DBpia

나머지 옵셋이 부호획득 시스템에 미치는 영향을 줄이기 위한 듀얼셀 결합 검파 알고리즘

준회원 정 다 해*, 이 영 윤*, 윤 태 웅*, 이 영 포*, 이 명 수*, 종신회원 윤 석 호*°

Dual-Cell Combining Detection Method for Reduction of Residual Frequency Offset Influence on Code Acquisition Systems

Dahae Chong*, Youngyoon Lee*, Taeung Yoon*, Youngpo Lee*,
Myungsoo Lee* ***Associate Members***, and Seokho Yoon*° ***Lifelong Member***

요 약

본 논문에서는 나머지 주파수 옵셋이 (residual frequency offset: RFO) 존재하는 대역 확산 시스템의 부호 획득을 위해 듀얼셀 결합 (dual-cell combining: DCC) 검파 기법을 제안한다. RFO가 존재할 때, 부호 획득 과정 동안 검파에 사용되는 상관 첨두는 작은 진폭을 갖는 두 개의 주변 첨두로 나눠지게 되며, 이로 인해 부호 획득 성능이 하락하게 된다. DCC 검파 기법은 두 개의 연속된 상관값을 결합하여 결정 변수로 사용함으로써 RFO가 상관 첨두에 미치는 영향을 완화시킬 수 있다. 또한, 성능 평가를 통해 DCC 검파 기법이 한 개의 상관값을 결정 변수로 사용하는 이제까지의 검파 기법에 비해 더 나은 평균 동기화 시간 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다.

Key Words: code acquisition, detection, frequency offset, correlator output, spread-spectrum

ABSTRACT

In this paper, we propose a new detection method called dual-cell combining (DCC) detection for the acquisition in time of spread spectrum codes in the presence of residual frequency offset (RFO). When the RFO exists, the correlation peak used for detection during the acquisition process is split into two neighboring peaks with smaller amplitudes, resulting in considerable degradation in the overall acquisition performance of conventional methods. In the DCC detection method, the decision variable for detection is formed by combining two consecutive correlator outputs so that the influence of the reduction in the correlation peak due to the RFO can be alleviated. Numerical results show that the DCC detection method can offer better mean-time-to-synchronization performance than the conventional method based on the cell-by-cell detection.

Ⅰ. 서 론

대역 확산 (spread-spectrum: SS) 기술은 부호 분할 다중 접속 (code division multiple access: CDMA), 무선 랜 등 많은 이동 통신 시스템에 사용된다[1, 2]. SS 수신기에서는 데이터의 복조를 위해

※ "본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음" (IITA-2009-C1090-0902-0005)
* 성균관대학교 정보통신공학부 (syoon@skku.edu) (°:교신저자)
논문번호 : KICS2009-04-163, 접수일자 : 2009년 4월 17일, 최종게재논문통보일자 : 2009년 5월 19일

www.dbpia.co.kr

서, 우선적으로 수신 신호의 의사 잡음 (pseudo noise: PN) 부호와 수신기에서 생성된 PN 부호 간의 동기화가 이루어져야 한다. 따라서 부호 동기화는 SS 시스템의 중요한 기술적 이슈 중 하나이다[2]. 일반적으로 동기화를 수행하는 것은 부호 획득, 동기화를 유지하는 것은 부호 추적이라하며, 본 논문에서는 부호 획득에 대해 다룬다.

CDMA2000, global positioning system (GPS) 등 많은 SS 기반 이동 통신 시스템에서는 종종 송신기와 수신기 간에 frequency offset이 (FO) 발생한다[3, 4]. FO가 발생하면 수신기에서 얻을 수 있는 최대 상관 첨두의 크기가 줄어들게 되며, 이로 인해 상관값 기반 검파 기법들의 성능은 하락하게 된다[5]. 이런 단점을 극복하기 위해 FO의 최소 발생 단위를 셀 (검사 최소 단위) 간격과 동일하게 두고, FO를 검사하는 기법들이 연구되었다[6, 7]. 그러나 실제 환경에서 FO는 셀 간격의 배수로 발생하는 것이 아니므로, 검사 과정이 끝나더라도 FO의 나머지 부분은 (residual FO: RFO) 여전히 검파 성능에 영향을 미치게 된다. 이러한 RFO의 영향에 대해 [7]에서 언급한 바 있으나, RFO의 영향을 줄이는 방법에 대해서는 연구된 바가 없다.

