

3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향 링크 수신기의 초기 셀 탐색을 위한 개선된 AGC 구조 및 P-SCH 검출 기법

준회원 정명진*, 정회원 장준희*, 종신회원 최형진*

An Enhanced AGC Structure and P-SCH Detection Method for Initial Cell Search in 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Downlink Receiver

Myung-Jin Chung* *Associate Member*, Jun-Hee Jang* *Regular Member*,
Hyung-Jin Choi* *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(Long Term Evolution) FDD(Frequency Division Duplexing)/TDD(Time Division Duplexing) 듀얼 모드 하향 링크 수신기의 초기 셀 탐색 (Initial Cell Search)을 위한 개선된 AGC (Automatic Gain Control) 구조 및 P-SCH (Primary Synchronization Channel) 검출 기법을 제안한다. 주파수 분할을 통하여 양방향 송수신되는 FDD 모드와 달리 TDD 모드에서는 상향링크 (Uplink) 구간과 하향링크 구간이 시분할로 전송되기 때문에 일반적인 AGC 구조를 고려 시 TDD 모드에서는 AGC variation의 증가로 인한 P-SCH 검출 성능 열화를 유발하게 된다. 또한 주파수 오프셋 및 다중 경로 페이딩의 영향 역시 P-SCH 상관 과정에서의 상관 특성을 왜곡시켜 P-SCH 검출 성능 열화를 유발하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 FDD 모드에서뿐만 아니라, TDD 모드에서도 안정적인 동작을 보장함으로써 AGC 동작에 의한 P-SCH 검출 성능 열화를 최소화할 수 있는 AGC 구조를 제안하며, 또한 주파수 오프셋이 존재하는 환경 및 다중 경로 페이딩 환경에서의 상관 특성 열화로 인한 P-SCH 검출 성능 열화를 최소화하기 위한 개선된 P-SCH 검출 기법도 제안한다. 다양한 환경에서 제안된 AGC 구조와 P-SCH 검출 기법의 성능 검증을 통해 제안된 방식이 FDD/TDD 듀얼 모드 하향 링크 수신기에서 안정적인 AGC 동작 및 P-SCH 검출 성능의 보장이 가능함을 입증하였다.

Key Words : 3GPP LTE, OFDMA, AGC, P-SCH, Initial Cell Search

ABSTRACT

In this paper, we propose an enhanced AGC (Automatic Gain Control) structure and P-SCH detection method for initial cell search in 3GPP (3rdGenerationPartnershipProject) LTE (Long Term Evolution) FDD (Frequency Division Duplex) / TDD (Time Division Duplex) dual mode system. Since TDD frame structure consists of uplink subframe and downlink subframe, conventional AGC structure causes P-SCH detection performance degradation by increase of AGC variation due to signal power difference between uplink and downlink subframe. Also, P-SCH detection performance is degraded by distortion of P-SCH correlation characteristic in frequency offset and multipath fading channel environments. Therefore, we propose an AGC structure which can minimize

* 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 : KICS2009-07-305, 접수일자 : 2009년 7월 20일, 최종논문접수일자 : 2009년 12월 11일

P-SCH detection performance degradation with stable operation in 3GPP LTE TDD mode as well as FDD mode. Also we propose a P-SCH detection method which can reduce distortion of correlation characteristics in frequency offset and multipath fading environments and obtain good P-SCH detection performance. Simulation results show that the proposed AGC structure and P-SCH detection method have stable AGC operation and excellent P-SCH detection performance for 3GPP LTE TDD / FDD dual mode downlink receiver in various channel environments.

I. 서론

3GPP에서 고려하고 있는 3G Evolution 기술은 현재 사용되고 있는 cdma2000, HSDPA (High Speed Downlink Packet Access)를 포함한 WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) 계열의 3G 이동통신 시스템이지만 기존 방식의 확장이 아니라 새로운 무선 방식을 도입하는 3G 방식의 장기적 진화형으로 기존 시스템에 비해 주파수 효율 및 고속 멀티미디어 서비스의 효율적인 이용을 위한 IP 네트워크로 진화하는 이동통신 시스템 기술이다. 3G Evolution은 크게 MTE (Mid-term Evolution)와 LTE로 구분되며 MTE는 현재 3GPP 및 3GPP2에서 규격화 작업 중인 MBMS (Mobile Broadcast and Multiple Service) 및 HSxPA (High Speed Downlink/Uplink Packet Access) 방식들이 이에 속하고, LTE는 고속 무선 접속 기술, MBMC (Multi Band Multi Carrier) 기술 등이 이에 속한다.

이동 통신 시스템에서 수신 경로 상 가장 먼저 수행되는 AGC 기술은 수신 복조 성능을 좌우하는 핵심 기술 중의 하나로 페이딩 채널과 같이 신호 진폭 왜곡이 심한 경우 반드시 적용되어야 하는 필수적인 알고리즘이다. 또한 3GPP LTE 하향 링크 수신기에서의 초기 셀 탐색은 단말에서 가장 먼저 수행되는 동기 과정으로써 단말이 셀에 접속하기 위한 초기 프레임 동기 및 주파수 동기, 셀 ID 검출, CP (Cyclic Prefix) 길이 검출 등의 단계를 포함하며, 초기 셀 탐색을 위해 하향링크 프레임 내에는 P-SCH 및 S-SCH (Secondary Synchronization Channel)을 할당한다. 수신기는 이들 신호를 이용하여 이동성을 고려한 다중 경로 페이딩 환경과 최대 5ppm의 주파수 오프셋 환경 등에서 안정적인 초기 셀 탐색을 보장해야 하며, 특히 P-SCH 검출은 AGC 동작 이후 A/D (Analog to Digital) 변환된 PSS (Primary Synchronization Signal)의 시간 영역 신호 상관을 이용하기 때문에 AGC 과정과 P-SCH 검출과정은 서로 밀접한 연관이 있다.

