Journal of KIIT. Vol. 20, No. 1, pp. 129-139, Jan. 31, 2022. pISSN 1598-8619, eISSN 2093-7571 129
http://dx.doi.org/10.14801/jkiit.2022.20.1.129

순환 주파수 추정을 통한 직접 시퀀스 대역 확산 신호 탐지 알고리즘 복잡도 저감

김윤지*[1], 김근배*[2], 강현진**[1], 김재윤**[2], 윤동원*[3]

Reducing Detection Complexity of Direct Sequence Spread Spectrum Signal by Estimating Cyclic Frequencies

Yoonji Kim*[1], Geunbae Kim*[2], Hyunjin Kang**[1], Jaeyun Kim**[2], and Dongweon Yoon*[3]

본 연구는 ㈜LIG넥스원 저피탐 DSSS 통신 신호 탐지 및 분석 기술 과제 수행 과제로 지원을 받아 수행되었음.

요 약

직접 시퀀스 대역 확산(DSSS, Direct sequence spread spectrum) 신호는 저피탐 특성으로 인하여 확산에 사용된 확산 부호를 알지 못하는 비협력 상황의 수신기 측에서의 신호 탐지가 매우 어렵다. 이러한 DSSS 신호를 탐지하기 위해 DSSS 신호의 순환 정상성을 이용한 신호 탐지 기법이 제안되었다. 순환 정상성을 이용한 신호 탐지 기법은 낮은 신호 대 잡음비의 환경에서도 성능이 우수하다는 장점이 있으나 계산 복잡도가 높아 신호 탐지에 있어 많은 시간이 소요된다. 본 논문에서는 수신 신호의 순환 주파수를 먼저 추정하여 알고리즘의 계산 복잡도를 개선한 새로운 알고리즘을 제안한다. 또한 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안하는 알고리즘이 기존의 알고리즘보다 더 낮은 복잡도에서도 동일한 성능으로 신호 탐지가 가능함을 보인다.

Abstract

For a non-cooperative context, it is difficult to detect the direct sequence spread spectrum (DSSS) signal at the receiver when the spreading code is unknown due to its low probability of intercept characteristic. To detect the DSSS signal, the detection algorithm exploiting the cyclostationarity of the DSSS signal was proposed, which shows good detection performance in a channel with low signal-to-noise ratio. However, this algorithm requires a long time to detect signals because of its high computational complexity. In this paper, we propose an improved algorithm that can reduce the complexity by first estimating the cyclic frequencies of the incoming signal. Through computer simulations, we verify that the proposed algorithm can show the same detection performance as in conventional algorithms with lower computational complexity.

Keywords
direct sequence spread spectrum, cyclostationary, cyclic frequency

* 한양대학교 융합전자공학과 (*[3] 교신저자)
- ORCID[1]: https://orcid.org/0000-0003-4247-5795
- ORCID[2] https://orcid.org/0000-0003-3262-091X
- ORCID[3]: https://orcid.org/0000-0001-9631-3500
** LIG 넥스원 전자전연구소
- ORCID[1]: https://orcid.org/0000-0003-1770-2634
- ORCID[2]: https://orcid.org/0000-0002-4692-8467

· Received: Oct. 12, 2021, Revised: Oct. 28, 2021, Accepted: Oct. 31, 2021
· Corresponding Author: Dongweon Yoon
Dept. of Electronic Engineering, Hanyang University, 222, Wangsimni-ro, Seongdong-gu, Seoul, 04763, Korea,
Tel.: +82-2-2220-0362, Email: dwyoon@hanyang.ac.kr

Ⅰ. 서 론

DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) 통신은 메시지의 심볼률보다 빠른 칩률을 갖는 확산 부호를 메시지에 곱하여 신호의 대역폭을 확산 시키는 통신 방식이다. 이 과정을 통해 DSSS 신호의 전력은 잡음의 전력과 비슷하거나 더 낮아진다. 따라서 송신기에서 사용된 확산 부호를 알 수 없는 비협력 상황의 수신기에서는 DSSS 신호의 존재 유무조차 알기 어렵다. 이러한 DSSS 신호의 저피탐 특성 때문에 DSSS 통신 방식은 주로 군용 통신에서 활용되었으며 CDMA, GPS와 같은 상용 통신에서도 사용되었다[1][2].

블라인드 상황에서 DSSS 신호를 탐지하는 기법에 관한 많은 연구들이 진행되었으며 대표적으로 수신 신호의 에너지 검출을 통한 신호 탐지 기법과 DSSS 신호의 통계적인 특성을 활용한 신호 탐지 기법이 있다[3]-[9]. 에너지 검출을 통한 DSSS 신호 탐지 기법은 수신 신호의 에너지와 임계값을 비교하여 신호의 존재 유무를 판정하는 기법으로 구현이 간단하다는 장점이 있으나 잡음의 분산 추정 오차에 민감하다는 단점이 있다[3]-[5]. 이러한 에너지 검출을 통한 DSSS 신호 탐지 기법의 한계를 극복하기 위해 DSSS 신호의 통계적 특성을 이용한 탐지 기법들이 제안되었다[6]-[9]. 특히 신호의 순환 정상성(Cyclostationarity)을 이용한 탐지 기법은 낮은 신호 대 잡음 비(SNR, Signal-to-Noise Ratio)의 환경에서 좋은 탐지 성능을 보이며 잡음의 분산 추정이 별도로 필요하지 않다는 장점이 있다. 이러한 이유로 순환 정상성을 이용한 신호 탐지 기법은 DSSS 신호의 탐지 외에도 인지 무선 라디오(Cognitive radio)에서의 스펙트럼 센싱(Spectrum sensing)에도 적용되고 있다[10]. 그러나 순환 정상성을 이용한 신호 탐지 알고리즘은 계산 복잡도가 높고 신호를 탐지하는데 비교적 오랜 시간이 소요된다.

