면 다음과 같은 주파수 영역의 신호로 변환된다.

$$Y(k) = X(k)I(0) + \sum_{n=0, n \neq k}^{N_{FFT}-1} X(k)I(n-k) + \omega(k) \quad (5)$$

여기서 $I(k)$ 는 주파수 오프셋으로 인한 신호 왜곡을 의미하며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I(k) = \frac{\sin\pi(k+\epsilon)}{N_{FFT}\sin\frac{\pi}{N_{FFT}}(k+\epsilon)} \times \exp\left\{j\frac{\pi}{N_{FFT}}(N_{FFT}-1)(k+\epsilon)\right\} \times \exp(j\theta_e) \quad (6)$$

III. 대략적 주파수 동기 알고리즘

대략적 주파수 동기는 부반송파 간격의 정수 배에 해당하는 주파수 오프셋 ϵ_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 기준신호와 수신신호와의 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 송·수신기간 약속된 기준 신호의 주파수 영역 상관 값을 이용한다⁴¹. 즉, 수신된 P-SCH 신호 $Y(k)$ 와 약속된 P-SCH 신호 $X(k)$ 간의 상관 값을 구하여 그

값이 최대가 되는 지점을 추정하는 방식으로써 그 과정은 다음과 같다.

$$\hat{\varepsilon}_c = \max_{\tau} \left| \sum_{k=0}^{N_{used}-1} Y(k)X^*(k+\tau) \right| \quad (7)$$

일반 상관 방식의 경우 AWGN 환경에서는 성능이 우수하지만 다중경로 페이딩 채널 환경에서는 주파수 선택적 페이딩 특성으로 인하여 주파수 오프셋 검출이 힘든 단점이 있다.

3.1.2 차동 상관 방식

차동 상관 방식은 차동 검출 원리를 주파수 동기에 응용한 것으로써 다음 식과 같이 주파수 영역에서 d 간격만큼 떨어진 부반송파 사이의 차동 검출된 신호를 이용하여 대략적 주파수 오프셋을 추정한다⁵⁾.

$$\hat{\varepsilon}_c = \max_{\tau} \left| \sum_{k=0}^{N_{used}-1} Y(k+d)Y^*(k) \times X^*(k+d+\tau)X(k+\tau) \right| \quad (8)$$

이와 같은 차동 상관 방식은 d 간격 내 채널 변화가 크지 않을 경우 차동 검출 과정에서 해당 채널의 위상 성분이 제거되는 효과가 있다. 따라서 일반 상관 방식과 달리 타이밍 오차 및 다중 경로 페이딩 채널 환경에 강인한 장점이 있다⁵⁾.

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 M 개의 블록으로 나눈 후, 각 블록에 대해 상관 값을 계산한 뒤 합산하여 최대 전력 지점을 검출하는 방식으로 동작한다⁶⁾. 식 (9)는 m 번째 블록에 대한 부분 상관 값을 나타낸다.

$$\Omega_m(\tau) = \sum_{k=mN_B}^{(m+1)N_B-1} Y(k)X^*(k+\tau) \quad (9)$$

, $(0 \leq m < M, N_B = N_{used}/M)$

여기서 N_B 는 블록 내 부반송파 신호의 개수를 의미한다. M 개의 블록에서 계산된 상관 값들은 모두 합산되어 식 (10)과 같이 최대 전력 지점을 검출한다. 본 논문에서는 최적 성능을 위해 $M=4$ 로 설정하였다.

$$\hat{\varepsilon}_c = \max_{\tau} \sum_{m=0}^{M-1} |\Omega_m(\tau)| \quad (10)$$

3.2 기존 대략적 주파수 동기 알고리즘의 문제점

일반적으로 상관 연산 방법은 순환 상관(cyclic

correlation)과 비순환 상관(non-cyclic correlation)으로 구분할 수 있다. 하지만, 보호대역이 존재하는 실질적인 OFDMA 시스템의 경우 양끝 주파수 영역 신호의 부재로 인해 비순환 상관 방법이 주로 적용된다. 이러한 비순환 상관 방법은 순환 상관 방법과 달리 주기성이 존재하지 않지만, 한 주기 내 기본적인 상관 특성은 유사하게 나타난다. 따라서 본 논문에서는 비교적 분석이 간단한 순환 상관 방법을 이용하여 기존 대략적 주파수 동기 알고리즘들의 문제점을 분석하도록 한다.

