

3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향링크 수신기에서 초기 셀 탐색을 위한 CP 검출 기반의 SSS 검출 기법

준회원 김정인*, 정회원 장준희*, 종신회원 최형진*

A CP Detection Based SSS Detection Method for Initial Cell Search in 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Downlink Receiver

Jung-In Kim* *Associate Members*, Jun-Hee Jang* *Regular Member*,
Hyung-Jin Choi* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution) FDD/TDD (Frequency Division Duplex/Time Division Duplex) 듀얼 모드 하향 링크 수신기의 초기 셀 탐색을 위한 CP (Cyclic Prefix) 검출 기반의 SSS (Secondary Synchronization Signal) 검출 기법을 제안한다. 일반적으로 SSS 검출은 CP 타임을 고려하여 두 번의 SSS 검출을 수행하는 블라인드 검출 구조의 coherent 검출 방식이 고려되나, coherent 검출 방식은 PSS (Primary Synchronization Signal)에서의 채널 정보를 이용하기 때문에 고속환경에서 채널 보상 오류로 인해 성능이 열화되며 이러한 채널 보상의 오류는 PSS와 SSS가 세 심볼 떨어져 있는 TDD 모드 프레임 구조에서 더욱 가중된다. 또한 블라인드 SSS 검출 방식은 연산량의 증가로 인해 구현의 복잡도가 증가하는 단점이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 고속 이동체 환경에서 FDD 모드뿐만 아니라 TDD 모드에서도 안정적인 SSS 검출 성능을 보장할 수 있고, SSS 검출 이전에 CP 검출을 수행함으로써 블라인드 검출 구조보다 연산량을 감소시킬 수 있는 CP 타임 선 결정 검출 구조의 non-coherent SSS 검출 기법을 제안한다. 다양한 환경에서 제안된 SSS 검출 기법의 성능 분석을 통해 제안된 방식이 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향 링크 수신기에서 안정적인 검출 성능을 보장함을 입증하였다.

Key Words : LTE, Initial cell search, Secondary Synchronization Signal, CP detection, OFDM

ABSTRACT

In this paper, we propose a CP (Cyclic Prefix) detection based SSS (Secondary Synchronization Signal) detection method for initial cell search in 3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution) FDD/TDD (Frequency Division Duplex/Time Division Duplex) dual mode downlink receiver. In general, a blind coherent SSS detection method which can detect SSS without CP detection is applied. However, coherent detection method caused performance degradation by channel compensation error at high speed environment because it uses estimated CFR (Channel Frequency Response) at PSS (Primary Synchronization Signal), and it can be more serious problem in TDD mode due to increased distance between PSS and SSS. Also blind detection has the drawback of high computational complexity. Therefore, we proposed a CP type pre-decision structure with non-coherent SSS detection which has stable operation in high speed channel environments for 3GPP LTE TDD mode as well as FDD mode, and can reduce computational complexity by applying CP detection before SSS detection. Simulation results show that the proposed method has stable operation for 3GPP LTE TDD/FDD dual mode downlink receiver in various channel environments.

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITA-2009-C1090-0902-0005)
* 성균관대학교 정보통신공학부 통신시스템 연구실 ((kji511, hellojih, hjchoi}@ece.skku.ac.kr)
논문번호 : KICS2009-07-304, 접수일자 : 2009년 7월 20일, 최종논문접수일자 : 2009년 11월 6일

I. 서 론

현재 3GPP 에서는 급속히 발전하는 정보통신 서비스를 효율적으로 제공하기 위해 Release 6 기술과 비교하여 사용자와 사업자의 비용을 줄이면서도 고품질의 다양한 서비스를 제공하는 새로운 이동통신 기술의 필요성을 인식하고, 낮은 전송 지연 (Low Latency), 높은 전송률 (High Data Rate), 시스템 용량과 커버리지를 개선하기 위한 연구로서 3GPP LTE 표준 기술 연구를 2004년 말부터 추진하기 시작하였다. 3GPP에서 수행중인 LTE 기술은 기존 5MHz로 한정되었던 대역폭을 20MHz까지 확장하면서 하향 링크 최대 100Mbps, 상향링크 최대 50Mbps의 전송률 지원을 목표로 하고 있으며, Release 7 핵심 기술로써 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 및 SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 전송 방식을 새롭게 도입하는 등 전반적인 기술 변화를 추진하고 있다.

3GPP LTE 시스템에서 초기 셀 탐색은 UE (User Equipment) 가 가장 먼저 수행하는 동기 과정으로써, UE가 셀에 접속하기 위한 초기 프레임 동기 및 주파수 동기, 셀 ID 검출, CP 타입 검출 등의 단계를 포함한다. 초기 셀 탐색은 PSS와 SSS를 이용하는데, 2단계의 과정이 필요하다. 먼저 PSS를 이용하여 5ms 타이밍 및 셀 ID 그룹 내 셀 ID를 검출하고, 그 이후에 SSS를 이용하여 셀 ID 그룹과 10ms 프레임 타이밍을 검출한다^[1].

