

대역통과필터 기반 블라인드 DSSS 신호 칩률 추정 기법

김재윤[°], 윤현철^{*}, 강현진^{*}, 문병호^{*}, 박철순^{**}Blind DSSS Signal Chip Rate Estimation
Based on Band Pass FilteringJae-Yun Kim[°], Hyun-Chul Yoon^{*}, Hyun-Jin Kang^{*}, Byung-Ho Moon^{*}, Chul-Sun Park^{**}

요약

일반적으로 미상의 비확산(non-DSSS; Direct Sequence Spread Spectrum) 디지털 변조신호의 경우 cyclostationary 특성을 이용하여 신호의 데이터 rate(심볼률)을 추정하는 기법이 널리 알려져 있다. 이러한 방식을 확산신호(DSSS)의 칩률 추정에 적용할 경우 확산코드 자체의 반복 특성으로 인해 cyclic moment 스펙트럼에서 칩률 지점을 포함한 다수의 최대치가 나타나기 때문에 성능이 매우 열화 된다. 이에 본 논문에서는 정밀한 대역폭 추정을 통해 해당 대역만 필터링을 수행하여 칩률을 추정하는 기법을 제안한다. 제안한 블라인드 칩률 추정 기법은 수신 대역폭에 비종속적인 정밀한 대역폭 추정 알고리즘을 기반으로 추정된 대역만큼 대역통과필터링을 수행하여 cyclic moment 스펙트럼에서 칩률 지점을 제외한 다수의 최대치들을 억압하여 정확한 칩률 위치를 추정하는 방식이다. 정밀한 대역폭 추정을 위해 일반적으로 변곡점 추정에 사용되는 기법을 적용한다. 또한, 시뮬레이션을 통해 낮은 SNR 에서도 강인한 대역폭 추정 성능 및 칩률 추정 성능을 검증하였다.

Key Words : DSSS, Bandwidth, Change point, Chip rate, Estimation

ABSTRACT

In general, a technique for estimating a data rate(symbol rate) of a signal using a cyclostationary characteristic is known in the case of an unknown non DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) digital modulated signal. When this method is applied to the estimation of the chip rate of the DSSS signal, the periodic properties of the chip sequence itself causes the performance to be very degraded because a large number of peaks including the rate of the peak appear in the cyclic moment spectrum. In this paper, we propose a technique for blind estimating the chip rate by bandpass filtering based on precise bandwidth estimation. The proposed blind chip rate estimation technique estimates the exact chip rate position by suppressing a number of maximum values except for the chip rate point in the cyclic moment spectrum by performing bandpass filtering based on the bandwidth estimation algorithm independent of the received signal bandwidth. For accurate bandwidth estimation, we apply the techniques commonly used for changepoint estimation. Further, the simulation results demonstrate the proposed method provides robust bandwidth estimation and chip rate estimation accuracy at low SNR.

※ 본 논문은 국방과학연구소 광대역 저피탐 DSSS신호 탐지 및 분석 시험장치대 과제에 의해 수행된 연구임

•° First and Corresponding Author: LIG Nex1, jykim0118@lignex1.com, 정희원

* LIG Nex1, {hyunchul.yoon, hyunjin.kang, bhmoons123}@lignex1.com

** Agency for Defense Development, helione@nate.com

논문번호 : 201911-278-0-SE, Received October 31, 2019; Revised December 1, 2019; Accepted December 1, 2019

I. 서론

DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) 통신방식은 과거부터 저피탐 통신을 목적으로 다양한 분야에서 사용되어져 왔다^[1]. 이 방식은 저피탐 특성 상 주로 군에서 사용되었으며 그 기술을 CDMA, GPS 등과 같은 상용 통신에서도 응용하여 사용되기도 하였으며, 최근에는 드론에도 사용하는 등 점차 사용이 확대되고 있는 추세이다.

한편, 불법전파 감시 등의 비협조적인(non-cooperative) 통신 환경에서는 미상의 DSSS 신호를 탐지하고 다양한 제원을 추정하여 복원하는 능력이 필요하다^[2]. 특히, DSSS 신호의 특성 상 잡음과 유사한 확산코드로 대역을 확산하여 잡음 레벨 이하로 통신하기 때문에 일반적으로 신호 탐지 자체가 매우 어렵다. 따라서 DSSS 신호 탐지에 관한 연구가 다양하게 이루어져왔다^[3-8]. 이처럼 탐지가 되더라도 추가적으로 정확한 중심주파수, 대역폭, 변조방식, 칩률, 심볼주기 및 확산코드 등의 다양한 제원을 오직 수신된 신호만을 이용하여 추정해야 한다. 이들 제원 중에 확산코드 추정에 관한 연구는 다양하게 이루어져왔으나^[9-12] 이들 연구들은 칩률을 이미 알고 있거나 기존 cyclostationary 특성을 이용하여 추정 가능하다고 가정하고 있다^[9].