본 논문은 시간 영역에서의 부호 획득을 위하여 RFO의 영향을 완화시키는 검파 기법의 설계에 초점을 둔다. RFO의 영향을 감소시키는 방법 중 하나는 셀 간격을 줄이는 것이나[5], 이는 하드웨어 복잡도 및 동기화 시간의 증가를 가져오기 때문에 RFO의 영향을 감소시키는 데에 적합하다고 할 수 없다. 따라서 본 논문에서는, 우선 RFO가 부호 획득에 미치는 영향을 분석하고, 하드웨어 복잡도 및 동기화 시간의 증가 없이 RFO의 영향을 줄일 수 있는 듀얼셀 결합 (dual-cell combining: DCC) 검파 기법을 제안한다. DCC 검파 기법은 두 개의 연속된 셀에 해당하는 상관값을 결합하여 결정 변수로 사용함으로서 셀 간격의 감소 없이 RFO로 인해 감소된 상관 첨두를 보상할 수 있으며 이를 통해 부호 획득 성능을 향상시킬 수 있다. 성능 평가에서는 검파 및 오경보 확률, 평균 동기화 시간 (mean-time-to-synchronization: MTTS) 등을 통해 DCC 검파 기법이 한 개의 상관값을 결정 변수로 사용하는 이제까지의 검파 기법에 비해 성능 향상을 제공할 수 있음을 보인다.

Ⅱ. 시스템 모형

본 논문에서는 시스템 모형으로 [5]의 표준 직접 수열 대역 확산 (direct-sequence SS: DS/SS) 시스템을 고려한다. 그러면 수신 신호의 복소 기저 등가 신호는 $r(t)$는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{P}e^{j(2\pi f_{FO}t+\phi)}c(t-\tau T_c)d(t-\tau T_c) + w(t). \tag{1}$$

식 (1)에서 P는 수신 신호의 전력, f_{FO}는 FO, ϕ는 $[0,2\pi)$의 구간에서 균일한 분포를 갖는 반송파의 위상, $c(t)=\sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i p_{T_c}(t-iT_c)$는 ($c_i \in \{-1,+1\}$, $p_{T_c}(t)$는 $[0,T_c)$ 구간 동안 정의되는 사각 펄스) L 칩의 주기를 갖는 PN 부호, τ는 T_c로 정규화된 부호 위상, $d(t)$는 데이터 파형, $w(t)$는 평균값 0 및 N_0의 단측면 (one-sided) 전력 스펙트럼 밀도를 (power spectral density: PSD) 갖는 복소 덧셈꼴 백색 정규 잡음을 (additive white Gaussian noise: AWGN) 나타낸다. 수식 전개의 편의를 위해서 수신기와 수신 신호 간의 칩 동기화 및 수신기의 검사 단위를 한 칩 주기와 (T_c) 동일하게 설정하며, 부호 획득 과정 동안 데이터 변조는 없다고 ($d(t)=1$) 가정한다.

그림 1은 FO 검사 과정이 반영된 PN 부호 획득 시스템의 일반적인 구조를 나타낸다. 우선 수신 신호 $r(t)$는 발진기에서 발생된 n번째 셀에 대한 FO 추정치 $\hat{f}_{FO}^{(n)}$에 ($n=1,2,\cdots,U$, U는 FO의 검사 범위 내의 전체 셀의 수) 의해 보상된다. 보상된 신호는 비동기 상관기에 입력되어 수신기에서 발생된 PN 부호와 T 시간 동안 상관을 수행하여 x_n을 출력하고, x_n은 미리 정해진 문턱값과 비교된다. 만일 x_n이 문턱값을 넘는 경우, 부호 획득 과정은 종료

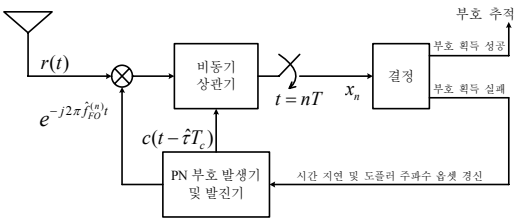

그림 1. FO 검사 과정이 반영된 PN 부호획득 시스템의 구조

www.dbpia.co.kr

되고 부호 추적 과정이 시작된다. 문턱값을 넘지 못하는 경우, 다음 순서의 부호 위상과 FO에 대해 부호 획득 과정이 반복된다.

Ⅲ. 제안한 기법

3.1 RFO의 영향

수신기에서 발생된 부호 위상이 $\hat{\tau}$일 때, $\hat{f}_{FO}^{(n)}$에 상응하는 상관값 x_n은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} x_n &= \left| \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} r(t) e^{-j2\pi \hat{f}_{FO}^{(n)} t} c(t-\hat{\tau} T_c) dt \right|^2 \\ &= | \sqrt{P} R_c((\tau-\hat{\tau}) T_c) sinc((f_{FO}-\hat{f}_{FO}^{(n)}) T) \\ &\quad \cdot e^{j(\pi(f_{FO}-\hat{f}_{FO}^{(n)}) T(2n-1)+\phi)} + w(n)|^2, \end{aligned} \tag{2}$$

여기에서, $R_c(\cdot)$는 PN 부호 $c(t)$의 부분 비주기 (partial aperiodic) 자기상관함수, $sinc(y) = \sin(\pi y)/(\pi y)$, $\{w_n\}_{n=1}^{U}$는 평균값 0 및 $\sigma_w^2 = N_0/T$의 분산을 갖는 서로 독립이며 분포가 같은 (independent and identically distributed: i.i.d.) 복소 AWGN이다. 잡음이 없고 동기가 완벽히 맞았을 때 ($\tau = \hat{\tau}$), 상관값 x_n은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x_n = Psinc^2((f_{FO}-\hat{f}_{FO}^{(n)}) T). \tag{3}$$

