미디언 필터를 이용한 광대역 펄스 재밍 환경에서의 직접 시퀀스 확산 대역 신호의 강인한 포착

정회원 김 승 준*, 이 용 환*

Median Prefilter Based Robust Acquisition Of Direct Sequence Spread Spectrum Signals In Wideband Pulse Jamming

Seung-Jun Kim*, Yong-Hwan* Lee *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 임펄스성 광대역 재밍 환경에서 직접 시퀀스 확산 대역(direct-sequence spread spectrum: DS/SS) 신호를 강인하게 포착하는 기법을 제안한다. 광대역 재밍 신호의 영향을 완화하기 위하여 미디언(median) 필터를 이용하여 수신 신호를 전처리한다. 빠른 포착을 위해서는 PN 시퀀스의 일부만으로 포착 여부를 판정해야 하므로, 포착기를 분석적으로 설계하기 위해서는 PN 시퀀스의 부분 상관 함수에 대한 적절한 모델이 필요하다. 본 논문에서는 미디언 필터로 처리한 PN 신호의 부분 상관 함수를 근사적인 상한을 이용하여 조각적 선형 모델로 모델링한다. 제안된 포착 방식의 성능을 기존의 방법과 비교하며 전산 모의 실험을 통해 분석적인 설계 방법을 검증한다.

ABSTRACT

We propose nonlinear processing schemes for robust acquisition of direct-sequence spread spectrum (DS/SS) signals in wideband pulse jamming. To mitigate the interference effect due to impulse-like wideband jamming signals, the received signal is preprocessed by using the median filter, a simple order statistic filter. Since only parts of the PN sequence are used for rapid acquisition, it is indispensable for analytic design of an acquisition scheme to have an appropriate model of the partial PN signal. The partial correlation of the median filtered PN signal is approximated by a two-piecewise linear model using an approximate upper bound. The acquisition performance of the proposed schemes is compared to that of other schemes. Finally, the analytic design is verified by computer simulation.

I. 서 론

직접 시퀀스 확산 대역 시스템은 톤 재밍이나 협대역 재밍에 본래적인 면역성이 있으며[1] 특히 재머(jammer)의 전력이 높을 때는 역확산 전에 여러 가지 선형 혹은 비선형 여파 처리를 해 줌으로써 간섭 신호를 제거하여 성능 향상을 꾀할 수 있다[2][3]. 그러나 DS/SS 시스템의 성능은 낙뢰 현상이나 무선 통신의 불요 방사(spurious radiation), 네온 전등이나 자동 점화 장치 등 각종 전자 기기로 말미암아 무선 채널에 발생되는 임펄스(impulse)성 잡음에 의해서 크게 저하될 수 있다. 임펄스 잡음 하에서 기존의 선형 상관기를 사용한 DS-CDMA 시스템의 오율 성능을 가산 백색 잡음(AWGN)이 부가되는 채널에서의 성능과 비교할 경우, 잡음이 임펄스성이면 같은 SNR을 갖는 가우시안 채널에서 4명의 사용자를 추가로 운용하는 것과 같은 성능 열화를 야기시킬 수 있다[4].

이와 같은 임펄스성 잡음 신호는 비가우시안 채

*서울대학교 공과대학 전기공학부 신호전송연구실
논문번호 : 98424-0923, 접수일자 : 1998년 4월 16일
※ 이 연구는 한국과학재단의 특정기초연구 지원으로 수행되었음.

널 조건으로 모델링되어질 수 있으며 따라서 선형 처리보다는 비선형 처리 방법에 의한 성능 개선이 효율적임이 널리 알려져 있다. 지금까지 무기억 비선형 처리에 의하여 그 영향을 완화하는 방법이 많이 연구되었다. 일례로, 역확산 전에 hard-limiter를 이용하여 임펄스 잡음의 효과를 크게 완화할 수 있다는 것을 보였는데, 단일 사용자 환경에서는 비트 오율 10-6 수준에서 9dB 정도의 성능 개선을 보이기도 했으나 다중 사용자 환경에서는 다중화 잡음이 커질 수록 선형 상관기를 사용하는 편이 유리하였다[5].

그러나 대부분의 연구들은 동기된 상태를 가정하고 채널을 추정하거나 보상 기법을 사용하여 성능을 향상시키려는 시도이기 때문에 초기 동기화에 관한 연구는 그리 많지 않다. Siess와 Weber는 톤 재밍 신호 하에서 포착 성능을 분석하고 재밍 대 신호 전력비 JSR을 추정하여 constant false alarm rate(CFAR) 수신기를 설계하였다[6]. Iinatti는 정합 필터(matched filter)를 이용한 포착 시스템에서 미디언 필터를 사용하여 펄스 톤 재밍을 보상하는 기법을 연구하였다[7].

비선형 처리를 이용한 검출기는 인접한 표본의 상관성을 이용한다면 성능이 더욱 개선될 여지가 있다. Order statistic filter(OSF)는 강인(robust)한 신호 처리 방식으로 널리 적용되었으며[8][9], 최근에는 비가우시안 환경에서의 검출기 설계에도 응용되어 좋은 결과를 얻은 바 있다[10][11].