본 논문에서는 DSSS 신호의 순환 주파수 추정을 통해 탐색 범위를 축소함으로써 기존의 순환 정상성을 이용한 DSSS 신호 탐지 알고리즘의 복잡도와 탐지시간을 개선한 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 DSSS 신호의 순환 주파수들을 먼저 추정하고 추정된 순환 주파수에 대해서만 검정을 진행함으로써 기존 알고리즘의 높은 복잡도를 개선하여 DSSS 신호를 보다 빠른 시간 안에 탐지할 수 있도록 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. Ⅱ장에서는 본 논문에서 가정하는 시스템 모델과 DSSS 신호의 순환 정상성에 대해 설명한다. Ⅲ장에서는 기존의 순환 정상성을 이용한 탐지 알고리즘과 제안하는 알고리즘에 대해 설명하고 두 기법의 복잡도를 비교한다. Ⅳ장에서는 컴퓨터 모의실험을 통해 다양한 시뮬레이션 조건에서 제안한 알고리즘의 성능을 보이고 제안한 알고리즘과 기존 알고리즘의 성능을 비교한다. 마지막으로 Ⅴ장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

Ⅱ. DSSS 신호의 순환 정상성

2.1 시스템 모델

본 논문에서 가정한 DSSS 신호는 BPSK 송신 심볼 a_k에 주기가 P인 확산 부호 c_l이 곱해져 생성된다. 이 때 a_k의 심볼 시간(Symbol duration) T_s가 c_l의 칩 시간(Chip duration) T_c의 P배인 short code 확산을 가정한다. 송신 필터와 채널을 고려한 확산 부호 $h(t)$와 송신 신호 $\tilde{s}(t)$는 식 (1)과 식 (2)로 나타낼 수 있다. 여기서 $p(t)$는 송신단의 필터와 채널의 합성곱(Convolution)을 의미한다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{P-1} c_l p(t - l T_c) \tag{1}$$

$$\tilde{s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - k T_s) \tag{2}$$

송신기의 필터와 채널을 통과한 DSSS 신호 $\tilde{s}(t)$에 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN, Additive White Gaussian Noise) $\tilde{b}(t)$가 더해진다. 이 때 저피탐을 목적으로 설계된 DSSS 신호는 잡음의 전력과 신호의 전력이 비슷하거나 잡음의 전력보다 신호의 전력이 더 낮으므로 SNR은 0 dB 이하의 값을 갖게 된다. 잡음이 더해진 신호는 수신기의 필터 $g(t)$를 통과하고 필터를 통과한 최종 수신 신호 $y(t)$는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = (\tilde{s}(t) + \tilde{b}(t)) * g(t) \\ = s(t) + b(t). \quad (3)$$

수신 신호 $y(t)$는 이후 주기가 T_e인 샘플링 과정을 거쳐 이산 신호 $y[n] = y(nT_e)$으로 표현된다. 그림 1에는 전반적인 DSSS 신호의 송수신 과정을 나타냈다. 한편 수신 신호에 잡음만 존재하는 경우 식 (3)의 $y(t)$는 $b(t)$와 같으므로 수신 신호가 잡음인 경우의 $y(t)$와 DSSS 신호인 경우의 $y(t)$는 서로 다른 특성을 갖게 된다.

따라서 DSSS 신호의 탐지는 수신 신호의 특성을 나타내는 검정 통계량과 설정한 임계값의 비교를 통해 수신 신호가 잡음인 가설 H_0와 수신 신호가 DSSS 신호인 가설 H_1중 하나를 선택하는 이진 가설 검정 문제로 정의할 수 있다. 이를 수식으로 표현하면 아래와 같다.

$$\begin{cases} y(t) = b(t) & H_0 \\ y(t) = s(t) + b(t) & H_1 \end{cases} \quad (4)$$

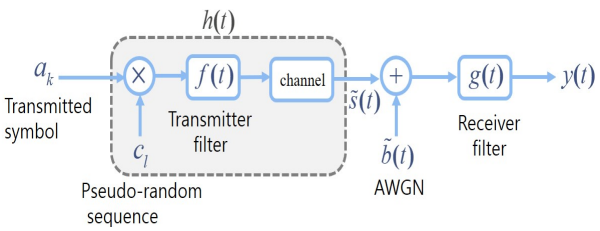

그림 1. DSSS 신호의 시스템 모델
Fig. 1. System model of the DSSS signal

2.2 DSSS 신호의 순환 정상성

이 절에서는 DSSS 신호 탐지에 이용되는 2차 순환 정상 과정에 대해 설명하고 DSSS 신호의 순환 정상성에 대해 살펴본다.

2.2.1 순환 자기 상관 함수와 순환 주파수

연속 신호 $x(t)$를 샘플링한 임의의 이산 신호 $x[n]$의 평균과 자기 상관 함수가 시간에 따른 주기 함수인 경우, 그 신호를 2차 순환 정상 과정(Second-order cyclostationary process) 신호라고 한다[11]. 또한 $x[n]$이 2차 순환 정상 과정 신호라면 $x[n]$의 자기 상관 함수는 푸리에 급수(Fourier series)로 표현할 수 있으며 그 때의 푸리에 계수(Fourier coefficient) $R_{xx}^{\alpha}(l)$를 순환 자기 상관 함수(Cyclic autocorrelation function, CAF)라고 한다. 특히 $x[n]$이 ergodic 과정이라고 가정하면 CAF는 식 (5)와 같이 정의된다.

$$R_{xx}^{\alpha}(l) = \lim_{M\to\infty} \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} x[n]x^*[n+l]e^{-j2\pi\alpha n} \quad (5)$$

여기서 $R_{xx}^{\alpha}(l) \neq 0$을 만족하는 주파수 성분 α를 순환 주파수(Cyclic frequency)라고 하며, 본 논문에서는 α를 $[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}]$의 범위를 갖는 정규화된 주파수로 가정한다. 한편, 식 (5)에 $\alpha = 0$을 대입하면 $R_{xx}^{\alpha}(l)$는 정상 과정(Stationary process) 신호의 자기 상관 함수가 된다.

식 (5)로 부터 $x[n]$의 샘플 M개에 대한 CAF의 일치 추정량(Consistent estimation)을 식 (6)을 이용하여 구할 수 있다.

$$\hat{R}_{xx}^{\alpha}(l) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} x[n]x^*[n+l]e^{-j2\pi\alpha n} \quad (6)$$

식 (6)을 살펴보면 $\hat{R}_{xx}^{\alpha}(l)$은 $x[n]x^*[n+l]$의 이산 푸리에 변환(Discrete Fourier transform)을 샘플 수 M으로 나누어준 결과다. 따라서 실제 알고리즘을 구현할 때는 고속 푸리에 변환(FFT, Fast Fourier Transform)을 이용하여 $\hat{R}_{xx}^{\alpha}(l)$을 계산할 수 있다.

통신에 사용되는 대부분의 신호는 송신단의 필터링, 확산 과정, 변조 등의 이유로 신호의 통계적 특성이 시간에 따른 주기 함수인 순환 정상성 신호다. 따라서 통신에 사용되는 신호들은 순환 자기 상관 함수와 순환 주파수를 이용한 신호 분석이 가능하다. 반대로 AWGN은 자기 상관 함수가 시간에 상관없이 일정한 신호로 순환 자기 상관 함수의 값이 $\alpha = 0$일 때만 존재하고 다른 주파수에서의 값은 0이다. 이러한 통신 신호와 잡음의 CAF 특성 차이는 수신기에서 통신 신호와 잡음을 구별하는 단초가 된다.

