

5G-NR 초기 셀 탐색을 위한 시간 영역 PSS 신호를 통한 동기 파라미터 검출 방안

김 종 훈*

A Synchronization Parameter Detection Scheme using the Time-domain PSS Signal for 5G-NR Initial Cell Search

Chonghoon Kim*

요 약

5G-NR은 TDD 듀플렉스 방식을 사용하므로 FD-LTE의 동기 파라미터 검출 방식을 그대로 적용하기 힘들며, TD-LTE를 위해 제안된 방식들도 규격상의 차이점으로 인해 적용에 한계가 있다. 본 논문에서는 5G-NR의 셀 탐색 초기과정에서 필요한 동기 파라미터들을 PSS만으로, 시간영역에서 검출하는 새로운 방안을 제안하였다. 세 종류의 정합 필터로 구성된 검출기들은 그 출력들의 조합으로 낮은 SNR과, 높은 주파수 오프셋 및 타이밍 오차를 가진 수신 신호로부터, 기존의 방식보다 안정된 PSS 검출과 동기화에 필요한 파라미터들을 검출할 수 있음을 이론적인 분석과 모의실험으로 입증하였다.

Key Words : 5G-NR, PSS, CFO, Synchronization, Cell Search

ABSTRACT

Since 5G-NR uses the TDD duplex, it is difficult to apply the synchronization parameter detection scheme of FD-LTE as it is, and the schemes for TD-LTE are also limited due to differences in specifications. In this paper, a new synchronization parameter detection scheme is proposed for initial 5G-NR cell search process. The scheme uses only PSS signal in the time domain. Composed of three kinds of matched filters, the detector can perform more stable PSS detection from the received signal with low SNR and high frequency offset and timing error. The performance of the detector is verified by theoretical analysis and computer simulations.

1. 서 론

현재 사실상 4세대 이동통신의 표준으로 자리 잡은 LTE기반의 모바일 네트워크에 이어 보다 고도의 서비스를 제공하는 5세대 이동통신규격 5G-NR(New Radio)은 LTE와 NR이 공존하는 NSA (Non-Standalone)규격에 이어 NR이 독립적으로 운용되는 SA(Standalone)규격이 포함된 1단계 규격(Release

-15)이 2018년 완료되었으며, 이에 따라 한국에서는 2018년 6월 3.5GHz 및 28GHz 대역 주파수가 경매에 의해 할당되었고, 이어 동년 12월부터 NSA규격 장비의 시험운용이 시작되었다.

물리계층의 5G-NR은 LTE와 같이 하향링크(Downlink: DL)에서 CP-OFDM을 사용하며, 듀플렉스 방식에서 LTE가 TDD와 FDD가 구분된 프레임 구조를 가진 반면, NR은 통합된 프레임에서 트랙픽

* 본 연구는 민군협력진흥원(ICMTC, Korea)이 지원하는 기술 개발 프로그램(17-SN-MC-07)에 의해 수행되었습니다.

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

논문번호 : 201901-401-A-RU, Received January 1, 2019 ; Revised January 7, 2019; Accepted January 8, 2019

부하와 주변 셀들의 간섭 상황을 고려하여 상향링크(Uplink: UL) 및 하향링크 슬롯의 비율을 동적으로 할당하는 Dynamic TDD와 UL과 DL을 임의로 변동할 수 있는 Duplexing flexibility 기술을 사용하며, 국내에서는 LTE는 FDD를, NR은 TDD방식을 사용한다.

한편 OFDM 수신기는 일반적으로 내부 수신기(inner receiver)와 외부 수신기(outer receiver)로 구분되며^[1], 내부 수신기는 Fast Fourier Transform (FFT) 전후로 수신된 OFDM 신호의 대략적인 심볼 경계와 샘플 주파수 오프셋(Sample Frequency Offset: SFO) 및 캐리어 주파수 오프셋(Carrier Frequency Offset: CFO)등의 동기 파라미터들을 검출하고 보정하여 외부 수신기로 전달하고 외부 수신기는 그 이후 최종 데이터 복원까지의 작업을 담당한다. 이동 통신 단말에서는 셀 탐색(Cell Search)과정에서 셀 주파수 및 심볼 획득 과 셀 프레임 동기 획득이 내부 수신기에 포함되며, LTE 수신기의 경우 이러한 작업이 DL신호에 포함된 CP (Cyclic Prefix)와 PSS(Primary Synchronization Signal) 및 SSS(Secondary Synchronization Signal) 의 검출 과정에서 이루어진다^[2,3].

대부분의 LTE 수신기는 셀 탐색의 초기 과정의 동기 파라미터 추정과정에서, 먼저 CP의 자기상관관계로부터 심볼 경계를 검출하고 이후 PSS신호를 검출하는데, 이러한 방식은 TDD프레임 구조에서는 UL 구간에서의 CP가 DL신호의 정보를 가지고 있지 않으므로 성능의 저하를 일으킨다. TDD 프레임 구조의 LTE에서는 DL/UL 배열이 7가지로 고정되어 있으므로 DL 구간에서의 CP만을 사용하거나^[4,5], PSS 만을 사용하는 방식이 제안되었다^[6-8].