Cyclostationary를 이용한 디지털신호의 주기적인 특성을 추출하는 방식^[13]은 대표적으로 비확산 신호의 심볼률을 추정하는 데 사용된다^[14-16]. 이러한 cyclostationary를 이용한 기법은 디지털 변조신호의 심볼률이 Cyclic Moment(CM)의 cyclic frequency로 나타나게 된다는 원리이다^[15]. 반면, DSSS 신호의 경우 매 심볼마다 확산코드로는 반복적인 패턴으로 확산하는 방식이므로 cyclic frequency가 칩률을 포함한 다수 위치에 유사한 최대치로 나타나게 된다. 따라서, cyclostationary를 이용한 추정 기법을 DSSS 신호 칩률 추정에 그대로 적용할 경우 그 성능이 매우 열화된다. 최근 cyclic frequency 유사 최대치들을 억압하기 위해 가중치 방식을 적용한 칩률 추정 방식이 제안되었다^[17]. 하지만, 해당 기법은 SNR이 낮은 환경에서의 성능분석에 대한 언급이 없다. 일반적으로 DSSS 신호는 잡음 레벨 이하의 매우 낮은 SNR 조건이므로 낮은 SNR 조건에서의 칩률 추정 능력이 중요하다.

따라서, 본 논문에서는 앞서 언급한 문제를 해결하기 위해 대역폭 추정 및 대역통과필터 기반 칩률 추정 기법을 제안한다. 제안한 칩률 추정 기법은 수신 대역폭에 비중속적인 정밀한 대역폭 추정 알고리즘을 기

반으로 추정된 대역만큼 대역통과필터링을 수행하여 cyclic moment 스펙트럼에서 칩률 지점을 제외한 다수의 최대치들을 억압하여 정확한 칩률 위치를 추정하는 방식이다. 정밀한 대역폭 추정을 위해 일반적으로 변곡점 추정에 사용되는 방식을 적용한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 디지털 변조신호의 cyclostationary를 이용하여 디지털신호의 특성을 추출하는 개념을 설명한다. III 장에서는 비확산 신호 심볼률 추정에 적용되는 cyclostationary 방식을 DSSS 신호에 적용 시 나타나는 문제에 대해 기술하고 이를 해결하기 위해 제안하는 대역폭 추정 기반 칩률 추정 기법에 대해 설명한다. IV 장에서는 시뮬레이션을 통해 SNR 가변 환경에서의 추정 성능 분석을 수행한다. 마지막으로 V 장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. Cyclostationary 개요 및 특성

2.1 Cyclostationary 개요

시간에 따라 주기적으로 변하는 통계적 성질을 가진 신호를 cyclostationary 신호라 한다. 임의의 continuous-time signal $y(t)$ 의 n 차 non-linear transform을 $\psi(\cdot)$ 이라고 하고, $z(t) = \psi(y(t))$ 는 transform 후의 신호라고 할 경우, $z(t)$ 가 유한한 진폭의 정현파 성분을 나타낸다면 원 신호 $y(t)$ 는 n 차 cyclostationary 라 한다^[18]. 특히, 디지털 변조신호의 경우 심볼률을 가지며 이는 심볼주기의 역수이므로 cyclostationary 특성을 갖는 대표적인 사례^[15]라고 할 수 있다.

2.2 비확산 신호 모델링

일반적인 선형 변조된 비확산신호의 수신신호는 다음과 같이 모델링 할 수 있다^[15].

$$y(t) = \sum_{n \in \mathcal{Z}} s(n)h(t - nT_s) + b(t) \quad (1)$$

여기서, \mathcal{Z} 는 임의의 정수 집합, $s(n)$ 은 송신 심볼, $h(t)$ 는 송신 펄스 성형 필터, 채널 및 수신 펄스 성형 필터의 조합, $b(t)$ 는 복소 AWGN(Additive White Gaussian Noise), T_s 는 심볼주기 즉 심볼률의 역수이다.

이를 실제 구현을 고려하여 T_c 주기로 샘플링 할 경우 식 (1)은 discrete-time 형태로 표현 가능하다.

$$y(kT_c) = y(k) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} s(n)h(k - nT_s) + b(k) \quad (2)$$

식 (2)는 $T_c < T_s/4$ 인 조건으로 샘플링을 해야 만족한다^[15]. 즉, 적어도 심볼들의 4배 이상으로 샘플링 해야 한다는 의미이다.

2.3 Cyclic Moment 개요

Cyclostationary 특성을 갖는 $y(t)$ 의 n 차 q conjugate moment 는 다음과 같이 정의된다^[18].

$$M_y(t, \boldsymbol{\tau})_{n,q} \equiv E \left\{ \prod_{i=q+1}^n y(t + \tau_i) \prod_{j=1}^q y^*(t + \tau_j) \right\} \quad (3)$$

여기서, $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \dots, \tau_n]$ 는 시간차 벡터, $E\{\cdot\}$ 는 expectation을 나타낸다. 예를 들어 2차 conjugate moment인 $M_y(t, \boldsymbol{\tau})_{2,1} = E\{y(t + \tau_2)y^*(t + \tau_1)\}$ 가 된다.

$y(t)$ 는 cyclostationary 특성을 가지므로 정의에 의해 $y(t)$ 의 moment는 주기적인 특성을 가진다. 따라서 다음과 같이 푸리에 급수 분해로 표현될 수 있다.

$$M_y(t, \boldsymbol{\tau})_{n,q} = \sum_{\alpha \in \mathcal{K}_n^m} M_y^\alpha(\boldsymbol{\tau})_{n,q} e^{j2\pi\alpha t} \quad (4)$$

여기서, 푸리에 급수인 $M_y^\alpha(\boldsymbol{\tau})_{n,q}$ 는 $M_y(t, \boldsymbol{\tau})_{n,q}$ 에 포함된 cyclic frequency가 α 인 크기 성분을 나타내는 것으로 $y(t)$ 의 (n, q) cyclic moment 라고 하며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_y^\alpha(\boldsymbol{\tau})_{n,q} \equiv \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} M_y(t, \boldsymbol{\tau})_{n,q} e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (5)$$