2.2.2 DSSS 신호의 순환 자기 상관 함수와 순환 주파수

일반적인 기저 대역의 송신 신호는 송신기의 대

역 제한(Band limited) 필터를 고려하였을 때 $0, \pm\frac{T_e}{T_s}$의 순환 주파수를 가진다. 반면 DSSS 신호 $\tilde{s}(t)$는 동일한 확산 부호가 메시지 신호에 주기적으로 곱해지는 형태로 일반적인 기저 대역의 신호와는 달리 $0, \pm k\frac{T_e}{T_s}$, (k는 정수)의 순환 주파수를 갖게 된다[12]. 이는 DSSS 생성 과정에서 서로 다른 전송률을 갖는 두 신호가 곱해지므로 각 신호의 순환 주파수의 차들이 DSSS 신호의 순환 주파수가 되기 때문이다. 그림 2에는 잡음이 없는 상황에서 $P=63$인 DSSS 신호 $\tilde{s}(t)$의 $\hat{R}^{\alpha}_{xx}(0)$을 나타냈다. 이 때 샘플링은 칩률의 8배, 샘플 수는 2^{12}개, 송신단의 필터는 롤 오프 계수가 0.5인 제곱근 올림 코사인 필터를 가정하였다. 그림 2에서 볼 수 있듯이 확산 신호의 경우, $\hat{R}^{\alpha}_{xx}(0)$의 peak값들이 여러 곳에서 나타난다. 즉, DSSS 신호는 순환 주파수가 여러 개인 순환 정상성 신호임을 알 수 있다.

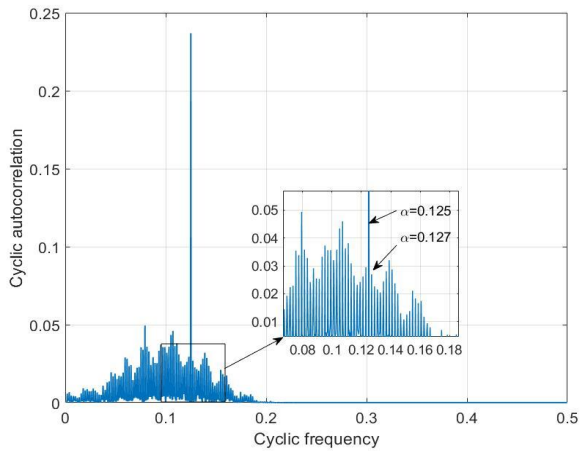

그림 2. 확산 신호의 순환 자기 상관 함수
Fig. 2. Cyclic autocorrelation function of the DSSS signal

III. 제안하는 DSSS 신호 탐지 알고리즘

3.1 순환 정상성 검정을 이용한 DSSS 신호 탐지 알고리즘

앞 장에서 DSSS 신호는 순환 주파수가 여러 개 존재하는 순환 정상성 신호인 반면 잡음은 0이 아닌 순환 주파수가 존재하지 않는 정상 신호임을 살펴보았다. 이를 이용하여 신호의 순환성 존재 여부를 검정하여 DSSS 신호를 탐지하는 기법이 제시되었다. 이 절에서는 기존에 제시되었던 순환 정상성 검정을 통해 DSSS 신호를 탐지하는 기법에 대해 설명한다.

3.1.1 순환 정상성 검정

식 (6)의 $\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l)$는 유한한 M개의 샘플에 대하여 얻은 값으로 실제 $R^{\alpha}_{xx}(l)$와 추정 오차 $\epsilon^{\alpha}_{xx}(l)$만큼의 차이가 존재한다. 따라서 $\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l)$와 $R^{\alpha}_{xx}(l)$간에 식 (7)의 관계식이 성립한다.

$$\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l) = R^{\alpha}_{xx}(l) + \epsilon^{\alpha}_{xx}(l) \tag{7}$$

만약 수신기에서 잡음만 수신하였다고 가정하면 잡음의 $R^{\alpha}_{xx}(l)$는 $\alpha \neq 0$이 아닌 모든 주파수에서 0이므로 수신 신호의 $R^{\alpha}_{xx}(l)$ 역시 $\alpha \neq 0$이 아닌 모든 주파수에서 0이 될 것이다. 그러나 수신기에서 실제로 얻을 수 있는 값인 $R^{\alpha}_{xx}(l)$의 추정치 $\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l)$는 $\epsilon^{\alpha}_{xx}(l)$의 값으로 인해 $\alpha \neq 0$임에도 0이 아닌 값을 갖게 된다. 따라서 수신기에서 단순히 $\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l) \neq 0$인 α를 순환 주파수로 추정하여 순환 정상성 신호가 수신되었다고 판정한다면 오경보 발생 확률이 매우 커진다. 이러한 이유로 유한한 샘플 개수에 대해 발생하는 추정 오차를 고려하여 수신 신호의 순환 정상성을 검정하는 방법들이 제시되었다. 이들 중 가장 대표적인 검정 방법은 M이 무한대일 때 추정 오차가 점근적인 복소 정규 분포(Asymptotic complex normal distribution)를 따름을 이용한 것으로 신호의 순환 정상성을 검정하는데 널리 사용되고 있다[8].

먼저 u개의 시간 지연 $l_1, l_2, ..., l_u$에 대한 $\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l)$의 실수부와 허수부로 이루어진 $(1 \times 2u)$길이의 벡터 $\hat{r}^{\alpha}_{xx}$를 식 (8)과 같이 구성한다.

$$\hat{r}^{\alpha}_{xx} = \left[Re\left\{\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l_1)\right\}, ..., Re\left\{\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l_u)\right\}, Im\left\{\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l_1)\right\}, ..., Im\left\{\hat{R}^{\alpha}_{xx}(l_u)\right\}\right] \tag{8}$$

이 때, 식 (8)의 $\hat{r}_{xx}^{\alpha}$은 식 (7)의 관계식으로 인하여 $R_{xx}^{\alpha}(l)$의 실수부와 허수부로 구성되는 벡터 r_{xx}^{α}와 $\epsilon_{xx}^{\alpha}(l)$의 실수부와 허수부로 구성되는 벡터 ϵ_{xx}^{α}의 합으로 표현되며, 추정 오차로 이루어진 벡터 ϵ_{xx}^{α}는 다음을 만족한다.

$$\lim_{M\to\infty}\sqrt{M}\epsilon_{xx}^{\alpha}\xrightarrow{D}N(0,\Sigma_{xx}^{\alpha}) \tag{9}$$

여기서 $\xrightarrow{D}$는 분포 변환(Conversion in distribution)을, $N(0,\Sigma_{xx}^{\alpha})$ 은 평균이 0이고 공분산이 Σ_{xx}^{α} 인 다변수 정규 분포(Multivariate normal distribution)를 나타낸다. 즉, 각 시간 지연에 대한 추정 오차의 확률 분포는 샘플의 수가 무한대일 때 복소 정규 분포를 따른다. 추정 오차 벡터에 대한 공분산 행렬 Σ_{xx}^{α}는 식 (10)으로 구할 수 있다.