주파수 분할을 통하여 양방향 송수신되는 FDD 모드와 달리 TDD 모드에서는 상향링크 구간과 하향링크

구간이 연속된 시분할 행정에 의하여 구분되어 전송되기 때문에 일반적인 AGC 구조 고려 시 TDD 모드에서는 AGC variation의 증가로 인한 P-SCH 검출 성능 열화를 유발하게 된다. 또한 주파수 오프셋 및 다중 경로 페이딩의 영향 역시 P-SCH 상관 과정에서의 상관 특성을 왜곡시켜 P-SCH 검출 성능 열화를 유발하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 FDD 모드에서뿐 아니라, TDD 모드에서도 안정적인 동작을 보장함으로써 AGC 동작에 의한 P-SCH 검출 성능 열화를 최소화할 수 있는 AGC 구조를 제안하며, 또한 주파수 오프셋이 존재하는 환경 및 다중 경로 페이딩 환경에서의 상관 특성 열화로 인한 P-SCH 검출 성능 열화를 최소화하기 위한 개선된 P-SCH 검출 기법도 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2 장에서는 3GPP LTE 물리 계층에 대한 내용을 간략히 기술하며, 3 장에서는 일반적인 AGC 구조의 문제점 분석 및 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드를 위한 개선된 AGC 구조에 대한 내용을 기술한다. 4 장에서는 초기 셀 탐색을 위한 제안된 P-SCH 검출 기법 및 페이딩 채널 환경에서의 성능 개선 방안을 제시하며, 5 장에서는 제안된 AGC 구조와 P-SCH 검출 기법에 대한 연동 성능 분석 통해 제안된 방식의 우수성을 입증하도록 한다. 마지막으로 6 장에서는 결론을 맺는다.

II. 3GPP LTE 물리 계층 및 수신기 구조

3GPP LTE 시스템은 10ms의 무선 프레임을 기본으로 그림 1과 같이 FDD를 지원하는 type 1모드와 그림 2와 같이 TDD를 지원하는 type 2 모드가 존재하며, 각 무선 프레임은 1ms의 부프레임 (subframe)으로 구성된다. FDD 모드의 경우 #0과 #5 부프레임 내에 P-SCH와 S-SCH를 할당하며, TDD 모드의 경우에는 #0과 #5 부프레임의 마지막OFDM 심볼에 S-SCH를, #1과 #6 부프레임의 3rdOFDM심볼에 P-SCH를 할당한다.

TDD 모드에는 Traffic density를 고려하여 표 1과 같이 7개의 상향링크-하향링크 configuration을 가진다. 여기서 “D”는 하향링크 부프레임, “U”는 상향링크

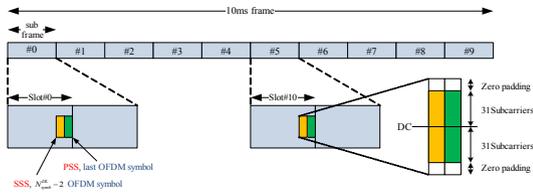


그림 1. 프레임 구조 type 1

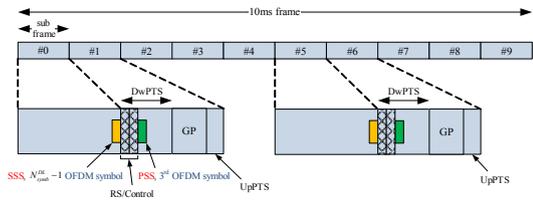


그림 2. 프레임 구조 type 2

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 2와 같이 상향링크, 하향링크 간의 간섭을 피하기 위해 유동적인 GP (Guard Period)를 갖는다.

P-SCH는 5ms의 1/2 무선 프레임을 단위로 전송되며 수신기에서 프레임 동기화 및 셀 ID 정보를 구분하는데 이용된다. P-SCH에는 3종류의 셀 ID 정보 $N_{ID}^{(2)}$ 를 구분하기 위해 루트 인덱스 (root index) u 를 달리하는 Zadoff Chu (ZC) 시퀀스가 할당되며, NZC의 길이를 가지는 ZC 시퀀스는 식 (1)과 같이 정의된다. 현재 표준에서의 N_{ZC} 의 값은 63, 셀 ID를 구분하기 위한 루트 인덱스 u 는 25, 29, 34로 설정되었다. 그림 3은 P-SCH의 부반송파 할당 구조를 나타낸다^[1]. P-SCH는 시스템 대역폭 내의 가운데 6RB (Resource Block, 72 부반송파) 내에서 전송되어, 전송 대역폭에 관계없이 단말이 검출 혹은 복호할 수 있도록 한다. 가운데 부분의 6RB 중 9개의 남은 부반송파는 항상 0의 값으로 전송하며, 동기 수행을 위한 필터 설계에 용이함을 가져다 준다.

표 1. Uplink-downlink configuration

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

표 2. Configuration of special subframe

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

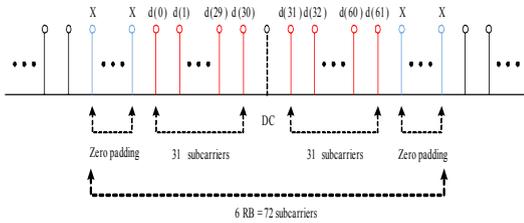


그림 3. P-SCH 부반송파 할당 구조

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

하향링크 전송에서는 인접 셀을 고려하여 수신 잡음 SNR 이외에 인접 셀 신호에 의한 간섭을 추가적으로 고려해야 한다. 그림 4에서와 같이 단말은 3개의 기지국 중 하나에 접속하게 되며, 접속하는 기지국 이외의 기지국으로부터의 하향링크 신호는 간섭 신호로서 작용한다. 또한, TDD 모드에서는 인접 단말의 상향링크 전송에 의한 간섭 신호에 의해 성능의 열화가 발생할 수 있다. 수신기에는 그림 4와 같이 최대 3종류의 PSS 신호가 수신될 수 있다.

수신된 신호는 AGC를 거친 후 5ms 구간 동안 셀 ID에 따라 다른 3개의 기준 신호와의 상관 출력을 통해서 임계값을 넘는 상관 출력 중에서 각각을 비교한 후 최대값을 갖는 신호를 셀 ID로 판단하며

그림 5와 같이 나타낸다. 초기 셀 탐색은 각 셀에 할당된 3종류의 P-SCH를 이용하여 기지국에서 전송된 프레임의 수신 여부 및 5ms 시간 정보를 판단하고 수신된 P-SCH로부터 셀 ID를 결정하는 과정이다.

