

지연 다이버시티를 이용한 초광대역무선통신시스템의 PN 부호 포착

PN Code Acquisition with Delay Diversity for a UWB system

김은철, 양재수, 김진영

(Eun Cheol Kim, Jae Soo Yang, Jin Young Kim)

요약 : 본 논문은 지연 다이버시티를 이용한 초광대역무선통신시스템의 PN 부호 포착 성능을 분석하였다. 무선채널은 주파수 선택적인 로그노말 페이딩 채널로 모델링하였다. 포착 성능은 PN 부호의 불확실한 부분에서 여러 개의 동기 상태가 존재한다는 가정하에서 검파 확률과 평균 포착 시간의 관점에서 분석되었다. 시뮬레이션 결과로부터 지연 다이버시티를 이용한 포착 시스템이 낮은 수신기의 단가와 복잡도에 불구하고 다이버시티 이득을 획득할 수 있다는 것이 증명되었다. 본 논문의 결과는 CDMA에 기초한 초광대역무선통신시스템의 동기단을 디자인하는데 적용될 수 있다.

Keywords: 초광대역무선통신시스템, PN 부호 포착, 지연 다이버시티.

I. 서론

수신된 신호의 신호대 잡음비를 증가시켜서 시스템의 성능을 향상시키기 위해 다이버시티 기법이 사용된다. 특히 기존의 무선통신 시스템에서는 송·수신단에 여러 개의 안테나를 사용하는 다이버시티 기법이 많이 사용되었다 [1]. 하지만 이 방법은 단말기의 크기와 복잡도를 증가시키는 문제가 있다. 따라서 복잡도를 줄이고 가격을 낮추면서 다이버시티 차수를 증가시킬 수 있는 지연 다이버시티 기법이 제안되었다. [2-3]

본 논문에서는 초광대역무선통신 시스템에 지연 다이버시티 기법을 적용하여 PN 부호 포착 성능을 분석하였다. 무선 채널은 주파수 선택적인 로그노말 페이딩 채널로 모델링 되었다. 대부분의 실제적인 PN 부호 포착 시스템에서 다중 경로의 영향으로 인해 두 개 이상의 동기 셀이 존재할 수 있다. 따라서 PN 부호의 불명확한 지역에 여러 개의 동기 셀이 존재한다고 가정하였다. PN 부호 포착 성능을 평가하기 위해 검파 확률과 평균 포착 시간을 계산하였다. 또한 지연 다이버시티 수신기와 기존의 다이버시티 수신기의 성능을 비교하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II장에서는 본 논문에서 제안한 수신기를 소개하였고, 제 III장에서는 기존 다이버시티 수신기와 제안된 다이버시티 수신기를 비교하여 시스템 성능을 분석하였다. 제 IV장은 제안된 시스템의 시뮬레이션 결과를 나타내었고, 제

V장에서 본 논문의 결론을 제시하였다.

II. 시스템 모델

그림 1 은 기존의 L-개의 안테나를 가진 다이버시티 수신기를 나타낸다. 여기서 L 은 4 이다. 각 안테나에 수신된 신호들간에 독립을 유지하기 위해, 각 안테나 사이의 거리는 충분히 멀리 떨어져 있다고 가정한다. 모든 상관기는 동일한 위상을 가진 지역 역확산 부호를 가지고 있다. 각 안테나로 수신된 신호는 상관기를 거쳐서 동일한 이득을 가지고 더해진다. 부호의 일치 여부를 판별하기 위하여 동일 이득 결합기의 출력 V 를 임계값 T 와 비교한다. 이러한 기존의 다이버시티 수신기 구조는 수신기 안테나의 개수를 증가시킴에 따라서 가격과 복잡도가 증가한다.