3GPP LTE 시스템에서는 채널 상황에 따라 두 가지 CP 타입을 지원하기 때문에 일반적으로 SSS 검출은 CP 타입을 고려하여 두 번의 SSS 검출을 수행하는 블라인드 검출을 하며, SSS 검출 방식은 PSS에서의 채널 정보를 이용하는 coherent 검출 방식이 주로 고려된다. 하지만 이러한 블라인드 coherent SSS 검출 기법은 연산량의 증가로 인해 구현의 복잡도가 증가할 뿐 아니라, PSS에서의 채널 정보를 이용하기 때문에 고속환경에서 채널 보상 오류로 인해 성능이 열화되며 이러한 채널 보상의 오류는 PSS와 SSS가 세 심볼 떨어져 있는 TDD 모드 프레임 구조에서 더욱 가중되는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 고속 이동체 환경에서 FDD 모드뿐만 아니라 TDD 모드에서도 안정적인 SSS 검출 성능을 보장할 수 있고, SSS 검출 이전에 CP 검출을 수행함으로써 블라인드 SSS 검출 구조보다 연산량을 감소시킬 수 있는 CP 타입 선

결정 구조의 non-coherent SSS 검출 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II 장에서는 3GPP LTE 시스템에서 초기 셀 탐색 과정 및 SSS 구조에 대해 간략히 설명하며, III 장과 IV 장에서는 각각 coherent 검출 방식과 non-coherent 검출 방식 그리고 블라인드 검출 구조와 CP 타입 선 결정 구조에 대한 비교 분석 내용을 상세히 기술한다. V 장에서는 성능 비교 분석을 통해 제안된 방식의 우수성을 입증하며, 마지막으로 VI 장에서는 결론을 맺는다.

II. 신호 구조 및 초기 셀 탐색 과정

2.1 프레임 구조

3GPP LTE 시스템의 하향링크 신호는 10ms의 무선 프레임으로 구성되며, FDD와 TDD모드를 지원한다^[1]. 그림 1은 하향링크 FDD/TDD 모드 프레임 구조를 나타내며, 각 모드에 따라 서로 다른 위치에 SSS가 존재한다. FDD 모드의 경우 #0와 #5 subframe 내에 PSS와 SSS를 할당하며 서로 인접해 있다. 하지만 TDD 모드의 경우 SSS를 #0와 #5 subframe의 마지막 OFDM 심볼에, RS (Reference Signal) 패턴을 일정하게 유지하기 위해서 PSS는 #1과 #6 subframe의 3rd OFDM 심볼에 할당한다. 즉 TDD 모드의 경우 FDD 모드에 비해서 PSS와 SSS의 거리 차이가 증가하게 되고, 이로 인해 도플러 주파수가 큰 고속 환경에서 PSS와 SSS의 채널 변화가 증가하게 된다^[2].

TDD 모드에는 Traffic density를 고려하여 표 1과 같이 7개의 uplink-downlink configuration을 가

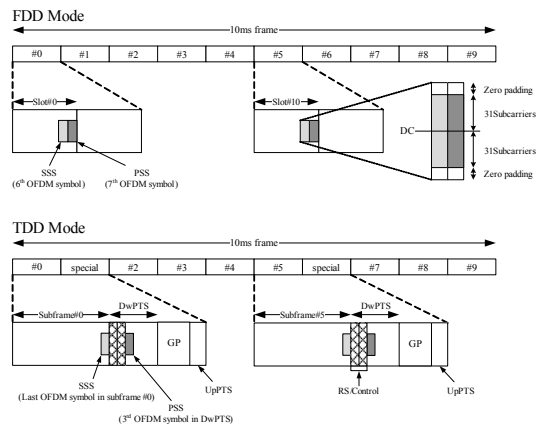


그림 1. 하향링크 FDD/TDD 모드 프레임 구조

표 1. Uplink-downlink configuration

Uplink-downlink configuration	Dlink-to-downlink Switch-point periodicity	Subframe number											
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
0	5ms	D	S	U	U	D	S	U	U	D	S	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D	S	U
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D	S	U

진다. 여기서 “D”는 하향링크 subframe, “U”는 상향링크 subframe, 그리고 “S”는 DwPTS (Downlink Pilot Timeslot), GP (Guard Period), UpPTS (Uplink Pilot Timeslot)을 포함하는 special subframe을 의미한다. #0, #5 subframe과 DwPTS는 항상 하향링크 transmission을 위해 할당되며, special subframe은 셀의 반경을 고려하여 표 2와 같이 상향 링크, 하향 링크 간의 간섭을 피하기 위해 유동적인 GP(Guard Period)를 갖는다. 여기서 T_s 는 basic time unit을 의미하며 식 (1)과 같이 나타낸다.

$$T_s = 1 / (\Delta f \times K), \text{ where } \Delta f \text{ is subcarrier spacing and } K \text{ is FFT size} \quad (1)$$

표 2. Configuration of special subframe

Special subframe configuration	Normal cyclic prefix			Extended cyclic prefix		
	DwPTS	GP	UpPTS	DwPTS	GP	UpPTS
0	3(6572T _s)	10(21936T _s)		3(7680T _s)	8(20480T _s)	
1	9(19760T _s)	4(8768T _s)		8(20480T _s)	3(7680T _s)	1(2560T _s)
2	10(21952T _s)	3(6576T _s)	1(2192T _s)	9(23040T _s)	2(5120T _s)	
3	11(24144T _s)	2(4384T _s)		10(25600T _s)	1(2560T _s)	
4	12(26336T _s)	1(2192T _s)		3(7680T _s)	7(17920T _s)	
5	3(6592T _s)	9(19744T _s)		8(20480T _s)	2(5120T _s)	2(5120T _s)
6	9(19760T _s)	3(6576T _s)		9(23040T _s)	1(2560T _s)	
7	10(21952T _s)	2(4384T _s)	2(4384T _s)	-	-	-
8	11(24144T _s)	1(2192T _s)		-	-	-

2.2 초기 셀 탐색 과정

3GPP LTE 시스템에서 초기 셀 탐색은 UE가 셀에 접속하기 위한 초기 프레임 동기 및 주파수 동기, 셀 ID 검출, CP 타입 검출 등의 단계를 포함하며 UE에서 가장 최초로 수행되는 과정이다. 3GPP LTE 시스템에서는 504개의 셀 ID N_{ID}^{cell} 를 가지며, 이들은 식 (2)와 같이 168개의 셀 ID 그룹 $N_{ID}^{(1)}$ 으로 그룹핑되고, 각각의 그룹은 세 개의 셀 ID $N_{ID}^{(2)}$

로 정의된다.