식 (5)에서 보면 기존 푸리에 변환에서 주파수를 f 로 표현한 방식과 유사하게 cyclic frequency α 로 대체한 결과와 동일하다. 따라서, 구현이 매우 간단한 장점을 가지고 있다. 이처럼 구현을 고려할 때 이산 시간 도메인의 cyclostationary 특성을 갖는 신호를 $y(n)$ 이라 하면 식 (4)와 (5)를 다음과 같이 discrete-time 형태로 표현 할 수 있다.

$$M_y(n, \boldsymbol{\tau})_{n,q} = \sum_{\alpha \in \Omega_n^m} M_y^\alpha(\boldsymbol{\tau})_{n,q} e^{j2\pi\alpha n} \quad (6)$$

$$M_y^\alpha(\boldsymbol{\tau})_{n,q} \equiv \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} M_y(n, \boldsymbol{\tau})_{n,q} e^{-j2\pi\alpha n} \quad (7)$$

식 (6)과 (7)에서 보는 바와 같이 continuous-time 형태에서 적분항이 누적합으로, t 가 n 으로 대체된 것을 제외하고 동일함을 알 수 있다.

한편, (n, q) moment는 변조방식에 따라 고유한 특성이 나타나기 때문에 변조방식 인식 알고리즘에서 사용되어왔다^[19]. 특히, 디지털 변조신호의 심볼률 성분은 2차 conjugate cyclic moment에서 특성이 나타나며 식 (3), (6), (7)을 적용하면 아래와 같이 정리 할 수 있다.

$$M_y^\alpha(\boldsymbol{\tau})_{2,1} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[y^*(n + \tau_1)y(n + \tau_2)] e^{-j2\pi\alpha n} \quad (8)$$

식 (8)에서 $y(n)$ 이 time-invariant한 특성을 가지는 신호라고 가정하면 $\tau = 0$ 으로 단순화 시킬 수 있으며, 실제 환경에서는 수신 데이터 분석 개수는 제한되므로 N 을 유한한 값으로 설정하여 asymptotic 하게 계산이 가능하다. 이러한 제한사항을 고려하여 2차 conjugate cyclic moment 추정치를 아래와 같이 단순화 할 수 있다.

$$\hat{M}_{2,1}^\alpha = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |y(n)|^2 e^{-j2\pi\alpha n} \quad (9)$$

여기서 $\hat{M}_{2,1}^\alpha$ 는 2차 conjugate cyclic moment 추정치이며 식 (9)에서 보는 바와 같이 N 값이 클수록 이론치에 근접하게 된다. 식 (9)를 보면 입력에 $y(n)$ 이 아닌 $|y(n)|^2$ 로 변경된 것을 제외하면 이산 푸리에 변환과 동일한 형태이므로 실제 구현 시 N 값을 2의 멱수로 설정할 경우 FFT를 적용하여 쉽게 구현 가능하다.

2.4 Cyclic Moment를 이용한 심볼률 추정 기법

디지털 변조신호는 Cyclic Moment 특성을 이용하여 심볼률을 추정할 수 있다. 식 (1)과 같은 신호에 대해 심볼주기가 T_s 인 신호는 cyclostationary 특성을 가지고 단 하나의 cyclic frequency에서 최대치가 나타나며, 이 때 이 cyclic frequency를 α_0 라고 정의하면 이 값이 심볼률 R_s 가 된다. 특히, PSK 및 QAM 계열이 대표적인 선형변조 방식에 해당되며 심볼률 추정치는 식 (10)과 같이 표현이 가능하다^[15].

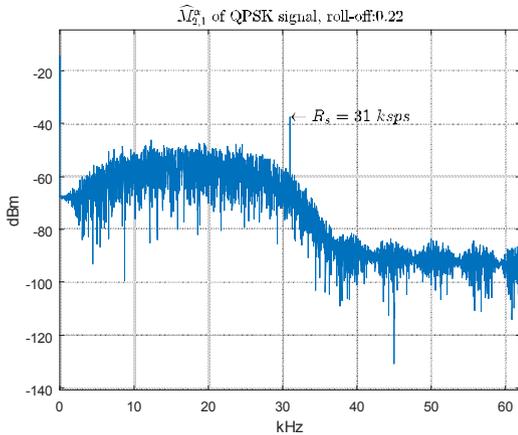


그림 1. QPSK 신호의 cyclic moment $\widehat{M}_{2,1}^\alpha$
 Fig. 1. Cyclic moment $\widehat{M}_{2,1}^\alpha$ of QPSK signal

$$\begin{aligned} \widehat{R}_s &= \arg \max_{\alpha} \left\{ \widehat{M}_{2,1}^\alpha \right\} \\ &= \arg \max_{\alpha} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |y(n)|^2 e^{-j2\pi\alpha n} \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 \widehat{R}_s 는 칩률을 추정치를 나타낸다. 일례로 QPSK 신호의 경우 칩률 R_s 를 31ksps(symbol per second)로 설정하고 펄스형성필터 roll-off 값을 0.22로 설정한 경우 식 (9)의 $\widehat{M}_{2,1}^\alpha$ 는 그림 1과 같다. 그림 1에서 보는 바와 같이 cyclic moment spectrum 상에 칩률 위치에서 최대치가 나타남을 알 수 있다.