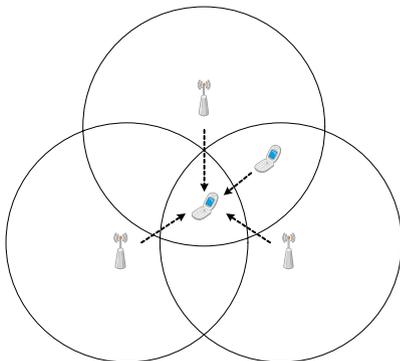


그림 4. 상향링크 신호를 고려한 다중 셀 환경

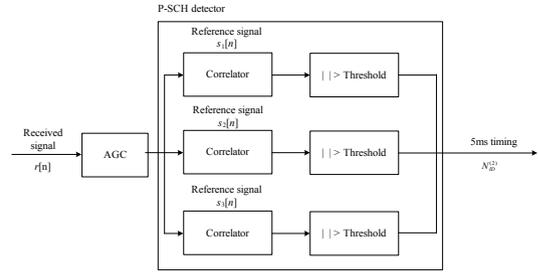


그림 5. LTE 듀얼 모드 하향링크 수신기의 블록도

III. AGC (Automatic Gain Control) 설계

무선 이동 통신 시스템에서 AGC는 수신기에서 저대역 신호처리에 가장 먼저 수행되는 부분으로 송신기의 전력 변화, 기지국과 단말기 사이의 거리 변동, 장애물에 의한 간섭, 단말기의 움직임, 단말기 주변 환경의 변화 등에 따라 발생하는 수신 신호의 진폭 왜곡을 가능한 경감하여 수신 신호를 일정한 진폭 레벨로 유지시키는 기능을 수행한다. 3GPP LTE 시스템에서 지원하는 duplex방식으로 Frame structure type 1을 기반으로 하는 FDD 모드의 경우, 주파수 분할을 통하여 양방향 통신으로 수행함으로 실시간 AGC 기술을 적용할 수 있으나, frame structure type 2를 기반으로 하는 TDD 모드의 경우, 상향링크 구간과 하향링크 구간이 연속된 시분할 행정에 의하여 구분되어 전송됨으로 FDD 모드에서와 같이 실시간 AGC를 적용할 수 없다. 또한, 상향링크 구간과 하향링크 구간의 신호 전력의 차이로 인해 수신기 성능에 매우 심각한 영향을 초래한다[2][3]. 따라서 본 장에서는 실제적인 적용이 가능하며, 안정도가 높은 feedback AGC 구조를 기반으로 FDD/TDD 듀얼 모드를 위한 AGC 설계 및 최적의 AGC 파라미터 설정을 수행한다.

3.1 Feedback AGC structure

AGC는 증폭기의 제어 방식에 따라 feedback AGC와 feedforward AGC의 2종류로 크게 분류할 수 있다. Feedforward AGC가 입력 신호의 위상 변화에 대한 빠른 응답 특성을 나타내지만, AGC 내의 여러 소자들의 특성 변화에 매우 민감하기 때문에 대부분의 경우 안정도가 높은 feedback AGC가 선호되고 있다^[4].

그림 6은 본 논문에서 고려하는 feedback AGC의 블록도로서 제어 입력값(G)에 따라 신호를 증폭하는 GCA (Gain Controlled Amplifier), ADC (Analog to Digital Converter), 디지털 신호의 진폭을 검출하는 진폭 추정기 (amplitude estimator), GCA의 제어 입력값

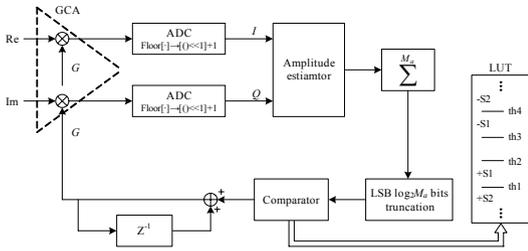


그림 6. Feedback AGC 구조의 블록도

(G)을 조절하는 비교기 (comparator)로 구성된다.

GCA(Gain Controlled Amplifier)는 수신 신호의 진폭 왜곡을 가능한 경감하여 수신 신호를 일정한 ADC의 range에 맞추기 위한 amplifier이며, Inphase와 Quadrature 각각의 수신 신호 진폭을 증폭 시킨다. 제어 입력값으로 신호를 증폭한 이후 디지털 신호의 평균 진폭을 비교기에서 기준 진폭 값과 비교하여 수신 신호에 따라 제어 입력값을 조절한다.

ADC(Analog to Digital Converter)는 GCA에 의해 진폭 조절된 입력 신호를 정해진 bit resolution으로 quantization을 수행하는 절차이다. ADC의 출력 신호에 대한 bit resolution은 수신기 성능에 많은 영향을 미치는 부분으로 해상도가 너무 낮은 경우 수신 모델의 전체적인 성능 감소를 유발하며, 필요 이상으로 해상도가 높을 경우 모델의 복잡도를 증가시킨다. 본 논문에서는 기존 OFDM 시스템의 수신기 설계에 대한 경험을 토대로 ADC의 오류로 인한 성능열화를 최소화 하기 위해 ADC의 출력 신호에 대한 bit resolution은 12bits로 설정하였다. 기본적으로 A/D 변환은 반올림 연산이 아닌 내림 연산을 기반으로 수행되므로 quantization된 출력 신호에 대하여 -0.5의 DC offset이 발생하게 된다. 따라서 ADC 출력에 대하여 식 (2)와 같이 << 1의 bit 연산 및 +1 대수 연산을 수행함으로써 A/D 변환에 의한 DC offset을 제거한다.

$$ADC_out \ll 1 + 1 \quad (2)$$

AGC는 전체 수신기 구조 중 가장 앞서 동작이 완료되어야 하는 부분으로 초기 셀 탐색, 주파수 동기 및 채널 추정등과 같은 동작과 독립적인 동작이 보장되어야 한다. 이러한 특성은 AGC에서의 진폭 측정 시 최적 샘플 지점을 사용할 수 없음을 의미한다. 따라서 매 샘플마다 계산된 진폭에 대한 평균값을 사용해야 하며, 이러한 샘플 단위의 연산은 H/W 구현 시 계산 속도에 대한 큰 부담이 되므로 가능한 간단한 측정 알고리즘

이 요구된다.

진폭 추정기(Amplitude estimator)는 그림 7과 같이 RSSI (Received Signal Strength Indicator)와 LS (Large Small approximation) 알고리즘이 있다.

RSSI는 입력되는 I, Q신호에 대해 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ 을 계산하는 것으로 2개의 곱셈기와 square root 연산이 필요하므로 H/W 구현에 부담이 크며 낮은 SNR 환경에서 잡음의 자승효과로 인한 왜곡이 발생할 수 있다. 이러한 점을 고려하여 본 논문에서는 식 (3)과 같이 근사화가 가능한 LS 진폭 측정 방식을 이용한다[5].

$$Amplitude = \sqrt{I^2 + Q^2} \approx |L| + 0.4|S| \approx |L| + 2^{-1}|S| = |L| + |S| \ll 1 \quad (3)$$

|L| : I or Q값 중 큰 값의 절대값

|S| : I or Q값 중 작은 값의 절대값

비교기는 GCA의 제어 입력값을 조절하기 위하여 LS 진폭 추정기에서 측정된 수신 신호의 진폭을 식 (4)와 같이 일정 샘플(M_a)동안 누적하여 평균을 취한 후 기준 진폭 값과 비교를 통하여 현재 수신 신호의 진폭 레벨을 판단한다.

$$Comparator_m = \frac{1}{M_a} \sum_{i=1}^{M_a} (|L_i| + |S_i| \ll 1) \quad (4)$$

비교기는 측정된 수신 신호의 평균 진폭 레벨에 대응하는 이득 조절($S1, S2, \dots$)값이 테이블 형태로 저장된 LUT (Look-Up Table)을 포함하며, 수신 신호의 평균 진폭이 LUT상의 임계값과 비교하여 크거나 작으면 해당하는 이득 조절 값에 따라 제어 입력값을 낮추거나 증가시키므로써 M_a 샘플 단위로 GCA의 제어 입력값을 조절 한다.

