

# 5G-NR 및 TD-LTE에 동시 적용 가능한 효율적인 PSS 신호 검출 방안

서광남\*, 김중훈<sup>o</sup>

## Efficient PSS Signal Detection Scheme Applicable to both 5G-NR and TD-LTE

Seo Kwang-nam\*, Kim Chonghoon<sup>o</sup>

요약

5G-NR (New Radio) 및 TD-LTE (Time Division Long Term Evolution) 시스템에서 PSS (Primary Synchronization Signal) 신호 검출은 수신된 샘플과 수신기에 내장된 PSS 샘플 간의 상호상관 연산을 통해 이루어지며, 이때 상호상관 값은 CFO(Center Frequency Offset)에 의해 열화 된다. 본 논문에서는 NR 및 LTE 모두에 대해 기존 단일 PSS 시퀀스 상호상관기에 비교해서 약 3배의 CFO 범위에 대해 검출이 가능하며, 2배 미만의 연산량을 가지는 시간영역 PSS 검출 방안을 제안하였다.

**Key Words** : 5G-NR, TD-LTE, PSS, CFO, Synchronization

### ABSTRACT

In 5G-NR(New Radio) and TD-LTE (Time Division Long Term Evolution) systems, PSS (Primary Synchronization Signal) signal detection is performed through cross-correlation calculations between the received samples and the PSS samples embedded in the receiver, where the cross-correlation values are degraded by the CFO(Center Frequency Offset). In this paper, we

propose a time domain PSS detection scheme that can detect about three times the CFO range of a single PSS sequence cross correlator for both NR and LTE, and has a computation amount less than 2 times.

### I. 서론

라디오 프레임 내에서 하향 링크와 상향 링크 할당이 자유로운 TDD(Time Division Duplex)방식의 5G-NR에서는 CP(Cyclic Prefix)기반의 심볼 경계 검출이 선행되고, 이후 주파수 영역의 PSS 검출을 수행하는 방식<sup>[1]</sup>을 적용하는 것이 어렵기 때문에, 셀 탐색의 시작부터 시간 영역의 PSS 검출이 수행되어야 한다. 또한 LTE의 PSS는 항상 대역의 중심에 위치하지만, NR의 PSS는 SA (Stand Alone) 및 NSA(Non-Stand Alone) 표준에 따라 대역 내에서의 위치가 변하기 때문에 빠르고 광범위한 PSS 검출이 초기 셀 탐색 과정에서 요구된다.

본 논문에서는 이러한 요구에 부합하는 넓은 탐색 범위와 적은 연산량의 시간영역 PSS 검출 방안을 제안하였다. 제안된 검출 방식은 최근 제안된 시간영역 PSS검출 방안<sup>[2]</sup>과 유사한 형태의 정합필터 방식을 사용하나, 보다 넓은 검출 CFO 범위를 가지며, NR과 LTE에 대해 동시에 적용되는 필터의 대칭성을 제공하여 연산량을 더욱 줄일 수 있다. 결과적으로 단일 상관기의 검출 CFO 범위가 약  $\pm 1/2f_{sc}$  ( $f_{sc}$ 는 부반송파 간격)이고 소요 실수 곱셈 연산이  $2(N+1)$  ( $N$ 은 PSS 시퀀스 길이) 인데 비해 제안된 방식은 검출 범위  $\pm 3/2f_{sc}$ 에 소요 실수 곱셈연산  $4N$ 으로 구현 가능하여 약 1.5배의 효율을 가진다. 또한 신호 대 잡음비(SNR)에 대한 검출 성능을 분석하였고, 모의실험 결과와 분석 결과가 일치함을 확인하였다.

### II. 본론

#### 2.1 신호 모델

3GPP 규격<sup>[3]</sup>으로부터 주파수 영역에서 정규화된 5G-NR 또는 TD-LTE의  $N \times 1$  PSS 벡터

\* 본 연구는 중소벤처기업부의 World Class 300 Project(R&D) (S2521647)의 지원으로 수행된 수행되었습니다.