$$\Sigma_{xx}^{\alpha}=\begin{bmatrix} Re\left\{\dfrac{Q_{xx}+Q_{xx}^{(*)}}{2}\right\} & Im\left\{\dfrac{Q_{xx}-Q_{xx}^{(*)}}{2}\right\} \\ Im\left\{\dfrac{Q_{xx}+Q_{xx}^{(*)}}{2}\right\} & Re\left\{\dfrac{Q_{xx}^{(*)}-Q_{xx}}{2}\right\}\end{bmatrix} \tag{10}$$

식 (10)의 Q_{xx}와 $Q_{xx}^{(*)}$은 $(u\times u)$의 행렬로 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} Q_{xx}(a,b)=&\frac{1}{MW}\sum_{d=-(W-1)/2}^{(W-1)/2}L(d) \\ &\times F_{M,l_a}\left(\alpha-\frac{2\pi d}{M}\right)F_{M,l_b}\left(\alpha+\frac{2\pi d}{M}\right)\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned} Q_{xx}^{(*)}(a,b)=&\frac{1}{MW}\sum_{d=-(W-1)/2}^{(W-1)/2}L(d) \\ &\times F_{M,l_a}^{*}\left(\alpha+\frac{2\pi d}{M}\right)F_{M,l_b}\left(\alpha+\frac{2\pi d}{M}\right)\end{aligned} \tag{12}$$

여기서 L은 크기가 W인 정규 스펙트럼 윈도우 함수를 뜻하고, $F_{M,l}(d)=\sum_{n=0}^{M-1}x[n]x^{*}[n+l]e^{-jdn}$이다[8].

만약 특정 주파수 α와 특정 시간 지연 l에서 신호에 순환 정상성이 존재한다면 $R_{xx}^{\alpha}(l)$의 값이 0이 아니기 때문에 $\sqrt{M}\hat{r}_{xx}^{\alpha}$은 점근적으로 평균이 0이 아닌 다변수 복소 정규 분포를 따른다. 반대로 특정 α와 l에서 순환 정상성이 존재하지 않는다면 $R_{xx}^{\alpha}(l)$의 값이 0이므로 $\sqrt{M}\hat{r}_{xx}^{\alpha}$은 점근적으로 평균이 0인 다변수 복소 정규 분포를 따른다. 이를 이용하여 General likelihood ratio test 기법의 통계량을 유도하면 아래와 같다. 식 (13)의 (·)-1 과 (·)T는 행렬의 역행렬과 전치 행렬을 나타낸다.

$$\Lambda_{x}^{\alpha}=M\hat{r}_{xx}^{\alpha}\left(\hat{\Sigma}_{xx}^{\alpha}\right)^{-1}\left(\hat{r}_{xx}^{\alpha}\right)^{T} \tag{13}$$

앞에서 설명한 것과 같이 수신 신호가 순환 정상성 신호인 경우 $\sqrt{M}\hat{r}_{xx}^{\alpha}$은 점근적으로 평균이 0이 아닌 다변수 복소 정규 분포를 따르기 때문에 Λ_{x}^{α}는 점근적으로 자유도(Degrees of freedom)가 $2u$인 비중심 카이 제곱 분포(Non-central Chi squared distribution)를 따른다. 반대로 수신 신호가 잡음인 경우, $\sqrt{M}\hat{r}_{xx}^{\alpha}$은 점근적으로 평균이 0인 다변수 복소 정규 분포를 따르기 때문에 잡음의 분산과 관계없이 Λ_{x}^{α} 는 자유도가 $2u$인 중심 카이 제곱 분포(Central chi squared distribution) χ_{2u}^{2}으로 수렴한다. 즉, 수신 신호의 검정 통계량 Λ_{x}^{α}가 χ_{2u}^{2}를 따른다면 수신 신호를 잡음이라고 판정할 수 있다.

오경보 확률 P_{FA}는 수신 신호가 잡음일 때 검정 통계량이 임계값 이상인 경우로 식 (14)와 같이 정의할 수 있다. 따라서 식 (14)로부터 중심 카이 제곱 분포의 누적 질량 함수의 역함수를 이용하여 설정한 오경보 확률에 대한 순환성 검정의 임계값을 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{FA}&=\Pr\left\{\Lambda_{x}^{\alpha}\geq\gamma\,|\,H_{o}\right\} \\ &=\Pr\left\{\chi_{2u}^{2}\geq\gamma\right\}\end{aligned} \tag{14}$$

3.1.2 순환 정상성 검정을 이용한 DSSS 신호 탐지

앞 장에서 살펴본 것과 같이 DSSS 신호는 $l=0$일 때 순환 주파수가 $\alpha=k\dfrac{T_e}{T_s}$인 순환 정상성 신호다. 따라서 순환성 검정을 통해 DSSS 신호를 탐지가 가능하다[9]. 이 때 T_s를 사전에 알 수 없는 블라인드 상황에서는 DSSS 신호의 순환 주파수인 $k\dfrac{T_e}{T_s}$를 알 수 없기 때문에 특정 주파수에서의 순

환성 검정이 불가능하므로 가능한 모든 주파수에 대해 검정 통계량을 계산하고 이를 임계값과 비교한다. 수신기의 저역 통과 필터 $g(t)$의 정규화된 대역폭을 h라고 가정하면 $2h$보다 큰 순환 주파수는 존재하지 않기 때문에 가능한 순환 주파수의 범위는 $\alpha \le 2h$를 만족한다.

만약 수신 신호가 DSSS 신호라면 $l=0$, $\alpha = k\frac{T_e}{T_s}$에 대하여 계산한 $y[n]$의 검정 통계량 Λ_y^α가 높은 확률로 식 (14)를 통해 설정된 임계값 γ보다 클 것이다. 반대로 수신 신호가 잡음이라면 모든 주파수에 대해서 Λ_y^α은 높은 확률로 γ보다 작을 것이다. 따라서 $0 < \alpha \le 2h$를 만족하는 주파수 대역에서 Λ_y^α을 계산하고 임계값보다 큰 Λ_y^α이 존재하면 수신 신호를 DSSS 신호로, 존재하지 않는다면 수신 신호를 잡음이라고 판정한다. 순환 정상성 검정을 이용한 DSSS 신호 탐지 기법을 알고리즘으로 요약하여 나타내면 다음과 같다.