III. 대역폭 추정 기반 칩률 추정

3.1 DSSS 방식 개요

확산(SS) 방식은 변조된 신호의 대역폭이 변조하는 신호의 대역폭 이상으로 확산되는 변조기술로서 그 특성 상 저피탐 및 항재밍 능력이 우수하여 주로 군통신에서 사용되어왔다. 확산 방식은 크게 주파수 도약(FH; Frequency Hopping) 방식과 DS 방식으로 구분된다. FH 방식의 경우 정보 신호가 전송되는 최종 RF 반송 주파수를 확산코드에 의해 빠르게 변화하는 방식이다. 반면에, DS 방식은 칩률을 높은 칩률을 갖는 확산코드와 직접 곱한 후 송신하는 방식이며 저피탐 특성으로 인해 군사용 비밀통신으로 발전되어왔다. 최근에는 GPS, 이동통신(3G, 802.11b 무선랜) 등의 민수분야에 다양하게 사용되고 있다.

일반적으로 확산코드는 잡음과 유사한 형태로 생성하며 대표적인 확산코드는 상관 특성이 우수한 barker

code, m-sequence 등이 있다. 수신기에서는 이러한 상관 특성을 이용하여 알고있는 송신 확산 코드를 이용하여 역확산을 수행하고 원래 심볼을 복원하게 된다.

3.2 DSSS 신호 모델링 및 특징

비확산 신호와는 다르게 확산신호의 경우 심볼을 확산코드로 대역 확산시켜 전송하는 방식이므로 확산 신호의 수신신호는 다음과 같이 모델링 할 수 있다.

$$y(t) = \sum_{n \in \mathbf{Z}} s(n)h(t - nT_s) + b(t) \quad (11)$$

$$h(t) = \sum_{n=0}^{P-1} c(n)p(t - nT_c) \quad (12)$$

여기서, $s(n)$ 은 송신 심볼, $c(n), n=0, \dots, P-1$ 은 길이가 P 인 확산코드, $p(t)$ 는 송신 펄스 성형 필터, 채널 및 수신 펄스 성형 필터의 조합, T_s 는 심볼주기 즉 칩률(R_s)의 역수, T_c 는 칩주기 즉 칩률(R_c)의 역수이며 $b(t)$ 는 복소 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다. 식 (12)에서 보는 바와 같이 하나의 심볼을 길이가 P 인 확산코드 $c(n)$ 으로 확산시켜서 전송하는 형태임을 알 수 있다. 이처럼 확산신호 역시 주기적인 신호이므로 cyclostationary 특성을 가지게 된다.

반면, 비확산신호와는 다르게 심볼주기와 칩주기는 2개의 주기가 섞여있는 형태임을 알 수 있다. 즉, 비확산신호가 칩률 지점에서 단 하나의 cyclic frequency를 가지는 특성과는 다르게 확산신호는 칩률과 칩률이 혼재되어 있기 때문에 cyclic frequency가 단 하나로 나타나지 않을 것으로 예상할 수 있다. 예를 들어, 2개의 정현파를 곱할 경우, 즉 믹서를 통과 할 경우 각각의 주파수 성분들의 합과 차의 체배 성분들이 다수 발생하는 현상인 하모닉이 발생하는 것과 유사하다고 볼 수 있다.

3.3 DSSS 신호 칩률 추정 제한 사항

그림 1의 비확산신호에 대한 QPSK 사례와 동일한 신호를 식 (11)과 같이 확산코드만 추가하여 확산신호로 생성한 후 $\widehat{M}_{2,1}^\alpha$ 를 도식화 하면 그림 2와 같다. 여기서 확산코드의 길이가 31을 갖는 m-sequence, 다항식은 $x^5 + x^2 + 1$ 를 사용하고, 칩률 R_s 는 1ksps로 설정하고 비확산신호와 비교를 위해 칩률 R_c 는 31kcps(chip per second)로 비확산신호의 칩률과 동

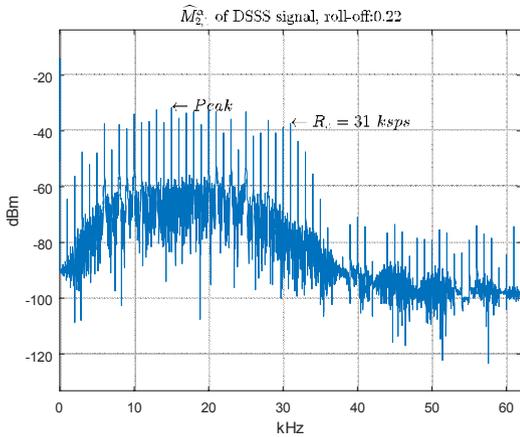


그림 2. DSSS 신호(변조방식: QPSK)의 $\hat{M}_{2,1}^\alpha$ (roll-off=0.22)
 Fig. 2. $\hat{M}_{2,1}^\alpha$ of DSSS signal(QPSK), roll-off=0.22

일하게 설정하였다. 그림 2에서 보는 바와 같이 cyclic moment spectrum이 칩률 위치에서 최대값이 나타나지 않고 앞서 예상했던 것과 같이 다수의 하모닉 성분들이 나타나는 것을 확인 할 수 있다. 이처럼 Cyclic moment spectrum의 하모닉 성분들로 인해 식 (10)을 이용한 칩률 추정엔 불가능하다. 한편, 이러한 하모닉 성분들의 세기는 펄스성형필터 roll-off 값에 종속적인 특성을 보이는데 roll-off 값이 0.5 이상으로 큰 값을 사용하는 경우에는 하모닉 성분들이 다수 나타나더라도 칩률 지점에서 최대값을 나타낸다. 그림 3은 그림 2와 동일한 설정으로 roll-off 값만 0.5로 변경한 결과이며 하모닉 성분들이 다수 존재하지만 칩률 위치에