NR의 경우는 Dynamic TDD로 DL/UL 슬롯 비율이 임의로 변동될 수 있으므로 DL구간에서의 CP 위치를 확정할 수 없고, 따라서 안정된 동기 획득이 어렵게 되며, 이에 비해 PSS 신호는 패턴이 정해져 있으므로 보다 PSS만을 이용해 초기 동기를 획득하는 것이 보다 유리하며 기존의 LTE 수신기를 위해 제안된 PSS동기 알고리즘은 LTE-PSS 시퀀스(Zadoff-Chu)의 특성에 의존하는 부분만 제외하고는 여전히 NR에 적용될 수 있다.

본 논문에서는 NR신호의 셀 탐색 초기과정에서 시간 영역에서 PSS 신호만으로 초기 동기화 과정에 필요한 PSS 위치, 타이밍 및 주파수 오차를 동시 검출하는 방안을 제안하였다. 세 종류의 정합필터로 구성된 이 방식을 분석하기 위해 먼저 NR-PSS 과 LTE-PSS의 특성을 비교하고 NR-PSS 수신모델을 제시하였으

며, 이를 통해 제안된 검출 필터들의 특성을 수학적으로 분석하였다. 보다 종합적인 성능의 검증을 위해 잡음 환경 하에서 PSS동기를 수행하는 PLL을 모의 실험하였으며, 결과 해석과 응용 방안을 결론에서 다루었다.

II. 본 론

2.1 NR-PSS 신호 개요

NR-PSS는 240개의 부반송파와 4개의 심볼로 이루어진 SSB(Synchronization Signal Block) 내부의 첫 번째 심볼 시간에서 56번에서 182번까지의 127개의 부반송파에 실려 있으며, 부반송파는 Numerology에 정의된 15, 30, 60[KHz] 단위로 정해진다(6GHz 이하). 또한 셀 탐색을 위한 SSB는 적어도 20[ms]이내 한번은 나타나며, 빔 형성을 위해 5[ms] 이내에 최대 8 개까지 들어갈 수 있다. 주파수 영역에서 LTE-PSS는 항상 대역의 중심에 위치하나, NR-PSS의 경우 SA 규격 일 때는 GSCN (Global Synchronization Raster Channel)에 정의된 1.44[MHz]단위의 정해진 위치, NSA 규격의 경우에는 LTE체제로부터 전달 받은 임의의 주파수에 위치할 수 있다. 표 1은 LTE-PSS와 NR-PSS의 특성들을 비교한 것이다.

표 1. LTE-PSS와 NR-PSS의 비교
Table 1. Comparison between LTE-PSS and NR-PSS

	LTE	NR(6 GHz 이하)
부반송파 간격[KHz]	15	15, 30, 60
주기[ms]	5	5, 10, 20 (5[ms]이내 최대 8개)
대역폭 (sub-carriers)	63	127 (240 sc 의 SSB 내부)
주파수 방향 RB(resource block) 단위	12 sc	12 sc
위치 (주파수 대역내)	신호 스펙트럼 가운데	SA 1.44[MHz] 단위로 위치(GSCN: 3GPP TS 38.104 (v15) Table 5.4.3.1-1) NSA LTE의 RRC(Radio Resource Control)로부터 주파수를 할당받음
시퀀스	Zadoff-Chu	m-sequence (BPSK)

NR-PSS 시퀀스 $d_{pss}(n)$, ($0 \leq n < 127$)은 는 다음과 같이 정의된다⁹⁾.

$$d_{pss}(n) = 1 - 2x(m),$$

$$m = (n + 43N_{ID}^{(2)}) \bmod 127. \quad (1)$$

여기서 $N_{ID}^{(2)}$ 는 LTE에서와 같이 0,1,2 의 세 가지로 선택 인덱스라고도 불리며, $x(n)$ 은 다음과 같이 정의되는 m-시퀀스이다.

$$x(i+7) = (x(i+4) + x(i)) \bmod 2$$

$$[x(6) x(5) \cdots x(0)] = [1110110] \quad (2)$$

2.2 PSS를 통한 동기 파라미터 검출 모델

2.2.1 PSS 벡터와 관련 행렬들의 정의

(1) 시간 영역의 NR-PSS 벡터와 DFT행렬
 식(1)은 주파수 영역에서 정의된 것으로 시간 영역에서의 NR-PSS 검출을 위한 시퀀스가 필요하다. 이를 위해 먼저 주파수 영역의 PSS 벡터 $\tilde{\mathbf{h}}$ 를

$$\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}_0 \ \tilde{h}_1 \ \cdots \ \tilde{h}_{126}]^T$$

$$\tilde{h}_n = \begin{cases} d_{pss}(n+63)/\sqrt{127} & (0 \leq n \leq 63) \\ d_{pss}(n-64)/\sqrt{127} & (64 \leq n \leq 126) \end{cases} \quad (3)$$

로 정의한다. 또한 시간 영역에서의 PSS벡터 \mathbf{h} 는 DFT 행렬 \mathbf{F} 와 함께 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{h} = \tilde{\mathbf{F}}^H \tilde{\mathbf{h}}, \quad (\mathbf{F})_{kn} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)(n-1)} \quad (4)$$