순환 정상성을 검정 이용한 DSSS 신호 탐지 기법

Initial: M, P_{FA},
for all $1/M : 2h$
  $\Lambda_y^\alpha = M\hat{r}_{yy}^\alpha(\hat{\Sigma}_{yy}^\alpha)^{-1}(\hat{r}_{yy}^\alpha)^T$
  if $\Lambda_y^\alpha > \gamma$을 만족하는 α가 존재
    가설 H_1 선택
  else
    가설 H_0 선택
  end
end for

3.1.3 순환 정상성을 이용한 DSSS 신호 탐지 기법의 계산 복잡도

[9]에서 제안한 DSSS 신호 탐지 기법의 복잡도를 계산하기 위해 각 과정에서 사용한 덧셈과 곱셈의 개수를 분석한다. 간단한 계산을 위해 수신 샘플 수 M은 2의 거듭제곱을 만족한다고 가정한다. 특정한 순환 주파수 α와 특정 지연 l에 대한 검정 통계량을 계산하는데 필요한 덧셈과 곱셈의 횟수를 각각 A와 B라고 했을 때 A와 B는 다음을 만족한다[10].

$$A = (M/2)\log_2 M + M + 2W + 13 \quad (15)$$

$$B = M\log_2 M + M + 3W + 2 \quad (16)$$

수신 신호의 순환성 검정은 $0 < \alpha \le 2h$를 만족하는 주파수 $\lfloor 2hM \rfloor$개에 대해 각각 진행되기 때문에 DSSS 신호 탐지 알고리즘에서 수행되는 총 덧셈과 곱셈의 횟수는 각각 $\lfloor 2hM \rfloor A$회와 $\lfloor 2hM \rfloor B$회다. 보통 식 (10)을 계산하는데 사용되는 윈도우의 크기 W는 M에 비례하도록 값을 설정하므로[9][10] $W = \xi M$로 가정하여 기존 알고리즘의 계산 복잡도를 나타내면 $O(M^2\log_2 M)$이다. 이를 통해 순환 정상성을 이용한 DSSS 신호 탐지 방식은 샘플의 수가 많을수록 복잡도가 급격하게 증가함을 알 수 있다. 즉, 신호의 탐지에 필요한 시간이 샘플의 수에 대해 지수적으로 증가하기 때문에 낮은 SNR에 대해서도 우수한 탐지 성능을 갖기 위해 샘플의 수를 많이 수집한 경우, 탐지에 있어 많은 시간이 소요된다는 단점이 있다.

3.2 제안하는 DSSS 신호 탐지 알고리즘

이 절에서는 제안하는 DSSS 신호 탐지 알고리즘에 대해 서술하고 기존의 알고리즘과 계산 복잡도를 비교한다.

3.2.1 주파수 탐색 범위를 축소시킨 DSSS 신호 탐지 알고리즘

기존에 제시된 알고리즘은 DSSS 신호를 탐지하기 위해 $0 < \alpha \le 2h$를 만족하는 모든 주파수에서 순환성 검정을 실시하였다. 이 때, 수신 신호가 DSSS 신호인 경우, 전체 주파수 $\lfloor 2hM \rfloor$개 중 순환 주파수의 개수는 $0 < k \le 2h\frac{T_s}{T_e}$를 만족하는 정수의 개수로 검정을 진행하는 주파수의 수인 $\lfloor 2hM \rfloor$와 비교하였을 때 제한적이다. 예를 들어 기저 대역에서의 수신 필터의 대역폭이 신호의 대역폭과 같다고 가정한다면 $0 < k \le P$이므로 검출 가능한 최대 순환 주파수의 수는 P개다. 이 경우, $\lfloor 2hM \rfloor$개의 주파수에 대해서 검정을 진행하는

것보다 P개의 주파수에 대해서만 검정을 진행하는 것이 효율적이다. 즉, 순환 주파수 추정을 통해 주파수 탐색 범위를 제한시키면 계산 복잡도와 탐지 시간을 줄일 수 있을 것이다.

따라서 본 논문에서는 순환 자기 상관 함수를 통해 DSSS 신호의 순환 주파수 $k\frac{T_e}{T_s}$로 예상 되는 주파수 V개를 우선 선정하여 선정된 주파수들에 대해서만 Λ_y^α을 계산하고 임계값과 비교하는 방안을 제안한다.

먼저 순환 주파수를 선정하기 위해 식 (6)을 이용해 수신 신호 $y[n]$의 $\hat{R}_{yy}^\alpha(0)$를 구한다. 1장에서 살펴본 것처럼 $\hat{R}_{yy}^\alpha(0)$은 $\alpha = k\frac{T_e}{T_s}$을 만족하면 peak값을 갖게 된다. 이 때 신호의 CAF는 송신단에서 사용한 필터의 롤 오프 계수가 작아 필터의 초과 대역폭(Excess bandwidth)이 작은 경우 필터의 형태에 의해 높은 주파수에서의 $\hat{R}_{yy}^\alpha(0)$이 작다[13]. 이 경우 $\alpha = k\frac{T_e}{T_s}$이더라도 $\hat{R}_{yy}^\alpha(0)$가 작은 값을 갖게 되기 때문에 $\hat{R}_{yy}^\alpha(0)$의 peak값들을 통해 $\alpha = k\frac{T_e}{T_s}$를 만족하는 주파수를 선정하기 어렵다. 대부분의 시스템에서는 대역폭 효율을 고려하여 롤 오프 계수가 작은 필터를 사용하므로 작은 롤 오프 계수에 대해서도 순환 주파수를 탐색할 수 있는 방법이 필요하다.

CAF에 대한 필터의 초과 대역폭의 영향은 신호의 순환 정상성을 이용한 블라인드 심볼률 추정 또는 반송파 주파수 추정 등 다른 송신 파라미터 추정에서도 동일하게 발생하는 문제로 이를 해결하기 위해 다양한 연구가 진행되었다[13][14].

본 논문에서는 이들 중 순환 자기 상관 함수의 크기가 특정 임계값 ρ보다 큰 순환 주파수들에 대하여 순환 주파수만큼의 가중치를 곱하는 기법[14]을 적용한 후 peak를 탐색하여 순환 주파수를 선정한다. 위와 같은 기법을 적용하면 순환 주파수가 큰 경우에서의 $\hat{R}_{yy}^\alpha(0)$가 가중치를 적용하기 전보다 커져 값이 큰 순환 주파수도 검출이 가능하다. 순환 주파수 α에 대해 가중치가 적용된 순환 자기 상관 함수의 크기를 X^α라고 할 때, X^α는 식 (17)과 같이 계산된다. 이 때 가중치에 대한 임계값은 식 (18)로 설정하였다.

$$X^\alpha = \left|\hat{R}_{yy}^\alpha(0)\right| + \left(\left|\hat{R}_{yy}^\alpha(0)\right|\right)\alpha \quad \text{for } \left|\hat{R}_{yy}^\alpha(0)\right| > \rho, \tag{17}$$

$$\rho = \frac{\max\left|\hat{R}_{yy}^\alpha(0)\right| + \min\left|\hat{R}_{yy}^\alpha(0)\right|}{2} \tag{18}$$

