

# 나머지 도플러 주파수 오프셋이 있는 대역확산 시스템에서 새로운 검파기법

학생회원 유 승 수\*, 종신회원 김 선 용\*, 송 익 호\*\*

## A Novel Detection Scheme for Reducing the Effect of Residual Doppler Frequency Offset in Spread Spectrum Systems

Seungsoo Yoo\* *Student Member*, Sun Yong Kim\*, Ickho Song\*\* *Lifelong Members*

### 요 약

대역확산 시스템에서 나머지 도플러 주파수 오프셋이 (residual Doppler frequency offset, RDFO) 있으면 부호 동기가 정확히 맞을 때에도 표본화된 최고 상관값은 실제 상관값의 꼭지값보다 낮다. 이로 말미암아 기존 단일 주파수 셀 (single frequency cell, SFC) 검파기법의 성능은 떨어진다. 이 논문에서는 RDFO가 있을 때 실제 꼭지값 근처에 상관값이 큰 여러 표본이 존재하는 것에 착안하여 새로운 탐색기법을 제안한다. 이를 위해 먼저 대역 확산 시스템에서 RDFO가 성능을 떨어뜨리는지 분석한다. 그 뒤, 기존 기법과 제안한 기법의 검파확률과 오경보 확률을 얻고, 모의실험을 수행하여 RDFO가 있을 때 제안한 기법이 기존 기법보다 성능이 뛰어나음을 보인다.

**Key Words** : Spread Spectrum, Code Acquisition, Residual Doppler Frequency Offset, JMFC

### ABSTRACT

In this paper, a novel detection method called the joint multiple frequency cell (JMFC) detection is addressed for spread spectrum code acquisition in the presence of residual Doppler frequency offset (RDFO). When the RDFO exists, the correlation peak used for detection during the acquisition process is split into several lower neighboring peaks, resulting in severe degradation in the detection performance, and consequently, in the overall acquisition performance. In the JMFC detection, a decision variable for detection is formed by combining several consecutive correlator outputs, so that the reduction in the correlation value due to the RDFO can be alleviated. Numerical results show that the proposed scheme can offer better detection performance over the conventional scheme based on the cell-by-cell detection.

### I. 서 론

대역확산(spread spectrum) 기법은 위성 항법 시스템(global navigation satellite system), CDMA2000 (code division multiple access), WLAN(wireless local area network) 등 많은 무선 통신 시스템에서 활용하고 있으며, MC-CDMA와 (multi carrier-CDMA)

같은 차세대 이동통신 시스템의 핵심 기술 가운데 하나로 연구되고 있다<sup>[1]</sup>.

대역확산 확산 기법을 사용하는 수신기는 데이터의 복조를 위해 송신기에서 사용한 의사잡음 (pseudo noise, PN) 부호와 수신기에서 생성한 의사잡음 부호 사이의 동기 시점을 찾고 정확한 동기시점을 유지해야 한다<sup>[2]</sup>. 일반적으로 동기화 과정은

※ 이 연구는 한국학술진흥재단 2004년도 선도연구자지원 과제의 지원으로 수행되었습니다.

\* 건국대학교 전자정보통신공학부 (kimsy@konkuk.ac.kr), \*\* 한국과학기술대학교 전자전산학과

논문번호 : KICS2006-05-213, 접수일자 : 2006년 5월 2일, 최종논문접수일자 : 2006년 6월 16일

의사잡음 부호 사이의 동기 시점을 찾는 획득(acquisition) 과정과 정확한 동기시점을 유지하는 추적(tracking) 과정으로 구분할 수 있다. 이 논문은 획득 과정을 다룬다.

MC-CDMA와 같은 차세대 이동통신 시스템에서는 CDMA2000, WLAN 등에서보다 더 빠른 이동 환경에서 더 많은 데이터를 전송해야 한다<sup>11</sup>. 이때 빠른 이동 환경은 큰 도플러 주파수 오프셋을(Doppler frequency offset, DFO) 일으키며, 수신기에서 미처 보정이 이루어지지 못한 나머지 DFO는(residual DFO, RDFO) 상관값에 크기를 줄여 동기화 성능을 떨어뜨린다<sup>3, 4</sup>.