여기서 \mathbf{F}^H 는 \mathbf{F} 의 공액전치 행렬이며, 이후로 모든 식에서 $N=127$ 을 가정한다. 벡터 \mathbf{x} 의 배열 순환 이동 벡터 \mathbf{x}_r 을

$$\mathbf{x}_r = [x_r \ x_{r+1} \ \cdots \ x_{N-1-r}]^T \quad (5)$$

이라 할 때 $\tilde{\mathbf{h}}$ 및 \mathbf{h} 의 자기상관관계는 각각

$$\tilde{\mathbf{h}}_r^H \tilde{\mathbf{h}}_0 = \begin{cases} 1 & (r=0) \\ 1/\sqrt{127} & (r \neq 0) \end{cases}, \quad \mathbf{h}_r^H \mathbf{h}_0 = \delta_{r0} \quad (6)$$

으로 표현되며, 식(1)의 순환 관계에 의해 $N_{ID}^{(2)}=0,1,2$ 모두에 대해 동일한 관계를 가진다. 식(6)에서 시간영역의 자기상관 특성이 주파수 영역에서의 특성 보다 우수하지만, 다른 $N_{ID}^{(2)}$ 값과의 상호상관 특성은 주파수 영역에서는 $1/127 \approx 0.0078$ 이나 시간 영역에서는 0.0891 로 약 11.3 배 크다.

(2) 미세 이동 행렬

미세 이동 행렬 \mathbf{S}_δ 는 대각행렬로 다음과 같이 정의한다.

$$(\mathbf{S}_\delta)_{pq} = \delta_{pq} e^{j\frac{2\pi\delta}{N}\left((p-1) - \frac{N-1}{2}\right)} \quad (7)$$

이때 δ 값은 -1과 1 사이의 실수 값을 가정한다. 미세 이동 행렬을 사용하면 신호벡터의 시간 영역에서의 주파수 편이를 표현할 수 있다. 즉 $\mathbf{S}_\delta \mathbf{h}$ 는 벡터 \mathbf{h} 의 주파수를 δ 만큼 이동한 것을 나타낸다. 한편 주파수 영역의 벡터에 적용하면 시간 영역에서의 지연을 표현할 수 있는데

$$\mathbf{T}_\delta = \mathbf{F}^H \mathbf{S}_\delta \mathbf{F} \quad (8)$$

라 정의하면 $\mathbf{T}_\delta \mathbf{h}$ 는 \mathbf{h} 가 δ 만큼 지연된 것을 나타내며, \mathbf{S}_δ , \mathbf{T}_δ 는 모두 유니터리 행렬이다 ($\mathbf{S}_\nu^H = \mathbf{S}_\nu^{-1} = \mathbf{S}_{-\nu}$, $\mathbf{T}_\tau^H = \mathbf{T}_\tau^{-1} = \mathbf{T}_{-\tau}$).

2.2.2 PSS 신호 수신 모델 및 ML 추정

셀 탐색과정에서 PSS 검출은 채널에 대한 자세한 정보가 없으므로 수신 된 신호와 수신기에 저장된 PSS코드와의 상호상관관계를 최대화 하는 non-coherent 검출 방식을 사용한다¹⁰⁾. NR-PSS 신호 모델은 RF에서 기저 대역으로 변환된 NR 신호로부터 주파수 영역에서 PSS가 위치한 부반송파들의 중심이 DC가 되도록 다시 주파수를 변환하고 저역 필터와 하향 샘플링을 통해 PSS 대역만 샘플링 한 디지털 복소 신호를 가정한다. (부반송파가 $2^\mu \times 15$ [KHz]이면 샘플링 주파수는 $2^\mu \times 15 \times 127$ [KHz]). 샘플링 된 신호를 $x(n)$ 이라 하고 신호 벡터 \mathbf{x}_n 을

$$\mathbf{x}_n = [x(n-N+1) \ \cdots \ x(n-1) \ x(n)]^T \quad (9)$$

라 할 때 채널 및 수신기의 영향으로 발생한 주파수

편이 ν , 지연 τ 의 $N_{\text{ID}}^{(2)}=l$ 인 PSS 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x}_n = ae^{j\phi} \mathbf{T}_\nu \mathbf{S}_\nu \mathbf{h}_{43l} + \mathbf{w}_n \quad (10)$$

여기서 $ae^{j\phi}$ 는 신호의 진폭 및 위상을 나타내는 상수이고, \mathbf{w}_n 은 잡음을 나타내는 복소 랜덤 벡터이다. \mathbf{w}_n 의 각 원소들이 독립적이고 동일한 복소 AWGN 잡음프로세스($N(0, \sigma^2/2N)$)라 가정하면, PSS 벡터의 위치 인덱스, 타이밍, CFO 및 PSS id 검출을 위한 ML (Maximum Likelihood) 추정은

$$(\hat{n}, \hat{\nu}, \hat{\tau}, \hat{l}) = \arg \max_{n, \nu, \tau, l} \left(\frac{ae^{-j\phi} \mathbf{h}_{43l}^H \mathbf{S}_\nu^H \mathbf{T}_\nu^H \mathbf{x}_n}{\mathbf{x}_n^H \mathbf{x}_n} \right) \quad (11)$$

으로 표현된다.