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)} \begin{cases} 0 \leq N_{ID}^{(1)} \leq 167 \\ 0 \leq N_{ID}^{(2)} \leq 2 \end{cases} \quad (2)$$

초기 셀 탐색은 기본적으로 PSS와 SSS를 이용하여 이루어지며^[1], 셀 탐색 과정은 그림 2에 도시하였다.

먼저, 1단계에서는 PSS를 이용한 초기 프레임 동기를 통해 5ms 타이밍 정보를 획득하며, 이와 동시에 3종류의 PSS로부터 현재 UE가 위치하고 있는 셀의 셀 ID $N_{ID}^{(2)}$ 가 결정된다. 이어서 2단계에서는 SSS검출을 통해 168종류의 셀 ID 그룹 $N_{ID}^{(1)}$ 와 CP 타입을 검출한다. 한 프레임 내에서 PSS는 5ms를 주기로 동일한 신호가 반복적으로 전송되지만, SSS는 10ms를 주기를 가지며, 5ms마다 2개의 binary sequence를 서로 교환하여 전송한다. 따라서 PSS를 검출함으로써 대략적인 심볼 타이밍을 획득하게 되고, SSS 검출을 통해서 10ms의 프레임 경계를 알 수 있게 된다.

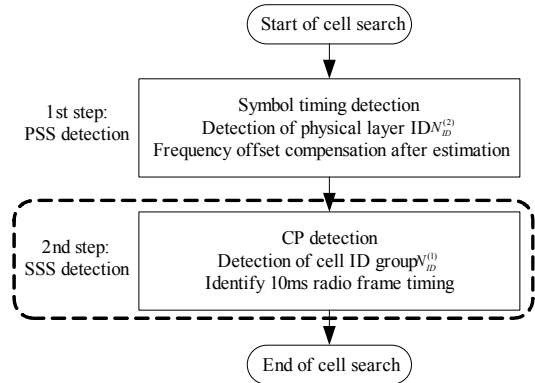


그림 2. 초기 셀 탐색 과정

2.3 Secondary Synchronization Signal

SSS는 셀 ID 그룹 $N_{ID}^{(1)}$ 검출 및 10ms 단위의 프레임 위치에 대한 정보를 얻기 위해 그림 3과 같이 시스템 대역폭 내의 가운데 6RB (Resource Block, 72 부반송파) 내에 할당되며, 전송 대역폭에 관계없이 단말이 검출 혹은 복호할 수 있도록 한다. 가운데 부분의 6RB 중 길이 31의 2개의 binary sequence는 DC 부반송파를 중심으로 63개의 부반송파에 할당되며, 주파수 diversity 효과를 얻기 위해 인터리빙 (interleaving) 방식으로 할당된다. 나머

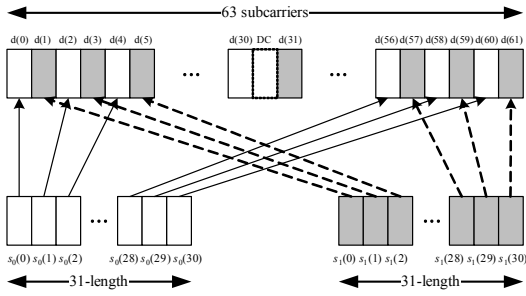


그림 3. SSS 부반송파 할당 구조

지 9개의 부반송파는 항상 0의 값으로 전송되며, 동기 수행을 위한 필터 설계에 용이함을 가져다 준다.

SSS를 생성하는 2개의 binary sequence는 식 (3) 과 같이 나타내며, #0과 #5 subframe 의 binary sequence가 서로 교환하여 전송함으로써, 10ms 프레임 경계를 구분할 수 있다.

$$d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{in \#0 subframe} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{in \#5 subframe} \end{cases} \quad (3)$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{in \#0 subframe} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) & \text{in \#5 subframe} \end{cases}$$

여기서 m_0, m_1 은 셀 ID 그룹 $N_{ID}^{(1)}$ 에 의해 결정 되고, n 은 binary sequence의 index를 의미하며 $0 \leq n \leq 30$ 이다. 또한 $s(n)$ 은 SSS 코드를 의미하며, $c(n), z(n)$ 은 scrambling sequence를 의미한다. Scrambling sequence는 cell search 과정에서 인접 셀의 간섭 완화와 collision 현상을 피하기 위해서 사용되며^[3], 각 sequence에 대한 생성 다항식은 표 3에 나타내었다.

표 3. m-sequence 생성 다항식

Cyclic-shift of m-sequence ($0 \leq n \leq 30$)	m-sequence ($0 \leq i \leq 30$)	$x(i)$ ($0 \leq i \leq 25$)
$s_0^{(m_0)}(n) = \tilde{s}((n + m_0) \bmod 31)$	$\tilde{s}(i) = 1 - 2x(i)$	$x(\bar{T} + 5) = (x(\bar{T} + 2) + x(\bar{T})) \bmod 2$
$s_1^{(m_1)}(n) = \tilde{s}((n + m_1) \bmod 31)$	$\tilde{s}(i) = 1 - 2x(i)$	$x(\bar{T} + 5) = (x(\bar{T} + 3) + x(\bar{T})) \bmod 2$
$c_0(n) = \tilde{c}((n + N_{ID}^{(1)}) \bmod 31)$	$\tilde{c}(i) = 1 - 2x(i)$	$x(\bar{T} + 5) = (x(\bar{T} + 4) + x(\bar{T} + 2) + x(\bar{T})) \bmod 2$
$c_1(n) = \tilde{c}((n + N_{ID}^{(1)} + 3) \bmod 31)$	$\tilde{c}(i) = 1 - 2x(i)$	$x(\bar{T} + 5) = (x(\bar{T} + 1) + x(\bar{T})) \bmod 2$
$z_1^{(m_1)}(n) = \tilde{z}((n + m_1 \bmod 8) \bmod 31)$	$\tilde{z}(i) = 1 - 2x(i)$	
$z_1^{(m_0)}(n) = \tilde{z}((n + m_0 \bmod 8) \bmod 31)$	$\tilde{z}(i) = 1 - 2x(i)$	
• Initial conditions : $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$		