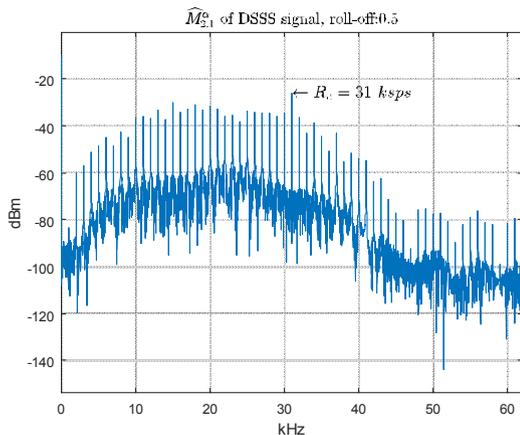


그림 3. DSSS 신호(변조방식: QPSK)의 $\hat{M}_{2,1}^\alpha$ (roll-off=0.5)
 Fig. 3. $\hat{M}_{2,1}^\alpha$ of DSSS signal(QPSK), roll-off=0.5

서 최대값이 나타남을 알 수 있다. 하지만 대부분의 통신시스템이 대역폭 효율을 위해 roll-off 값을 0.3 이하로 낮게 사용하고 있다. 대표적으로 WCDMA의 경우 roll-off 값을 0.22로 사용하고, 802.11b의 경우 0.3을 사용한다.

3.4 대역통과필터 기반 칩률 추정 기법

3.4.1 대역폭 추정 필요성

앞서 설명한 확산신호의 칩률 추정 제한사항을 극복하기 위해 아날로그 회로 설계에서 일반적으로 믹서의 하모닉 성분을 억압하기 위해 사용하는 대역통과필터와 유사한 방식으로, 본 논문에서 제안하는 기법은 수신신호의 대역폭을 정밀하게 추정하여 대역통과필터의 통과 대역으로 설정한 후 해당 필터를 통과한 신호의 cyclic moment spectrum의 최대치를 구하는 방식이다. 여기서, 대역통과필터의 통과대역을 정밀하게 설정하는 것이 중요한데 이를 위해 대역폭 추정 성능이 우수해야 한다.

일반적으로 신호의 대역폭의 측정에 관한 규격은 최대 전력 대비 x dB 낮은 지점으로 측정하는 x-dB 방식과 신호 전체 전력의 일정 퍼센트 구간을 측정하는 $\beta\%$ 방식 등으로 정의^[20]되어 있으나 블라인드 방식으로 대역폭을 추정하기 위해서는 새로운 접근이 필요하다. 가령, 수신신호의 스펙트럼을 육안으로 확인 및 대역폭을 수동으로 측정할 수 있는 시스템인 경우 대역폭을 추정할 필요가 없으나 이러한 시스템이 아닌 경우에는 반드시 블라인드로 대역폭을 추정해야만 한다. 특히, DSSS 신호의 특성 상 낮은 SNR에서도 추정 성능이 우수해야 한다.

3.4.2 누적 스펙트럼 변곡점 기반 대역폭 추정

본 논문에서 제안하는 대역폭 추정 방식은 디지털 변조신호의 누적 스펙트럼 형태가 선형적인 특성을 갖는 것을 바탕으로 누적 스펙트럼에서 가장 급변하는 변곡점 2개를 찾아서 대역폭을 추정하는 방식이다. 이를 위해 변곡점을 찾는 알고리즘은 연도별로 변동되는 시계열 데이터의 변화를 감지하거나, 음성 신호의 음절을 구분하는 등의 분야에 주로 적용되는 방식을 사용하였다^[21].

변곡점 기반 대역폭 추정 절차는 다음과 같다. 먼저 수신신호에 대한 스펙트럼을 일정 횟수 이상 평균을 취한 후, 평균 스펙트럼의 누적 합(cumulative sum)을 구하게 되면 신호의 대역폭 구간은 선형적으로 나타나고 그 구간 전후로 변곡점이 발생하게 된다. 이 때,

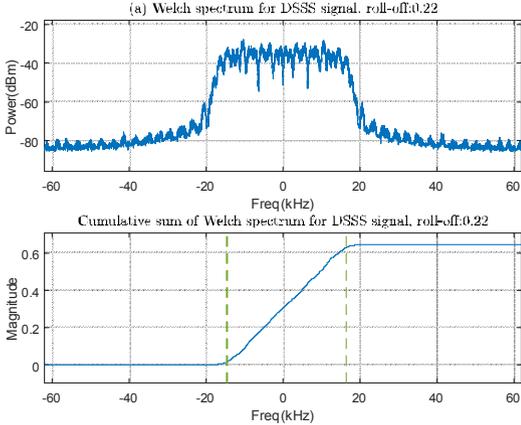


그림 4. (a) DSSS 신호의 Welch spectrum(roll-off=0.22)
 (b) Welch spectrum 의 누적 합
 Fig. 4. (a) Welch spectrum for DSSS signal, roll-off=0.22
 (b) Cumulative sum of Welch spectrum

해당 구간 전 후 2개의 변곡점을 정밀하게 찾아서 대역폭으로 결정한다.