LUT는 이상적인 채널 환경에서 ADC 출력의 PDF (Probability Density Function)를 관찰하여 설정하며, 이 경우 ADC 출력이 clipping되지 않으며, ADC 출력이 과도하게 작아 ADC 오류 및 디지털 신호의 MSB

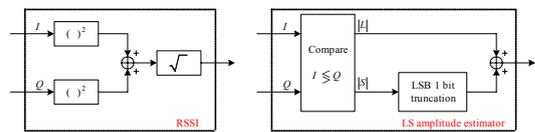


그림 7. 진폭 측정 방식

(Most Significant Bit)의 낭비가 발생하지 않도록 한다.

반복 실험 결과, 고려되는 feedback AGC에서 GCA의 제어 입력값이 86dB 이상에서 ADC 출력의 clipping 현상이 발생하기 때문에 안정적인 AGC 동작 및 시스템 복잡도를 고려하여 목표 제어 입력값(target control input)과 목표 진폭(target amplitude)은 각각 84dB, 365(=460@86dB*80%)로, 비교기의 임계값은 4단계 구성으로 $th1=290$, $th2=325$, $th3=409$, $th4=460$ 로 설정한다. 또한, 시간 영역 신호의 PAPR (Peak to Average Power Ratio)이 높은 OFDM 기반의 시스템의 특성과, impulse noise등과 같이 진폭의 큰 변화를 유발하는 요소들에 대해 둔감한 AGC 동작을 위한 M_a 와 초기 목표 제어 입력값에 대한 acquisition time과 제어 입력값의 variation의 trade-off 관계를 고려하여 적절한 이득 조절값 ($S1, S2$)의 설정이 필요하다.

3.2 TDD 모드에서 AGC의 문제점

초기 셀 탐색 이전에 동작하는 AGC는 타이밍 및 부프레임 configuration 정보를 이용할 수 없으므로 상향링크, 하향링크, DwPTS, GP와 UpPTS의 구분 없이 연속적으로 수행된다. 또한 3GPP LTE 시스템의 TDD 모드에서는 상향링크의 전송이 끝나고 GP없이 바로 하향링크 전송이 시작됨으로 연속적인 AGC 동작 과정에서 상향링크와 하향링크 구간의 수신 신호 전력의 차이로 인해 그림 8과 같이 제어 입력값의 transition이 발생한다.

특히, 채널 대역폭에 따른 reference sensitivity가 worst case인 셀 edge에서 상향링크는 23dBm, 하향링크는 -98dBm임으로 최대 약 100dB이상의 전력 차이인 환경을 고려하면, 제어 입력값의 transition range 및 time이 증가하게 되며, 하향링크 구간에서 다수의 OFDM 심볼 동안 이러한 제어 입력값의 큰 변화는 초기 셀 탐색 및 전체 수신기 성능의 열화를 초래한다^{6,7}. 따라서 본 논문에서는 3GPP LTE TDD 모드에서 LS

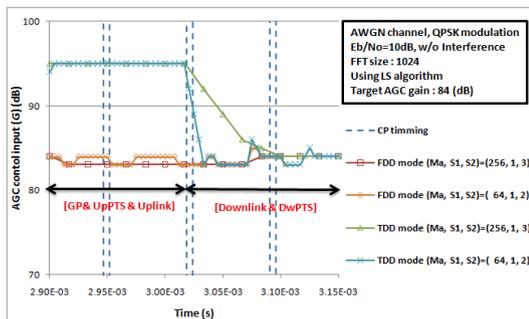


그림 8. 3GPP LTE TDD 모드에서 제어 입력값에 대한 변화

진폭 추정기를 갖는 feedback AGC의 성능 열화를 극복하여 안정적인 동작과, 비교적 높지 않은 복잡도를 가지며 실제적인 적용이 가능한 AGC 기법에 대하여 제안한다.

3.3 제안하는 AGC 구조

그림 9는 제안된 AGC 구조를 나타낸 것이다. 제안된 AGC 기법은 수신 신호의 전력 변화를 제어 입력값의 조절 시점에서 적응적으로 반영하는 것으로 하향링크의 수신 신호 전력에 맞게 제어 입력값이 재 조절되는데 걸리는 transition time을 최소화 시키는 방식이다.

i 번째 수신 신호 y_i 에 대하여 ADC 이후의 신호 \tilde{y}_i 는 제어 입력값을 고려하여 식 (5)와 같이 나타내며, 제어 입력값의 조절 시점에서 식 (6)과 같이 수신 신호의 전력비(α)를 측정한다.

$$\tilde{y}_i = ADC[y_i \cdot G_i] \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{1}{M_a} \sum_{i=1}^{M_a} \left| \frac{\tilde{y}_i}{G_i} \right|^2 \bigg/ \frac{1}{M_a} \sum_{i=1}^{M_a} \left| \frac{\tilde{y}_{i-M_a}}{G_{i-M_a}} \right|^2 = \frac{\sum_{i=1}^{M_a} \left| \tilde{y}_i \right|^2}{\sum_{i=1}^{M_a} \left| \tilde{y}_{i-M_a} \right|^2} \quad (6)$$

즉, 제어 입력값의 직전 조절 시점에서의 M_a 샘플 동안의 평균 전력과 현재 업데이트 시점에서의 M_a 샘플 동안의 평균 전력의 비를 구한다. 만약 상향링크 구간과 하향링크 구간의 신호의 전력비가 설정된 기준값 Th_{power} 보다 크거나 작을 경우, 신호의 전력비를 비교기의 이득 조절 값 대신에 반영함으로써 제어 입력값의 transition time을 줄일 수 있다. 기준값 Th_{power} 는 α 의 값이 일정 범위 즉, TDD 모드에서 상향링크와 하향링크의 변화 시점처럼 신호의 전력의 변화가 급격하게 일어났을 경우에만 신호의 전력비를 제어 입력값에 반영하기 위한 것이다. 만약 기준값 Th_{power} 의 설정 없이 매번 제어 입력값의 조절 시점에서 신호의 전력비를 반영할 경우 오히려 제어 입력값의 variation이 증가하게 되어 성능의 열화를 초래하게 된다. 따라서 하향 링크 구간에서 AGC 회로의 안정적인 동작을 보장