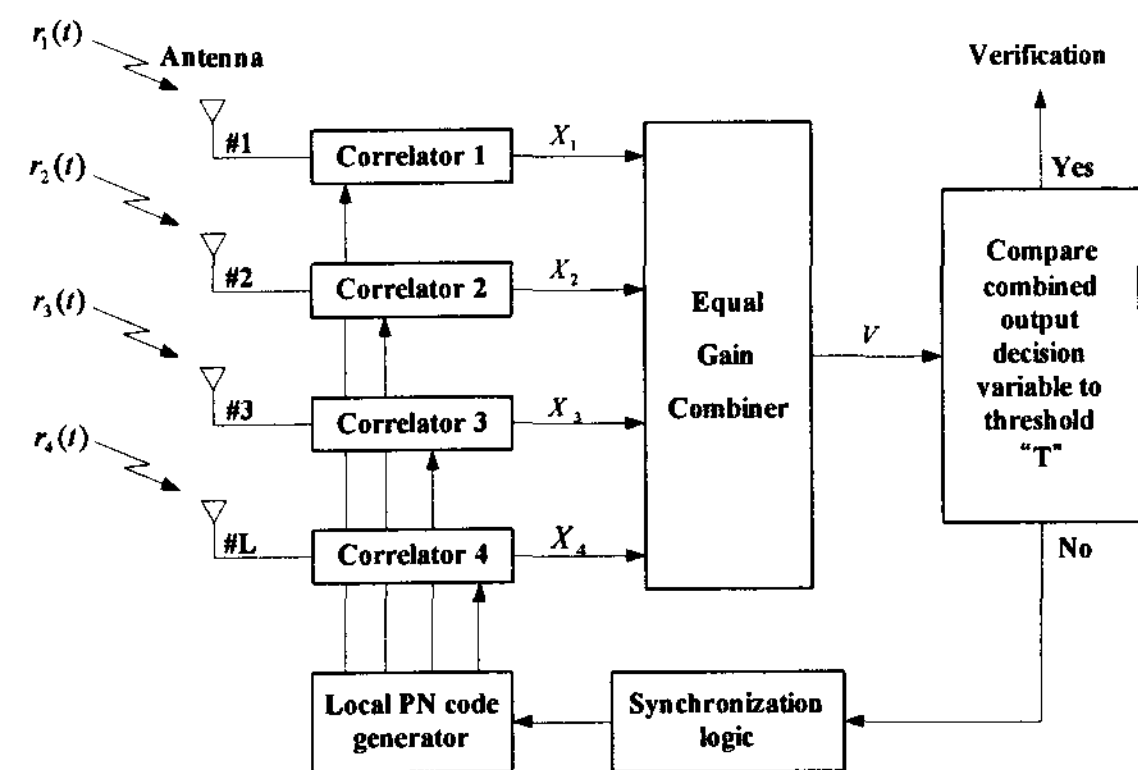


그림 1. 기존의 L-개의 안테나를 가진 다이버시티 수신기 (L=4)

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2007.07.27., 채택확정 : 2007.07.30.

김은철, 양재수, 김진영: 광운대학교 전자공학과

(eun6210@nate.com, jyang1@paran.com, jinyoung@kw.ac.kr)

그림 2 는 본 논문에서 제안한 지연 다이버시티 수신기를 나타낸다. 제안한 수신기는 지연 다이버시티 개념을 도입한 것으로, 기존의 다이버시티 수신기보다 낮은 가격과 복잡도를 가지고 다이버시티 차수를 증가시킬 수 있다. 두 개의 안테나에 수신된 신호 중에서 하나의 신호는 Δ 값만큼 시간을 지연시킨다. 지연되지 않은 신호와 지연된 신호가 서로 겹치지 않도록 하기 위하여 Δ 는 다중경로 신호의 최대 초과 경로 지연값보다 커야 한다. 지연 다이버시티 수신기에서 L 개 안테나 중에서 절반은 신호를 지연시키지 않고 나머지 절반은 신호를 지연시킨다. 지연 다이버시티 수신기는 기존의 다이버시티 수신기와 비교하여 추가적인 하드웨어와 공간을 필요로 하지 않으므로 수신기의 단가를 낮출 수 있다.