식 (17)과 (18)을 이용하여 모든 주파수에 대해 X^α를 계산한 뒤, X^α의 최댓값의 β% 이상의 값을 갖는 peak들을 탐색한다. 탐색된 X^α의 peak에 해당하는 주파수 α는 신호의 순환 주파수일 확률이 높으므로 peak 값들에 해당하는 주파수 α를 순환 주파수로 추정하고 이러한 주파수를 최대 V개 선정한다. 여기서 V와 β는 설계 파라미터로 설정한다. 이후 수신기에서는 선정된 V개의 주파수의 집합, $Cand$에 대해 $\alpha \in Cand$를 만족하는 주파수들에 대해서 Λ_y^α을 계산하여 임계값 이상의 Λ_y^α가 존재하면 수신 신호를 DSSS 신호로 판정하고 그렇지 않으면 수신 신호를 잡음으로 판정한다. 제안하는 알고리즘을 요약하면 아래와 같다.

제안하는 DSSS 신호 탐지 알고리즘

```
Initial V, M, P_FA, β, cnt = 0
for α = 2h : 1/M
  R̂^α_yy(0)을 이용하여 X^α 계산
   if  X^α > β max(X^α), cnt ≤ V
       Cand ← α, cnt++
   end
end for
for all α ∈ Cand
   Λ^α_y = M r̂^α_yy Σ̂^α_yy (r̂^α_yy)^T
   if Λ^α_y > γ을 만족하는 α가 존재
      가설 H_1 선택
   else
      가설 H_0 선택
   end
end for
```

3.2.2 제안하는 알고리즘의 복잡도

제안하는 알고리즘은 기존의 알고리즘[9]과 달리 X^{α}를 계산하는데 추가적으로 $2\lfloor 2hM \rfloor+1$회의 덧셈과 $\lfloor 2hM \rfloor+1$회의 곱셈, $3\lfloor 2hM \rfloor$ 회의 비교 연산이 필요하다. 또한 V개의 주파수를 선정할 때 $\beta \max(X^{\alpha})$를 계산하기 위해 $\lfloor 2hM \rfloor$ 번의 곱셈과 $2\lfloor 2hM \rfloor$ 회의 비교 연산이 필요하다. 이후 V개의 주파수에 대해 순환성 검정을 진행하므로 VA회의 덧셈과 VB회의 곱셈, V회의 비교 연산이 필요하다. 여기서 A와 B는 3장 1절에서 언급한 것과 같이 각각 $M/2\log_2 M+M+2W+13$과 $M\log_2 M+M+3W+2$의 값을 가진다. 결과적으로 제안하는 알고리즘의 총 덧셈 횟수와 총 곱셈 횟수는 $VA+2\lfloor 2hM \rfloor+1$와 $VB+2\lfloor 2hM \rfloor+1$회, 그리고 비교 연산의 수는 $5\lfloor 2hM \rfloor+V$회이며 $O(VM\log_2 M)$의 복잡도를 가진다.

이 때 V는 알고리즘에서 선정하는 순환 주파수 개수로 M과 독립적인 설계 파라미터다. 기존의 알고리즘이 $O(M^2\log_2 M)$의 복잡도를 갖고 있는 것과 비교하였을 때, 비록 제안하는 알고리즘이 X^{α}를 계산하는 추가적인 과정이 있으나 순환 주파수 추정을 통해 검정 횟수를 줄임으로써 기존의 알고리즘보다 더 낮은 계산 복잡도를 갖게 된다. V의 값에 따른 신호 탐지 성능에 대해서는 4장의 모의실험에서 자세히 다룬다. 제안하는 DSSS 신호 탐지 알고리즘의 곱셈과 덧셈 그리고 비교 연산의 횟수를 표로 나타내면 표 1과 같다.

IV. 모의 실험

이 절에서는 컴퓨터 모의실험을 통해 제안한 알고리즘의 탐지 성능에 대해 분석하고 기존의 알고리즘과 제안한 알고리즘을 복잡도와 탐지 성능 측면에서 비교하고 분석한다. 모의실험 파라미터 및 설정 값은 표 2와 같고, 실험에 사용된 컴퓨터 사양은 Intel CoreTM i7-6700K, CPU 4.00 GHz, 32 GB RAM 이다.

그림 3과 4에는 확산 부호의 길이가 각각 31, 63일 때 서로 다른 V에 대하여 DSSS 신호 탐지 성능을 나타냈다. 그림 3에서 알 수 있듯이 V가 클수록 성능이 좋아지다가 V가 30이상이 되면 더 이상 성능이 개선되지 않고 포화가 발생한다.

표 2. 모의실험 파라미터 및 설정 값
Table 2. Simulation parameters and settings

Parameter	Value
M	2^{14}
Oversampling rate	$T_c=8T_e$
L(Window function)	Kaiser window $(M/4+1,1)$
P_{FA}	10^{-5}
β	30
Roll-off factor	0.22

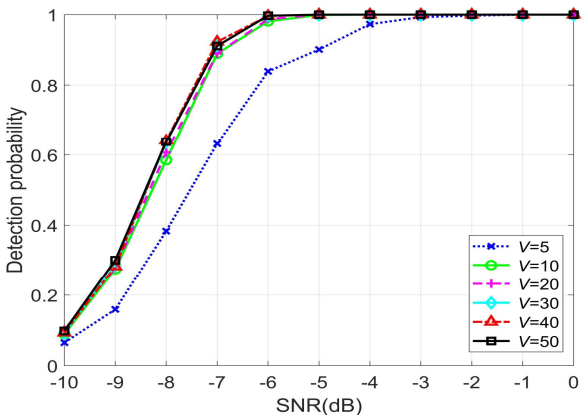

그림 3. 확산 부호의 길이가 31일 때 V에 따른 DSSS 신호 탐지 성능
Fig. 3. DSSS signal detection performance according to V when P = 31

표 1. 제안 알고리즘과 기존 알고리즘의 연산 횟수
Table 1. Number of operations for the proposed and conventional algorithms

	Addition	Multiplication	Comparison
X^{α}	$2\lfloor 2hM \rfloor+1$	$\lfloor 2hM \rfloor+1$	$3\lfloor 2hM \rfloor$
$X^{\alpha}>\beta\max(X^{\alpha})$	-	$\lfloor 2hM \rfloor$	$2\lfloor 2hM \rfloor$
Cyclostationarity test	VA	VB	V
Proposed algorithm	$VA+2\lfloor 2hM \rfloor+1$	$VB+2\lfloor 2hM \rfloor+1$	$5\lfloor 2hM \rfloor+V$
Conventional algorithm[9]	$\lfloor 2hM \rfloor A$	$\lfloor 2hM \rfloor B$	$\lfloor 2hM \rfloor$

마찬가지로 확산 부호의 길이가 63인 경우, 그림 4에서 확인할 수 있듯이 V가 40이상이 되면 더 이상 성능이 개선되지 않고 포화가 발생한다. V의 값에 대하여 탐지 성능의 포화가 발생하는 이유는 앞 장에서 설명한 것과 같이 탐색하는 주파수 대역 내에서 순환 주파수의 개수가 한정적이므로 X^{α}의 최댓값의 β% 이상의 값을 갖는 주파수의 수도 제한적이기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 수신기에서의 신호 대역폭 추정 등을 통하여 수신 필터의 대역폭과 신호의 대역폭이 같다고 가정하고 V를 수신기에서 고려하고 있는 확산 부호의 최대 길이로 설정하였다.