• First Author : (0000-0002-5676-8428) Solid Inc., knseo85@gmail.com, 정희원

o Corresponding Author : (ORCID:0000-0001-9922-0510) Soongsil University, School of Electronics Engineering, chkim@ssu.ac.kr, 중신희원

논문번호 : 201905-091-A-LU, Received May 27, 2019; Revised June 5, 2019; Accepted June 5, 2019

$\tilde{h}_l = [\tilde{h}_0^l, \dots, \tilde{h}_{N-1}^l]^T$  를 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{h}_k^l = \begin{cases} d_{pss}((63+43l) \bmod 127) / \sqrt{127}, & \text{NR} \\ (1-\delta_{k_0})d_{u_i}((k+30) \bmod 62) / \sqrt{62}, & \text{LTE} \end{cases} \quad (1)$$

여기서  $k$ 의 범위는 각각  $k \in [0, 126]$  (NR),  $k \in [0, 62]$  (LTE)이며  $\bmod$ 는 modulo 연산자,  $\delta_{ij}$ 는 Kronecker delta 함수,  $l = N_{DD}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$  이다. 수식의 일관화를 위해 각 시퀀스 길이를  $N$ 으로 통일하고, 다른  $N_{DD}^{(2)}$ 를 갖는 PSS 시퀀스간의 상호상관은 무시할 수 있다고 가정하여  $l$ 은 생략한다. 시간 영역의 PSS 벡터  $\mathbf{h}$ 는 주파수 영역 벡터  $\tilde{\mathbf{h}}$ 와 DFT (Discrete Fourier Transform) 행렬  $\mathbf{F}$ 를 통해 다음과 같은 관계를 가진다.

$$\mathbf{h} = \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{h}}, \quad (\mathbf{F})_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{(-j2\pi(k-1)(n-1)/N)} \quad (2)$$

수신된 PSS의 지연 및 중심 주파수 편이에 따른 영향을 반영하기 위해, 미세 이동 행렬  $\mathbf{S}_\alpha$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{S}_\alpha = \text{diag}([s_0(\alpha), \dots, s_{N-1}(\alpha)]), \quad \text{where } s_k(\alpha) = \exp[j2\pi\alpha(k-N/2)/N]. \quad (3)$$

식(3)을 통해 STO(Sampling Timing Offset)값  $\tau$ , CFO 값  $\nu$ 를 가지는 PSS 벡터  $\mathbf{x}$ 는

$$\mathbf{x} = \mathbf{S}_\alpha \mathbf{F}^H \mathbf{S}_{-\tau} \mathbf{F} \mathbf{h} \quad (4)$$

으로 표현할 수 있으며 다음과 같은 근사화된 상관 함수  $C(\nu, \tau) = \mathbf{h}^H \mathbf{x}$ 를 얻는다<sup>[2]</sup>.

$$C(\nu, \tau) = e^{j\frac{\pi(\tau-\nu)}{N}} A(\nu)A(\tau), \quad A(x) = \frac{\sin(\pi x)}{N \sin(\pi x/N)} \quad (5)$$

일반적으로 수신기에서 CFO에 영향을 주는 RF의 국부 발진기(LO)와 STO에 영향을 주는 기저 대역 샘플링 클럭은 동일한 클럭 소스를 사용하지만, LO 주파수가 샘플링 클럭 주파수보다 훨씬 높고 여기에 입력되는 신호의 Fading까지 고려하면, CFO로 인한 영향이 STO로 인한 영향보다 훨씬 크며, 이로부터 식(5)에서  $A(\tau) \approx 1$ 을 가정한다.

### 2.2 제안된 PSS 검출 방안

그림 1은 본 논문에서 제안된 PSS 검출방안의 블록도이다. 제안된 검출방안과의 비교를 위해 기존의 단일 상관기도 나타내었으며, 두 출력 모두 정규화과정은 생략했다. 입력된 기저대역 샘플은 버퍼 메모리와 FFT를 통해 주수신기로 입력되고, 동시에 PSS 검출 경로에도 입력된다. NR의 PSS는 LTE의 PSS와는 달리 전체 신호 대역의 중심에 위치하지 않기 때문에 입력된 신호는 PSS 대역의 중심이 DC에 위치하도록  $\Delta f$ 만큼 주파수 이동한 후  $N\Delta f_{sc}/2$  ( $f_{sc}$ 는 부 반송파 간격)의 대역폭을 갖는 LPF를 통해 샘플을  $1/(N\Delta f_{sc})$ 의 신호  $x(n)$ 으로 하향 샘플되며,  $x(n)$ 은 2개의 정합 필터  $H$  및  $G$ 로 동시 입력된다. 정합필터는 모두  $N$ -Tap FIR 필터로  $H$ 의 계수벡터는 시간 영역 PSS 벡터  $\mathbf{h}$ 이고,  $G$ 의 계수벡터  $\mathbf{g} = [g_0 \dots g_{N-1}]^T$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{g} = (\mathbf{S}_{+1} - \mathbf{S}_{-1}) \mathbf{h} \quad (6)$$