III. SSS 검출 알고리즘

3.1 Coherent 검출

3GPP LTE 시스템에서는 PSS와 SSS가 인접한

몇 개의 OFDM 심볼 내에 할당되어 전송되므로 coherent 기반의 SSS 검출을 수행할 수 있다^[4]. 이를 위한 수신기 구조는 그림 4와 같다.

Coherent 검출은 기본적으로 SSS 검출 이전에 PSS 검출이 선행되기 때문에 PSS로부터 추정된 채널 정보를 이용하여 채널 보상을 실시한 후에 SSS 검출을 수행한다. 먼저, 채널 보상기 (channel compensator) 에서는 식 (4)와 같이 PSS로부터 추정된 $\hat{H}_{PSS}[k]$ 를 이용하여 주파수 영역 SSS 수신 신호 $R_{SSS}[k]$ 를 보상한다. 여기서 k 는 주파수 영역 부반송파 index를 의미한다.

$$\hat{R}_{SSS}[k] = R_{SSS}[k]\hat{H}_{PSS}^*[k] \quad (4)$$

채널 보상 이후 역다중화기 (demultiplexer) 에서 그림 3의 부반송파 할당의 역 과정을 수행하고 descramble을 한 신호는 식 (5)와 같다. 여기서 l 은 descramble된 신호의 index를 의미한다.

$$\alpha_{m_0}[l] = \hat{R}_{SSS}[2k]c_0[k]$$

$$\alpha_{m_1}[l] = \hat{R}_{SSS}[2k+1]c_1[k]z_1^{(m_1)}[k] \quad (5)$$

Descramble된 신호 $\alpha_{m_0}[l], \alpha_{m_1}[l]$ 은 각각 기준 신호와의 상호 상관을 수행하며, 상관 출력으로부터 식 (6)과 같이 검출된 \hat{m}_0, \hat{m}_1 값으로부터 셀 ID 그룹 $N_{ID}^{(1)}$ 를 검출할 수 있다.

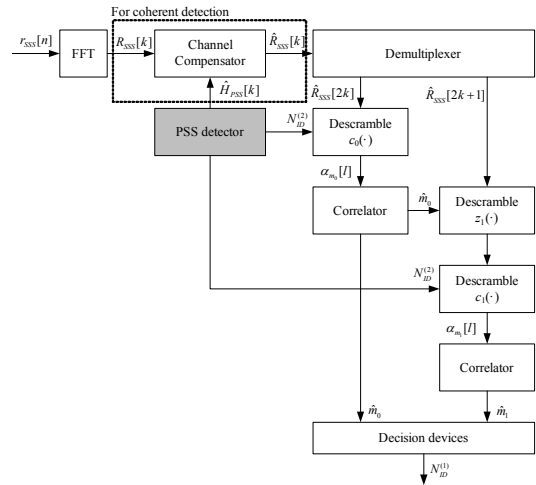


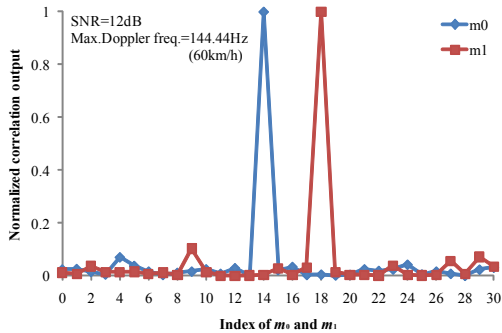
그림 4. Coherent 검출을 위한 수신기 구조

$$\begin{aligned} \hat{m}_0 &= \arg \max_i \left| \sum_{l=0}^{N_S-1} a_{m_0}[l]s^{(i)}[l] \right| \\ \hat{m}_1 &= \arg \max_i \left| \sum_{l=0}^{N_S-1} a_{m_1}[l]s^{(i)}[l] \right| \end{aligned} \quad (6)$$

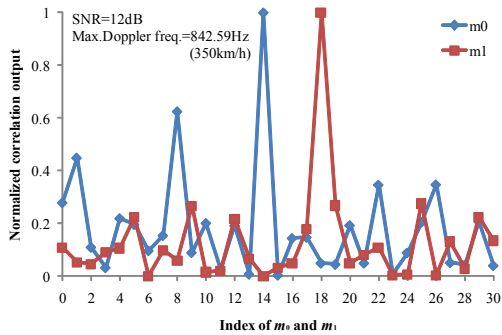
여기서 N_S 는 m-sequence 길이를 의미하며, $N_S=31$ 이다.

Coherent 검출 기법은 PSS위치에서 추정된 채널 정보를 이용하여 수신된 SSS에 보상하기 때문에, PSS와 SSS의 거리차이에 의한 채널 보상 오류가 SSS 검출 성능 열화 요인이 될 수 있다. 시간영역에서 FDD 모드의 경우 PSS와 SSS가 인접해 있기 때문에 채널 보상 오류가 적지만, TDD 모드에서와 같이 PSS와 SSS의 거리가 증가하면 고속환경에서 채널 변화 증가로 인한 SSS 검출 성능 열화가 발생할 수 있다³⁾.