2.2.3 신호 벡터와 PSS 벡터의 상호 상관관계 함수

식 (11)의 일부 또는 전부를 구현하는 알고리즘들은 모두 신호 \mathbf{x}_n 과 PSS 벡터 \mathbf{h} 외의 상호상관 관계 $\langle \mathbf{h}^H \mathbf{x}_n \rangle$ 를 기반으로 한다^{6,7,11}($\langle \cdot \rangle$ 는 앙상블 평균). NR-PSS 벡터와 식(9)의 신호벡터의 상호상관 관계는

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{h}^H \mathbf{x}_n \rangle &= ae^{j\phi} \mathbf{h}^H \mathbf{T}_\nu \mathbf{S}_\nu \mathbf{h} + \langle \mathbf{h}^H \mathbf{w}_n \rangle \\ &= ae^{j\phi} \tilde{\mathbf{h}} \mathbf{S}_\nu \mathbf{F} \mathbf{h} \end{aligned} \quad (12)$$

이며 구체적으로

$$\langle \mathbf{h}^H \mathbf{x}_n \rangle = ae^{j\phi} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \left(e^{-j\frac{2\pi\tau}{N}(p-\frac{N-1}{2})} e^{j\frac{\pi(q-p)(N-1)}{N}} \Lambda(q-p+\tau) \tilde{h}_p \tilde{h}_q \right) \quad (13)$$

으로 표현된다. 여기서 함수 $\Lambda(x)$ 는

$$\Lambda(x) = \frac{\sin(\pi x)}{N \sin(\pi x/N)} \quad (14)$$

로 정의되며, 연속 시간 영역의 sinc 함수와 매우 유사한 특성을 가진다. 식(13)의 인덱스 $\{p, q\}$ 를 새로운 인덱스 $\{r = q - p, p\}$ 로 변환하면 $p, r \in [0, N-1]$ 이고 q 는 $\text{mod}(r+p, N)$ 로 치환되며, 여기서 $r=0$ 인 항과 나머지 항들의 합으로 분리하여 다음과 같이

표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{h}^H \mathbf{x}_n \rangle &= \Phi_0 + \sum_{r=1}^{N-1} \Phi_r \\ \Phi_0 &= ae^{j\phi} \Lambda(\nu) \sum_{p=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi\tau}{N}(p-\frac{N-1}{2})} \tilde{h}_p \tilde{h}_p \\ \Phi_r &= ae^{j\phi} \left(\Lambda(r+\nu) e^{j\frac{\pi r(N-1)}{N}} \times \sum_{p=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi\tau}{N}(p-\frac{N-1}{2})} \tilde{h}_p \tilde{h}_{\text{mod}(r+p, N)} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

식(1) 및 (6)의 NR-PSS 시퀀스의 특성에 의해 $\tilde{h}_p \tilde{h}_q$ 는 $p=q$ 일 때 1 이고 $p \neq q$ 이면 ± 1 이 되어 식(15)에서 Φ_0 이외의 항들의 합은 무시할 수 있다 ($|\mu| \leq 0.5$ 영역에서 1.5% 이하). 다시 Φ_0 항을 정리하면 다음 근사 결과를 얻을 수 있다.

$$\langle \mathbf{h}^H \mathbf{x}_n \rangle \approx ae^{j\phi} \Lambda(\tau) \Lambda(\nu) \quad (16)$$

한편 $\mathbf{S}_\nu, \mathbf{T}_\tau$ 및 \mathbf{F} 는 모두 유니타리 행렬이므로

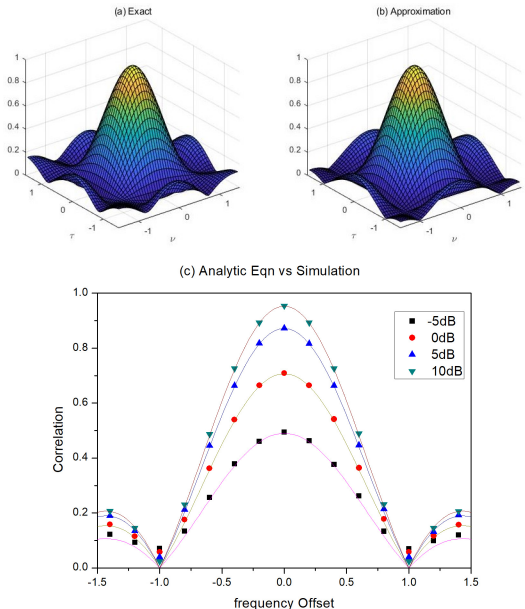


그림 1. 타이밍 오프셋 및 CFO에 따른 상관특성 비교 (SNR= ∞) : (a) 근사화하지 않은 식, (b) 근사식 (Eqn.17), (c) CFO 및 SNR에 따른 상관특성 비교
Fig. 1. Correlation Curve with respect to timing Offset and CFO (a) Exact model, (b) Approximation(Eqn.17), (c) Correlation with respect to CFO and SNR

$$\langle \mathbf{x}_n^H \mathbf{x}_n \rangle = a^2 \mathbf{h}^H \mathbf{h} + \sigma^2 = a^2(1 + \text{SNR}^{-1}) \quad (17)$$