우선 일반 상관 방식의 경우 P-SCH 신호를 구성하는 ZC 시퀀스의 자기 상관 (Auto-correlation) 결과의 식 (11), (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_1(\tau) = \frac{1}{N_{used}} \sum_{k=0}^{N_{used}-1} \left[Z^*(k)Z(k+\tau)_{N_{used}} \right] \quad (11)$$

$$= \frac{1}{N_{used}} \sum_{k=0}^{N_{used}-1} \exp \left\{ \frac{-j\pi M}{N_{used}} (\tau^2 + 2k\tau + \tau) \right\}$$

$$= \delta(\tau)$$

$$|R_1(\tau)| = 1 \quad (12)$$

여기서 $Z(k+\tau)_{N_{used}}$ 은 $Z\{(k+\tau) \text{ modulo } N_{used}\}$ 을 의미하며, $\delta(\tau)$ 는 Kronecker delta 함수를 나타낸다. ZC 시퀀스는 그림 3에서 볼 수 있듯이 $\tau=0$ 인 지점을 제외하고 0값을 가지는 우수한 자기 상관 특성을 가지고 있다. 하지만, 다중 경로 페이딩 채널 환경에서는 상대적인 시간 지연과 신호 왜곡으로 인하여 상당히 좋지 않은 상관 특성을 나타낸다. 따라서, 위와 같은 일반 상관 방식은 실질적인 OFDMA 시스템에 적용이 불가능하다⁵⁾. 본 논문에서는 이러한 일반 상관 방식을 ZC 시퀀스의 기본 특성을 제시하는 형태로만 언급한다.

두 번째로, 차동 상관 간격을 d 라고 할 경우 차동 상관 방식의 자기 상관 결과는 식 (13), (14)와 같다.

$$R_2(\tau) = \frac{1}{N_{used}} \sum_{k=0}^{N_{used}-1} \left[\left\{ Z^*(k)Z(k+1)_{N_{used}} \right\}^* \times \left\{ Z^*(k+\tau)_{N_{used}} \times Z(k+\tau+1)_{N_{used}} \right\} \right] \quad (13)$$

$$= \frac{1}{N_{used}} \sum_{k=0}^{N_{used}-1} \exp \left\{ \frac{-2j\pi M}{N_{used}} \tau \right\}$$

$$= \exp \left\{ \frac{-2j\pi M}{N_{used}} \tau \right\}$$

$$|R_2(\tau)| = 1 \quad (14)$$

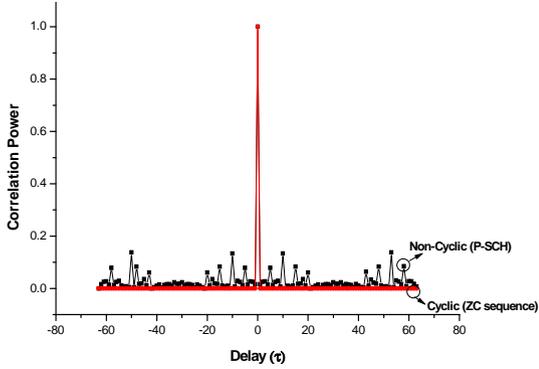


그림 3. 일반 상관 방식의 상관 특성

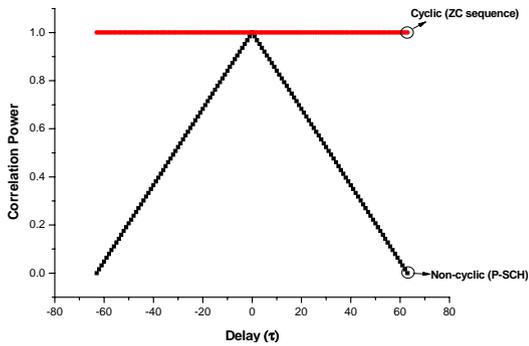


그림 4. 차동 검출 방식의 상관 특성

식 (14)와 그림 4에서 볼 수 있듯이 차동 상관 방식의 자기 상관 전력 값은 값에 무관하게 항상 일정하게 나타난다. 또한 보호대역이 설정되어 있는 P-SCH 신호의 비순환 상관 특성은 순환 상관 특성과는 다소 차이가 있지만, 최대 상관 지점과 두 번째로 큰 상관 지점 사이의 전력 차이가 크지 않기 때문에 대략적 주파수 오프셋 검출 성능의 열화를 예상할 수 있다.