식 (3)에서 $f_{FO}-\hat{f}_{FO}^{(n)}$는 $(p+\delta)\Delta_f$로 다시 쓸 수 있으며, Δ_f는 셀 간격, p는 정수, $\delta \in [0,1)$는 셀 간격 Δ_f로 정규화된 RFO를 의미한다. 셀 간격은 보통 $\Delta_f = (2^k T)^{-1}$로 (k는 음수가 아닌 정수) 나타낸다[6]. 그림 2는 $\Delta_f = T^{-1}$인 경우, RFO가 존재할 때 ($\delta \neq 0$), 존재하지 않을 때의 ($\delta = 0$) 상관값 x_n을 보여주고 있으며, 가로축은 표본화 지점을 나타낸다. 그림에서 보는 바와 같이, $\delta \neq 0$일 때의 최대 상관값이 $\delta = 0$일 때에 비해 작은 것을 확인할 수 있다. 부호 획득 시 상관값을 문턱값과 비교하여 부호 획득 여부를 판단하기 때문에, $\delta \neq 0$일 때 동기가 맞았더라도 $\delta = 0$일 때에 비해 검파 확률이 낮아지게 된다.

3.2 제안한 알고리즘

그림 2에서 보는 바와 같이, $\delta = 0$일 때 단일 상관 첨두 (peak) 내의 신호 전력은, $\delta \neq 0$일 때 여러

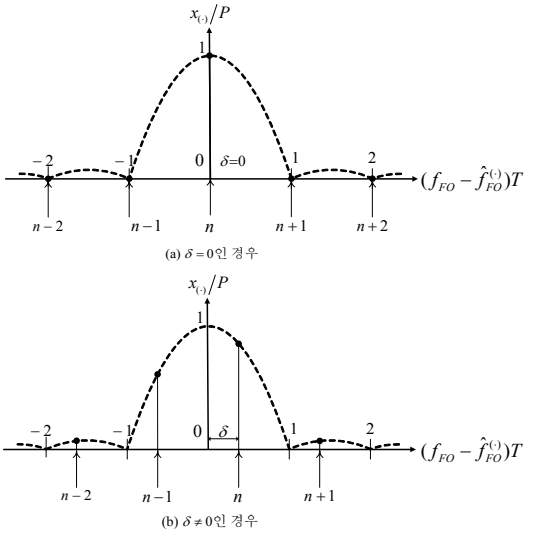

그림 2. 잡음이 없고 동기가 맞은 상황에서 $\Delta_f = T^{-1}$일 때의 상관값 (a) RFO가 없는 경우 ($\delta = 0$), (b) RFO가 있는 경우 ($\delta \neq 0$)

작은 상관 첨두로 나눠지나, 대부분의 신호 전력은 다음 두 첨두에 포함된다.

$$x_{n-1} = Psinc^2(1-\delta), \tag{4}$$

$$x_n = Psinc^2(\delta). \tag{5}$$

식 (4), (5)로부터 DCC 검파 기법을 이끌어 낼 수 있다. 만일 검파 과정 동안 두 개의 연속된 상관값의 합을 결정 변수로 사용한다면, RFO에 의해 나눠진 대부분의 신호 전력이 결합되는 것이기 때문에, 그림 1처럼 한 개의 상관값만 결정 변수로 사용할 때에 (이제까지의 검파 기법) 비해 효율적인 검파가 가능하다. 본 논문에서는 이러한 특징을 이용하여 두 개의 연속된 상관값의 합을 결정 변수로 사용하는 DCC 검파 기법을 제안한다.

DCC 검파 기법은 δ의 변화에 큰 관계없이 일정 신호 전력을 유지할 수 있기 때문에, 이제까지의 검파 기법에 비해 RFO에 대해서 더 강인하고 뛰어난 검파 성능을 제공할 수 있을 것으로 예상된다. 그림 3은 DCC 검파 기법을 적용한 부호 획득 시스템의 구조를 나타낸다. $\Delta_f < T^{-1}$일 때에는 식 (4)의 $1-\delta$를 $(1-\delta)T\Delta_f$로, 식 (5)의 δ를 $\delta T\Delta_f$로 각각 교체함으로써 비슷한 결과를 얻을 수 있다.