이를 해결하기 위해 [4, 5]에서와 같이 여러 가지 방법이 제안되었다. 그러나, 단일 주파수 셀(single frequency cell, SFC) 탐색 기법을 바탕으로 하는 획득 기법은 DFO 탐색 단위를 조밀하게 설계하지 않으면 RDFO로 말미암아 검파 성능이 떨어진다. 또 다른 방법 가운데 하나로 참고문헌 [6] 등과 같은 고속 푸리에 변환에(fast Fourier transform) 기반한 방법도 제안되었으나, 이 방식은 부호 획득 시간이 길고 시스템이 복잡하다.

이 논문에서는 RDFO가 있을 때 실제 꼭지값 근처에 상관값이 큰 여러 표본이 있는 점에 착안하여 새로운 탐색기법을 제안한다. 이를 위해 먼저 대역 확산 시스템에서 RDFO가 어떻게 성능을 떨어뜨리는지 분석한다. 그리고 기존 기법과 제안한 기법의 검파확률과 오경보확률을 유도하고, 모의실험을 수행하여 RDFO가 있을 때 제안한 기법이 기존 기법보다 성능이 뛰어난 것을 보인다.

## II. RDFO가 부호 획득 성능에 미치는 영향

일반적인 직접 수열 대역 확산 시스템에서 수신된 신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{P}e^{j(2\pi f_d t + \phi)}c(t - \tau T_C)d(t - \tau T_C) + w(t), \quad (1)$$

여기서  $P$ 는 수신신호의 전력,  $f_d$ 는 DFO,  $\phi$ 는  $[0, 2\pi)$ 에 고르게 퍼져 있는 반송파의 위상,  $c(t)$ 는 아래 (2)와 같은 의사잡음 신호,  $\tau$ 는 칩 주기가  $T_C$ 인 갖는 정규화된 의사잡음 부호의 위상,  $d(t)$ 는 데이터의 파형,  $w(t)$ 는 평균 0과 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density)  $N_0$ 를 갖는 덧셈꼴 흰 빛 정규 잡음을(additive white Gaussian noise, AWGN) 뜻한다.

$$c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i \cdot p_{T_C}(t - iT_C), \quad (2)$$

여기서  $c_i \in \{-1, +1\}$ 는 주기가  $L$ 인 의사잡음 부호의  $i$ 째 칩이며,  $p_{T_C}(t)$ 는  $u(t) - u(t - T_C)$ 인 단위 네모(unit rectangular) 의사잡음 부호 파형이고,  $u(t)$ 는  $t < 0$ 에서는 0,  $t \geq 0$ 에서는 1인 단위 계단 신호이다.

이 논문에서는 부호 동기화를 위한 검색 단위는 한 칩 크기이며, 부호 획득을 위한 프리앰블이 존재해 부호 획득 과정 동안에는 데이터 변경이 일어나지 않는다고 가정한다. 곧,  $d(t) = 1$ .

그림 1은 DFO가 있는 의사잡음 부호 획득 시스템의 대표적인 열개이다. 먼저  $r(t)$ 는 발진기에서 발생한  $n$ 째 셀의 탐색 도플러 주파수에 의해 보상된다. 이때,  $n = 1, 2, \dots, U$ 이며,  $U$ 는 불확실한 영역에서의 탐색을 수행하는 DFO를 포함한 전체 셀의 수이다. 보상된 수신 신호는 비동기 상관기에 입력되어 수신기에서 발생한 의사잡음 부호와 상관을 수행하고, 이를  $T$ 시간 적산한 다음 상관값  $x_n$ 을 문턱 값과 비교해 부호 획득여부를 결정한다. 만일 상관기 출력 값이 문턱 값을 넘어선다면 동기화 과정은 추적 과정으로 진행되고, 그렇지 않다면 다음 순서의 부호 위상과 도플러 주파수 오프셋을 경신해  $n + 1$ 째 부호 획득과정을 다시 수행한다.