그림 5는 PSS 위치에서 채널 추정이 완벽하게 이루어졌다고 가정했을 경우, TDD 모드에서 이동체 속도에 따른 coherent 검출 상관출력을 비교한 것이다. 저속환경 (60km/h)에서는 비교적 sidelobe



(a) 저속환경 (Mobile speed=60km/h)



(b) 고속환경 (Mobile speed=350km/h)

그림 5. TDD 모드에서 이동체 속도에 따른 coherent 검출 상관출력

가 작지만, 고속환경 (350km/h)에서는 PSS와 SSS의 거리차이에 의한 채널 차이 증가로 인해 sidelobe가 크게 증가하는 것을 확인 할 수 있다.

3.2 Non-coherent 검출

부분 상관 방식을 기반으로 하는 non-coherent 검출은 상관 구간을 다수의 블록으로 분할하여, 각 블록에 대해 상관 전력 값을 추정한 뒤 평균을 취하여 최대 전력지점을 검출하는 방식이다⁵⁾. Non-coherent 방식의 SSS 검출은 채널 보상을 수행하지 않기 때문에, descramble 과정을 거친 수신신호는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \beta_{m_0}[l] &= R_{SSS}[2k]c_0[k] \\ \beta_{m_1}[l] &= R_{SSS}[2k+1]c_1[k]z_1^{(m_0)}[k] \end{aligned} \quad (7)$$

Descramble된 신호 $\beta_{m_0}[l]$, $\beta_{m_1}[l]$ 는 그림 6과 같은 구조의 부분 상관을 수행하게 되고 상관 출력으로부터 식 (8)과 같이 \hat{m}_0 , \hat{m}_1 값을 검출 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{m}_0 &= \arg \max_i \sum_{j=0}^{M-1} \left| \sum_{l=jN_M}^{(j+1)N_M-1} \beta_{m_0}[l]s^{(i)}[l] \right|^2 \\ \hat{m}_1 &= \arg \max_i \sum_{j=0}^{M-1} \left| \sum_{l=jN_M}^{(j+1)N_M-1} \beta_{m_1}[l]s^{(i)}[l] \right|^2 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 M 은 블록의 개수를 의미하며, N_M 은 한 블록을 구성하는 부반송파의 개수를 의미한다. 상관 구간을 다수로 분할할수록 채널의 영향이 감소되는 반면 각 블록의 상관 구간의 감소로 인해 잡음의 영향이 증가한다. 그러므로 잡음과 채널의 영향을 고려하여 적절한 블록의 수를 결정해야 한다. 반복 실험 결과, 본 논문에서는 최적의 검출 성능을 나타

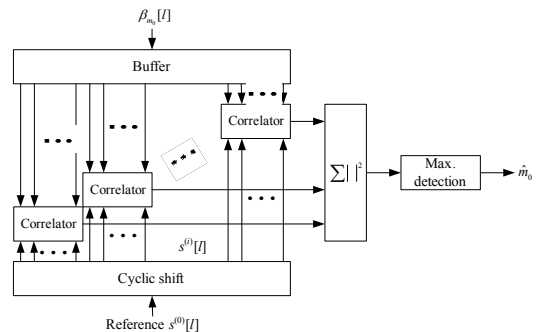


그림 6. 부분 상관기 구조

내는 $M=3$ 으로 설정하였다.

IV. CP 검출을 고려한 SSS 검출 구조

3GPP LTE 시스템에서는 채널 상황에 따라 normal CP와 extended CP 두 가지 CP를 지원한다. 따라서 그림 7과 같이 normal/extended CP 여부에 따라 SSS 타이밍이 달라지게 되고, SSS 검출을 위해서는 CP 타입에 대한 정보가 필요하다.

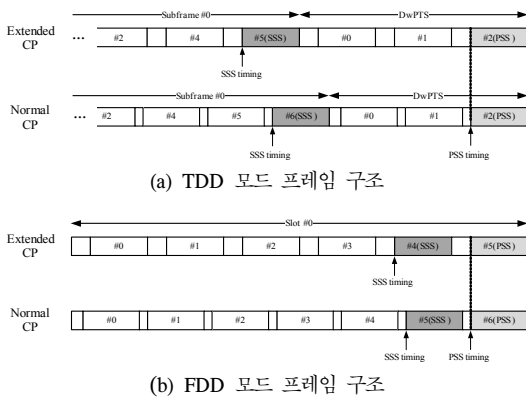


그림 7. CP 타입에 따른 SSS 위치

4.1 블라인드 검출 구조

그림 8은 블라인드 SSS 검출 과정을 나타내며, 이 방식은 SSS 검출 시 CP 타입에 대한 블라인드 검출을 위해 normal/extended CP 각각의 위치에서 두 번의 SSS 검출을 수행한다^[6]. 이 방식은 두 번의 SSS 검출을 수행해야 하기 때문에 연산량이 큰 단점이 있다.

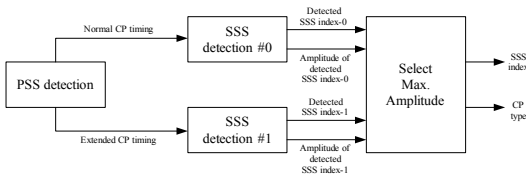


그림 8. 블라인드 SSS 검출 구조

4.2 CP 타입 선 결정 구조

그림 9는 CP 타입 선 결정 구조의 SSS 검출 과정을 나타낸다. 블라인드 검출 구조는 정확한 SSS 타이밍을 알지 못한 상황에서 SSS 검출을 수행하는 반면에, CP 타입 선 결정 구조는 SSS 검출 이전에 CP 검출을 수행함으로써 한번의 SSS 검출만 수행할 수 있다.