www.dbpia.co.kr

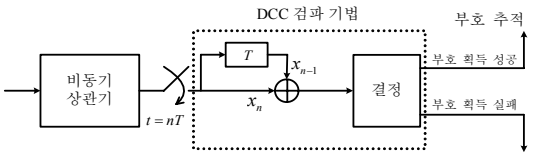

그림 3. DCC 검파 기법을 적용한 PN 부호 획득 시스템의 구조

이제까지의 연구들 중, 부분 칩 옵셋 문제에 대해 다룬 DCC 검파 기법과 비슷한 여러 기법들이 이미 소개된 바 있다. 그 중 대표적인 기법으로 두 개의 정합 필터 출력값을 차동 결합하여 (differential combining: DC) 사용하는 검파 기법이 칩 동기화 상황, 칩 비동기화 상황에서의 부호 획득 기법으로 각각 제안된 바 있다[8, 9]. DC 검파 기법은 부분 칩 옵셋 문제는 효율적으로 다룰 수 있으나, 본 논문에서 소개한 부분 주파수 옵셋 문제 해결에는 적합하지 않으며 이는 다음과 같이 설명 가능하다. DC 검파 기법을 이용하여 두 정합 필터 출력값을 얻었다고 가정하면, 식 (2)와 그림 2로부터, 동기가 맞은 상황에 해당하는 x_{n-1}, x_n은 각각 $Psinc(2-\delta)sinc(1-\delta)$, $Psinc(1-\delta)sinc(\delta)$가 된다. 이 경우 δ가 0 또는 1일 때, $Psinc(2-\delta)sinc(1-\delta)$, $Psinc(1-\delta)sinc(\delta)$ 두 값 모두 0이 됨을 알 수 있다. 또한 그림 4를 통해서, $P\{\alpha sinc(2-\delta)sinc(1-\delta)+\beta sinc(1-\delta) \cdot sinc(\delta)\}$처럼 ($|\alpha| \le 1$, $|\beta| \le 1$) DC 검파 기법의 두 출력값을 어떤 방식으로 결합시키더라도 DCC 검파 기법의 출력값 $P\{sinc^2(1-\delta)+sinc^2(\delta)\}$보다 작음을 알 수 있다. 이러한 사실로부터, 부분 주파수 옵셋 문제를 해결하기위해 DC 검파 기법의 출력값을 개별적으로 또는 어떤 방식으로 결합하여 검파에 이용하더라도 DCC 검파 기법에 비해 성능이 떨어진다는 것을 알 수 있다. 이는 DC 기반 검파 기법이 DCC 검파 기법과 비교할 때, δ의 변화에 대해서 일정한 신호 전력을 유지할 수 없기 때문이다.

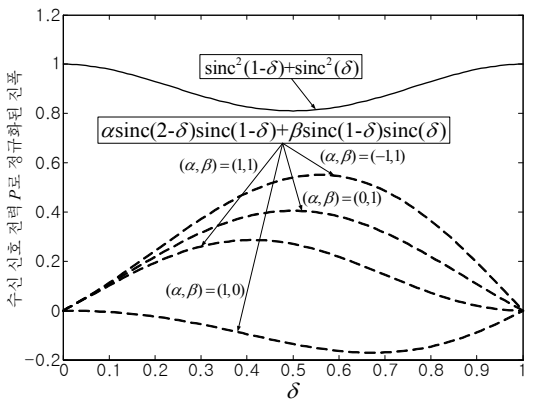

그림 4. DCC 검파 기법 및 DC 기반 검파 기법들의 진폭 비교

부분 칩 옵셋 문제를 다룬 또 다른 기법으로, [10]에서 제안된 기법 2가 있다. 이 기법은 부분 샘플링을 통해 얻은 두 샘플의 합을 이용하는 기법으로, DCC 검파 기법과 유사하며, 부분 주파수 옵셋 문제 해결을 위해 사용할 수 있다. 그러나 [10]의 기법 2는 두 샘플의 합을 구하기 이전에 부분 샘플링을 필요로 하므로 동기화에 걸리는 시간이 증가하게 된다. 반면, DCC 검파 기법은 셀 간격의 감소를 필요로 하지 않으므로 동기화 시간의 증가 없이 좋은 검파 성능을 제공할 수 있다.

Ⅳ. 성능 분석

이 장에서는 DCC 검파 기법과 이제까지의 검파 기법의 검파 확률, 오경보 확률을 유도한다. 확률을 유도하기에 앞서 상관 시간 T는 칩 주기 T_c에 비해 충분히 길다고 가정한다. 따라서 수신 신호의 PN 부호와 수신기에서 발생한 PN 부호 간의 동기가 맞지 않았을 경우의 상관값을 0으로 둘 수 있다.

4.1 검파 확률

식 (2)로부터, 동기가 맞았을 때 상관값 x_n이 자유도 2의 비중심 카이 제곱 분포를 갖는 것을 알 수 있다. 따라서 DCC 검파 기법의 결정 변수 $y_n = x_n + x_{n-1}$은 동기가 맞았을 때 자유도 4의 비중심 카이 제곱 분포를 갖는다. 부호 획득이 완료될 때까지 수신기에서 PN 부호가 반복적으로 생성되므로 $x_0 = x_U$으로 둘 수 있으며, x_n과 y_n의 확률 밀도 함수 (probability density function: PDF) $f^1_{x_n}(x)$, $f^1_{y_n}(y)$은 다음과 같이 주어진다.