본 논문에서는 강인한 포착 성능을 얻기 위해서 OSF의 간단한 형태인 미디언 필터를 선처리 소자로 이용하는 검출기를 설계한다. 한편, 비교적 긴 주기의 PN 시퀀스를 빠르게 포착하기 위해서는 시퀀스의 전 주기를 수신하지 않고도 포착 여부를 판정할 수 있어야 하므로, PN 시퀀스의 부분 상관 함수에 대한 적절한 모델링이 필요하다. 본 논문에서는 미디언 필터로 비선형 처리된 PN 시퀀스의 통계적 특성을 확률적으로 고려하여 부분 상관 함수를 수학적으로 모델링하고, 이 모델링을 바탕으로 포착 시스템을 해석적으로 설계한다.

Ⅱ. 시스템 모델링

DS/BPSK 확산 대역 시스템에서 데이터 신호

$$d(t)=\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i P_T(t-iT) \tag{1}$$

는 의사 잡음(pseudo noise: PN) 신호 $c(t)$

$$c(t)=\sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j P_{T_c}(t-jT_c) \tag{2}$$

로 확산된 후 PSK를 이용하여 변조된다. 여기서 $b_i\in\{-1,1\}$는 i번 째 비트(bit)이고 $\{c_j\}$는 확산 시퀀스이며 $P_T(\cdot)$는

$$P_T(t)=\begin{cases}1, & -\frac{T}{2}\le t<\frac{T}{2}\\ 0, & \text{그 밖의 경우}\end{cases} \tag{3}$$

인 구형 펄스파이며, T, T_c는 각각 심볼 길이(symbol time)와 칩 길이(chip time)를 나타낸다. 포착 기간 동안 데이터 신호는 송신되지 않는다고 가정하면, $b_i=1$이라고 가정할 수 있고, 이 시간 동안 송신되는 신호 $s(t)$는 임의의 k에 대하여

$$s(t)=\sqrt{2P}c(t+kT_c)\cos(\omega_c t+\varphi) \tag{4}$$

로 표시될 수 있다. 여기서 P는 송신 전력, ω_c와 φ는 각각 반송파 주파수와 위상을 나타낸다.

광대역 재밍이 존재하는 채널(channel)을 통과하여 수신된 신호 $\tilde{r}(t)$는

$$\tilde{r}(t)=\sqrt{2P}c(t+kT_c-\tau)\cos(\omega_c t+\phi)+\tilde{G}(t)+\tilde{J}(t) \tag{5}$$

으로 표시될 수 있다. 여기서 $\tilde{G}(t)$는 전력 밀도 $N_0/2$인 가산 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise: AWGN)이고 $\tilde{J}(t)$는 재머가 켜져 있을 때의 전력 밀도가 $N_J/2$인 광대역 잡음 신호이다. τ는 채널 지연 시간을 나타내고 $\phi=\varphi-\omega_c\tau$이 된다. 편의상 칩 타이밍이 알려져 있다고 가정하면 $\tau=0$으로 놓을 수 있다.

$\tilde{r}(t)$가 차단 주파수 $f_b=1/T_c$인 이상적인 저대역 통과 필터를 통과하고 난 신호를 $r(t)$라고 하면

$$r(t)=\sqrt{P}c(t+kT_c)+G(t)+J(t) \tag{6}$$

로 표시된다. 이 때 $G(t)$와 $J(t)$는 각각 저대역 통과 필터링된 잡음 성분들이다. 그림 1에서 보이는 바와 같이 복조된 신호 $r(t)$는 칩 속도로 표본화된 후, 수신기의 국부 PN 신호와 곱해지게 된다. 곱셈기의 출력을 x_i라고 하면

$$\begin{aligned}x_i &= c_{i+l}\cdot r(t)|_{t=iT_s}\\ &= s_i+z_i\end{aligned} \tag{7}$$

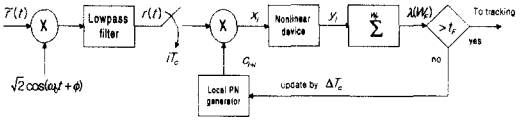


그림 1. 비선형 검출기를 이용한 포착 기법

와 같이 된다. 여기서 l는 국부 PN 시퀀스의 위상 lT_c를 의미하고 s_i와 z_i는 각각 신호와 잡음 성분으로 $n_i = G(iT_c) + J(iT_c)$라 정의하면

$$\begin{aligned} s_i &= \sqrt{P}c_{i+k}c_{i+l} \\ z_i &= n_i c_{i+l} \end{aligned} \tag{8}$$

와 같이 표시된다. 편의상 신호 전력 P는 1로 정규화하기로 한다.

간섭 신호가 빈도 ε으로 일어난다고 가정하면 잡음 성분 z_i의 확률밀도함수(pdf)는 다음과 같은 Huber의 ε-혼합 모델로서 표현할 수 있다.

$$f_z(z) = (1-\varepsilon) f_G(z) + \varepsilon f_J(z), \quad 0 \le \varepsilon < 1 \tag{9}$$

여기서 $f_G(z)$는 평균값이 영이고 분산값이 $\sigma_G^2 = N_0 f_b$인 정상 가우시안 잡음의 pdf이고 $f_J(z)$는 평균값이 영이고 분산값이 $\sigma_J^2 = N_J f_b \gg \sigma_G^2$인 재밍신호의 pdf이다. 따라서 확률 변수 z_i의 분산은 $\sigma_z^2 = (1-\varepsilon)\sigma_G^2 + \varepsilon\sigma_J^2$로서 주어진다. 이 재밍 모델은 빈도 ε인 on-off 재밍 모델과는 다르며[12], 여기서는 재밍신호의 pdf가 라플라스(Laplacian) 분포를 갖는다고 가정하기로 한다.