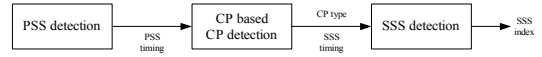


그림 9. CP 타입 선 결정 검출 구조

CP 타입 선 결정 구조에 적용하는 CP 검출 알고리즘은, 시간영역에서 CP와 OFDM 심볼의 후반부가 동일하다는 점을 이용한다^[7]. 그림 10과 같이 extended CP와 normal CP를 고려했을 때, 각각의 서로 다른 위치에서 상관값을 비교하여 CP 타입을 결정한다.

여기서 이용하는 상관값은 CP 타입에 따라 상관 구간이 달라지기 때문에 상관전력으로 정규화 시켜준다. 식 (9)와 (10)은 각각 상관값과 상관 구간에서의 전력값을 나타낸다.

$$R_i = \sum_{n=0}^{L_i-1} r^*(n + \tau_i)r(n + \tau_i + N) \quad (9)$$

$$P_i = \sum_{n=0}^{L_i-1} |r(n + \tau_i + N)|^2 \quad (10)$$

여기서 τ_1 은 extended CP 타이밍, τ_2 는 normal CP 타이밍을 나타내며, L_1 과 L_2 는 그림 10에서와 같이 각 CP 타입의 샘플 수를 나타낸다.

식 (9)와 (10)을 이용하여 extended CP와 normal CP를 기준으로 구한 상관값을 전력으로 정규화하여 식 (11)과 같이 CP 검출을 수행한다.

$$M_i = \frac{\text{Re}\{R_i\}}{P_i} \begin{cases} \text{if } M_1 > M_2, \text{ then extended CP} \\ \text{if } M_1 < M_2, \text{ then normal CP} \end{cases} \quad (11)$$

CP 기반의 CP 검출 알고리즘은 모든 OFDM 심볼에는 CP가 있다는 점을 이용하기 때문에 프레임 내에서 상관값을 누적하여 CP 검출 성능을 향상시키는 장점이 있다. 본 논문에서는 TDD 모드에서 Traffic density를 고려한 7개의 uplink-downlink configuration에 따라 하향 링크 subframe의 수가 상이하다는 특징과 extended CP

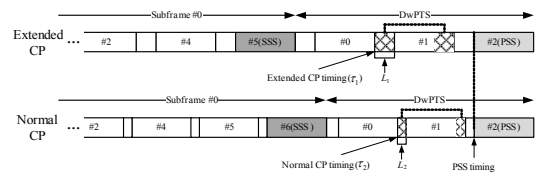


그림 10. CP 기반의 CP 검출

의 경우 한 slot에 6개의 OFDM 심볼이 전송된다는 점을 고려하여, 하프 프레임 내에서 최대 누적 심볼 개수를 14개로 설정하였다. 이것은 worst case인 CP 검출 환경을 고려한 것으로 하향 링크 subframe 수가 가장 적은 uplink-downlink configuration #0 (2개의 하향 링크 subframe) 를 적용하였다.

표 4는 CP 검출을 고려한 SSS 검출 구조의 연산량을 비교한 것이다. 여기서 N_{FFT} 는 FFT 크기, N_{acc} 는 CP 기반의 CP 검출을 위한 누적 심볼 수를 의미한다. CP 검출을 고려했을 경우 블라인드 검출은 각 CP 타입에 대한 SSS 검출을 수행해야 하므로 2번의 FFT 연산이 필요하다. 하지만 CP 타입 선택 결정 구조는 각 CP 타입 구간만큼 상관을 취하고, 결정된 CP 타입에 대하여 한번의 FFT 연산으로 SSS 검출이 가능하기 때문에 블라인드 검출에 비해서 연산량이 적다는 장점이 있다.

표 4. CP 검출을 고려한 SSS 검출 구조의 연산량 비교

Algorithm	The number of multiplication
Blind detection	$2 \left(\frac{N_{FFT}}{2} \log_2 N_{FFT} + D + C \right)$
CP type pre-decision	$2N_{acc} (L_1 + L_2) + \left(\frac{N_{FFT}}{2} \log_2 N_{FFT} + D + C \right)$

$D=3 \times N_S$: number of multiplication for descramble
 $C=2 \times N_S^2$: number of multiplication for correlation

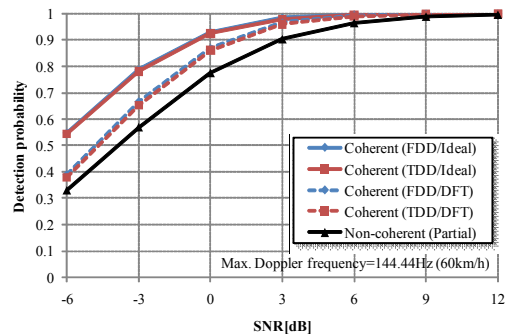
V. 컴퓨터 모의실험 및 결과

본 절에서는 앞서 제시한 coherent, non-coherent 방식에 대한 SSS 검출과, CP검출을 고려한 SSS 검출 구조에 대한 성능 분석을 수행한다. 이를 위한 모의실험 파라미터는 3GPP LTE 시스템을 기반으로 표 5에 나타내었으며, 성능 분석을 위해 Extended TU (Typical Urban) 채널 모델을 사용하였다^{[1],[8]}. Coherent 검출의 경우 PSS로부터 완벽하게 채널추정이 이루어진 경우와, DFT기반의 실제적인 채널추정 알고리즘을 적용하였다^[9].