$$f^1_{x_n}(x) = e^{-(x+s_n)} I_0(2\sqrt{s_n x}), \tag{6}$$

$$f^1_{y_n}(y) = \sqrt{\frac{y}{s_n + s_{n-1}}}\, e^{-(y+s_n+s_{n-1})} \cdot I_1(2\sqrt{(s_n+s_{n-1})y}), \tag{7}$$

www.dbpia.co.kr

식 (6), (7)은 σ_w^2로 정규화된 결과이며, $s_n = PTN_0^{-1}\mathrm{sinc}^2((f_{FO}-\hat{f}_{FO}^{(n)})T)$, $s_0 = s_U$, $I_l(u)$는 l차 수정된 1종 베셀 함수로서 다음과 같이 쓸 수 있다[11].

$$I_l(u) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(u/2)^{l+2m}}{m!\Gamma(l+m+1)}, \tag{8}$$

여기에서 $\Gamma(\bullet)$는 감마 함수이다.

부호 획득 과정에서 검파는 수신 신호의 PN 부호와 수신기에서 발생된 PN 부호의 동기가 맞은 상황에서 검파기의 결정 변수가 주어진 문턱값을 넘는 경우로 정의된다. 동기가 맞은 상황에서 부분 주파수 옵셋 문제 해결을 위한 U개의 셀에 해당하는 U개의 결정 변수를 고려하면, 검파 확률은 U개의 결정 변수 중 어느 하나가 문턱값을 넘는 확률과 같다. 따라서 DCC 검파 기법과 이제까지의 검파 기법의 검파 확률 P_D^p, P_D^c는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$P_D^p = 1-\Pr\{y_1 < \eta_p, y_2 < \eta_p, \cdots, y_U < \eta_p | \tau = \hat{\tau}\}, \tag{9}$$

$$\begin{aligned} P_D^c &= 1-\Pr\{x_1 < \eta_c, x_2 < \eta_c, \cdots, x_U < \eta_c | \tau = \hat{\tau}\} \\ &= 1-\prod_{n=1}^{U}\left[\int_0^{\eta_c} f_{x_n}^1(x)dx\right] \\ &= 1-\prod_{n=1}^{U}\left[1-Q\left(\sqrt{2s_n}, \sqrt{2\eta_c}\right)\right], \end{aligned} \tag{10}$$

여기에서 η_p와 η_c는 각각 DCC 검파 기법, 이제까지의 검파 기법의 문턱값을 의미한다. $Q(\bullet)$는 Marcums Q 함수이며 다음과 같이 주어진다[12].

$$Q(a,b) = \int_b^{\infty} ue^{-(u^2+a^2)/2} I_0(au)du. \tag{11}$$

두 인접한 결정 변수간은 독립이 아니기 때문에, P_D^p는 닫힌 꼴로 표현하기가 매우 어렵다. 따라서 본 논문에서는 몬테카를로 방법을 이용하여 P_D^p를 구한다.

4.2 오경보 확률

오경보 확률은 동기가 맞지 않은 상황에서 U개의 결정 변수 중 어느 하나가 문턱값을 넘는 확률과 같다. 동기가 맞지 않았을 때, 결정 변수 x_n과 y_n은 각각 자유도 2, 4의 중심 카이 제곱 분포를 가지며, σ_w^2로 정규화된 각각의 PDF $f_{x_n}^0(x)$, $f_{y_n}^0(y)$은 다음과 같이 구할 수 있다.

동기가 맞지 않았을 때 $s_n = 0$이므로, 식 (6) 및 (8)로부터

$$f_{x_n}^0(x) = e^{-x} \tag{12}$$

를 구할 수 있으며, 또한 $s_n + s_{n-1}$이 0으로 수렴할 때 식 (7) 안의 수식

$$\begin{aligned} &\frac{\sqrt{y}\, I_1(2\sqrt{(s_n+s_{n-1})y})}{\sqrt{s_n+s_{n-1}}} \\ &= \sqrt{\frac{y}{s_n+s_{n-1}}}\left\{\sqrt{(s_n+s_{n-1})y} + \frac{(s_n+s_{n-1})y}{2} + \cdots\right\} \\ &\to y \end{aligned} \tag{13}$$

가 되므로, $f_{y_n}^0(y)$는 다음과 같이 구해진다.

$$f_{y_n}^0(y) = ye^{-y}. \tag{14}$$

따라서 DCC 검파 기법과 이제까지의 검파 기법의 오경보 확률 P_{FA}^p, P_{FA}^c는 다음과 같다.

$$P_{FA}^p = 1-\Pr\{y_1 < \eta_p, y_2 < \eta_p, \cdots, y_U < \eta_p | \tau \neq \hat{\tau}\} \tag{15}$$

$$\begin{aligned} P_{FA}^c &= 1-\Pr\{x_1 < \eta_c, x_2 < \eta_c, \cdots, x_U < \eta_c | \tau \neq \hat{\tau}\} \\ &= 1-\prod_{n=1}^{U}\left[\int_0^{\eta_c} f_{x_n}^0(x)dx\right] \\ &= 1-\left[1-e^{-\eta_c}\right]^U. \end{aligned} \tag{16}$$