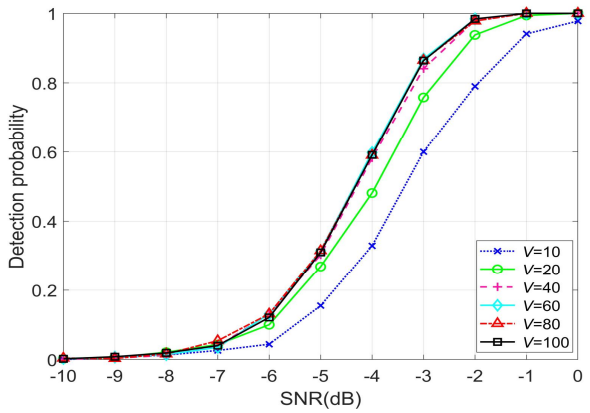

그림 4. 확산 부호의 길이가 63일 때 V에 따른 DSSS 신호 탐지 성능

Fig. 4. DSSS signal detection performance according to V when P = 63

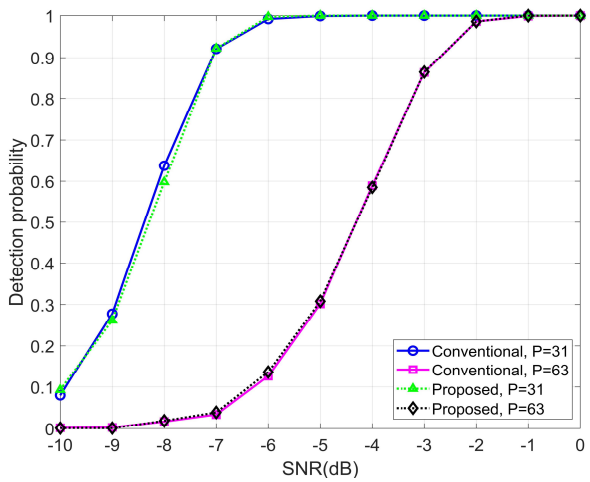

그림 5. 기존 알고리즘과 제안하는 알고리즘의 DSSS 신호 탐지 성능

Fig. 5. DSSS signal detection performance of the conventional and proposed algorithms

그림 5에는 제안한 알고리즘과 기존 알고리즘의 성능을 비교하기 위해 각 알고리즘의 SNR에 따른 신호의 탐지 성능을 나타냈다.

이 때 고려하는 확산 부호의 최대 길이가 63이므로 제안하는 알고리즘의 시스템 파라미터인 $V=63$으로 설정하였다. 그림 5에서 알 수 있듯이 제안한 알고리즘과 기존의 알고리즘의 탐지 성능이 거의 동일하다. 이는 제안한 알고리즘에서 선정한 V개의 주파수가 신호의 순환 주파수일 가능성이 높으므로 V개에 대해서만 검정을 진행하여도 기존과 동일한 성능으로 신호 탐지가 가능하기 때문이다. 또한 확산 부호의 길이가 길수록 탐지 성능이 감소하는데 이는 확산 부호의 길이가 길수록 순환 자기 상관 함수의 값이 작아지기 때문이다. 확산 부호의 길이가 긴 경우의 DSSS 신호를 탐지하기 위해서는 수신 샘플 수를 증가시켜 잡음의 순환 자기 상관 함수의 크기를 줄여야 한다.

그림 6과 7에는 기존 알고리즘과 제안하는 알고리즘의 샘플 수 M에 따른 곱셈 횟수와 평균 실행 시간을 나타냈다. 이 때 V는 그림 5와 마찬가지로 63으로 설정하였다. 그림 6을 통해 기존의 알고리즘은 샘플 수가 2배 증가할 때 곱셈의 수는 거의 4배씩 증가하는 반면 제안하는 알고리즘은 2배씩 증가함을 알 수 있다.

또한, 그림 7에서 알 수 있듯이 기존의 알고리즘은 샘플 수에 대하여 실행 시간이 지수적으로 증가하는 반면 제안하는 알고리즘의 실행 시간은 샘플 수에 비례하여 증가함을 확인할 수 있다.

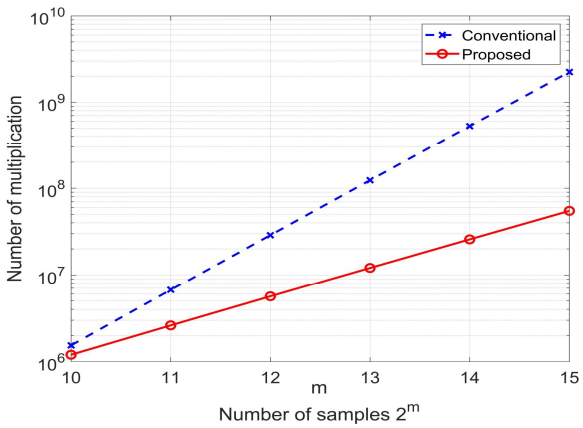

그림 6. 기존 알고리즘과 제안한 알고리즘의 곱셈 횟수

Fig. 6. Number of multiplications for conventional and the proposed algorithms

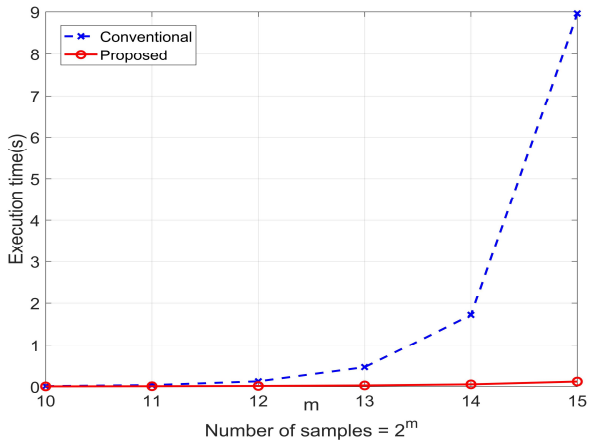

그림 7. 기존 알고리즘과 제안한 알고리즘의 실행 시간
Fig. 7. Execution time for conventional and proposed algorithms

예를 들어 그림 5에서와 같이 샘플의 수가 2^{14}인 경우 기존의 알고리즘은 DSSS 신호의 존재 유무를 판정하는데 8.9595초가 소요되었으나 제안하는 알고리즘은 0.05초의 시간이 소요되었다.