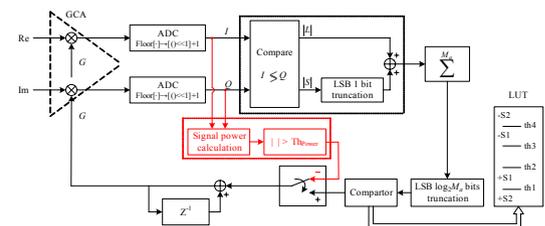


그림 9. 제안하는 AGC 구조의 블록도

하기 위해 적절한 기준값 Th_{power} 의 설정이 필요하다. 본 논문에서는 반복 실험 결과를 통하여 TDD 모드에서 최적의 성능을 갖는 AGC 파라미터로 $(M_s, S1, S2) = (64, 1, 2)$, 기준값 Th_{power} 는 $-5dB \sim +5dB$ 으로 설정하였다.

그림 10은 설계된 AGC 파라미터를 이용하여 제안하는 AGC에 대한 제어 입력값의 변화를 나타낸 것이다. 표시된 SIR (Signal to Interference Ratio)은 상향링크의 신호를 일종의 간섭으로 고려한 것으로 하향링크 구간과 상향링크 구간의 신호의 전력비를 의미한다. 그림 10에서 확인할 수 있듯이 수신 신호의 전력비를 적응적으로 반영함으로써 제어 입력값의 transition time을 최소화 할 수 있다.

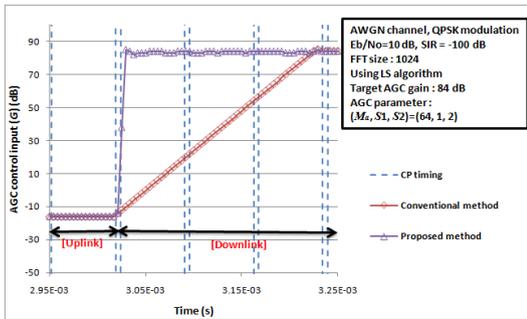


그림 10. 3GPP LTE TDD 모드에서 제안하는 AGC의 제어 입력값에 대한 변화

IV. 초기 셀 탐색을 위한 P-SCH 검출 기법

P-SCH 검출 과정은 단말에서 가장 먼저 수행되는 동기 과정으로써 상호 상관과 부분 상관을 기본으로 하는 기존의 P-SCH 검출 기법들은 송·수신기간의 오실레이터 부정합이나 도플러 쉬프트로 발생하는 주파수 오프셋의 영향으로 상관 출력 성능 열화가 되며, 이로

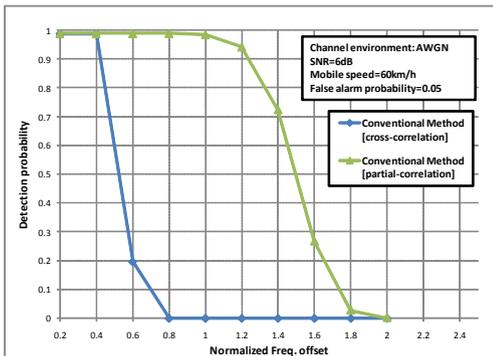


그림 11. 주파수 오프셋에 따른 기존 방식의 P-SCH 검출 성능

인해 P-SCH 검출 성능의 열화가 발생한다. 그림 11은 주파수 오프셋에 따른 기존의 P-SCH의 검출 성능을 나타낸 것으로, 주파수 오프셋의 영향을 완화할 수 있는 부분 상관 방식이 상호 상관 방식보다는 주파수 오프셋의 영향에 둔감하지만, 두 방식 모두 주파수 오프셋에 의해 검출 성능이 열화됨을 확인할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 문제점을 개선할 수 있는 P-SCH 검출 기법을 제안한다.

4.1 기존 P-SCH 검출 기법

기존의 P-SCH 검출 기법으로는 상호 상관 방식 (cross-correlation based)과 부분 상관 방식 (partial correlation based)의 두 가지 방식이 적용될 수 있다 [8]. 상호 상관 방식은 단말에 알려진 기준 신호와 수신 신호 사이의 상관 특성을 이용하는 방식으로, 상호 상관 방식의 출력은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$z[\tau] = \left| \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} s^*[n]r[\tau+n] \right| \quad (7)$$

여기서, $s[n]$ 는 기준신호, $r[n]$ 는 수신 신호를 나타내며 N_{FFT} 는 FFT (Fast Fourier Transform) 사이즈를 나타낸다.

부분 상관 방식은 상호 상관 방식과 유사하지만, 상관 수행 구간을 분할하고, 분할된 구간 각각의 상관 출력을 누적하는 방식으로 부분 상관 방식의 출력은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

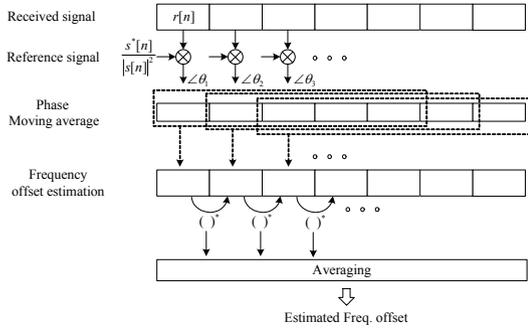
$$z[\tau] = \left(\sum_{m=0}^{N_{PB}-1} \left| \sum_{n=mL}^{(m+1)N_L-1} s^*[n]r[\tau+n] \right| \right) \quad (8)$$

$, 0 \leq m < N_{PB}, N_L = N_{FFT} / N_{PB}$

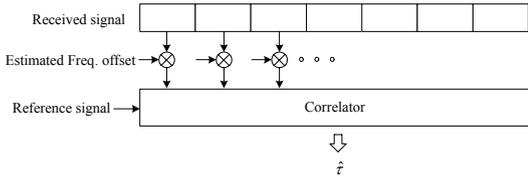
여기서, N_L 은 누적 구간, N_{PB} 는 상관 수행 구간을 나타내며, 반복 실험 결과 본 논문에서는 최적의 성능을 위해 $N_{PB}=4$ 로 설정하였다.