저대역 통과 필터가 이상적이고 $\{c_i\}$가 $i.i.d.$ (independent and identically distributed)라고 가정하면 z_i들이 서로 비상관되어(uncorrelated) 있음을 쉽게 보일 수 있다. 그러나 z_i의 확률 분포가 가우시안은 아니기 때문에 상관성이 없다고 해서 독립은 아니나, 설계상의 편의를 위하여 z_i들이 서로 독립이라고 가정하기로 한다.

곱셈기의 출력 x_i는 입출력 관계가

$$y_i = g(x_i) \tag{10}$$

로 주어지며 전처리과정을 거친 후 상관기에 입력된다. $\varepsilon = 0$인 AWGN 채널에서는 $g(x) = x$인 선형 상관기가 최적의 성능을 보인다는 사실이 잘 알려져 있다. 그러나, 선형 상관기는 광대역 재밍과 같은 비가우시안 잡음이 있는 채널에서는 급격한 포착 성능의 열화를 나타낸다. 따라서 비가우시안 잡음에 대해서 강인한 비선형 전처리를 이용한 방법이 제안되어 왔다. 또한 재밍 신호의 통계적 특성은 정확히 얻기 어려우므로 비모수(non-parametric) 전처리기를 이용한 방법이 제안된 바 있다.

기억소자를 사용하지 않는 비선형 처리 소자로 널리 알려진 soft-limiter 소자의 전달 함수는

$$g(x) = \begin{cases} x, & |x| < \eta \\ \eta, & x > \eta \\ -\eta, & x < -\eta \end{cases} \tag{11}$$

와 같이 표시된다. 이러한 soft-limiter를 (9)와 같이 표시되는 잡음 환경에 적용할 경우 문턱값 η를 잡음 특성에 따라 다르게 주어야 한다. 일반적인 ε이 선험적으로 알려져 있지 않아서, η의 최적값 설정이 용이하지 않으므로 전달 함수가

$$g(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 1, & x > 0 \end{cases} \tag{12}$$

인 hard-limiter를 사용하기도 한다. hard-limiter를 전처리 소자로 사용하는 부호 검출기(sign detector)는 잡음의 평균이 0이고 대칭인 pdf이어야 한다는 것 외에는 특별한 정보가 필요치 않아 널리 사용되고 있다. 부호 검출기는 구현이 간단하나 재밍 신호가 없을 때 선형 검출기에 비하여 성능 저하가 크게 된다. 따라서 기억 소자를 갖는 비선형 처리기 사용을 고려한다.

최근 order statistic filter(OSF)가 강인한 신호 처리와 검출 분야에서 효과적으로 적용되고 있다. 특히 간단한 OSF인 미디언(median) 필터는 임펄스성 잡음 신호에 대하여 강인한 성능을 보이며 구현 복잡도도 매우 낮다. 본 논문에서는 상관기의 출력 표본을 전달 함수가 다음과 같이 표시되는 이동 미디언 필터를 사용하여 수신 신호를 전처리한다.

$$g_R(x_i) = \mathrm{MED}_M(x_i, x_{i-1}, \cdots, x_{i-M+1}), \quad i \ge M-1 \tag{13}$$

여기서 M은 미디언 필터의 탭 수를 의미하고 $\mathrm{MED}_M(\cdot)$은 미디언 필터링 조작을 의미한다.

Ⅲ. 포착기의 설계

포착 문제는 두 개의 단순 가정에 대한 검정 문제로 변환시킬 수 있음이 알려져 있다. H_1 가정은 두 PN 시퀀스의 위상이 일치하는 경우 즉 $k = l$인

경우이고, H_0 가정은 $k \neq l$일 때를 의미한다. 판정 변수

$$T(w) = \sum_{i=0}^{w-1} h(y_i) \tag{14}$$

를 문턱값 t_F와 비교하여 H_0 가정과 H_1 가정을 분별하게 된다. 여기서 $h(\cdot)$은 선형 함수이다. 본 논문에서는 판정 표본의 개수가 W_F개로 고정된 고정 표본 개수 검사(fixed sample size (FSS) test)를 사용하기로 한다. 국부 PN 시퀀스의 위상은 포착이 이루어질 때까지 ΔT_c만큼 갱신한다. Δ는 보통 추적 회로(tracking circuit)의 추적 범위 또는 수신기가 칩 타이밍을 알고 있는가의 여부에 따라 1이나 1/2와 같은 진분수가 된다. 본 논문에서는 칩 타이밍을 알고 있다고 가정했으므로 $\Delta=1$로 해도 충분하다.