이는 기존의 알고리즘의 복잡도가 $O(M^2\log_2 M)$인 반면 제안하는 알고리즘의 복잡도는 $O(VM\log_2 M)$이기 때문이다. 모의실험 결과를 통해 제안하는 알고리즘을 이용하면 기존과 동일한 신호 탐지 성능을 유지하면서 빠른 신호 탐지가 가능함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 DSSS 신호의 순환 정상성을 이용한 DSSS 신호 탐지 알고리즘을 제안하였다. 기존의 순환 정상성을 이용한 DSSS 신호 탐지 방식은 수집한 샘플 수가 많을수록 탐지 시간이 지수적으로 증가하기 때문에 낮은 SNR에서 DSSS 신호를 빠른 시간 안에 탐지하기에 어려움이 있었다. 본 논문에서는 DSSS 신호의 순환 주파수들을 먼저 추정하고 추정된 순환 주파수에 대해서만 검정을 진행하여 복잡도를 개선하는 알고리즘을 제안하였다.

제안한 알고리즘은 기존 알고리즘과 동일한 탐지 성능을 보이면서 훨씬 낮은 계산 복잡도를 가짐을 보였다. 특히 수집 샘플 수가 많은 경우 제안하는 알고리즘은 기존 알고리즘과 비교하였을 때 탐지에 걸리는 시간이 크게 단축되었음을 알 수 있었다. 향후에는 보다 빠른 탐지를 위해 적은 샘플 수에 대해서도 DSSS 신호 탐지가 가능한 알고리즘 개발이 수행되어야 할 것으로 사료된다.

References

[1] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, "Digital communications and spread spectrum systems", Prentice Hall Professional Technical Reference, New York, NY, USA, Macmillan,, Mar. 1985.

[2] M. Ali Abu-Rgheff, "Introduction to CDMA wireless communications", Academic, New York, NY, USA, Aug. 2007.

[3] S. M. Kay, "Fundamentals of statistical signal processing: Volume II Detection theory", Upper Saddle River, NJ, USA, Jan. 1998.

[4] H. V. Poor, "An Introduction to Signal Detection and Estimation" Springer-Verlag, Mar. 1998.

[5] R. Tandra and A. Sahai, "SNR Walls for Signal Detection", IEEE J. Sel. Topics Signal Process., Vol. 2, No. 1, pp. 4-17, Feb. 2008. https://doi.org/10.1109/JSTSP.2007.914879.

[6] G. Burel, C. Bouder, and O. Berder, "Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge", in Proc. IEEE GLOBECOM., TX, USA, Vol. 1, pp. 236-23, Nov. 2001. https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2001.965114.

[7] E. R. Adams, M. Gouda, and P. C. J. Hill, "Statistical techniques for blind detection & discrimination of m-sequence codes in DS/SS systems", in Proc. IEEE 5th ISSSTA, Sun City, South Africa, Vol. 3, pp. 853-857, Aug. 1998. https://doi.org/10.1109/ISSSTA.1998.722499.

[8] A. V. Dandawate and G. B. Giannakis, "Statistical tests for presence of cyclostationarity", IEEE Trans. on Signal Process., Vol. 42, No. 9, pp. 2355-2369, Sep. 1994. https://doi.org/10.1109/78.317857.

[9] J. Yan and J. Hongbing, "A cyclic-cumulant based method for DS-SS signal detection and parameter estimation", in Proc. IEEE MAPE, Beijing, China, pp. 966-969, Aug. 2005.

https://doi.org/10.1109/MAPE.2005.1618081.

[10] A. Al-Habashna, O. A. Dobre, R. Venkatesan, and D. C. Popescu, "Second-order cyclostationarity of mobile WiMAX and LTE OFDM signals and application to spectrum awareness in cognitive radio Systems", IEEE J. Sel. Topics Signal Process., Vol. 6, No. 1, pp. 26-42, Feb. 2012. https://doi.org/10.1109/JSTSP.2011.2174773.

[11] W. A. Gardner, "Cyclostationarity in communications and signal processing", Piscataway, NJ: IEEE Press, Jan. 1994.

[12] A. Napolitano and M. Tanda, "Blind parameter estimation in multiple-access systems", IEEE Trans. on Commun., Vol. 49, No. 4, pp. 688-698, Apr. 2001. https://doi.org/10.1109/26.917775.

[13] L. Mazet and P. Loubaton, "Cyclic correlation based symbol rate estimation", in Proc. Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computers, CA. USA, Vol. 2, pp. 1008-1012, Oct. 1999. https://doi.org/10.1109/ACSSC.1999.831861.

[14] S. Majhi and T. S. Ho, "Blind symbol-rate estimation and test bed implementation of linearly modulated signals", IEEE Trans. on Veh. Techno., Vol. 64, No. 3, pp. 954-963, Mar. 2015. https://doi.org/10.1109/TVT.2014.2327985.

저자소개

김 윤 지 (Yoonji Kim)

2019년 2월 : 한양대학교 융합전자공학부(학사)
2022년 1월 현재 : 한양대학교 융합전자공학과 석박사과정 재학
관심분야 : 무선 통신, 파라미터 추정, 신호정보

김 근 배 (Geunbae Kim)

1991년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(학사)
1993년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(석사)
2012년 2월 : 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과(박사)
2022년 1월 현재 : 한양대학교 산학협력단 연구부교수
관심 분야 : 무선통신, 통신신호처리, 채널코딩

강 현 진 (Hyunjin Kang)

2002년 2월 : 중앙대학교 전자공학과(학사)
2008년 2월 : 중앙대학교 전자공학과(석사)
2022년 1월 현재 : LIG넥스원 전자전연구소 수석연구원
관심분야 : 전자전신호처리, 디지털통신

김 재 윤 (Jaeyun Kim)

2002년 2월 : 한양대학교 전자공학과(학사)
2004년 2월 : 한양대학교 전자전기제어 계측공학과(석사)
2022년 1월 현재 : LIG넥스원 전자전연구소 수석연구원
관심분야 : 디지털신호처리, 신호분석 알고리즘

윤 동 원 (Dongweon Yoon)

1989년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학사)
1992년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학석사)
1995년 8월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학박사)
2022년 1월 현재 : 한양대학교 융합전자공학부 교수
관심분야 : 무선통신, 위성 및 우주통신, 신호정보