마지막으로, 부분 상관 방식의 자기 상관 결과는 식 (15), (16)과 같이 나타낼 수 있으며, 일반 상관 방식과 동일하게 $\tau=0$ 인 지점을 제외하고 0값을 가지는 특성을 보여준다. 그러나 보호대역을 고려한 P-SCH 신호의 비순환 상관 특성은 그림 5와 같이 설정된 블록 간격에 의해 부분적인 침두 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 잡

음 감소 효과는 작다는 단점이 있다^[6].

$$R_3(\tau) = \sum_{m=0}^{N_D-1} \left\{ \sum_{k=m}^{(m+1)N_{used}/N_B-1} Z(k)Z^*(k+\tau) \right\}_{N_{used}} \quad (15)$$

$$= \frac{1}{N_{used}} \exp\left\{ \frac{-j\pi M}{N_{used}} (\tau^2 + \tau) \right\} \times \left\{ \frac{1 - \exp(-j2\pi M\tau/N_B)}{1 - \exp(-j2\pi M\tau/N_{used})} \right\} \cdot \delta(\tau)$$

$$|R_3(\tau)| = 1 \quad (16)$$

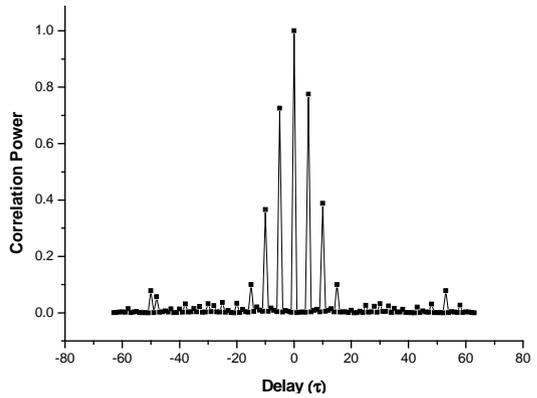


그림 5. 부분 상관 방식의 상관 특성 (P-SCH, non-cyclic)

3.3 제안하는 대략적 주파수 동기 알고리즘

기존 차동 상관 방식의 문제점으로 인해 발생 가능한 성능 열화 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 그림 6과 같이 다중 상관 간격을 통한 변형된 차동 상관 방식을 제안한다. 부반송파 인덱스에 따라 차동 상관 간격 d_k 를 1에서 순차적으로 증가시켜 최대 차동 상관 간격 S 와 동일해지면 그 다음 부반송파 인덱스에서는 차동 상관 간격이 1이 되고 다시 증가하는 패턴이 반복되는 방식이다. 이러한 차동 상관 방식의 자기 상관 값은 식 (17)과 같다.

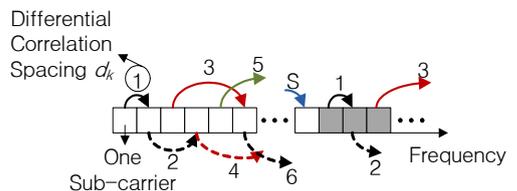


그림 6. 제안된 차동 상관 방식

$$R_S(\tau) = \frac{1}{N_{used}} \sum_{k=0}^{N_{used}-1} \left[\left\{ \begin{aligned} &Z^*(k)Z(k+d_k)N_{used} \\ &\times \left\{ \begin{aligned} &Z(k+\tau)N_{used} \\ &\times Z(k+\tau+d_k)N_{used} \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right\}^* \right] \quad (17)$$

$$= \frac{1}{N_{used}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \exp\left\{ \frac{-2j\pi M}{N_{used}} \tau d_k \right\}$$

여기서 $d_k = (k \text{ modulo } S) + 1$ 이며, 식 (17)은 다음과 같이 계산된다.

$$R_S(\tau) = \frac{1}{N_{used}} \sum_{k=0}^{S-1} \frac{N_{used}}{S} \exp\left\{ \frac{-2j\pi M}{N_{used}} \tau \right\} \quad (18)$$

$$= \frac{1}{S} \cdot \frac{1 - \exp(-j2\pi M\tau S/N_{used})}{1 - \exp(-j2\pi M\tau/N_{used})}$$

$$|R_S(\tau)| = \frac{1}{S} \sqrt{\frac{1 - \cos(-j2\pi M\tau S/N_{used})}{1 - \cos(-j2\pi M\tau/N_{used})}} \quad (19)$$