비선형 처리된 표본들의 부분합 $T(w)$는

$$\begin{aligned} T(w) &= \sum_{i=0}^{w-1} g_R(x_{i+M-1}) \\ &= \sum_{i=0}^{w-1} g_R(s_{i+M-1}+z_{i+M-1}) \end{aligned} \tag{15}$$

과 같이 표시될 수 있다. 미디언 필터는 비선형 필터이기 때문에 신호 성분 s_i와 잡음 성분 z_i의 합을 미디언 필터 처리한 것은 각각을 미디언 필터링하여 합한 것과 일반적으로 같지 않다. 따라서 미디언 필터의 출력 y_i는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$y_i = g_R(s_i+z_i) = s_i' + z_i' \tag{16}$$

여기서

$$\begin{aligned} s_i' &\in \{s_i, s_{i+1}, \cdots, s_{i+M-1}\} \\ z_i' &\in \{z_i, z_{i+1}, \cdots, z_{i+M-1}\} \end{aligned} \tag{17}$$

인 값으로 표시될 수 있다. 따라서

$$\begin{aligned} T(w) &= \sum_{i=0}^{w-1} s'_{i+M-1} + \sum_{i=0}^{w-1} z'_{i+M-1} \\ &= R(w) + Z(w) \end{aligned} \tag{18}$$

와 같이 된다. 여기서 $R(w)$와 $Z(w)$는

$$\begin{aligned} R(w) &= \sum_{i=0}^{w-1} s'_{i+M-1} \\ Z(w) &= \sum_{i=0}^{w-1} z'_{i+M-1} \end{aligned} \tag{19}$$

로 정의되며, 각각 신호 성분과 잡음 성분이 미디언 필터를 통과한 출력을 의미한다. H_1가정 하에서는 $s_i = s_{i+1} = \cdots = s_{i+M-1}$이므로 $R(w)=w$가 된다.

H_0가정 하에서는 중심 극한 정리를 이용하여 $R(w)$를 근사적으로 모델링할 수 있다. 먼저 $R(w)$의 평균은

$$E\{R(w)\} = -\frac{w}{N} \tag{20}$$

가 된다. 또한 $R(w)$의 2차 모멘트(moment)는 미디언 필터가 기억 소자를 사용하는 필터이므로 출력간의 상관성을 고려하면

$$\begin{aligned} E\{R^2(w)\} &= \sum_{i=M-1}^{w+M-2} \sum_{j=M-1}^{w+M-2} E\{s_i' s_j'\} \\ &= wE\{s_i'^2\} + 2\sum_{p=1}^{M-1}(w-p)\{s_i' s_{(i+p)}'\} \\ &\quad + (w-M)(w-M+1)E\{s_i' s_j', |i-j| \geq M\} \\ &= w + 2\sum_{p=1}^{M-1}(w-p)\{s_i' s_{(i+p)}'\} \\ &\quad + (w-M)(w-M+1)\left(-\frac{1}{N}\right) \end{aligned} \tag{21}$$

여기서 $1 \leq p < M$일 때 $\{s_i' s_{(i+p)}'\}$의 값은 [13]에 기술된 방법을 사용하여 구할 수 있다. $M=3$인 경우

$$E\{s_i' s_{(i+1)}'\} = \frac{8}{24} + \frac{16}{24}\left(-\frac{1}{N}\right) = \frac{1}{3} - \frac{2}{3N} \tag{22}$$

$$\begin{aligned} E\{s_i' s_{(i+2)}'\} &= \frac{16}{120} + \frac{104}{120}\left(-\frac{1}{N}\right) \\ &= \frac{2}{15} - \frac{13}{15N} \end{aligned} \tag{23}$$

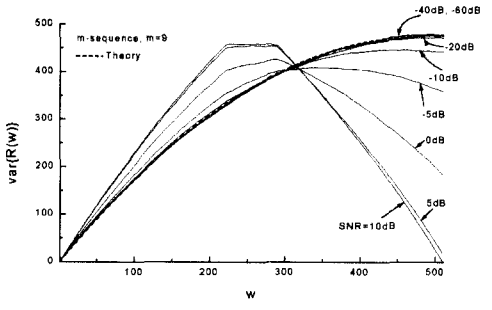
가 되므로, $R(w)$의 분산은

$$\begin{aligned} var\{R(w)\} &= w + 2(w-1)\left(\frac{1}{3} - \frac{2}{3N}\right) \\ &\quad + 2(w-2)\left(\frac{2}{15} - \frac{13}{15N}\right) \\ &\quad + (w-3)(w-2)\left(-\frac{1}{N}\right) - \left(\frac{w}{N}\right)^2 \end{aligned} \tag{24}$$

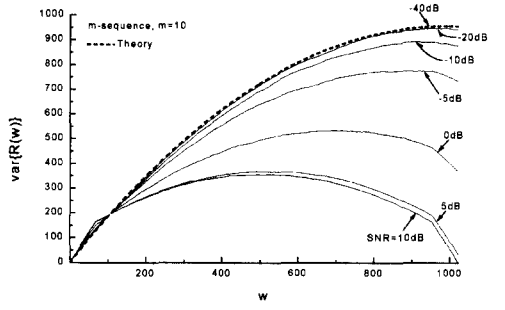
으로 주어진다.

그림 2는 표 1의 PN 시퀀스를 두 PN 신호의 위상 (k, l)에 대하여 가우시안 잡음 환경하에서 $R(w)$의 분산을 실험적으로 구해 본 것이다. 그림으로부터 SNR이 작아질수록 이론적인 분산 값이 실제 실험치에 매우 일치하는 것을 알 수 있다. DS/SS 통신 환경에서는 일반적으로 칩 당 SNR이

매우 낮으므로 이와 같은 근사 방법을 적용하는 것은 매우 합리적이라고 볼 수 있다.