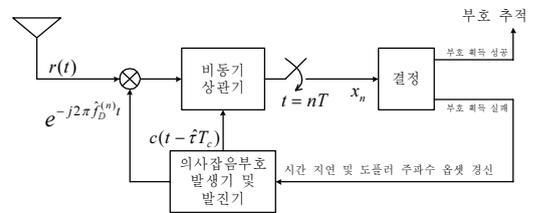


그림 1. DFO를 포함하고 있는 부호획득 시스템 구조

여기서 칩 주기  $T_C$ 로 정규화된 부호위상  $\hat{\tau}$ ,  $\hat{f}_D^{(n)}$ 에 반응하는 상관기 출력값  $x_n$ 은 식 (3)과 같다.

$$x_n = \left| \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} r(t)e^{-j2\pi f_D^{(n)}t}c(t - \hat{\tau}T_C)dt \right|^2 = |\sqrt{PR_C}((\tau - \hat{\tau})T_C)\text{sinc}((f_D - \hat{f}_D^{(n)})T) \cdot e^{j(\pi(f_D - \hat{f}_D^{(n)})T(2n-1)\phi)} + w_n|^2 \quad (3)$$

여기서  $R_C(\cdot)$ 는 의사잡음 부호  $c(t)$ 의 상관 함수,  $\text{sinc}(y) = \sin(\pi y)/\pi y$ ,  $\{w_n\}_{n=1}^U$ 는 평균값

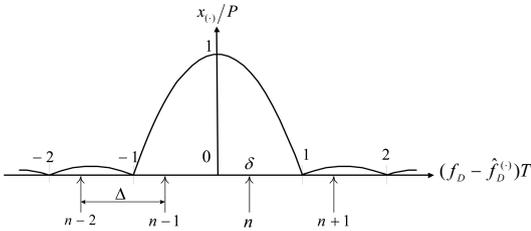


그림 2.  $\Delta f = T^{-1}$ 일 때, 잡음을 무시한 RDFO가 존재하는 상관값

0, 분산  $\sigma_w^2 = N_0 T^{-1}$ 을 갖고 서로 독립이며 분포가 같은 (independent and identically distributed, iid) 복소 정규 확률 변수이다. 잡음이 없고 부호 동기화가 달성됐을 때 ( $\tau = \hat{\tau}$ ) 상관값  $x_n$ 은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$x_n = P \text{sinc}^2((f_D - f_D^{(n)})T), \quad (4)$$

여기서  $(f_D - f_D^{(n)}) = \Delta f(p - \delta)$ 로 쓸 수 있으며,  $\Delta f$ 는 셀 간격을 의미한다.  $p$ 는 정수이고,  $\delta \in [0, 1)$ 은 셀 간격  $\Delta f$ 에 정규화 되어 있는 RDFO를 의미한다. 셀 간격은 보통  $k = 0, 1, 2, \dots$ 일 때,  $\Delta f = (2^k T)^{-1}$ 의 꼴로 표현된다. 상관기 출력 값  $x_n$ 은  $\Delta f = T^{-1}$  일 때 그림 2와 같이 나타난다.

그림 2는 RDFO  $\delta \neq 0$ 일 때, 부호 동기화가 이루어진 때에도 상관값이 줄어드는 것을 보여준다. 그에 따라 검파확률은 낮아지게 된다. 곧, RDFO의 영향을 받아 부호 획득 성능이 떨어진다.

### III. 다중 주파수 셀 결합 검파 기법

앞 장에서 말한 바와 같이  $\delta \neq 0$ 인 때  $\tau = \hat{\tau}$ 이더라도 상관값이  $\delta = 0$ 인 때보다 낮다. 상관값 기반 신호 검파에 있어서 상관값의 감소는 해당 값의 신뢰도를 떨어뜨려 검파성능이 떨어지게 된다. 이를 해결하기 위해서는  $\delta \neq 0$ 인 때에도 높은 상관값을 갖도록 해야 한다. 그림 2에서 RFO를 탐색할 때 정규화된 도플러 탐색 구간  $\pm 1$  이내의 구간에서는 상관값이 크음을 확인할 수 있다. 그림에서와 같이  $(n-1)$ 과  $n$  탐색 시점의 상관 값  $x_{n-1}$ 과  $x_n$ 을 더해 함께 사용한다면  $x_n$ 만을 쓸 때보다 높은 상관값을 가질 수 있다. 이런 특징을 바탕으로 그림 3과 같은 구조의 두 셀을 고려하여 다중 주파수 셀

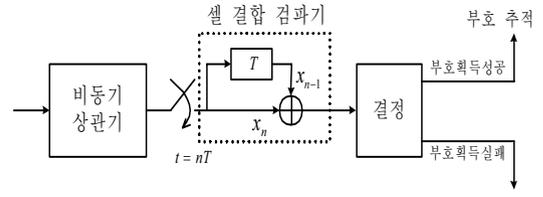


그림 3. 두 셀을 고려한 다중 주파수 셀 결합 검파기의 구조

결합 (joint multiple frequency cell, JMFC) 검파기법을 제안한다.