3GPP LTE에서는 허용 가능한 최대 주파수 오차를 5ppm(13kHz)으로 설정하고 있다. 이는 부반송파 간격(15kHz)보다 크지 않기 때문에 최대 상관값이 나타나는 지점을 기준으로 인접 부반송파 위치만을 관찰하여 주파수 오프셋을 검출할 수 있다는 것을 의미한다. 따라서, 본 논문에서는 최대 상관값과 인접 위치의 상관 값 간의 전력 비율을 식 (20)과 같은 PAR(Peak-to-Adjacent correlation Ratio)로 정의하고 이를 주파수 오프셋 검출 성능을 평가하는 기준으로 설정한다.

$$PAR = 10 \log \left(\frac{|R_S(\tau_{max})|}{\max \left(|R_S(\tau_{max} - 1)|, |R_S(\tau_{max} + 1)| \right)} \right) \cdot \left(\tau_{max} = \max_{\tau} |R_S(\tau_{max})| \right) \quad (20)$$

그림 7은 ZC 시퀀스의 3가지 root index 및 최대 상관 간격 S에 따른 PAR을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 기존 차동 상관 방식과 비교하여 제안하는 차동 상관 방식은 상대적으로 우수한 PAR 성능을 나타낸다. 이 때 최대 상관 간격은 주파수에 따른 채널의 변화가 크지 않은 범위 즉, coherence bandwidth 내에서 적절하게 설정해야 주파수 선택적 채널에 의한 성능 열화를 막을 수 있다. 3GPP에서는 OFDMA 심볼에 삽입된 기준 신호의 부반송파 간격을 적용 가능한 다중경로 채널모델들의 coherence bandwidth를 고려하여 6으로 설정하고 있다. 따라서 본 논문에서는 이를 참고하여 최대 상관 간격 S를 6으로 설정한다.

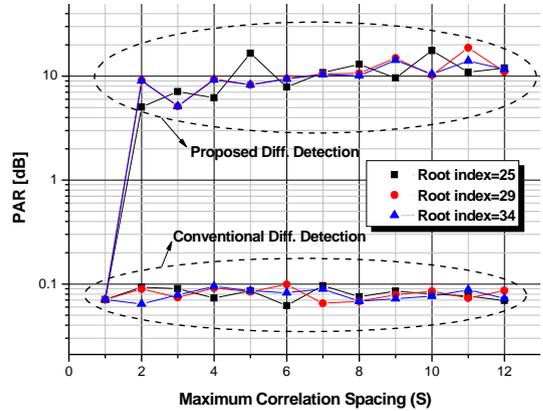


그림 7. 최대 상관 간격에 따른 PAR

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 미세 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 일정 허용 범위 이내로 줄일 수 있도록 해야 한다.

4.1 미세 주파수 오프셋 추정 알고리즘

기본적인 미세 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 시간 영역에서 보호구간과 유효 심볼 구간의 후반부가 동일하다는 OFDMA 심볼의 특성을 이용하여 두 구간내의 위상 변화량을 측정하여 주파수 오프셋을 추정하는 형태로 동작한다⁷⁾. 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.

$$\hat{\epsilon}_f = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=-N_a}^{-1} \text{Im} [y^*(n)y(n+N_{FFT})]}{\sum_{n=-N_a}^{-1} \text{Re} [y^*(n)y(n+N_{FFT})]} \right\} \quad (21)$$

여기서 Re와 Im은 각각 실수와 허수부를 의미하며, n 은 시간 영역 신호의 샘플 위치를 나타낸다. 즉, 보호구간은 $-N_{GI} \leq n \leq -1$ 이고 유효 심볼 구간은