4.2 제안하는 P-SCH 검출 기법

그림 12는 제안된 P-SCH 검출 기법의 구조를 나타낸 것이다. 제안된 P-SCH 검출 기법은 주파수 오프셋의 영향에 민감한 기존의 P-SCH 검출 기법의 단점을 보완한 방식으로 먼저 상관 구간에서 주파수 오프셋에 의한 위상 회전량을 추정하고 이를 다시 수신 신호에 보상을 하고, 그 후에 주파수 오프셋이 보상된 신호와 기준 신호와 상호 상관을 취하는 방식이다.



(a) Step 1



(b) Step 2

그림 12. 제안하는 P-SCH 검출 기법의 수신기 구조

그림 12의 step 1은 주파수 옵셋에 의해 회전된 위상량을 추정하는 과정으로 수신 신호와 기준 신호와의 conjugation 연산을 통해 시간 샘플 구간에서의 주파수 옵셋에 의한 위상 회전량을 추정하게 되며, 잡음과 페이딩 채널의 영향을 최소화 하기 위해 moving average 기법이 추가적으로 적용되었다. 식 (9)와 식 (10)은 step 1 과정에서 추정된 주파수 옵셋에 의한 위상 회전량을 나타낸다.

$$\tilde{r}_k = \frac{1}{M_{tap}} \sum_{n=k}^{k+M_{tap}} \left(r[n] \cdot \frac{s^*[n]}{|s[n]|^2} \right) \quad (9)$$

$$\hat{\theta} = \frac{1}{N - M_{tap} + 1} \sum_{k=1}^{N - M_{tap} + 1} \tan^{-1}(\tilde{r}_{k-1}^* \cdot \tilde{r}_k) \quad (10)$$

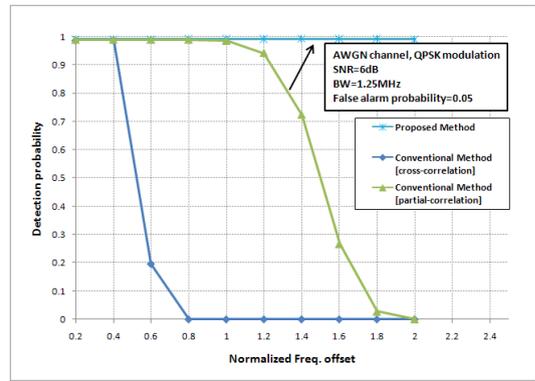
여기서, M_{tap} 는 moving average의 tap 계수를 나타내며, \tilde{r}_k 는 기준 신호와 수신 신호 간의 옵셋 차이이며, $\hat{\theta}$ 는 \tilde{r}_k 와 \tilde{r}_{k-1} 간의 conjugation 연산을 통해 추정된 주파수 옵셋에 의한 위상 회전량이다.

그림 12의 Step 2는 제안된 P-SCH 검출 기법의 상관 방식으로 추정된 주파수 옵셋에 의한 위상 회전량 $\hat{\theta}$ 를 수신 신호에 순차적으로 보상한 후 기준 신호와

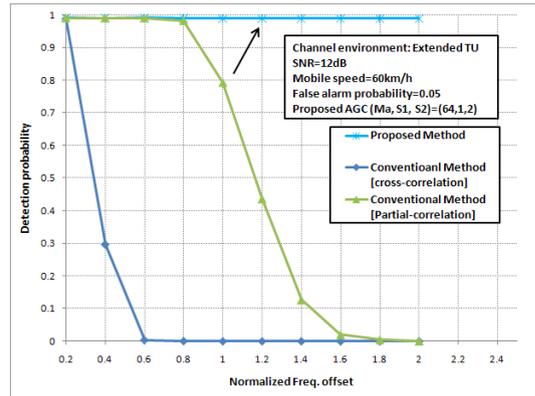
상호 상관을 적용하게 되며, 제안된 방식의 상관 출력은 식 (11)과 같다.

$$z[\tau] = \left| \sum_{n=0}^{N-1} r[\tau + n] \exp(-n \cdot \hat{\theta}) \cdot s^*[n] \right| \quad (11)$$

그림 13은 AWGN 채널 환경과 페이딩 채널 환경에서 제안된 방식의 주파수 옵셋에 따른 P-SCH의 검출 성능으로 기존의 P-SCH 검출 기법의 성능과 비교하여 주파수 옵셋의 증가에도 제안된 방식은 안정적인 검출 성능을 보장함을 확인할 수 있다.



(a) AWGN 채널 환경에서의 성능



(b) 페이딩 채널 환경에서의 성능

그림 13. 주파수 옵셋에 따른 제안된 방식의 P-SCH 검출 성능

4.3 다중 경로 페이딩 환경에서의 검출 성능 개선 방안

4.1절과 4.2절에서 기술된 기존의 P-SCH 검출 기법의 상관 출력과 제안된 P-SCH 검출 기법의 상관 출력을 이용하여 P-SCH를 검출할 경우 다중 경로 페이딩

채널 환경에서는 그림 14와 같이 deep fading의 영향으로 인해 수신 신호의 신호 전력의 변화가 크게 되어 P-SCH 검출 성능이 크게 열화된다.

따라서, 본 논문에서는 다중 경로 페이딩 환경에서의 성능 열화를 개선하기 위해 ML metric을 적용한다 [9]. ML metric은 식 (12)에서 확인할 수 있듯이 기존 상관 metric에 전력 상관인 correction term을 제거하여 페이딩 채널 환경에서 P-SCH 검출 성능 개선이 가능하다. 식 (13)과 같이 correction term의 weighting factor ω 는 reference 신호 $s[n]$ 의 amplitude로 설정한다.

$$z[\tau] = \underbrace{\sum_{n=0}^{N_{FFT}} s^*[n] \cdot r[n+\tau]}_{\text{Correlation}} - \underbrace{\sum_{n=0}^{N_{FFT}} \omega[n] \cdot |r[n+\tau]|}_{\text{Correction term}} \quad (12)$$

$$\omega[n] = |s[n]| = \text{constant} \quad (13)$$

여기서, 이상적인 채널 환경의 경우, correlation term에 correction term의 값이 동일하게 되며 상관 출력의 결과값은 0으로 peak값 검출이 가능하며, 페이딩 채널 환경에서 또한, 페이딩 채널에 의한 수신 신호 전력의 변동을 줄일 수 있어 P-SCH 검출 성능을 향상시킬 수 있다.