그림 3에서  $T$ 는  $nT$  간격의 단위 지연 (unit delay) 블록을 의미하며, 임의의 부호 동기를 기준으로 도플러 주파수 탐색 방향으로 탐색을 수행한다. 이때  $(n-1)$ 과  $n$  탐색 시점에서의 상관값  $x_{n-1}$ 과  $x_n$ 은 각각 식 (5), 식 (6)과 같다.

$$x_{n-1} = P \text{sinc}^2(1 - \delta), \quad (5)$$

$$x_n = P \text{sinc}^2(\delta). \quad (6)$$

임의의  $\Delta f < T^{-1}$ 에 대해서도 식 (5)에서는  $1 - \delta$ , 식 (6)에서는  $\delta$ 를 각각  $\Delta f T(1 - \delta)$ ,  $\Delta f T\delta$ 로 대체하여 비슷한 결과를 얻을 수 있다.

### IV. 성능 분석

이 장에서는 기존의 검파기법과 제안한 검파기법의 검파확률과 오경보확률에 대해 살펴본다.  $T \gg T_c$ 일 때 송신된 부호와 수신기에서 발생한 의사잡음 부호 사이의 상관값은  $\tau \neq \hat{\tau}$ 일 때 0으로 가정할 수 있다. 또한 앞 장에서 언급한 바와 같이 탐색 방향은 임의의 부호 동기를 기준으로 도플러 주파수 탐색방향으로 수행한다.

#### 4.1 검파확률

식 (3)으로부터 잡음을 평균 0, 분산이  $\sigma_w^2 = N_0 T^{-1}$ 이고 서로 독립이고 분포가 같은 복소 정규 확률 변수라 두면, SFC 검파에 의한 상관값  $x_n$ 과 및 두 셀을 고려한 다중 주파수 셀 결합 검파에 의한 상관값  $y_n = x_{n-1} + x_n$  각각의 비중심 카이 제곱 분포를 갖는 확률 밀도 함수  $f_{x_n}^1(x)$ 와  $f_{y_n}^1(y)$ 는 식 (7), 식 (8)과 같이 유도할 수 있다.

$$f_{x_n}^1(x) = e^{-(x+s_n)} I_0(2\sqrt{x s_n}), \quad (7)$$

$$f_{y_n}^1(y) = \sqrt{\frac{y}{s_{n-1}} + s_n} \cdot e^{(-y+s_{n-1}+s_n)} \cdot I_1(2\sqrt{y(s_{n-1} + s_n)}), \quad (8)$$

여기서  $s_n = PT \text{sinc}^2 \left( \frac{(f_D - f_D^{(n)})T}{N_0} \right)$ ,  $s_0 = s_U$ ,

$I_\alpha = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(u/2)^{\alpha+2k}}{k! \Gamma(\alpha+k+1)}$  이고,  $I_\alpha$ 는 수정된  $\alpha$ 차 베셀 함수이다.

부호획득 과정에서 검파는 수신 신호와 수신기에서 생성한 의사잡음 부호의 위상이 동기화되었을 때, 검정 통계량이 주어진 문턱 값을 넘어서는 것으로 정의한다. 검정통계량의 값이  $U$ 개이고  $\tau = \hat{\tau}$ 일 때 검파확률은  $U$ 개의 결정변수 중 임의의 결정 변수가 문턱 값보다 클 때의 확률이 된다. 기존 검파 기법과 두 개의 셀을 고려한 제안한 검파 기법의 검파확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_D^c &= 1 - Pr[x_1 < \eta_c, x_2 < \eta_c, \dots, x_U < \eta_c | \tau = \hat{\tau}] \\ &= 1 - \prod_{n=1}^U \left[ \int_0^{\eta_c} f_{x_n}^1(x) dx \right] \\ &= 1 - \prod_{n=1}^U [1 - Q(\sqrt{2s_n}, \sqrt{2\eta_c})], \end{aligned} \quad (9)$$

$$P_B^b = 1 - Pr[y_1 < \eta_p, y_2 < \eta_p, \dots, y_{U-1} < \eta_p | \tau = \hat{\tau}], \quad (10)$$

여기서,  $\eta_c$ 와  $\eta_p$ 는 기존의 기법과 제안된 기법의 문턱 값이고

$Q(a, b) = \int_b^{\infty} u e^{-(u^2+a^2)/2} I_0(au) du$ 는 Marcum의  $Q$ -함수이다. 따라서, (10)은 인접한 두 검정 통계량 사이의 상관관계 때문에 닫힌 형태로 표현할 수 없다. 그러므로 이 논문에서는 Monte-Carlo 모의실험을 통해  $P_D^c$ 와  $P_B^b$ 를 비교한다.