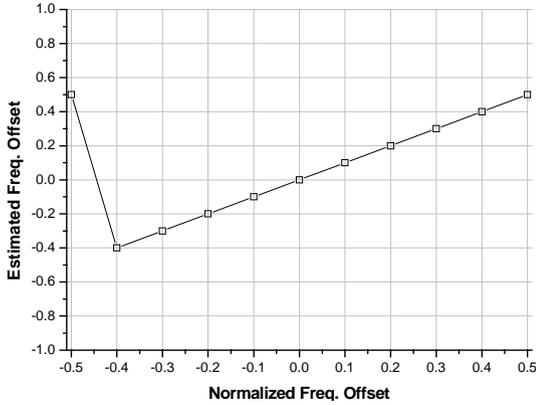


그림 8. 보호구간 이용한 알고리즘의 주파수 오프셋 검출 특성
 $0 \leq n \leq N_{FFT} - 1$ 으로 표현된다. 이 알고리즘의 기본적인 평균 추정 특성은 그림 8과 같으며 \arctan 성질에 의해 추정 가능한 주파수 오프셋은 상대적 주파수 오프셋 기준 $-0.5 < \hat{\epsilon}_f < 0.5$ 으로 한정된다.

4.2 잔류 주파수 오프셋 추적

본 논문에서는 발생 가능한 잔류 미세 주파수 오프셋을 추적하기 위해 그림 9, 10에서와 같이 1차 및 2차 PLL 구조를 설계하고 각각의 성능을 비교한다. 전체적인 미세 주파수 동기 구조는 주파수 오프셋 추정기와 루프 필터, 그리고 전압 제어 발진기(VCO: Voltage Controlled Oscillator)로 구성된다.

1차 PLL 구조는 하나의 OFDMA 심볼에서 검출된 주파수 오프셋에 이득을 곱한 뒤 보상하는 과정이 연속적으로 반복됨으로써 미세 주파수 오프셋 추적을 수행해 나간다.

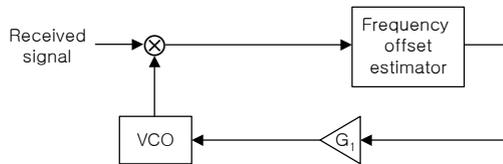


그림 9. 1차 PLL 구조

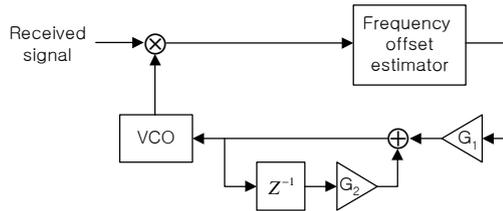


그림 10. 2차 PLL 구조

2차 PLL에서 루프 필터는 높은 주파수 오차 및 단말의 이동성으로 인한 추적 성능의 열화를 방지하기 위하여 사용된다. 이 때, 루프 대역폭 B_L 과 루프 이득 K_1 , K_2 그리고 루프 필터 이득 G_1 , G_2 의 관계식은 다음과 같다.

$$2B_L T = \left[\frac{2}{4/(\gamma+1) - K} \right] - 1 \quad (22)$$

$$G_1 = \frac{K_1}{K_D K_V} \quad G_2 = \frac{K_2}{K_D K_V} \quad (23)$$

여기서 K_D 는 주파수 오프셋 검출기의 고유 이득, K_V 는 controller의 이득을 나타내며 관련 변수들은 다음과 같은 관계식을 만족해야 한다.

$$\begin{cases} T = \frac{N_{sample}}{1/T_s} \times N_s \\ \gamma = 1 + K_1/K_2 \\ K_1 = 1 - \exp(-2\xi\omega_n T) \quad K_2 = 2(1 - \alpha) - K_1 \\ \omega_n = \frac{2B_L T}{\xi + 1/4\xi} \\ \alpha = \exp(-\xi\omega_n T) \cos(\omega_n T \sqrt{1 - \xi^2}) \end{cases} \quad (24)$$

위 식에서 N_{sample} 은 보호구간까지 포함한 OFDMA 심볼의 샘플 수를 의미하고 N_s 는 갱신 주기, T_s 는 심볼 주기, ω_n 은 2차 루프 전달함수의 고유 주파수, ξ 는 damping factor를 나타낸다. Damping Factor는 일반적으로 0.707으로 설정된다. 표 2는 short CP 모드일 경우 루프 대역폭에 따라 설정된 루프 파라미터들을 나타낸다.