식 (15)는 식 (10)과 마찬가지로 몬테카를로 방법을 이용하여 구해지며, 문턱값 η_p와 η_c는 각각 식 (15), (16)에 따라 정해진다.

www.dbpia.co.kr

V. 성능 평가

성능을 구하기에 앞서, 파라미터는 다음과 같이 정한다. 근원다항식 $1+z+z^{15}$를 이용하여 생성한 PN 부호를 (부호 주기 $L=32767$칩) 사용하며, 칩률은 (chip rate) 1MHz, FO의 범위는 ± 10kHz, $T=1000\,T_c$, $P_{FA}^n=P_{FA}^c=10^{-2}$로 정하였다. Δ_f는 T^{-1}과 $(2T)^{-1}$에 대해 성능을 구하였으며, 이는 각각 $\Delta_f=1$kHz이고 $U=21$인 경우, $\Delta_f=500$Hz이고 $U=41$인 경우를 나타낸다. 몬테카를로 방법을 위해 10^7개 표본을 사용하였으며, 또한 상관값 검사를 위해서 two-dwell 시스템을, 부호 획득 판단 여부를 검증하기 위해서 [13]에서 제안된 부합 검파기를 (coincidence detector: CD) 사용하였다. CD는 A번 검사하여 최소 B번 이상 문턱값을 넘겨야 부호 획득이 되었다고 판단하며, 본 논문에서는 [13]에서와 같이 $A=4$, $B=2$로 설정하였다.

성능 평가를 위한 기준으로는 MTTS를 사용하며, MTTS는 [14]의 흐름도 방법을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_M=\frac{2-P_DP_{D1}}{2P_DP_{D1}}\left[1+AP_{FA}+JP_{FA}P_{FA1}\right]LT_c \tag{17}$$

여기에서 J는 오경보 때문에 발생하는 페널티 시간으로, 본 성능 평가에서는 10^4칩으로 설정하였다. 또한 P_{D1}과 P_{FA1}은 각각 검증 과정에서의 검파 확률과 오경보 확률로, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{D1}=\sum_{n=B}^{A}\binom{A}{n}P_D^n(1-P_D)^{A-n}, \tag{18}$$

$$P_{FA1}=\sum_{n=B}^{A}\binom{A}{n}P_{FA}^n(1-P_{FA})^{A-n}, \tag{19}$$

여기에서 $\binom{A}{n}$은 이항계수 연산이다.

그림 5는 $\Delta_f=T^{-1}$일 때, $\delta=0$과 (최상: n 지점에서의 상관값이 가장 큰 경우) $\delta=0.5$인 (최하: n 지점에서의 상관값이 가장 작은 경우) 경우에 대해 DCC 검파 기법과 이제까지의 검파 기법의 MTTS를 보여주고 있다. 칩당 신호대잡음비는 PT_c/N_0으로 정

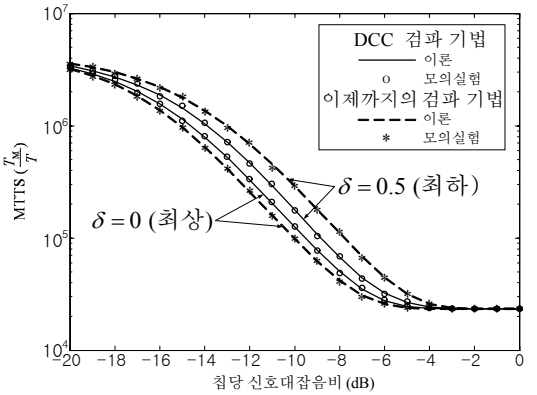

그림 5. $\Delta_f=T^{-1}$인 경우, DCC 검파 기법과 기존 검파 기법의 MTTS 성능

의된다. $\delta=0$인 경우, 신호 전력은 한 개의 상관 첨두에 집중된다. 따라서 두 개의 연속된 상관값의 합은 (DCC 검파 기법) 상관 첨두 내의 잡음 분산만을 증가시키게 되며, 결과적으로 이제까지의 검파 기법에 비해 약간의 성능 저하를 갖게 된다. 반면 $\delta=0.5$인 경우, 신호 전력의 대부분은 두 개의 상관 첨두에 집중된다 (각 상관 첨두 당 약 $sinc^2(0.5)\approx 0.405$의 정규화된 신호 전력을 포함함). DCC 검파 기법은 두 개의 연속된 상관값을 결합하여 검파에 이용하므로, 한 개의 상관값만을 검파에 이용하는 이제까지의 검파 기법에 비해 뛰어난 검파 능력을 가지며, 결과적으로 이제까지의 검파 기법에 비해 더 좋은 MTTS 성능을 보인다. 그림 5에서 볼 수 있는 또 다른 중요한 점은, DCC 검파 기법은 이제까지의 검파 기법에 비해 δ의 변화에 대해 강인하다는 것이다. 이는 3장에서 언급한 바와 마찬가지로, DCC 검파 기법이 두 개의 연속된 상관값의 결합을 통해서 δ의 변화에 관계없이 일정한 신호 전력을 유지할 수 있기 때문이다.