#### 4.2 오경보확률

오경보확률은  $U$ 개의 결정변수들이 송신된 부호와 수신기의 부호 위상이 동기화되지 않을 때 문턱 값을 넘어서는 사건의 확률로 정의한다. 동기화가 이루어지지 않으면, 검정통계량  $x_n$ 과  $y_n$ 는 각각 자

유도 2와 자유도 4를 가지고 중심 카이 제곱 분포를 가지며, 이때의 확률 밀도 함수  $f_{x_n}^0$ 과  $f_{y_n}^0$ 는 식 (11), 식 (12)와 같다.

$$f_{x_n}^0 = e^{-x}, \quad (11)$$

$$f_{y_n}^0 = y e^{-y}. \quad (12)$$

따라서 기존 검파기법과 제안한 검파기법의 오경보확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{FA}^c &= 1 - Pr[x_1 < \eta_c, x_2 < \eta_c, \dots, x_U < \eta_c | \tau \neq \hat{\tau}] \\ &= 1 - \prod_{n=1}^U \left[ \int_0^{\eta_c} f_{x_n}^0(x) dx \right] \\ &= 1 - [1 - e^{-\eta_c}]^U, \end{aligned} \quad (13)$$

$$P_{FA}^b = 1 - Pr[y_1 < \eta_p, y_2 < \eta_p, \dots, y_{U-1} < \eta_p | \tau \neq \hat{\tau}]. \quad (14)$$

식 (10)과 마찬가지로 식 (14) 또한 닫힌 형태로 표현할 수 없으며, 다음 절에서 Monte-Carlo 모의실험을 통해 그 성능을 비교할 것이다. 이때 문턱 값  $\eta_c$ 와  $\eta_p$ 는 각각의 오경보확률  $P_{FA}^c$ 와  $P_{FA}^b$ 에 따라 결정한다.

### V. 모의실험 및 분석

이 장은 기존 검파기법과 제안한 검파기법의 검파 성능을 Monte-Carlo 모의실험을 통해 확인하고 이를 분석한다. 모의실험 수행을 위한 매개변수는 표 1과 같이 설정하였다.

표 1. 모의실험 주요 매개변수

매개변수	값
의사 잡음 부호의 길이 ( $L$ )	32,768 chips ( $g(x) = x^{15} + x + 1$ )
부호율 ( $T_C^{-1}$ )	1 MHz
상관을 위한 적분 길이 ( $T$ )	1,000 $T_C$
도플러 주파수 탐색 범위	$\pm 10$ kHz
도플러 주파수 탐색 단위 ( $\Delta f$ )	
경우 A	$T^{-1}$ , 1 kHz, $U = 21$
경우 B	$(2T)^{-1}$ , 500 Hz, $U = 41$
오경보확률 ( $P_{FA}^c, P_{FA}^b$ )	$10^{-2}$
표본 수	$10^7$

표 1을 바탕으로 각 경우에 대한 모의실험 결과는 그림 4, 그림 5와 같다. 각 모의실험에서  $\delta \in \{0, 0.5\}$ 로 설정했다.