표 2. 루프대역폭에 따른 루프 파라미터

B_L (Hz)	ω_n	α	K_1	K_2	G_1	G_2
1000	0.135	0.999	1.36E-5	9.22E-11	1.17E-2	7.94E-08
2000	0.269	0.999	2.71E-5	3.69E-10	2.34E-2	3.18E-07
3000	0.404	0.999	4.07E-5	8.29E-10	3.51E-2	7.15E-07

V. 컴퓨터 모의 실험 결과

표 3은 각 알고리즘들의 성능 평가를 위한 시스템 변수들을 나타낸다. 다중 경로 페이딩 채널 모델

표 3. 시뮬레이션 파라미터

Parameters	Value
Carrier Frequency	2.6 GHz
Bandwidth	1.25MHz
FFT size	128
Modulation	QPSK
Mobile speed	350 km/h

은 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. 또한, 주파수 동기 성능 평가를 위한 상대적 주파수 오프셋의 관찰 범위는 최대 $-1 \leq \epsilon \leq 1$ 으로 설정하며, ZC 시퀀스의 root index 는 25를 이용한다.

그림 11은 AWGN 환경에서 대략적 주파수 동기 알고리즘들의 평균 출력 특성을 나타낸 것이다. 각각의 결과에서 볼 수 있듯이 각 알고리즘들은 부반송파 정수 배 위치의 상대적 주파수 오프셋 값만 추정 가능한 특징이 있다. 따라서 전체적으로 계단 형태의 출력 특성이 나타나며, 상대적 주파수 오프셋의 소수부가 ± 0.5 일 경우 정확한 추정을 할 수 없게 되므로 미세 주파수 오프셋의 추정 및 보상이 선행되어야 안정적인 성능을 보장한다.

그림 12는 AWGN 환경과 다중 경로 페이딩 환경에서 대략적 주파수 동기 알고리즘들의 주파수 오프셋 검출 오차 확률(detection error rate)을 나타낸 것이다. 여기서 검출 오차 확률이란 각 알고리즘들이 정수배의 주파수 오프셋을 정확히 검출하는지에

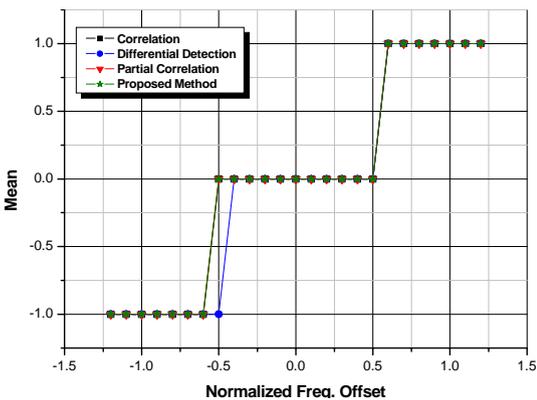
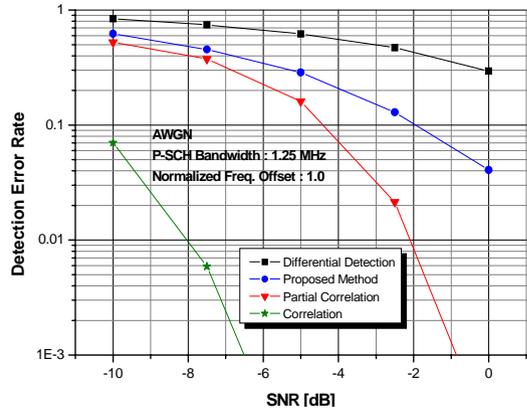
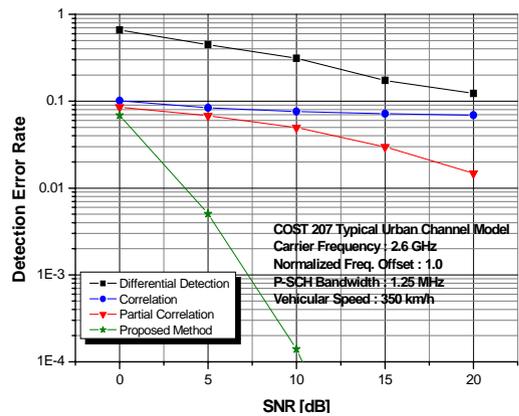