이 되며, 식(16) 및 (17)을 사용하여 정규화된 상관함수 $C_n(\tau, \nu)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$C_n(\tau, \nu) = \frac{\langle \mathbf{h}^H \mathbf{x}_n \rangle}{\sqrt{\langle \mathbf{x}_n^H \mathbf{x}_n \rangle}} = \frac{\Lambda(\tau)\Lambda(\nu)e^{j\phi}}{\sqrt{1 + \text{SNR}^{-1}}} \quad (18)$$

식(18)은 신호와 PSS벡터의 상관관계가 타이밍 오프셋 τ 및 CFO ν , 그리고 SNR의 함수임을 보여준다. 그림 1은 이들 파라미터들에 대한 상관함수의 절대값 $|C_n(\tau, \nu)|$ 의 변화를 나타낸 것이다. (a)와 (b)는 잡음이 0인 상태 ($\text{SNR} = \infty$) 일 때 식(16)의 근사화를 하지 않은 결과(a)와 식(17)을 사용한 결과(b)를 비교한 것이며, (c)는 CFO 및 SNR의 변화에 따른 상관값을 근사식(실선)과 모의 실험(심볼)로 나타낸 것이다. $|\tau|, |\nu| < 1$ 인 영역에서 정확한 식, 근사식 및 모의 실험 결과가 매우 잘 일치함을 알 수 있다.

2.3 PSS를 통한 동기 파라미터 검출 모델

2.3.1 PSS 벡터와 관련 행렬들의 정의

본 논문에서는 식(11)의 ML추정을 위해 PSS 벡터와 함께 타이밍 오프셋 검출벡터 \mathbf{d}_τ 와 및 주파수 오프셋 (CFO) 검출 벡터 \mathbf{d}_ν 를 다음과 같이 도입하였다.

$$\mathbf{d}_\tau = (\mathbf{T}_1 - \mathbf{T}_{-1})\mathbf{h}, \quad \mathbf{d}_\nu = (\mathbf{S}_1 - \mathbf{S}_{-1})\mathbf{h} \quad (19)$$

식(19)의 두 벡터들에 의한 입력신호 \mathbf{x}_n 의 타이밍 및 주파수 오프셋 검출 함수를

$$D_\tau(\tau, \nu) = \frac{\langle \mathbf{d}_\tau^H \mathbf{x} \rangle e^{-j\phi}}{\sqrt{\langle \mathbf{x}_n^H \mathbf{x}_n \rangle}}, \quad D_\nu(\tau, \nu) = \frac{\langle \mathbf{d}_\nu^H \mathbf{x} \rangle e^{-j\phi}}{\sqrt{\langle \mathbf{x}_n^H \mathbf{x}_n \rangle}} \quad (20)$$

라 정의하면, 식(13)~(16)와 같은 과정을 거쳐 각각 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$D_\tau(\tau, \nu) = \Lambda(\tau) \frac{\Lambda(\nu-1) - \Lambda(\nu+1)}{\sqrt{1 + \text{SNR}^{-1}}} \quad (21)$$

$$D_\nu(\tau, \nu) = \Lambda(\nu) \frac{\Lambda(\tau-1) - \Lambda(\tau+1)}{\sqrt{1 + \text{SNR}^{-1}}}$$

여기서 위상 ϕ 는 식(17)의 $C_n(\tau, \nu)$ 로부터 다음

과 같이 구할 수 있다.

$$\phi = \arg(C_n(\tau, \nu)) \quad (22)$$

그림 2는 CFO검출기($D_\nu(\tau, \nu)$)의 특성을 식(21)의 결과와 모의 실험결과를 비교한 것이다. $\tau=0$ 으로 고정하고 $-1.2 < \nu < 1.2$ 의 범위에서 SNR 값을 변화시키면서 관찰하였다. 식에서도 예측할 수 있듯이 $\nu = \pm 1$ 에서 위상 반전이 일어나므로 이 검출기의 동작 범위는 $-1 < \nu < 1$ 이며, 기존의 Fractional CFO 검출 방식의 범위는 $-1/2 \leq \nu \leq 1/2$ ^[12] 보다 넓은 범위에서 사용 가능하다, SNR이 나빠질수록 감도가 열화되며 선형적인 응답 범위가 감소함을 알 수 있다. 한편 타이밍 검출기($D_\tau(\tau, \nu)$)는 식(21)의 두 식간의 대칭성을 통해 τ 값에 대해 동일한 응답특성을 가진다.

그림 3은 $\text{SNR} = \infty$ 를 가정할 때 두 검출기로 구성된 방향 벡터 $[D_\tau, D_\nu]^T$ 를 $\tau-\nu$ 평면상에 나타낸 것이다. 평면에서 등고선은 $C_n(\tau, \nu)$ 의 값을 나타낸다. 그림 2에서 선형적으로 보이는 영역(대략 $\tau^2 + \nu^2 < 0.4$) 내부에서는 어느 위치에서도 원점을 향하고 있으며 바깥쪽으로 갈수록 비 선형성에 의한 방향의 왜곡이 있음을 알 수 있다. 그러나 비 선형성에도 불구하고 벡터의 방향은 중심은 아니더라도 안쪽을 향하고 있어 PLL과 같이 feed-back 제어에 사용할 경우에는 반복 동작에 의해 중심으로 향할 것이다.