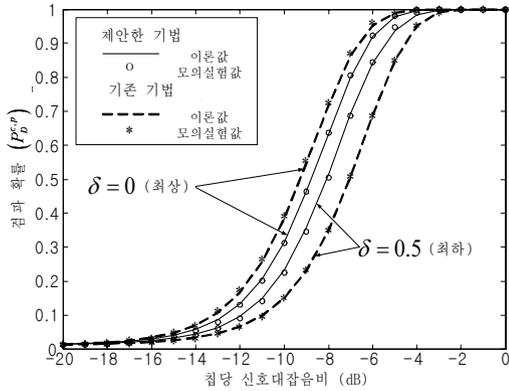


그림 4.  $\Delta f = T^{-1}$ 일 때 기존과 제안한 기법의 검파확률

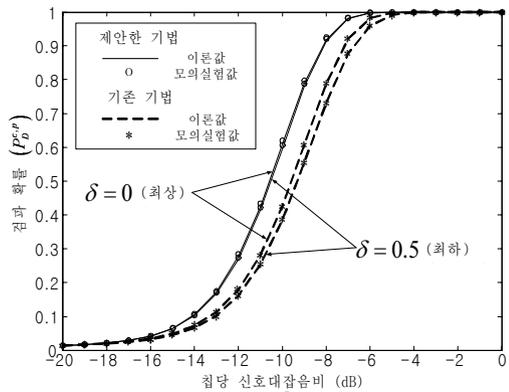


그림 5.  $\Delta f = (2T)^{-1}$ 일 때 기존과 제안한 기법의 검파확률

먼저  $\tau = \hat{\tau}$ 이고 ‘경우 A:  $\Delta f = T^{-1}$ ’일 때, 주파수 축의 상관값과 탐색 시점은 그림 2와 같다. 이때,  $\delta = 0$ 인 경우 (탐색시점과 상관값의 꼭지값이 정확히 일치하는 경우)  $n$  탐색시점이 상관값의 꼭지값에 위치할 때  $x_{n-1}$ 과  $x_{n+1}$ 은 잡음 만 존재한다. 기존 검파기법의 경우  $n$  시점에서 상관전력과 이때의 잡음만으로 결정을 수행하는 반면, 제안한 검파기법의 경우  $(n-1)$ 과  $n$  시점, 곧  $n$  탐색시점의 상관전력과 이 때의 잡음, 그리고  $(n-1)$  시점의 잡음이 더해진 값으로 결정을 수행한다. 따라서 제안한 검파기법은 일반 검파기법에 비해 상관전력의 증가 없이 잡음의 분산만 커지기 때문에 그림 4의 ‘ $\delta = 0$ ’ 결과와 같이 다소 낮은 검파확률을 갖는다.

반면,  $\delta = 0.5$ 인 경우  $n$  탐색시점이 정규화된 주파수 탐색 시점의 0.5에 위치한다고 할 때, 상관전력은  $(n-1)$ 과  $n$  탐색시점에서 나타난다. 이때, 기존의 검파기법은  $n$  상관시점에서 상관전력과 이때의 잡음만으로 결정을 수행하는 것에 비해, 제안한 검파 기법은  $(n-1)$ 과  $n$  상관시점에서 상관전력과 잡음을 더해 결정을 수행하게 된다. 물론 앞서 언급한 바와 같이 두 탐색 셀의 잡음 성분이 더해져서 잡음의 분산은 증가하지만 잡음 증가에 비해 더 큰 상관전력이 더해지기 때문에 결국 전체적인 상관전력이 증가하게 되어 그림 4의  $\delta = 0.5$ 의 결과와 같이 기존 검파기법보다 높은 검파확률을 갖게 된다.

또한, 그림 4에서 ‘ $\delta = 0$ ’, ‘ $\delta = 0.5$ ’일 때의 검파성능의 편차를 보면 기존 기법의 성능 차에 비해 제안한 기법의 성능 차가 더욱 작은 것을 확인할 수 있다. 이로써 제안한 기법이 기존 기법에 비해 주파수 오프셋에 더욱 강인한 특성을 갖고 있음을 확인할 수 있다.

그러나 ‘경우 B:  $\Delta f = (2T)^{-1}$ ’인 경우 같이 도플러 탐색범위를 ‘경우 A’보다 증가시킨 경우  $\delta$  값에 상관없이 꼭지값 주변의 탐색시점  $(n-1)$ ,  $n$ ,  $(n+1)$ 은 ‘경우 A’의  $\delta = 0.5$ 인 경우처럼 모든 탐색시점에서 상관전력과 잡음을 갖게 된다. 따라서 그림 5와 같이  $\delta = 0$ 과  $\delta = 0.5$ 일 때, 기존 검파기법보다 제안한 검파 기법이 높은 검파확률을 갖는다.

다음으로 임의의  $\delta$ 에 대한 검파확률을 보기 위해  $\delta$ 를 0부터 1까지의 범위에서 균일하게 분포된  $10^7$  개의 샘플의 평균값으로 설정하여 모의실험을 수행하였다. 이에 대한 모의실험 결과는 그림 6과 같다.