앞의 그림 2에서 적용한 DSSS 신호에 대해 평균 스펙트럼 및 누적 합을 도식한 결과는 그림 4와 같다. 스펙트럼 추정은 Welch 방식, 단위 스펙트럼의 데이터 개수는 8192개, 평균은 10개의 단위 스펙트럼을 적용하였다. 그림 4 (b)에서 점선으로 표시된 부분이 2개의 변곡점을 나타낸다. 이 값을 대역폭으로 환산하면 31.015kHz가 되며, 칩률 R_c 와 근접한 값이 된다. 특히, 변곡점 기반의 대역폭 추정 방식은 그 특성상 샘플률에 비종속적이고, 변조차수에 무관하고, 스펙트

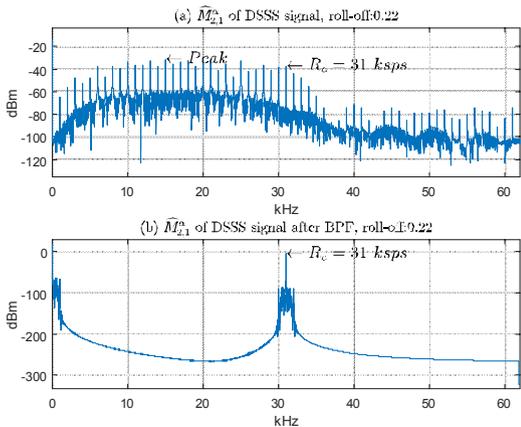


그림 5. (a) DSSS 신호의 Welch spectrum(roll-off=0.22)
 (b) 대역통과필터링 후의 Welch spectrum
 Fig. 5. (a) Welch spectrum for DSSS signal, roll-off=0.22
 (b) Welch spectrum after BPF

럼 주파수 해상도에만 종속적인 방식이며 낮은 SNR에서도 데이터 개수와 평균 횟수를 증가시킬 경우 추정 성능을 향상시킬 수 있다.

3.5 대역통과필터링 기반 칩률 추정

본 논문에서 제안하는 대역통과필터링 기반 칩률 추정 기법은 앞서 기술한 변곡점 기반으로 추정된 대역폭을 이용하여 대역통과필터의 통과대역을 설정하고 해당 필터를 거친 신호에 대해 식 (9)의 cyclic moment를 구하면 대역통과필터링 효과로 인해 칩률 지점을 제외한 다수의 최대치들이 억압되므로 식 (10)을 이용하여 칩률을 추정할 수 있다.

앞서 기술한 그림 2에서 적용된 동일한 신호를 추정된 대역폭을 이용하여 대역통과필터를 통과 시킨 후의 $\hat{M}_{2,1}^\alpha$ 를 도식화 하면 그림 5와 같다. 그림 5 (b)에서 보는 바와 같이 대역통과필터링 효과로 인해 칩률 지점에 최대치가 나타남을 확인 할 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

4.1 시뮬레이션 설정 및 성능 평가 척도

본 장에서는 앞서 제안 및 설명한 대역통과필터 기반 칩률 추정 기법에 대하여 대역폭 추정 및 칩률 추정 성능을 시뮬레이션을 통해 고찰한다. 성능 분석을 위해 적용한 성능 평가 척도는 대역폭 추정 및 칩률 추정 오차를 각각 MSE(Mean Square Error) 값으로 사용하였다. MSE 표현식은 아래 수식과 같다.

$$MSE_B = E\left[|\hat{B} - B_o|^2\right] \quad (13)$$

$$B_o = (1 + \rho) \times R_c \quad (14)$$

$$MSE_{R_c} = E\left[|\hat{R}_c - R_c|^2\right] \quad (15)$$

표 1. 시뮬레이션에서 설정한 DSSS 신호 파라미터
 Table 1. Simulation parameters for DSSS signal

Simulation parameters	Values
Modulation	QPSK
Symbol rate	1ksps
Chip rate	31kcps
Sampling rate	123kHz
Pulse shaping filter	Root-raised cosine
Roll-off	0.22

여기서, \hat{B} 는 대역폭 추정치, B_o 는 이론적인 대역폭, ρ 는 roll-off 값, \hat{R}_c 는 칩률 추정치, R_c 는 실제 칩률을 나타내며 $E[\cdot]$ 은 Expectation 으로 통계적인 기댓값을 나타내며 몬테카를로 방식을 사용할 경우 전체 수행횟수의 평균과 동일하다. 성능 평가는 칩률 추정을 1000회 반복 수행한 후 MSE를 산출하는 수식을 적용하여 수행하였다. 한편, 시뮬레이션에 사용된 DSSS 신호 발생 파라미터는 표 1과 같다.

4.2 변곡점 기반 대역폭 추정 성능 분석

대역폭 추정 성능을 분석하기 위해 SNR에 따른 스펙트럼 평균 횟수를 가변시키면서 시뮬레이션을 수행한 결과는 그림 6과 같다. 그림 6에서 보는 바와 같이 스펙트럼 평균을 취하지 않은 경우, 즉 1회 스펙트럼의 누적합을 이용한 경우에는 낮은 SNR에서 추정 성능이 열화됨을 확인할 수 있다. 하지만 평균 횟수를 10회로 증가시키면 SNR에 따른 성능차이가 거의 없음을 확인할 수 있으며, 또한 평균 횟수 10회와 20회의 차이를 보면 거의 차이가 없음을 알 수 있다. 따라서, 실제 구현을 고려하면 스펙트럼 평균 횟수는 10회가 적절한 것으로 판단할 수 있다.