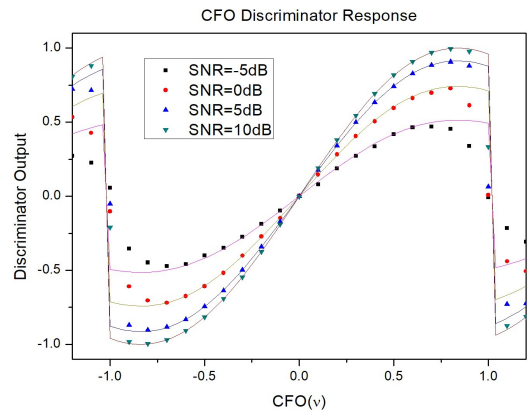


그림 2. $\tau=0$, $-1.2 < \nu < 1.2$ 범위에서 SNR의 변화에 따른 CFO검출기의 응답 특성
Fig. 2. CFO Discriminator Characteristics in the range of $\tau=0$, $-1.2 < \nu < 1.2$ with respect to SNR

2.3.2 PSS 신호 검출

기존의 PSS 신호 검출은 식(18)과 같이 신호와

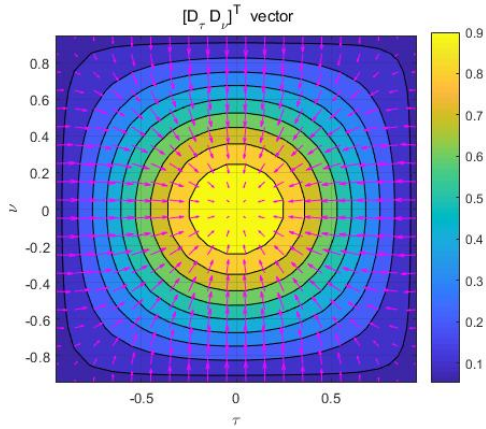


그림 3. τ - ν 평면상의 벡터 $[D_r, D_n]^T$ 의 방향
 Fig. 3. Direction of $[D_r, D_n]^T$ on τ - ν Direction of plane

PSS벡터의 상관 절대값 $|C_n(\tau, \nu)|$ 이 최대치가 되는 입력 시간을 찾는 데 이는 그림 1에 나타난 바와 같이 타이밍 및 주파수 오프셋이 증가함에 따라 그 검출 성능이 열화된다. 본 논문에서는 PSS 검출 함수를 다음과 같이 제안한다.

$$\text{Det}(\tau, \nu) = (|C_n|^2 + \alpha(|D_r|^2 + |D_n|^2))^{1/2} \quad (23)$$

여기서 α 는 0에서 1 사이의 상수 값이다. C_n 값은 τ - ν 평면에서 원점을 중심으로 τ, ν 의 절대값이 증가함에 따라 감소하는 반면 $|D_r|^2$ 는 $\tau = \pm 1$, $|D_n|^2$ 는 $\nu = \pm 1$ 근처에 최대값이 존재하고 원점에서는 거의 0이므로 식(23)의 검출 함수는 기존의 오프셋에 의

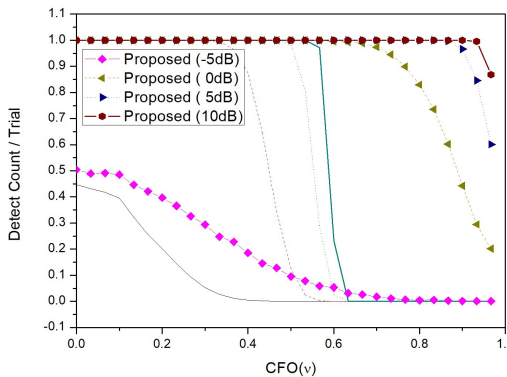


그림 4. PSS 검출 성공률 비교: 실선은 기존 방식, 심볼+실선 그래프는 제안된 검출방식, y축은 5000회 시도에서 성공한 횟수의 비,
 Fig. 4. PSS detection success rate comparison : line is conventional, line+scatter is proposed scheme, y-axis is the ratio if successful detection count out of 5000 trial.

한 감도의 열화를 줄여줄 수 있다. 그림 4는 기존의 방식과 제안된 방식의 CFO의 및 SNR에 따른 검출 성공률을 모의실험한 결과이다. y축의 값은 각 SNR 및 CFO의 환경에 대해 5000회 시도해서 검출에 성공한 횟수의 비를 나타낸 것이다. 검출은 기존의 방식과 제안된 방식으로 계산한 값이 0.5 이상인 것을 성공으로 판단하며, 식(23)의 α 값은 0.5로 설정하였다. 그림 4의 결과는 기존의 방식은 ν 값이 0.6 이상이 되면 급격히 성공률이 떨어지나 제안된 방식은 SNR이 0dB 이상 일 때 0.8 이상에서도 높은 성공률을 보였다.