그림 6은 $\Delta_f=(2T)^{-1}$일 때, $\delta=0$과 (최상) $\delta=0.5$인 (최하) 경우에 대해 DCC 검파 기법과 이제까지의 검파 기법의 MTTS를 보여주고 있다. $\Delta_f=T^{-1}$일 때와는 달리, $\delta=0$인 경우에도 DCC 검파 기법이 이제까지의 검파 기법보다 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 이는 다음과 같이 설명할 수 있다. $\delta=0$인 경우, 셀 간격이 절반으로 줄었기 때문에 (검사 범위는 두 배로 늘어남), 그림 2. (a)의 $\{\cdots,n-0.5,n+0.5,\ldots\}$와 같은 중간 지점에서도 상관 첨두가 발생하게 된다. 따라서 DCC 검파 기법은 주 첨두의 신호 전력과 중간 지점의 첨

www.dbpia.co.kr

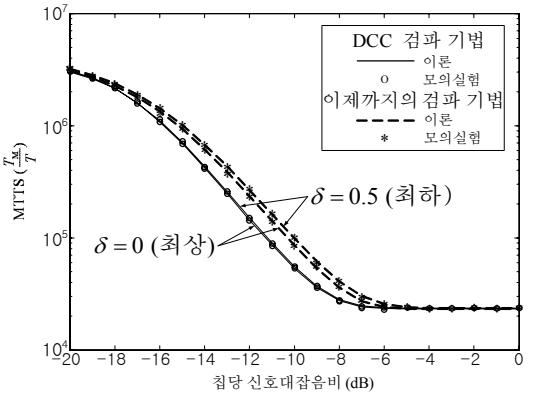

그림 6. $\Delta_f = (2T)^{-1}$인 경우, DCC 검파 기법과 기존 검파 기법의 MTTS 성능

두 전력이 합쳐진 더 강한 신호 전력을 갖는 결정 변수를 사용하기 때문에 이제까지의 검파 기법에 비해 좋은 성능을 갖게 된다. $\delta = 0.5$인 경우, 두 상관 첨두가 포함하는 신호 전력은 각각 $sinc^2(0.25) \approx 0.811$이 된다. 따라서 $\Delta_f = T^{-1}$일 때에 비해 두 첨두는 더 큰 전력을 가지므로 (0.811 대 0.405) $\delta = 0.5$인 경우 DCC 검파 기법, 이제까지의 검파 기법 모두 $\delta = 0$인 경우와 거의 비슷한 성능을 보인다.

그림 7은 δ의 변화에 따른 DCC 검파 기법과 이제까지의 검파 기법의 평균 MTTS인 $E_\delta\{T_M/T\}$ 성능을 보여주고 있다. δ는 10^7개의 표본을 $[0,1)$의 범위에서 균일한 분포로 생성하여 사용하였다. 그림에서 보는 바와 같이, DCC 검파 기법이 이제까지의 검파 기법에 비해 $\Delta_f = T^{-1}$일 때, $\Delta_f = (2T)^{-1}$일 때 각각 0.8dB, 1.2dB의 성능 이득을 갖는 것을 볼 수 있다.

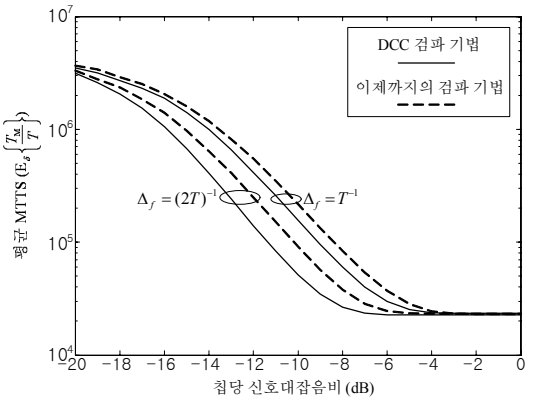

그림 7. δ가 $[0,1)$에서 균일한 분포를 가질 때, DCC 검파 기법과 기존 검파 기법의 평균 MTTS 성능

요약하자면, 이제까지의 검파 기법에서는 RFO로 인해 분리된 신호 전력을 갖는 상관값을 개별적으로 사용하는 반면, DCC 검파 기법에서는 상관값을 결합하여 사용한다. 따라서 DCC 검파 기법은 분리된 신호 전력을 효율적으로 사용함으로써 검파 과정 동안 더 많은 신호 전력을 이용하는 셈이 되며, 결과적으로 이제까지의 검파 기법에 비해 좋은 성능을 제공할 수 있다.