(a) m=9



(b) m=10

그림 2. 여러 SNR 조건에서의 var{R(w)}의 값

H_0 가정에서 PN 신호의 상관기 출력을 모델링하기 위해 95%의 신뢰도를 갖는 상한(upper bound)

표 1. m-시퀀스의 생성 다항식

시퀀스	생성 다항식
(a)	$1+x^9+x^9$
(b)	$1+x^5+x^{10}$

$$\hat{R}(w)=E\{R(w)\}+1.65\sqrt{var\{R(w)\}} \tag{25}$$

을 $R(w)$의 보수적인 모델로써 사용 한다. 그림 3은 99% 상한과 95% 상한 $\hat{R}(w)$를 실험치와 함께 그려놓은 것이다. 그림에서부터 모델이 실험에서 얻은 값과 잘 일치함을 알 수 있다. 그러나 이 값은 비선형이므로, 검출기의 설계를 용이하게 하기 위해 $\hat{R}(w)$ 을 다음과 같이 두 조각의 선형식으로 모델링한다.

$$\overline{R}(w)=\begin{cases} 0.75w, & w\le W_b \\ \max_w \hat{R}(w), & w>W_b \end{cases} \tag{26}$$

여기서 W_b은 두 조각이 만나는 정수 w값이다. $\hat{R}(w)$가 대략 $w\approx N$에서 최대값을 가지므로

$$0.75W_b=\hat{R}(N) \tag{27}$$

가 된다. 선형화된 모델을 사용하면 신호 모델 $\hat{s}_i'$은

$$\hat{s}_i'=\begin{cases} \hat{s}_1=1, & k=l\ (H_1\text{가정}) \\ \begin{cases} \hat{s}_a=0.75, & w\le W_b \\ \hat{s}_b=0.0, & w>W_b \end{cases} & k\neq l\ (H_0\text{가정}) \end{cases} \tag{28}$$

와 같이 주어진다.

잡음 성분 $Z(w)$에 대해서도 적절한 모델링이 필요하다. 포착이 이루어졌을 때에는 $s_i=s_{i+1}=\cdots=s_{i+M-1=1}$이므로 $z_i'=g_R(z_i)$이다. 따라서 z_i'의 pdf는 $L=(M-1)/2$ 라고 하면

$$f_{z'}(z')=\frac{M!}{L!L!}F_z^L(z')[1-F_z(z')]^L f_z(z') \tag{29}$$

로 표현된다[15]. 여기서 $F_z(z')$은 z_i의 분포 함수(cumulative distribution function)이다. 따라서 $Z(w)$의 평균은 0, 분산은

$$E\{Z^2(w)\}=\sigma_z^2[w+2\sum_{k=1}^{M-1}(w-k)\rho_z(k)] \tag{30}$$

로 주어지며, 여기서

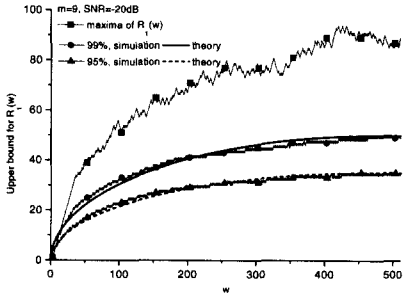


그림 3. var{R(w)}의 상한

$$\rho_z(k)=\frac{E\{z_i z_{i+k}\}}{\sigma_z^2} \tag{31}$$

로 정의되는 상관 계수이다. $\sigma_{z'}^2$는 z_i'의 전력으로서

$$\sigma_{z'}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} z'^2 f_{z'}(z')\,dz' \tag{32}$$

로 구할 수 있다. 두 조각의 선형 모델을 이용하면, z_i'의 분산은

$$\sigma_0^2 = \sigma_{z'}^2[1+2\sum_{k=1}^{M-1}\rho_z(k)] \tag{33}$$

와 같이 보수적으로 모델링하는 대신, z_i'들이 i.i.d. 하다고 가정하여 쉽게 구할 수 있다[10].

H_0 가정 하에서는 $Z(w)$의 실제 분산 값은 신호 성분 s_i들의 요동으로 인해서 σ_0^2보다 약간 큰 값을 갖게 된다. 그러나 이 때의 신호 모델이 충분히 보수적이므로 그 영향을 무시하여도 검출기를 설계할 수 있다. 따라서 확률 변수 $Z(w)$를 $w \gg 1$일 때 가우시안 확률 변수로 근사시키고

$$\begin{aligned} E\{Z(w)\} &= 0 \\ var\{Z(w)\} &= w\sigma_0^2 \end{aligned} \tag{34}$$

로 간단히 모델링한다.