그림 11. 대략적 주파수 동기 알고리즘들의 평균 특성



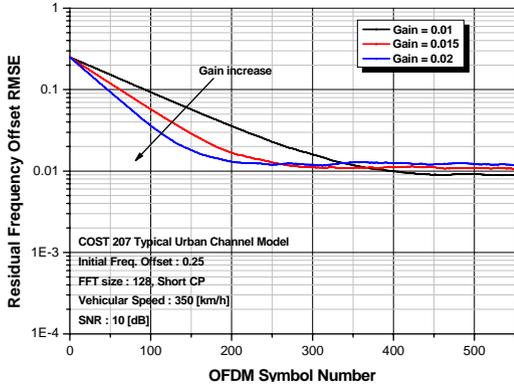
(a) AWGN 환경



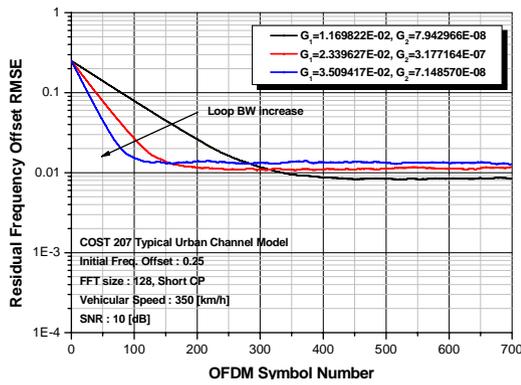
(b) 다중 경로 페이딩

그림 12. 대략적 주파수 동기 알고리즘들의 검출 오차 확률 비교

대한 여부를 판단하기 위해 설정된 것이며, 추정된 주파수 오프셋과 실제 주파수 오프셋 차의 절댓값이 1 이상이면 오차 확률을 1, 오차가 1이하이면 오차 확률을 0으로 설정하여 평균적인 확률 값을 계산한다. 결과에서 볼 수 있듯이 단순히 AWGN 환경만 고려할 경우 일반 상관 방식이 SNR 0dB 이하에서 100%에 가까운 검출 확률을 보이며 가장 우수한 성능을 나타낸다는 것을 확인할 수 있다. 부분 상관 방식의 경우 각 블록 상관 값에 대한 절댓값의 평균을 이용하므로 잡음의 분산 값이 증가하게 되어 상대적인 성능 열화가 발생하게 되고, 차동 검출 방식과 제안된 방식의 경우 차동 검출 과정에서 잡음 항이 곱해짐으로써 잡음의 분산 값이 증가하기 때문에 일반 상관 방식에 비해 성능이 열화된다. 반면, 다중 경로 페이딩 환경에서는 제안한 방식의 검출 오차 확률이 SNR=10dB 조건에서 약 1.7×10^{-4}



(a) 1차 PLL 구조



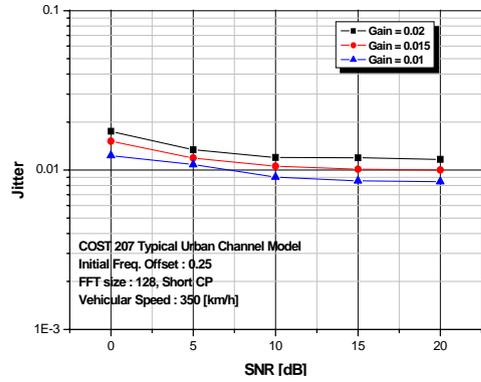
(b) 2차 PLL 구조

그림 13. 추적 시간에 따른 RMSE 성능

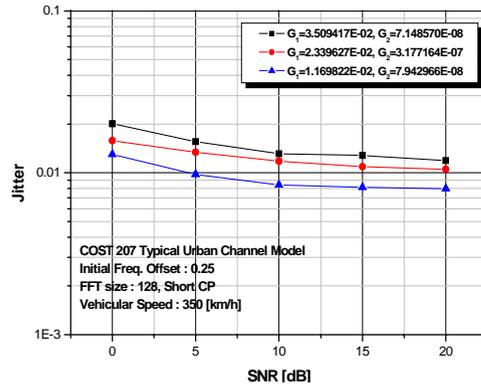
정도로써 기존 방식들보다 상대적으로 우수한 성능을 보인다. 이는 ZC 시퀀스의 상관 특성 개선에 따른 효과라 볼 수 있다. 기존 차동 상관 방식의 경우 ZC 시퀀스 특유의 상관 특성으로 인하여 성능 열화가 가장 심하며, 나머지 방식들은 주파수 선택적 페이딩 채널에 대한 상관 특성 변화가 성능 열화의 주된 요인으로 작용한다.