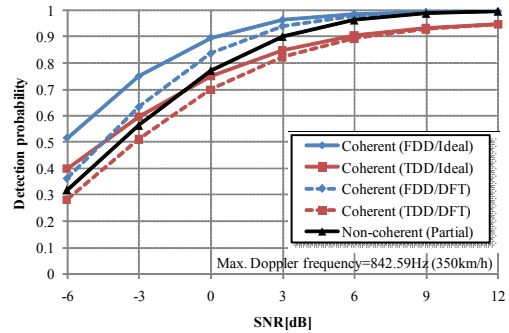
그림 11은 관찰 구간 5ms에서 이동체 속도에 따른 coherent와 non-coherent SSS 검출 확률을 나타낸다. 저속의 이동체 환경에서 coherent 검출은 FDD/TDD 모드의 성능 차이가 거의 없지만, 고속의 이동체 환경에서는 TDD 모드의 성능 열화가 나타나며, 완벽한 채널 추정을 고려한다 하더라도

표 5. 컴퓨터 모의실험 파라미터

Parameters	Value
Center frequency	2.6 GHz
Sampling frequency	1.92 MHz
Bandwidth	1.4 MHz
PSS sequence	ZC sequence
SSS sequence	m-sequence based
PSS, SSS boosting factor	1 (0dB)
CP type	Normal CP
Channel model	Extended TU
Channel estimation method	Ideal, DFT based
Max. Doppler frequency	144.44Hz (60km/h) 842.59Hz (350km/h)



(a) 저속환경 (Mobile speed=60km/h)



(b) 고속환경 (Mobile speed=350km/h)

그림 11. 이동체 속도에 따른 SSS 검출 확률

non-coherent 검출보다 성능이 열화된다. 반면에 non-coherent 방식은 이동체 속도와 FDD/TDD 프레임 구조에 상관 없이 안정적인 검출 성능을 보이는 것을 확인 할 수 있다.

그림 12는 SNR=12dB 에서 주파수 오프셋에 따른 SSS 검출 성능을 나타낸다. 주파수 오프셋은 부반송과 간격인 15kHz로 정규화했으며, PSS를 이용한

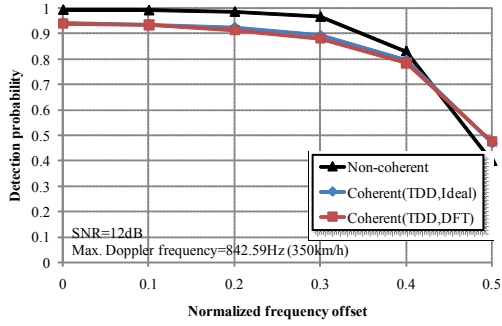


그림 12. 주파수 오프셋에 따른 SSS 검출 확률

대략적 주파수 동기 이후에 SSS 검출이 수행되므로 정규화한 주파수 오프셋 0.5 이하를 고려하였다. 정규화한 주파수 오프셋 0.3 이상에서 급격한 성능 열화가 나타난다.

그림 13은 SNR=12dB 에서 타이밍 오프셋에 따른 SSS 검출 성능을 나타낸다. SSS 검출 이전에 수행되는 PSS검출로부터 발생하는 프레임 동기 오류는 SSS 검출 시 타이밍 오프셋을 야기시킨다. 따라서 본 논문에서는 프레임 동기 오류가 최대 $\pm L_2$ 라고 가정하였고, 여기서 L_2 는 normal CP 의 샘플 수를 의미한다. Coherent 방식의 경우 타이밍 오프셋에 둔감한 검출 성능을 보인다. 이러한 이유는 타이밍 오프셋으로 인해 주파수 영역에서 발생하는 위상회전 량이 채널추정에 반영되고, 이것이 채널 보상과정에서 타이밍 오프셋으로 인한 위상 회전을 보상할 수 있기 때문이다. 반면에 non-coherent 방식은 타이밍 오프셋에 매우 민감한 검출 성능을 보인다. 특히 타이밍 오프셋이 CP의 $\pm 1/3$ 지점을 벗어나게 되면 SSS 검출을 할 수 없기 때문에, non-coherent 방식의 경우 정확한 프레임 동기가 요구된다.

그림 14는 $N_{acc}=1$ 일 때, 이동체 속도에 따른 CP

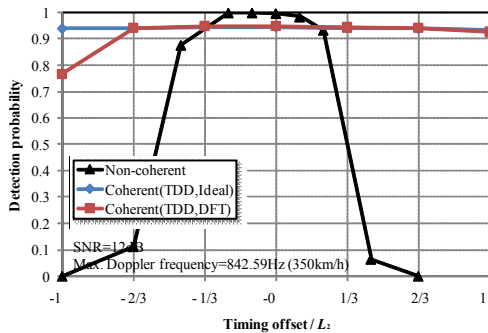


그림 13. 타이밍 오프셋에 따른 SSS 검출 확률

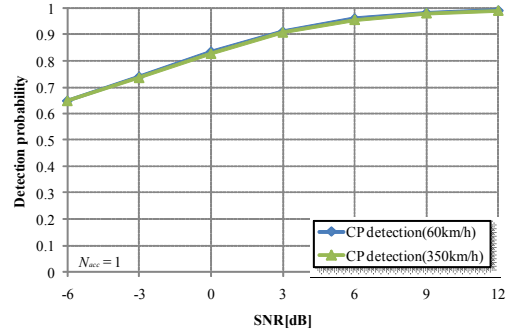


그림 14. 이동체 속도에 따른 CP 기반의 CP 검출 확률

검출 확률을 나타낸다. CP 기반의 CP 검출 방식은 이동체 속도와 상관없이 안정적인 성능을 보이지만, SNR=-6dB에서 약 65%의 검출확률을 보이기 때문에 SSS 검출과 연동했을 때 SSS 검출 성능 열화가 클 것으로 예상된다. 그림 15는 N_{acc} 에 따른 CP 검출 확률을 나타낸다. 하프 프레임 내에서 TDD 모드를 고려한 최대 누적 심볼 수인 $N_{acc}=14$ 일 때, SNR=-6dB에서 $N_{acc}=1$ 일 때와 비교하여 검출 확률을 65%에서 89%로 향상시킬 수 있다. 그림 16은 N_{acc} 에 따른 블라인드 검출 구조와 CP 타입 선 결정 구조의 연산량 비교를 나타낸다. N_{acc} 를 증가 시키면 CP 검출 성능을 향상시킬 수 있지만, 그림 16에서와 같이 연산량 증가와 trade off 관계이므로 적절한 누적 횟수 설정이 필요하다.