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 RFO가 존재할 때 SS 부호 획득을 위한 새로운 검파 기법인 DCC 검파 기법을 제안하였다. 기법을 제안하기에 앞서, 우선 RFO가 SS 부호 획득에 미치는 영향에 대해 연구하였으며, 이어서 하드웨어 복잡도나 부호 획득 시간의 증가 없이 RFO가 부호 획득의 성능에 미치는 영향을 완화시킬 수 있는 DCC 검파 기법을 제안하였다. DCC 검파 기법은 두 개의 연속된 상관값의 합을 결정 변수로 이용하며, 이 결정 변수를 이용함으로서 셀 간격의 감소 없이 RFO 때문에 발생하는 상관값의 감소를 보상할 수 있다.

또한, 본 논문에서는 DCC 검파 기법 및 이제까지의 검파 기법의 MTTS 성능에 사용될 검파 및 오경보 확률을 유도하였으며, DCC 검파 기법의 MTTS 성능은 이제까지의 검파 기법의 MTTS 성능과 비교하여 분석 및 토의되었다. 성능 평가를 통해 DCC 검파 기법이 이제까지의 검파 기법에 비해 셀 간격의 변화에 관계없이 좋은 성능을 가지며, 또한 RFO의 변화에 대해 강인한 성능을 보이는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

〔1〕 Y. Matsumoto, M. Takeuchi, K. Fujii, A. Sugiura, and Y. Yamanaka, “Performance analysis of interference problems involving DS-SS WLAN systems and microwave ovens,” *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 47, pp. 45-53, Feb. 2005.

〔2〕 정다해, 이병윤, 김상훈, 정영빈, 송익호, 윤석호, “CDMA 시스템에서 부호 획득을 위한 위상 변이 네트워크 기반의 차동 순차 추정 기법,” *한국통신학회논문지*, 32권, 281-289쪽, 2007년 3월.

www.dbpia.co.kr

〔3〕 F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communication systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, pp. 56-69, Sep. 1998.
〔4〕 H. You, J. L. Garrison, G. Heckler, and V. U. Zavorotny, "Stochastic voltage model and experimental measurement of ocean-scattered GPS signal statistics," *IEEE Trans. Geosc., Remote Sensing*, vol. 42, pp. 2160-2169, Oct. 2004.
〔5〕 A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication.* Reading, MA: Addison-Wesley, 1995.
〔6〕 U. Cheng, W. J. Hurd, and J. I. Statman, "Spread-spectrum code acquisition in the presence of Doppler and data modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, pp. 241-250, Feb. 1990.
〔7〕 G. Jeong, "Parallel frequency and code acquisition based on Walsh-Hadamard transform in DS-CDMA," *in Proc. IEEE VTC*, Tokyo, Japan, pp. 1135-1139, May 2000.
〔8〕 J.-C. Lin, "Differentially coherent PN code acquisition with full-period correlation in chip-synchronous DS/SS receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 698-702, May 2002.
〔9〕 J.-C. Lin, "Differentially coherent PN code acquisition based on a matched filter for chip-asynchronous DS/SS communications," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 51, pp. 1596-1599, Nov. 2002.
〔10〕 J.-C. Lin, "Noncoherent sequential PN code acquisition using sliding correlation for chip-asynchronous direct-sequence spread-spectrum communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 664-676, Apr. 2002.
〔11〕 J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York, NY: MC Graw-Hill, 2001.
〔12〕 A. D. Whalen, *Detection of signals in noise*. New York, NY: Academic, 1971.
〔13〕 A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-parts I & II," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, pp. 542-560, May 1984.
〔14〕 J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, pp. 778-784, Aug. 1977.

정 다 해 (Dahae Chong) 준회원

2006년 2월: 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2008년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 공학석사
2008년 3월~현재: 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정
<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호 처리

이 영 윤 (Youngyoon Lee) 준회원

2007년 2월: 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2007년 3월~현재: 성균관대학교 휴대폰학과 공학석사
2009년 3월~현재: 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정
2008년 7월 성균관대학교 우수논문상 받음
<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호 처리

윤 태 웅 (Taeung Yoon) 준회원

2008년 2월 성균관대학교정보통신공학부 공학사
2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정
2008년 11월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 대상 수상
<관심분야> 통신 이론, 통계학적 신호처리, MIMO, 협력 통신

www.dbpia.co.kr

이 영 포(Youngpo Lee) 준회원

2008년 2월: 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2008년 3월~현재: 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정

2008년 11월 한국통신학회 하계종합학술발표회 우수논문상 받음

<관심분야> 통신 이론, 무선 통신, 통계학적 신호처리

이 명 수(Myungsoo Lee) 준회원

2008년 2월: 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2009년 3월~현재: 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정

<관심분야> 통계학적 신호처리, 추정 및 검파, 이동통신

윤 석 호(Seokho Yoon) 종신회원

1997년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학사 (최우등)

1999년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사

2002년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사

2002년 4월~2002년 6월: MIT 박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월: 하버드대학교 박사후 연구원

2003년 3월~현재: 성균관대학교 정보통신공학부 전임 강사, 조교수, 부교수

2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 받음

2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재

2007년 IEEE 준석학회원

2008년 Marquis Who's Who in World에 등재

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호처리

www.dbpia.co.kr