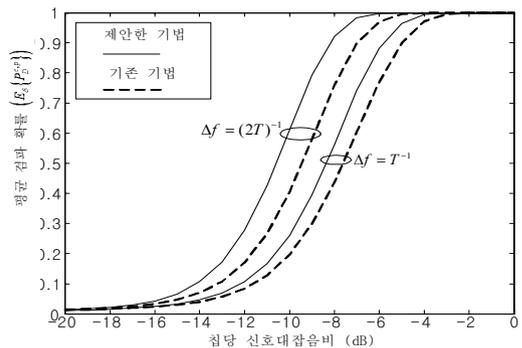


그림 6. 기존 기법과 제안한 기법의 평균 검파확률

그림 6에서 보는 바와 같이 임의의  $\delta$ 에 대해, 기존 검파기법보다 제안한 검파기법이 높은 검파확률을 가짐을 확인할 수 있다. 이는 앞서 언급한 바와 같이 기존 검파기법에 비해 제안한 검파기법의 경우 더 많은 상관전력을 사용해 결정을 수행하기 때문이다.

이상의 모의실험을 통해 제안한 검파기법은 기존 검파기법보다 상대적으로 우수한 검파 성능을 보이며, 기존 기법보다 주파수 오프셋에 강인함을 확인할 수 있다.

## VI. 결론

이 논문은 RDFO가 존재하는 환경에서 더 좋은 검파성능을 갖는 새로운 검파기법을 제안하였다. 제안한 기법의 검파성능을 평가하기 위해 검파 확률 및 오경보확률에 대한 수학적 접근과 함께 모의실험을 수행하였다. 모의실험을 통해 제안한 검파기법은 기존 검파기법보다 우수한 검파 성능을 보이며, 기존 기법보다 주파수 오프셋에 강인함을 확인할 수 있었다.

## 참 고 문 헌

[1] V. Charkravathy, A. S. Nunez, J. P. Stephens, A. K. Shaw, and M. A. Temple, "TDCS, OFDM, and MC-CDMA: a brief tutorial," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, issue 9, pp. 511-516, Sept. 2005.

[2] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, MA, 1995.

[3] 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. Geosci. Remote Sensing*, vol. 42, pp. 2160-2169, Oct. 2004.

[4] 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.

[5] M. Ishizu, M. Katayama, T. Yamazato, and A. Ogawa, "Initial acquisition of code timings and carrier frequencies of CDMA downlink signals in multiple-LEO-satellite communication systems," *IEICE Trans. Fund.*, vol. E81-A, pp. 2281-2290, Nov. 1998.

[6] D. Akopian, "Fast FFT based GPS satellite acquisition methods," *IEE Proc. Radar Sonar Navig.*, vol. 152, pp. 277-286, Aug. 2005.

유 승 수 (Seungsoo Yoo)

학생회원



2004년 2월 건국대학교 전자공학부 공학사  
 2005년 2월 건국대학교 전자공학부 공학석사  
 2005년 3월~현재 건국대학교 전자공학부 박사과정  
 <관심분야> 이동통신, 통신신호

처리, 무선측위

김 선 용 (Sun Yong Kim)

종신회원



1990년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사 (최우등)  
 1993년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1995년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사  
 1995년 4월~1996년 3월 동경대

학교 생산기술연구소 박사연구원  
 1996년 9월~1998년 12월 한국전자통신연구원 초빙연구원  
 1996년 3월~2001년 8월 한림대학교 정보통신공학부 전임강사, 조교수  
 2001년 8월~현재 건국대학교 전자공학부 조교수, 부교수  
 1990년 IEEE Korea Section 학생논문대회 우수상 받음.  
 1992년~1993년 IEEE Communication Society 장학금 받음.  
 대한전자공학회, 한국통신학회 정회원, IEEE 준석학회원  
 <관심분야> 통계학적 신호처리, 이동통신, 통신이론

송 익 호 (Iickho Song)

중신회원



1982년 2월 서울대학교 전자공  
학과 공학사(준최우등)

1984년 2월 서울대학교 전자공  
학과 공학석사

1985년 8월 펜실베이니아대학교  
전기공학과 공학석사

1987년 3월~1998년 2월 벨 통

신연구소 연구원

1988년 3월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 조교  
수, 부교수, 교수

1995년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원  
대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평생회  
원; IET 석학회원; IEEE 준석학회원

<관심분야> 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파  
와 추정, 이동통신