그림 17은 CP 검출을 고려한 SSS 검출 확률을 나타낸다. 여기서 ‘Known CP type’은 CP 검출을 고려하지 않은 이상적인 SSS 검출 확률을 나타내며, CP 선 결정 구조의 경우 복잡도 증가를 고려하여 $N_{acc}=8$ 을 적용하여 CP 검출을 수행하였다. 블라인드 검출의 경우 약 10%의 성능 열화가 나타나는 반면에 제안하는 방식인 CP 기반의 CP 검출을 적

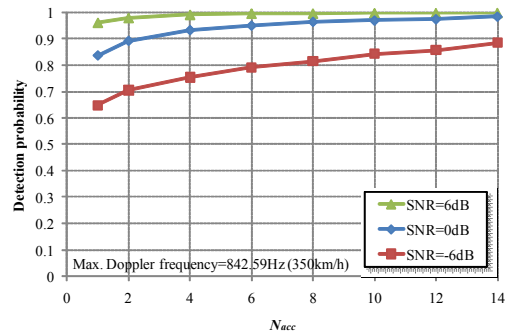


그림 15. N_{acc} 에 따른 CP 기반의 CP 검출 확률

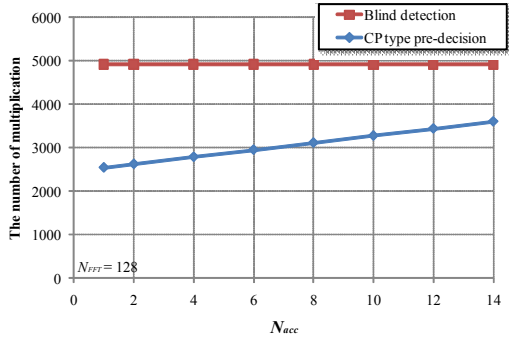


그림 16. N_{acc} 에 따른 연산량 비교

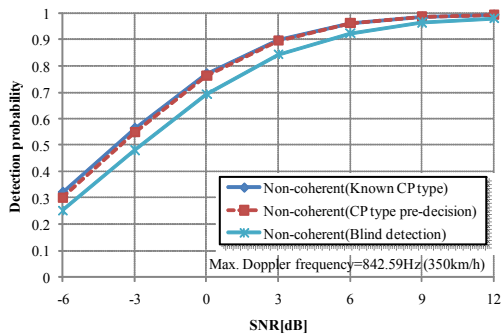


그림 17. CP 검출을 고려한 SSS 검출 확률

용한 CP 선 결정 구조의 SSS 검출 방식은 블라인드 검출보다 우수한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향링크 수신기의 초기 셀 탐색을 위한 CP 검출 기반의 SSS 검출 기법을 제안하였다. 제안된 방식은 SSS 검출 이전에 CP 검출을 수행하는 CP 타입 선 결정 구조의 non-coherent SSS 검출을 수행함으로써 블라인드 검출 구조보다 연산량을 감소시킴으로써 구현의 복잡도를 낮췄을 뿐 아니라, 고속환경에서의 채널 보상 오류로 인해 성능 열화를 최소화한 방식으로 다양한 환경에서의 성능 비교 분석을 통해 제안된 방식이 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향링크 수신기에서 안정적인 검출 성능을 보장함을 입증하였다.

참고 문헌

- [1] 3GPP TS 36.211 v8.8.0, "Physical Channel and Modulation," Sep. 2009.
- [2] 3GPP TSG-RAN WG1 #52 R1-080873, "On the design of DwPTS," Ericsson, Feb. 2008.
- [3] 3GPP TSG RAN WG1 #50bis R1-074143, "Secondary SCH Mapping and Scrambling," Texas instruments, Oct. 2007.
- [4] H.G. Park, I.K. Kim, and Y.S. Kim, "Efficient coherent neighbor cell search for synchronous 3GPP LTE system," ELECTRONICS LETTERS, Vol.44 No.21, Oct. 2008.
- [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] 3GPP TSG RAN WG1 #47 R1-063049, "Placement of P-SCH and S-SCH," Motorola, November, 2006.
- [7] K. Pushpa, C. N. Kishore and Y. Yoganandam, "Estimation of Frequency Offset, Cell ID and CP Length in OFDMA mode of WMAN," IEEE TENCON, Nov. 2008.
- [8] 3GPP TS 36.101 v8.7.0, "User Equipment radio transmission and reception," Sep. 2009.
- [9] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "Analysis of DFT-based channel estimation for OFDM," Wireless Personal Commun., Vol.12, No.1, pp.55-70, Jan. 2000.

김 정 인 (Jung-In Kim)

준회원



2009년 2월 성균관대학교 정보통신공학부
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대론학과 석사 과정
<관심분야> 무선 및 이동 통신, 모뎀 동기 기술, OFDM, LTE

장 준 희 (Jun-Hee Jang)

정회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부
2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사 과정
<관심분야> 무선통신, 이동통신, 모뎀 동기 기술

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

중신회원



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