3.3.3 연산량의 최소화

제안된 3가지 검출식($C_n(\tau, \nu) D_r(\tau, \nu) D_n(\tau, \nu)$)을 정합 FIR 필터로 구현 한다면 \mathbf{h} , \mathbf{d}_r 및 \mathbf{d}_n 벡터들은 모두 필터의 계수가 되는데, 입력 샘플과 컨볼루션 연산을 하는 구조이므로 필터 계수의 순서는 벡터들의 인덱스의 역순이 된다. 각 필터의 계수 수는 127이고 복소 계수 이므로 $4 \times 127 \times 3 = 1524$ 회의 실수 곱셈이 필요하다. 그러나 식(4)의 \mathbf{h} 는 실수 벡터를, 식(19)의 \mathbf{d}_r 는 순허수 벡터로부터 IDFT를 통해 얻은 벡터로

$$\begin{cases} h_0 \in R & \begin{cases} jd_0 \in R \\ jd_n = jd_{126-n} \end{cases} \\ h_n = h_{126-n}^* & \end{cases} \quad n \in [1, 126] \quad (24)$$

의 대칭성을 가지며, 이를 이용하여 3 개의 필터 연산에 필요한 실수 곱셈 수를 $4 \times 127 \times 2 = 1016$ 회로 줄일 수 있다.

III. 모의 실험

그림 5는 제안된 동기 파라미터 검출기들의 종합적인 성능 검증을 위한 PSS 신호 동기시스템의 모의실험 구성도이다. 하나의 부반송파 대역을 1 sc[KHz]라 할 때 주파수영역의 256 sc의 주파수 영역에 PSS 벡터를 넣고 나머지는 0으로 채운 후 256 IFFT를 수행하여 대역폭 128 sc의 기저대역 신호를 생성하였다. 이 때 PSS주기에 해당하지 않은 시간 영역 신호는 0으로 채우며, 생성된 신호는 리샘플러(RS)를 거쳐 SFO, 복소변조기를 통해 CFO가 주입되며, 마지막으로 복소 AWGN 잡음이 첨가되어 출력된다. 수신기는 복소변조기와 리샘플러를 통과한 신호를 C_n, D_r 및 D_n 필터를 통해 동기화에 필요한 파라미터들을 검출하며, 타이밍 오차 신호는 타이밍 루프 필터(Timing

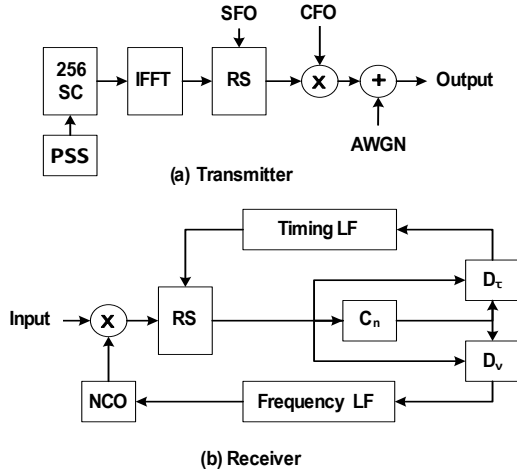


그림 5. PSS 동기 모의실험 구성도
Fig. 5. Simulation scheme for PSS synchronization

LF)를 거쳐 리샘플러를 제어하고, 주파수 오차 신호는 주파수 루프필터(Frequency LF)을 거쳐 NCO를 통해 복소변조기를 제어하는 두 개의 디지털 PLL을 형성한다. 타이밍 및 주파수 루프는 모두 2차 PLL이며^[13], Damping factor(ζ)는 0.707, Natural frequency(ω)는 0.5로 설정하였다. 타이밍 루프의 위상 입력은 D_r , 주파수 입력은 본 논문에서는 언급되지 않았지만 PSS주기 카운터를 사용하였고, 주파수 루프의 위상입력은 C_n 의 위상, 주파수 입력은 D_v 를 사용하였다. 송신 신호는 $SFO = 0.75$ sc, $CFO = -0.75$ sc에서 SNR은 0dB, 10dB 상태로 각각 모의실험을 수행하였는데, 그림 4에서도 관찰할 수 있듯이 기존의 방식으로는 PSS를 검출하기 어려운 범위이다.

그림 6은 시간에 따른 PLL의 오차 입력과 루프 필터 출력력을 보여준 것이다. 위의 그래프는 D_r 및 D_v 의 출력력을 PSS주기 단위로 나타낸 것으로 대략 50 주기가 되면 안정되는 것을 볼 수 있다. 아래 그림은 각각의 루프 필터 출력으로 송신기에서 설정된 CFO 및 SFO 값에 수렴하고 있다.

본 논문에서 제안된 CFO 검출기는 오차가 ± 1 sc 이하의 미세 주파수 검출만 가능하다. 한편 NR-PSS의 신호대역 내 위치는 표 1에 나타난 것과 같이 SA 규격에서는 1.44[MHz]단위의 특정 주파수에만 허용되며, 예를 들어 3.5[GHz] 대역에서 부반송파 단위가 30[KHz]이고, 신호대역이 100[MHz] (3276sc)^[14] 이면 최소한 3276 - 240(1 SSB)/48sc(1.44MHz) \approx 64 개의 위치를 탐색해야 한다.