그림 15와 16은 각각 FDD 모드와 TDD 모드에서 제안된 P-SCH 검출 기법과 기존 부분 상관 기반의 P-SCH 검출 기법($N_{PB}=4$)에 대하여 일반적인 feedback AGC 및 ML metric의 적용 유무에 따른 P-SCH 검출 성능을 비교한 것이다. ML metric 적용과 상관 없이 부분 상관 기반의 P-SCH 검출 기법에 비해서 제안한 P-SCH 검출 기법이 보다 우수한 검출 성능을 나타내며, ML metric을 적용 시 deep fading의 영향에 의한 상관 출력 변화를 완화함으로써 추가적인 성능 개선을 얻을 수 있다. 또한, 실제 수신기 구조를 고려해 AGC를 연동하였을 경우 다중 경로 페이딩으로 인한 신호의 왜곡을 완화시킴으로써 FDD 모드에서는 ML

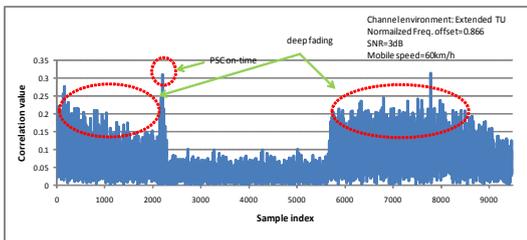


그림 14. 페이딩 채널 환경에 의한 상관 출력 열화

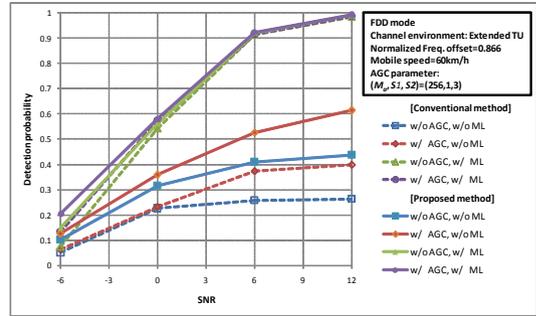


그림 15. FDD 모드에서의 P-SCH 검출 성능

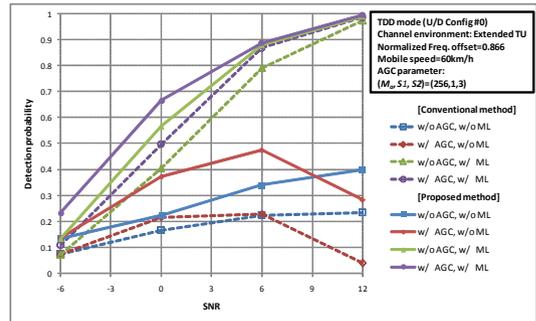


그림 16. TDD 모드에서의 P-SCH 검출 성능

metric만을 적용하였을 경우보다 검출 성능이 향상된다. 하지만 그림 16의 TDD 모드에서는 ML metric을 적용하지 않고 AGC를 연동하였을 경우 낮은 SNR에서는 검출 성능이 향상되지만, 높은 SNR에서는 AGC의 제어 입력값에 대한 variation의 증가로 인해 AGC를 연동하지 않았을 경우보다 오히려 검출 성능의 열화가 발생한다. TDD 모드에서 이러한 문제점은 ML metric을 적용함으로써 극복이 가능하다.

V. 컴퓨터 모의 실험 결과

본 절에서는 초기 셀 탐색을 위해 AGC와 P-SCH 검출 기법을 연동하여 컴퓨터 모의 실험을 통한 성능 비교 분석을 수행하였다. 표 3은 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드를 위해 제안된 AGC 및 P-SCH 검출 기법에 대한 성능 평가를 위해 적용된 파라미터를 나타내며, 다중 경로 채널 환경으로 Extended COST 207-TU (Typical Urban) 채널을 고려한다. 초기 주파수 오프셋은 3GPP LTE에서 규정한 5ppm으로 이는 모의실험에서 고려하고 있는 중심주파수 2.6GHz를 고려할 때 13KHz에 해당하며, 부반송파 간격 15KHz로 정규화 할 경우 정규화된 최대 주파수 오프셋은 0.866이다¹⁰⁾.

표 3. 모의 실험 파라미터

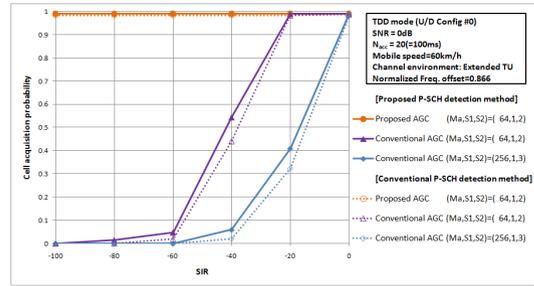
| Parameters | Value |
|--|---------------------------------|
| Center frequency | 2.6 GHz |
| Sampling frequency | 15.36 MHz |
| Bandwidth | 10 MHz |
| FFT size | 1024 |
| P-SCH sequence (root index) | ZC sequence with length 63 (25) |
| CP type | Normal CP |
| Maximum frequency offset (Normalized frequency offset) | 5ppm (0.866) |
| Channel model | Extended COST 207 TU |
| Mobile speed | 3, 60, 120, 350km/h |

P-SCH 주기인 5ms 내에서 잡음 및 데이터 영역의 신호가 P-SCH 신호로 오인될 확률 (False alarm)은 0.05로 설정한다.

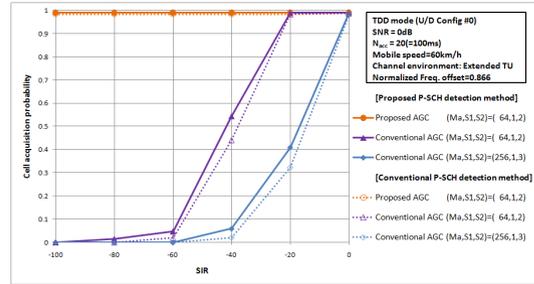
그림 17은 TDD 모드에서 상향링크 / 하향링크 구간 신호 전력의 차이를 달리하여 AGC 파라미터 ($M_a, S1, S2$)에 따라 기존 P-SCH 검출 방식과 제안한 P-SCH 검출 방식의 셀 acquisition 성능을 나타낸다. P-SCH 관찰 구간은 100ms로 설정하였다. 일반적인 AGC 파라미터인 ($M_a, S1, S2$)=(256,1,3)과 ($M_a, S1, S2$)=(64,1,2)의 경우는 SNR에 상관 없이 상향링크 구간 간섭 전력이 SIR=-20dB부터 기존 P-SCH 검출 방식과 제안한 P-SCH 검출 방식 모두 성능의 열화가 발생한다.