그림 13은 Short CP 모드 및 SNR = 10dB일 경우 다중 경로 페이딩 환경에서 추적 시간에 따른 1차 및 2차 PLL 구조의 RMSE 성능을 나타낸 것이다. 유사한 정상 상태의 RMSE 값을 기준으로 할 때 2차 PLL 구조의 추적에 소요되는 시간이 1차 PLL 구조보다 약 7.14ms(약 100 OFDMA 심볼) 정도 감소하는 것을 알 수 있다.

그림 14는 이득에 따른 jitter 성능을 나타낸 것으로써 이득이 클수록 RMSE jitter 성능이 열화되는 것을 알 수 있고 1차 PLL과 2차 PLL 구조 모두 전체적으로 SNR 10dB 이상의 환경에서는 안정적



(a) 1차 PLL 구조



(b) 1차 PLL 구조

그림 14. 이득에 따른 jitter 성능 비교

인 성능이 유지된다.

VI. 결론

본 논문에서는 3GPP LTE 하향링크 OFDMA 시스템에 적용 가능한 주파수 동기 알고리즘들을 제시하고 각각의 성능을 비교 평가하였다. 특히, 동기 채널인 P-SCH 신호를 구성하는 ZC 시퀀스의 기본적인 상관 특성 분석을 통해 일반적으로 가장 우수한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있는 차동 상관 방식의 적용 상 문제점을 지적하고, 이를 해결하기 위한 방법으로써 다중 차동 간격을 기반으로 하는 새로운 차동 상관 방식을 제안하였다. 또한, 미세 주파수 오프셋 추정 및 PLL을 통한 잔류 주파수 오프셋의 추적 방식에 대해 분석하고, 고속 이동체 환경에서도 안정적인 동작이 가능한 최적 구조를 제시하였다. 모의실험 결과에서 확인할 수 있듯이 본 논문에서 제안된 방식들은 목표 시스템의 수신기 성능을 향상시킬 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] 3rd Generation Partnership Project(3GPP); Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA.
- [2] T. Hwang, Y. Li, "A Bandwidth Efficient Block Transmission with Frequency-Domain Equalization," *Proc. of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on*, Vol.2, pp.433-436, 2004.
- [3] 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.
- [4] Hiroshi Nogami, Toshio Nagashima, "A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM Systems," *Proc. PIMRC'95*, pp.1010-1015, 1995.
- [5] Zheng Du, Jinkang Zhu, "Improved Coarse Frequency Synchronization Algorithm with Extended Differential Detection," *Proc. WCNC'03*, Vol.1, pp.470-477, 2003.
- [6] Young-Hwan You, Jong-Ho Paik, Cheol-Hee Park, Min-Chul Ju, Ki-Won Kwon, and Jin-Woong Cho, "Low-complexity Coarse Frequency-offset Synchronization for OFDM Applications," *IEEE ICC 2001*, Vol.8, pp.2494-2498, 2001.
- [7] Jan-Jaap van de Beek, Magnus Sandell and Per Ola Borjesson, "On Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix," *Proc. of RVK*, pp.663-667, 1996.

이 대 흥 (Dae-Hong Lee) 정회원



2006년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 졸업
 2008년 2월 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사
 2008년 10월~현재 삼성탈레스 H/W 2그룹
 <관심분야> 이동통신, 군사통신, 모뎀 동기 기술

임 세 빈 (Se-Bin Im) 정회원



2003년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
 2005년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 석사
 2005년 3월~현재 성균관대학교 전기전자공학과 박사과정
 <관심분야> 무선통신 및 이동통신 모뎀 동기 기술, MIMO/OFDM, UWB, CR 관련 기술

노 희 진 (Hee-Jin Roh) 정회원



1995년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업
 1997년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
 2003년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
 2003년 3월~현재 삼성전자 통신연구소 모뎀연구팀

<관심분야> OFDM/CDMA 관련 동기 및 채널등화 기술, 각종 무선통신 기술(3GPP LTE, 3GPP2 EV-DO/EV-DV, Broadcasting DVB-T/H-DMB/ISDB-T/S-DMB)

최 형 진 (Hyung-Jin Choi) 중신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업
 1974년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
 1976년 3월~1976년 3월 (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, 군사통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술