이러한 신호 성분 및 잡음 성분에 대한 모델로부터 포착 문제는 다음의 두 가정에 대하여 검정하는 문제로 바꿀 수 있다.

$$\begin{aligned} H_0&: \; Y_i \sim \begin{cases} f(y-\hat{s}_a), & i \le W_b \\ f(y-\hat{s}_b), & i > W_b \end{cases} \\ H_1&: \; Y_i \sim f(y-\hat{s}_1), \end{aligned} \tag{35}$$

이 때 $f(y)$는 평균이 0이고 분산이 σ_0^2인 가우시안 확률 밀도 함수이다. 따라서 대수 우도비(log likelihood ratio)가

$$\begin{aligned} v_i &= \ln \frac{f(y_i-\hat{s}'|H_1)}{f(y_i-\hat{s}'|H_0)} \\ &= \begin{cases} \dfrac{\hat{s}_1-\hat{s}_a}{\sigma_1^2}\left(y_i-\dfrac{\hat{s}_a+\hat{s}_1}{2}\right), & i \le W_b \\ \dfrac{\hat{s}_1-\hat{s}_b}{\sigma_1^2}\left(y_i-\dfrac{\hat{s}_b+\hat{s}_1}{2}\right), & i > W_b \end{cases} \end{aligned} \tag{36}$$

와 같이 표시되므로 검출 판정 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$\lambda(w) = \sum_{i=0}^{w-1} v_{i+M-1} \tag{37}$$

이 판정 함수로 부터 고정 표본 개수 검사

$$\lambda(W_F)\begin{cases} \ge t_F \Rightarrow H_1 \text{ 가정으로 판정} \\ < t_F \Rightarrow H_0 \text{ 가정으로 판정} \end{cases} \tag{38}$$

를 수행하게 된다.

주어진 오경보 확률(false alarm probability) α와 정검출 확률(true detection probability) β를 만족시키는 데 필요한 표본 개수 W_F와 문턱값 t_F를 계산하기 위하여, 편의상

$$\begin{aligned} \mu_a &= 0.5(\hat{s}_1-\hat{s}_a)^2/\sigma_0^2 \\ \mu_b &= 0.5(\hat{s}_1-\hat{s}_b)^2/\sigma_0^2 \\ \sigma_a^2 &= (\hat{s}_1-\hat{s}_a)^2/\sigma_0^2 \\ \sigma_b^2 &= (\hat{s}_1-\hat{s}_b)^2/\sigma_0^2 \end{aligned} \tag{39}$$

와 같이 정의한다. [14]에서 사용한 방식을 사용하면 $W_F \le W_b$일 때

$$\begin{aligned} W_F &= \frac{\sigma_a^2}{2\mu_a}[\Phi^{-1}(\alpha)+\Phi^{-1}(1-\beta)]^2 \\ t_F &= \frac{\sqrt{W_F}\sigma_a}{2}[\Phi^{-1}(1-\beta)-\Phi^{-1}(\alpha)] \end{aligned} \tag{40}$$

와 같이 계산된다. 여기서 $\Phi^{-1}(\cdot)$은 정규 분포 함수의 역함수이다. 또한 $W_F > W_b$일 때는

$$\begin{aligned} W_F &= \frac{1}{8\mu_b^2}[-8\mu_b\mu_w+\sigma_b^2x^2+ \\ &\quad \sqrt{(8\mu_b\mu_w-\sigma_b^2x^2)^2-16\mu_b^2(4\mu_w^2-x^2\sigma_w^2)}] \\ t_F &= \frac{1}{2}\sqrt{W_F\sigma_b^2+\sigma_w^2}\cdot \\ &\quad [\Phi^{-1}(1-\beta)-\Phi^{-1}(\alpha)] \end{aligned} \tag{41}$$

으로 계산되며, 여기서 $\mu_w=(\mu_a-\mu_b)W_b$, $\sigma_w^2=(\sigma_a^2-\sigma_b^2)W_b$, $x^2=[\Phi^{-1}(\alpha)+\Phi^{-1}(1-\beta)]^2$로 정의되는 값이다.

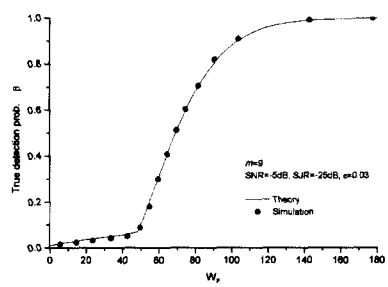
Ⅳ. 성능 분석

우선 제안된 모델의 타당성을 검토하기 위하여 이론적인 예측치를 전산 모의 실험 결과와 비교한다. 그림 4는 SNR=-5dB, SJR=-25dB, $\varepsilon=0.03$일 때 W_F에 따른 검출 확률을 그린 것이다. 실선은 이론치이며 동그라미들은 전산 모의 실험을 통해 얻은 값이다. (a)는 오경보 확률 (false alarm probability)를 0.01로 고정시켜 놓았을 때 H_1 가정 하에서의 제대로 검출된 포착 검출 성능을 나타낸

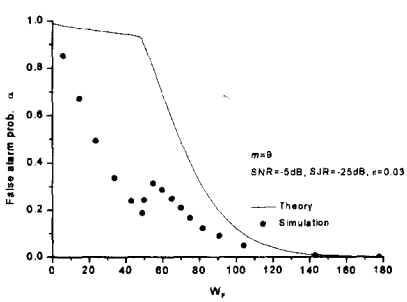
다. 이론치와 실험치가 매우 잘 일치하고 있음을 볼 수 있다. (b)는 반대로 정검출 확률을 0.99로 고정시켜 놓았을 때 H_0 가정 하에서의 오검출된 포착 성능을 나타내고 있다. 실제로 모의 실험에 의해서 얻어진 오검출 확률이 이론치보다 훨씬 낮음을 알 수 있다. 이러한 현상은 95% 상한에 근거한 보수적인 신호 모델을 사용하였기 때문이다. 그림 4(b)에서 실험한 오경보 확률이 $w=W_b=48$ 근처에서 잠시 증가하였다가 감소하는 현상을 보이는 것은 보수적인 모델 $\hat{s}_a$ 이 검출 변수(decision statistic)의 신호 대 잡음 비

$$SNR_\lambda = \frac{E\{\lambda(w)\}^2}{var\{\lambda(w)\}} \tag{42}$$

를 잠시 증가시켰다가 감소하도록 하기 때문이다.