상향링크 구간 간섭 전력이 클 경우 그림 18과 같이 일반적인 AGC 구조를 적용 시 SNR 증가에 따라 GP와 상향링크 구간 사이의 AGC 제어 입력값의 변화가 커지게 된다. 따라서 이 구간에서 잘못된 P-SCH 검출이 되어 오히려 성능 열화가 발생한다. 또한 그림 10과 같이 제안한 AGC의 경우 하향링크와 상향링크 구간 사이의 제어입력의 transition 시간이 일반적인 AGC 보다 작기 때문에 상향링크 구간에서 간섭 신호 전력이 증가하여도 셀 acquisition 성능의 열화 없이 안정된 성능을 가진다.

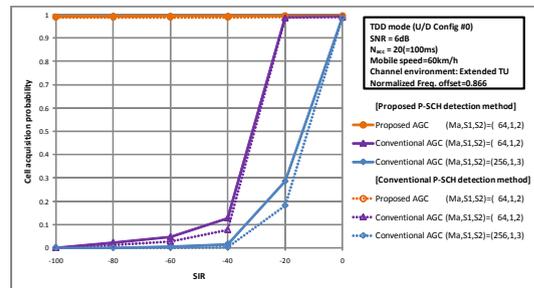
제안한 AGC 구조를 적용하여 이동체 속도에 따라 목표 성능인 99%의 셀 acquisition 성능을 얻기 위한 P-SCH 관찰 구간은 그림 19와 같다. SNR=-6dB에서 99%의 셀 acquisition 성능을 위해 이동체 속도 60km/h 이상에서는 제안한 P-SCH 검출 방식은 99%의 셀 acquisition 성능을 위해 80ms 이상의 관찰 구간



(a) SNR=-6dB인 경우의 성능



(b) SNR=0dB인 경우의 성능



(c) SNR=6dB인 경우의 성능

그림 17. TDD 모드에서 상향링크 구간 신호 전력에 따른 성능

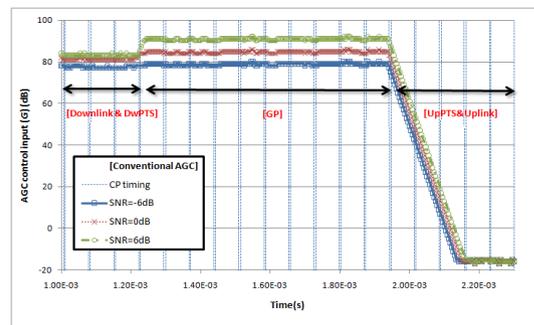


그림 18. SIR=-100dB에서 SNR에 따른 AGC 제어 입력값 변화

이 필요하지만, 기존의 P-SCH 검출 방식은 95ms 이상

의 관찰 구간이 필요하다. 저속인 3km/h에서는 deep fading의 영향으로 99%의 셀 acquisition 성능을 위해 제안한 P-SCH 검출 방식은 190ms 이상의 관찰 구간이 필요하며, 기존의 P-SCH 검출 방식은 250ms 이상의 관찰 구간이 필요하다. 따라서 제안한 AGC 구조와 제안한 P-SCH 검출 방식을 적용하였을 경우 보다 안정적인 P-SCH 검출 성능을 보장할 수 있다.

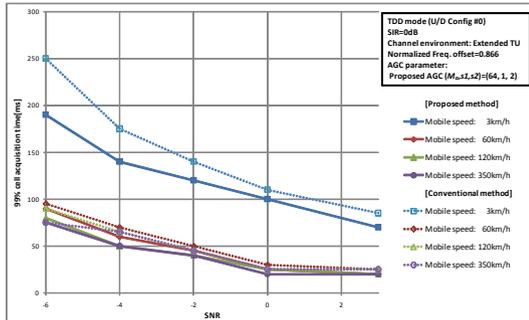


그림 19. TDD 모드에서 이동체 속도에 따른 성능

VI. 결 론

본 논문에서는 3GPP LTE FDD/TDD 듀얼 모드 하향 링크 수신기의 초기 셀 탐색을 위한 개선된 AGC 구조 및 P-SCH 검출 방안을 제안하였다. 제안된 AGC 구조는 TDD 모드에서의 AGC variation의 증가로 인한 P-SCH 검출 성능 열화를 최소화 할 수 있는 구조이며, 제안된 P-SCH 검출 기법은 주파수 오프셋이 존재하는 환경 및 다중 경로 페이딩 환경에서의 상관 특성 열화로 인한 P-SCH 검출 성능 열화를 최소화 할 수 있는 기법으로, 다양한 환경에서의 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 방식이 기존의 방식보다 -6dB의 낮은 SNR 환경에서 초기 셀 탐색을 위해 안정적인 AGC 동작 및 P-SCH 검출 성능을 보장함을 입증하였다. 따라서 제안된 방식은 3GPP LTE TDD / FDD 듀얼 모드 하향 링크 시스템을 위한 단말 모듈 개발뿐 아니라 국내 차세대 이동 통신 기술 연구에 상당 부분 일조할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] 3GPP WG1, "TS 36.211 V8.7.0: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); physical channels and modulation," www.3gpp.org, 2009.

[2] A. Taira, F. Ishizu, M. Miyake, "AGC Output Characteristics in Broadband Mobile Communication Systems," *Electronics and Communication in Japan*, Vol.86, pp.1226-1233, Sept. 2000.

[3] I. G. Lee, S. K. Lee, "Efficient Automatic Gain Control Algorithm and Architecture for Wireless LAN Receivers," *Journal of Systems Architecture: the EUROMICRO Journal*, Vol.53, pp. 379-385, July, 2007

[4] J. p. McGeehan, B. Eng. et al., "Large Signal Performance of Feedback Automatic Gain Control Systems," *IEEE Proc.*, April 1981.

[5] M.E. Frerking, "Digital Signal Processing in Communication Systems," *ITP*, 1994.

[6] 3GPP WG1, "TS 36.101 V8.5.1: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception," www.3gpp.org, 2009.

[7] Y. S. Lee, Y.G. Kim, W. W. Kim, "An Efficient Downlink Automatic Gain Control Algorithm before Synchronization in WiBro AT (Access Terminal)," *IEEE ICACT Conf.*, Vol.1, pp.200-202, Feb. 2008

[8] Ilgyu Kim, Youngnam Han, and YoungHoon Kim, "Sequence Hopping Cell Search Scheme for OFDM Cellular Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.7, pp.1483-1489, 2008.

[9] Zae Yong Choi, Yong H. LEE, "Frame Synchronization in the Presence of Frequency Offset," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.50, pp. 1062-1065, 2002.

[10] Yingming Tsai, Guodong Zhang, Donald Grieco, Faith Ozluturk, and Xiaodong Wang, "Cell Search in 3GPP Long Term Evolution Systems," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Vol.2, pp.23-29, 2007.

정 명 진 (Myung-Jin Chung)

준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부
2010년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사
<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 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 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

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