CFO는 주로 수신기의 LO(Local Oscillator)의 정

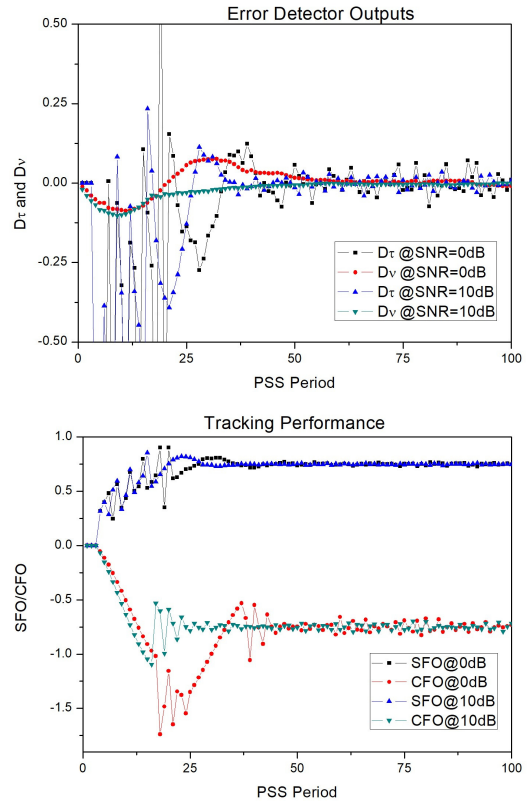


그림 6. PLL의 오차 입력과 루프필터 출력력의 시간에 따른 변화
Fig. 6. Error input and Loop filter outputs of PLL's

밀도 편차에 의해 발생하는데, 예시한 신호의 경우 LO의 주파수 정밀도가 8.6[ppm]이하이면 CFO는 1 sc이내이므로 제안된 CFO 검출 범위 내에 있으며, 따라서 최소한의 탐색(64개 위치)으로 PSS의 검출이 가능하고, LO의 정밀도가 8.6[ppm]이상이면 추가 탐색이 필요하다.

IV. 결론

본 논문에서는 NR-PSS로부터 초기 동기 획득을 위한 파라미터들을 검출하기 위한 세 종류의 검출 정합필터들을 제안하였으며, 이들의 조합으로 낮은 SNR 과 높은 주파수 오차를 가진 신호에 대해 기존의 방식 보다 우수한 PSS 검출 방식을 제시 하였고, 타이밍 및 CFO 검출기들은 보다 넓은 검출 범위를 가지고 있음을 보였다.

References

[1] M. Speth, S. A. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM- Part I," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 11, pp. 1668-1677, Nov. 1999.

[2] A. Golnari, M. Shabany, A. Nezamalhosseini, and G. Gulak, "Design and implementation of time and frequency synchronization in LTE," *Trans. VLSI Sys.*, vol. 23, no. 12, pp. 2970-2982, Dec. 2015.

[3] 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, Feb. 2016.

[4] M. Shim, J. Jang, and H. Choi, "An enhanced frequency synchronization algorithm for 3GPP LTE FDD/TDD dual mode downlink receiver," *J. KICS*, vol. 35, no. 1, pp. 103-112, 2010.

[5] M. J. Shim, J. S. Han, H. J. Roh, and H. J. Choi, "A frequency synchronization method for 3GPP LTE OFDMA system in TDD mode," *2009 9th Int. Symp. Commun. and Inf. Tech.*, pp. 864-868, 2009.

[6] L. Zhuo and Z. Tangdi, "A scheme for symbol timing and synchronization based on DSP implementation in TD-LTE system," *2012 Int. Conf. Ind. Contr. and Elec. Eng.*, pp. 1192-1195, 2012.

[7] Y. Gao, G. Zhu, X. Chen, D. Wu, and B. Ban, "A modified algorithm of synchronization signal detection for LTE initial cell search," *6th Int. ICST Conf. Commun. and Netw. in China (CHINACOM)*, pp. 1211-1215, 2011.

[8] X. Yang, Y. Xiong, G. Jia, W. Fang, and X. Zheng, "PSS based time synchronization for 3GPP LTE downlink receivers," *IEEE 13th Intl Conf. Commun. Tech.*, pp. 930-933, 2011.

[9] 3GPP TS 38.211-7.4.2.2.1 v15.3.0, *NR; Physical channels and modulation* (Release 15)," Jun. 2018.

[10] Z. Zhang, J. Liu, and K. Long, "Low-complexity cell search with fast PSS identification in LTE," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 61, no. 4, pp. 1719-1729, 2012.

[11] S. Huang, Y. Su, Y. He, and S. Tang, "Joint time and frequency offset estimation in LTE downlink," *7th Int. Conf. Commun. and Net. in China*, pp. 394-398, 2012.

[12] J. C. Lin, Y. T. Sun, and H. Vincent Poor, "Initial synchronization exploiting inherent diversity for the LTE sector search process," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 2, pp. 1114-1128, 2016.

[13] F. M. Gardner, *Phaselock Techniques*, Ch. 4, 3rd Ed., Wiley, 2005.

[14] 3GPP TS 38.101-1 Table 5.3.2-1 v15.3.0, "User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone."

김 종 훈 (Chonghoon Kim)



1984년 : 서울대학교 전자공학
과 학사
1986년 : 서울대학교 전자공학
과 석사
1993년 : 미국 Northwestern 대
학교 EECS 박사
1996년~현재 : 숭실대학교 정보
통신전자공학부 부교수

<관심분야> 무선통신 시스템, 고속 신호처리 회로
설계