(a) α = 0.01



(b) β = 0.99

그림 4. 제안된 포착 방법의 동기 검출 성능

그러나 이론적으로 설계된 포착기 성능이 요구되고 있는 성능을 제대로 만족시키고 있음을 알 수 있다.

일반적으로 포착 시스템의 성능은 주로 평균 포착 시간과 포착 시간 소요에 따른 성공 확률값, 실장 구현의 복잡성 등으로 평가되어진다. 본 논문과 같은 고정 표본 개수 검사 방법과 sliding 상관기를 이용한 포착 방법의 평균 포착 시간은 소요된 표본의 수에 비례한다. 따라서 설계된 포착기의 성능을 평가하기 위해서 주어진 α와 β를 만족시키는데 필요한 칩의 수를 구하였다. 또한 일반적으로는 H_1 가정하에서와 H_0 가정하에서 필요한 표본의 수가 서로 다르나 $\alpha=1-\beta$인 경우에는 두 값이 일치하게 된다. 비교의 편의를 위해서 $\alpha=1-\beta=0.01$인 경우를 가정한다. 그림 5는 SNR=-5dB, SJR=-15dB인 경우와 SNR=-5dB, SJR=-25dB인 경우, 여러 ε 값에 대해서 $\alpha=0.01$과 $\beta=0.99$의 오율 조건으로 설계된 포착기의 상관기에 요구되는 표본 개수를 구한 것이다. $M=3$인 미디언 필터를 사용하였으므로 두 칩만큼의 처리 지연을 포함시켰다. 그림으로부터 실험치와 이론치가 잘 맞는다는 것을 알 수 있다. SJR=-25dB의 경우 ε이 크면 이론치가 실험치 보다 약간 크게 나오는 것을 볼 수 있는데 이는 [6]에서의 잡음 모델링이 보수적으로 설계되었기 때문이다.

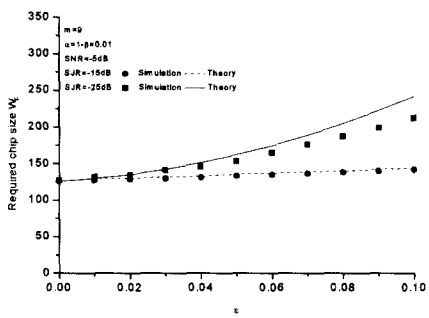
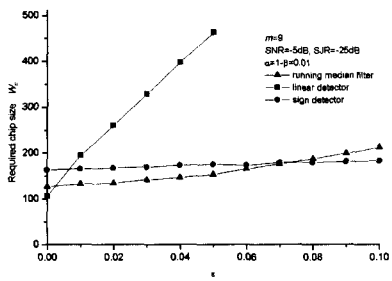


그림 5. α=1-β=0.01일 때 필요한 표본 개수

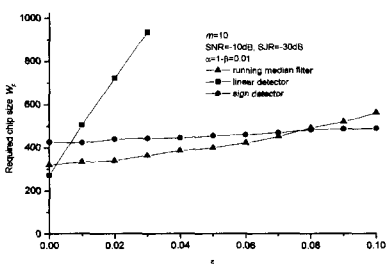
제안된 포착 방법을 기존의 포착 방법과 성능을 비교하여 그림 6에 나타내었다. 그림 (a)는 SNR=-5dB, SJR=-25dB의 조건에서, 그림 (b)는 SNR=-10dB, SJR=-30dB인 조건에서 실험한 것이다. 기존의 선형 상관기를 이용한 포착기는 ε이 증가할수록 매우 성능이 급격히 열화되는 것을 관찰할 수 있다. 부호 검출기를 이용한 포착기도 ε이 증가함에 따라 그다지 성능이 열화되지 않는 강인한 포착 성능을 보이고 있으나, 재밍 신호가 존재하지 않을 때는 미디언 필터를 이용한 방법에 비하여 훨씬 더 많은 표본 수를 소요하는 것을 볼 수 있다. 특히 ε이 0.07보다 작은 경우에는 미디언 필터를 이용한 방법이 부호 검출기를 이용한 방법을 능가

하는 성능을 보이고 있다. 재머(jammer)가 큰 ε값으로 고전력의 재밍 신호를 발생시키는 것은 쉬운 일이 아닐 것이므로 미디언 필터를 이용한 포착 기법을 사용하는 것은 유리할 것이다. 만약 ε이 큰 경우에는, 미디언 필터의 탭크기 M을 증가시키면 성능 열화를 극복할 수 있다.