한편, 추정 오차인 MSE 관점에서 보면 대략 10^{-3} 정도의 오차 수준인데 이를 이론적인 대역폭 대비 오차 비율 관점으로 보면 0.3퍼센트로 오차가 매우 낮은 것을 확인할 수 있다. 결과적으로 추정된 대역폭은 대역통과필터의 통과대역 주파수 설계 기준이 됨을 확인할 수 있다.

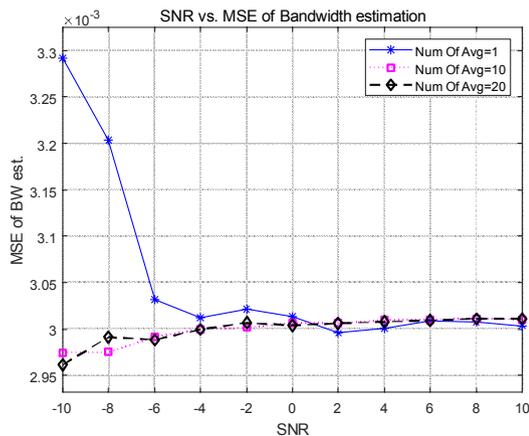


그림 6. 평균 횟수에 따른 대역폭 추정 성능 분석 결과
Fig. 6. Performance analysis result for bandwidth estimation

4.3 대역통과필터 기반 칩률 추정 성능 분석

칩률 추정 성능 분석을 위해 앞서 시뮬레이션을 통해 추정된 대역폭을 기반으로 대역통과필터를 설계한 후 cyclic moment spectrum의 최대치를 추정한 결과는 그림 7과 같다. 모든 조건은 대역폭 추정 성능 분석과 동일하게 진행하고 MSE는 식 (15)를 적용한다. 그림 7에서 보는 바와 같이 제안하는 방식 특성 상 그림 6의 대역폭 추정 결과와 유사한 형태를 나타냄을 알 수 있다. 특히, 평균 횟수 10회와 20회의 차이가 대역폭 추정 성능과 동일하게 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 따라서, 대역폭 추정 및 칩률 추정 성능의 최적 스펙트럼 평균 횟수는 10회가 적절한 것으로 판단할 수 있다.

한편, 추정 오차인 MSE 관점에서 보면 평균 횟수 10회의 경우 SNR -10dB에서도 5×10^{-5} 정도 수준이며 이를 이론적인 칩률 대비 오차 비율 관점으로 보면 0.005퍼센트로 매우 낮은 SNR에서도 추정 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

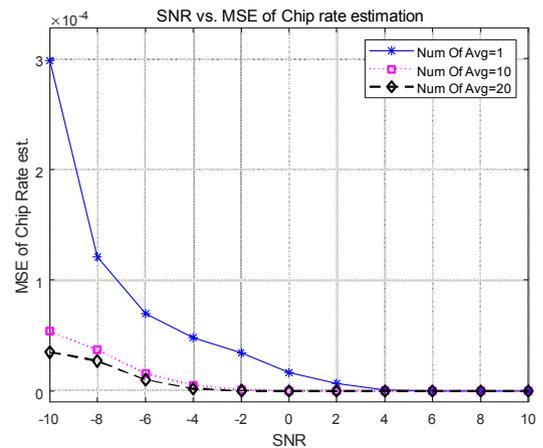


그림 7. 평균 횟수에 따른 칩률 추정 성능 분석 결과
Fig. 7. Performance analysis result for chip rate estimation

V. 결론

본 논문에서는 기존 cyclic moment를 이용한 비확산신호의 심볼률 추정 알고리즘을 DSSS 신호에 그대로 적용 시 발생하는 문제를 해결하기 위해 정밀한 대역폭 추정 및 대역통과필터 기반 칩률 추정 기법을 제안하였다. 제안한 칩률 추정 기법은 수신 대역폭에 비종속적인 정밀한 대역폭 추정 알고리즘을 기반으로 추정된 대역만큼 대역통과필터링을 수행하여 cyclic

moment 스펙트럼에서 칩률 지점을 제외한 다수의 최대치들을 억압하여 정확한 칩률 위치를 추정하는 방식이다. 시뮬레이션을 통해 제안한 기법은 스펙트럼 평균 10회 이상 적용 시 모든 SNR 조건에서 성능이 매우 우수함을 확인 할 수 있었다. 따라서, 제안한 칩률추정 기법은 미상의 DSSS 신호의 제원 분석이 필요한 분야 등에 유용하게 활용 가능할 것으로 판단된다. 한편 미상의 DSSS 신호는 칩률 이외에도 해당 신호의 변조방식, 칩시퀀스 및 심볼률 등의 제원 분석도 매우 중요한 분야이므로 향후 나머지 제원들에 추가적으로 연구가 이루어져야 할 것이다.