각 필터들의 계수 대칭성을 관찰하면, 먼저 식(2)의  $\mathbf{h}$  벡터는 다음과 같은 관계를 가진다.

$$\begin{aligned} h_k &= h_{127-k}^* \quad (k \in [1, 126]), & \text{(NR)} \\ h_k &= h_{63-k} \quad (k \in [1, 62]), & \text{(LTE)} \end{aligned} \quad (7)$$

이로부터 식(6)의  $\mathbf{g}$  벡터는  $g_0 = 0$ 이고,  $k \neq 0$ 인 경우는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$g_{N-k} = g_k^* \quad \text{(NR)}, \quad g_{N-k} = -g_k \quad \text{(LTE)} \quad (8)$$

식(7)로부터 필터  $H$ 의 유효 실수 곱셈연산 횟수는  $2(N+1)$ 이며, 식(8)의 결과에 의해, 필터  $G$ 의 실수 곱셈 연산횟수는  $2(N-1)$ 이 되어 총 실수 곱셈횟수는  $4N$ 이 된다.

한편 입력벡터  $\mathbf{x}_n = [x(n) \dots x(n-N+1)]^T$ 에 대한 정합필터  $H, G$ 의 응답을 각각  $\mathbf{h}^H \mathbf{x}_n, \mathbf{g}^H \mathbf{x}_n$ 라 할 때 제

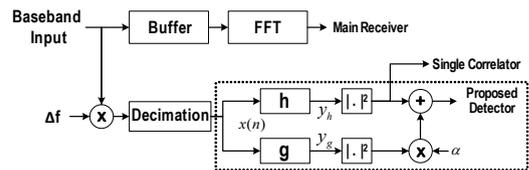


그림 1. 제안된 PSS 검출 방안  
Fig. 1. Proposed PSS detection scheme

안된 검출기의 출력은  $D(n)$ 은

$$D(n) = \left( |\mathbf{h}^H \mathbf{x}_n|^2 + \alpha |\mathbf{g}^H \mathbf{x}_n|^2 \right) / \mathbf{x}_n^H \mathbf{x}_n \quad (9)$$

으로 정의되며,  $\alpha$ 는 설계 파라미터로 양의 실수이다. 식(5) 및 (6) 으로부터 식(9)의  $|\mathbf{h}^H \mathbf{x}_n|^2$  항은  $\nu=0$ 에서 최댓값을 가지는 우함수이며  $|\mathbf{g}^H \mathbf{x}_n|^2$  는  $\nu=0$ 에서는 0,  $|\nu|=1$  부근에서 최댓값을 가지는 우함수임을 알 수 있다. 따라서  $\alpha$  값은 이 두 항들의 결합으로 발생하는 3개의 극값들을 조절하여 PSS신호를 검출할 수 있는  $\nu$ 값(CFO)의 범위를 넓히는 역할을 한다.

### 2.3 성능 분석 및 모의실험

실제 수신된 PSS 입력 벡터는 식(4)를 이용하여  $\mathbf{x}_n = Ae^{j\phi} \mathbf{x} + \mathbf{w}_n$  과 같이 표현되며, 여기서,  $Ae^{j\phi}$ 는 임의의 진폭과 위상 값이고,  $\mathbf{w}_n$ 은 복소 AWGN 랜덤 벡터이다. 식(4)에서  $\mathbf{x}^H \mathbf{x} = 1$  이므로  $N$ 이 충분히 크면  $\mathbf{x}_n^H \mathbf{x}_n \approx E\{\mathbf{x}_n^H \mathbf{x}_n\} = A^2(1 + SNR^{-1})$ 으로 간주할 수 있으며 다시 식 (4)~(9)로부터 기대치  $E\{D\}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$E\{D\} \approx \frac{A^2(\nu) + \alpha(A(\nu+1) - A(\nu-1))^2}{1 + SNR^{-1}} \quad (10)$$

식(10)의 분자는 우함수이며, Taylor급수로 전개하면 짝수 차수의 다항식만 존재한다. 여기서 CFO의 변화에 대해 가능한 평탄한 응답을 얻기 위해 2차 항이 0 이 되도록  $\alpha$  값을 구하여  $N$  값이  $\pi$ 보다 충분히 클 때 최적 값  $\alpha_{opt} = 0.82$ 를 얻었으며 이 값은 NR과 LTE모두에 적용될 수 있다.