V. 결 론



(a) m=9, SNR=-5dB, SJR=-25dB



(b) m=10, SNR=-10dB, SJR=-30dB

그림 6. 기존 포착 방법과의 성능 비교

본 논문은 광대역 재밍 간섭 채널에서 DS/SS 시스템을 운용하는 경우, 기존의 선형 상관 포착기와 같이 성능이 크게 열화되지 않고, 채널 조건 변화에 강인한 성능을 보이도록 하는 포착 방법을 제안하였다. 광대역 펄스 재밍 신호의 영향을 완화하기 위하여, 미디언 필터를 이용하여 수신 신호를 비선형으로 처리하였다. 그러나 미디언 필터는 기억 능력이 있는 비선형 필터로서 출력 표본의 통계적 특성이 *i.i.d.* 하지 않게 되며, 확산 시퀀스의 특성도 미디언 필터를 사용하지 않을 때와 다르게 되어 해석적인 설계가 어렵다. 따라서 미디언 필터의 출력 중 신호 성분과 잡음 성분을 각각 적절한 근사 모델로 모델링하여 포착 문제를 단순한 두 개의 가정에 대한 검사 문제로 바꾸어 고정 표본 개수 검출기를 해석적으로 설계하였다. 전산 모의 실험 결과는 이와 같은 근사 모델과 설계 방법의 타당성을 입증해 주었다. 제안된 포착 방법은 재밍 신호가 존재하지 않는 가우시안 잡음 환경하에서도 선형 포착기에 비해 성능 열화가 크지 않으며, 재밍 신호에 매우 강인한 성능을 갖는다. 광대역 재밍 신호의 빈도가 크지 않다면, $M=3$인 간단한 미디언 필터를 사용함으로써 실장 복잡도가 크게 증가되지 않으면서 부호 검출기를 이용한 포착기보다 포착 성능이 우수하다.

참 고 문 헌

[1] R. Pickholtz, D. Schilling and L. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications --- A tutorial," *IEEE. Trans. on Commun.*, vol. COM-30, no. 5, pp. 855-884, May 1982.

[2] L. B. Milstein, "Interference rejection in spread spectrum communications," *Proc. of the IEEE*, vol. 76, no. 6, pp. 657-671, June 1988.

[3] J. G. Proakis, "Interference suppression in spread spectrum systems," *Proc. ISSSTA*, pp. 259-206, 1996.

[4] B. Aazhang and H. V. Poor, "Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels -- Part I: Linear Correlation Receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, no. 11, pp. 1179-1188, Nov. 1987.

[5] B. Aazhang and H. V. Poor, "Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels -- Part II: hard limiting correlator receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 88-97, Jan. 1988.

[6] E. Siess and C. Weber, "Acquisition of direct sequence signals with modulation and jamming," *IEEE J. on Selected Areas in Commun.*, vol. 4, pp. 254-272, Mar. 1986.

[7] J. Iinatti, "Performance comparison of DS signal mathced filter acquisition using median filter and transversal filter as an aiding device in pulsed tone jamming," *Proc. MILCOM '95*, pp. 1190-1194, 1995.

[8] A. Bovik and D. Munson, "A generalization of median filtering using linear combinations of order statistics," *IEEE Trans. on Acoustics,*

Speech, and Signal Processing, vol. 31, pp. 1342-1350, Dec. 1983.

[9] K. Saniie and N. Bilgutay, "Order statistic filters as postdetection processors," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 38, pp. 1722-1731, Oct. 1990.

[10] Y.-H. Lee and S.-J. Kim, "Robust signal detection using order statistic prefilters," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E81-B, no. 3, pp. 520-524, Mar. 1998.

[11] A. Swami and B. Sadler, "TDE, DOA and related parameter estimation problems in impulsive noise," *IEEE Workshop on Higher Order Statistics*, pp. 273-277, July 1997.

[12] X. Gui and T. S. Ng, "Performance of DS SS system under on-off wideband jamming," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 557-559, Mar. 1997.

[13] Y.-H. Lee and S. Tantaratana, "Robust detection of a constant signal using order statistic filters," *Proc. of Conf. Inform. Science and Systems*, pp. 28-33, Mar. 1989.

[14] Y.-H. Lee and S.-J. Kim, "Acquisition performance of Gold sequence based DS-CDMA systems," *Proc. PIMRC '97*, pp. 347-351, Sept. 1997.

[15] H. David, *Order Statistics*. John Wiley, 2nd ed., 1981.

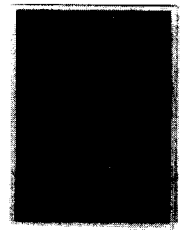
김 승 준(Seung Jun Kim) 정회원

1996년 2월 : 서울대학교 전기공학부 학사

1998년 2월 : 서울대학교 전기공학부 석사

<주관심 분야> 확산 대역 통신, 검출 및 추정

이 용 환(Yong Hwan Lee) 정회원



1977년 2월 : 서울대학교 전기공학과 학사

1980년 2월 : 한국과학기술원 전기 공학과 석사

1989년 5월 : Univ. of Massachusetts, Amherst

1980년 3월~1985년 2월 : 국방과학연구소 선임연구원

1989년 4월~1994년 2월 : Motorola, Inc. 책임연구원

1994년 3월~현재 : 서울대학교 전기공학부 교수

<주관심 분야> 유/무선 전송기법, 비선형 신호처리, 검출 및 추정