References

- [1] R. A. Scholtz, "The origins of spread spectrum communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 30, no. 5, pp. 822-854, May 1982.
- [2] David L. Adamy, *EW 104: Electronic Warfare against a New Generation of Threats*, Artech House, 2015.
- [3] R. A. Dillard and George M. Dillard, *Detectability of spread-spectrum signals*, Norwood, MA, Artech House, 1989.
- [4] S. Davidovici and E. G. Kanterakis, "Radiometric detection of direct-sequence spread-spectrum signals using interference excision," *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol. 7, no. 4, pp. 576-589, May 1989.
- [5] A. W. Houghton and C. D. Reeve, "Detection of spread-spectrum signals using the time-domain filtered cross spectral density," *IEE Proc. Radar, Sonar and Navig.*, vol. 142, no. 6, pp. 286-292, Dec. 1995.
- [6] G. Burel, "Detection of spread spectrum transmissions using fluctuations of correlation estimators," in *Proc. IEEE ISAPCS*, p. B8, Honolulu, Hawaii, USA, Nov. 2000.
- [7] L. Chang, F. Wang, and Z. Wang, "Detection of DSSS signal in non-cooperative communications," in *Proc. IEEE ICCT*, pp. 1-4, Guilin, Guangxi, China, Nov. 2006.
- [8] C.-S. Park, S.-K. Kim, W.-S. Choe, and T.-H. Kim, "Blind detection of direct sequence spread spectrum signals," in *Proc. KIMST Fall Conf.*, pp. 813-814, Daejeon, Korea, Nov. 2018.
- [9] M. K. Tsatsanis and G. B. Giannakis, "Blind estimation of direct sequence spread spectrum signals in multipath," *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol. 45, no. 5, pp. 1241-1252, May 1997.
- [10] G. Burel and C. Boudier, "Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spread spectrum signal," *IEEE MILCOM*, vol. 2, pp. 967-970, Oct. 2000.
- [11] Y. Zhan, Z. Cao, and J. Lu, "Spread-spectrum sequence estimation for DSSS signal in non-cooperative communication systems," *IEE Proc. Commun.*, vol. 152, no. 4, pp. 476-480, Aug. 2005.
- [12] C. S. Park, W. S. Choi, S.-K. Kim, and W. S. Jung, "Blind estimation of chip sequence in DSSS signals," in *Proc. KICS Winter Conf.*, pp. 225-226, Jan. 2019.
- [13] W. A. Gardner and C. M. Spooner, "Signal interception: Performance advantages of cyclic-feature detectors," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 1, pp. 149-159, Jan. 1992.
- [14] A. V. Dandawate and G. B. Giannakis, "Nonparametric polyspectral estimators for kth-order (almost) cyclostationary process," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 40, no. 1, pp. 67-84, Jan. 1994.
- [15] L. Mazet and P. Loubaton, "Cyclic correlation based symbol rate estimation," in *Proc. Asilomar Conf. Sign., Syst., and Comput.*, vol. 2, pp. 1008-1012, Nov. 1999.
- [16] P. Ciblat, P. Loubaton, E. Serpedin, and G. Giannakis, "Asymptotic analysis of blind cyclic correlation-based symbol-rate estimators," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 7, pp. 1922-1934, Aug. 2002.
- [17] J. Kim, H. J. Kim, H. C. Yoon, B. H. Moon, and C. S. Park, "A study on blind DSSS signal chip rate estimation," in *Proc. KICS Winter Conf.*, pp. 223-224, Jan. 2019.
- [18] W. A. Gardner and C. M. Spooner, "The cumulant theory of cyclostationary time-series. I. Foundation," *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol. 42, pp. 3387-3408, Dec. 1994.

- [19] D. Kim, J. Kim, K. Shim, and J. Ahn, "Automatic modulation recognition algorithm based on cyclic moment and new modified cumulant for analog and digital modulated signals," *J. KIICE*, vol. 17, no. 9, pp. 2009-2019, Sep. 2013.
- [20] Recommendation ITU-R SM.443-4. *Bandwidth measurement at monitoring stations*.
- [21] R. Killick, P. Fearnhead, and I. A. Eckley, "Optimal detection of changepoints with a linear computational cost," *J. Am. Statistical Assoc.*, vol. 107, no. 500, pp. 1590-1598, Dec. 2012.

김 재 윤 (Jae-Yun Kim)



2002년 2월 : 한양대학교 전자공학과 학사 졸업
2004년 2월 : 한양대학교 전자공학과 석사
2004년 1월~현재 : LIG넥스원 전자전연구소 수석연구원

<관심분야> 디지털신호처리, 신호분석 알고리즘
[ORCID:0000-0002-4692-8467]

윤 현 철 (Hyun-Chul Yoon)



2010년 2월 : 선문대학교 컴퓨터 공학과 학사 졸업
2012년 2월 : 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 석사 졸업
2012년 1월~현재 : LIG넥스원 전자전연구소 선임연구원

<관심분야> 전자전신호처리, 디지털통신, GPGPU
[ORCID:0000-0001-8325-5620]

강 현 진 (Hyun-Jin Kang)



2006년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 학사 졸업
2008년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 석사 졸업
2011년 1월~현재 : LIG넥스원 전자전연구소 선임연구원

<관심분야> 전자전신호처리, 디지털통신
[ORCID:0000-0003-1770-2634]

문 병 호 (Byung-Ho Moon)



1997년 2월 : 대구대학교 전자공학과 학사 졸업.
2019년 2월 : 한양대학교 통신정보공학과 석사 졸업.
1997년 1월~현재 : LIG넥스원 전자전연구소 수석연구원

<관심분야> 통신 및 전자전 체계
[ORCID:0000-0003-1208-200X]

박 철 순 (Chul-Sun Park)



1989년 2월 : 경기대학교 전자계산학과 학사
1991년 2월 : 인하대학교 전자계산공학과 석사
1997년 5월 : 전자계산조직응용기술사
2007년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 박사

1991년 2월~현재 : 국방과학연구소 책임연구원
<관심분야> 신호처리, 통신응용
[ORCID:0000-0002-3678-4041]