그림 2는  $\alpha = 0.82$ 의 조건에서 입력 신호의 SNR에 대한 제안된 PSS 검출기와 단일 상관기의 출력을 비교한 것으로 단일 상관기에 의한 검출 범위 보다 약 3배 넓어진 검출 범위를 보여준다. 점선은 식(10)으로부터 계산된 결과이며, 심볼은 NR PSS 신호에 가우시안 랜덤 신호를 더하여 500회 모의 실험한 결과의 평균을 나타낸 것으로 식(10)의 결과와 매우 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 3은 같은  $\alpha$ 값에서 CFO의 변화에 대한 임계값 기반 결정 시험 결과이며, 임계값은 검출기 출력에 대한 해석적인(Analytic) 확률 밀도함수를 구하기 어려운 관계로 랜덤 가우시안 발생 함수를 이용하여 통계적인 방법으로 설정 하였다. 사용된 임계값으로, SNR = -5dB, CFO=0 의 환경에서 발생

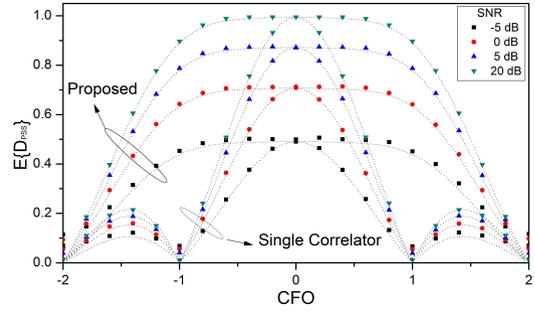


그림 2. CFO와 SNR 변화에 따른 PSS 검출기 비교  
Fig. 2. Comparison of PSS detectors against CFO and SNR change

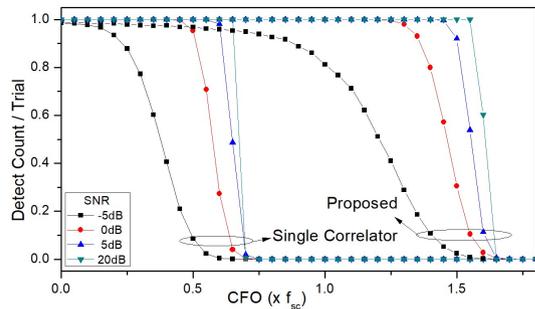


그림 3. 임계값 기반 결정 시험 비교 (10,000회)  
Fig. 3. Comparison of threshold based decision test (10,000 trial)

된 PSS신호의 99%가 검출되는 임계값을 선택하였으며, 단일 상관기의 경우 0.146, 제안된 검출기의 경우 0.155로 각각 나타났다. 그림 3의 결과는 제안된 PSS 검출기의 확장된 검출 범위를 보다 명확하게 보여준다.

### III. 결 론

본 논문에서는 5G-NR 및 TD-LTE에 적용 가능한 확장된 범위의 PSS 검출 방안에 대해 제안하였다. 제안된 방식은 단일 상관기 방식에 비해 약 1.5배의 검출 범위 대비 연산량의 효율을 가지며 낮은 복잡도의 하드웨어로 구현이 가능하여 빠르고 광범위한 PSS 검출을 필요로 하는 5G-NR의 초기 셀 탐색 과정에 적합하다.

### References

[1] M. Morelli and M. Moretti, "A robust maximum likelihood scheme for PSS detection

- and integer frequency offset recovery in LTE systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 2, pp. 1353-1363, 2016.
- [2] C. Kim, “A synchronization parameter detection scheme using the time-domain PSS signal for 5G-NR initial cell search,” *J. KICS*, vol. 44, no. 2, pp. 244-251, Feb. 2019.
- [3] 3GPP TS, *Physical channels and modulation: LTE*, 36.211(Rel13), NR: 38.211 (Rel 15).