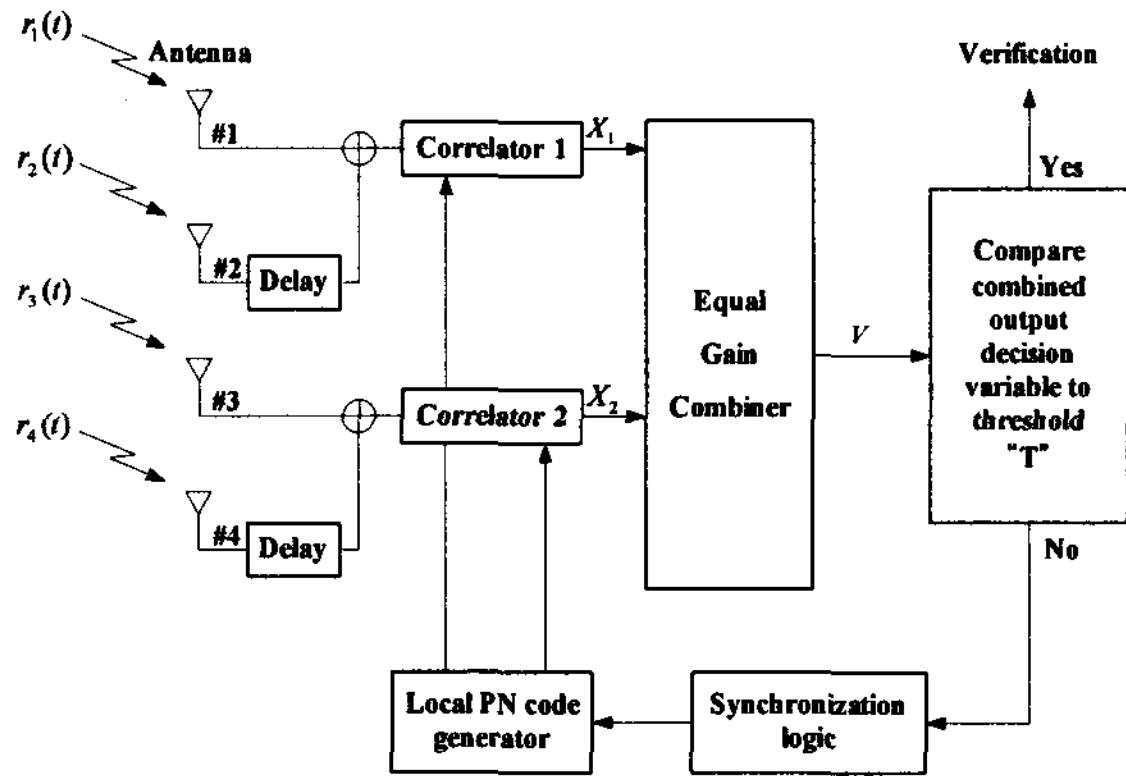


그림 2. 지연 다이버시티 수신기.

III. 성능 분석

A. 기존의 L-안테나 다이버시티 수신기

그림 1에서 상관기의 출력은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 X_i &= \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} r_i(t) S_{rec}^u(t) dt \\
 &= \sum_{u=1}^U \sum_{g=1}^G \alpha_g^u \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} S_{rec}^u(t - \tau_g) S_{rec}^u(t) dt \\
 &\quad + \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n_i(t) S_{rec}^u(t) dt \\
 &= R_i(\tau_g) + N_{xi}
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 $N_{xi} = \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n_i(t) S_{rec}^u(t) dt$ 로서 평균은

0 이고 분산은 σ_i^2 인 백색잡음이다. 또한

$$\begin{aligned}
 R_i(\tau_g) &= \\
 &\sum_{u=1}^U \sum_{g=1}^G \alpha_g^u \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} S_{rec}^u(t - \tau_g) S_{rec}^u(t) dt
 \end{aligned}$$

이다.

동일 이득 결합기의 출력 V 의 조건부 확률밀도함수는 식 (2)와 같다.

$$f_V(v|H_1, \Psi_V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(v-\Psi_V)^2}{2\sigma_v^2}} \tag{2}$$

여기서 $\Psi_V = \sum_{l=1}^L R_l(\tau_g)$ 이고, $\sigma_v^2 = \sum_{l=1}^L \sigma_l^2$ 이다.

다른 경로의 페이딩 계수는 서로 독립이므로 Ψ_V 는 독립적인 로그노말 변수의 합이다. 본 논문에서는 Wilkinson's method [4]를 사용하여 독립적인 로그노말 변수의 합에 대한 확률밀도함수를 유도하였다. 의 근사화된 확률밀도함수는 식 (3)과 같다.

$$f(\Psi_V) = \frac{1}{\Psi_V \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} e^{-\frac{(\ln(\Psi_V) - \mu_m)^2}{2\sigma_m^2}} \tag{3}$$

따라서 식 (2)의 조건을 식 (4)를 이용하여 제거할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 f_V(v|H_1) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_V(v|H_1, \Psi_V) f(\Psi_V) d\Psi_V \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(v-\Psi_V)^2}{2\sigma_v^2}} \frac{1}{\Psi_V \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} e^{-\frac{(\ln(\Psi_V) - \mu_m)^2}{2\sigma_m^2}} d\Psi_V \\
 &= \frac{1}{2\pi\sigma_v\sigma_m} \int_0^{\infty} \frac{1}{\Psi_V} e^{-\frac{(v-\Psi_V)^2}{2\sigma_v^2}} e^{-\frac{(\ln(\Psi_V) - \mu_m)^2}{2\sigma_m^2}} d\Psi_V
 \end{aligned} \tag{4}$$

식 (4)는 Gauss-Hermite quadrature [5] 다항식을 이용하여 식 (5)와 같이 유도할 수 있다.

$$f_V(v|H_1) \approx \sum_{i=1}^I \frac{h_{\phi_i}}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} e^{-\frac{(v - e^{(\sqrt{2}\sigma_m\phi_i + \mu_m)})^2}{2\sigma_v^2}} \tag{5}$$

여기서 I 는 quadrature 차수이고, $h_{\phi_i}, i=1, 2, \dots, I$ 는 V 차 Hermite 다항식의 0 의 개수이며, $\phi_i, i=1, 2, \dots, I$ 는 Gauss-Hermite quadrature 가중치 요소이다. H_0 샘플의 확률밀도함수는 식 (6)과 같다.

$$f_V(v|H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{v^2}{2\sigma_v^2}} \tag{6}$$

검과 확률은 H_1 셀에 대한 결정 변수가 임계값 T 를 초과할 확률로 정의된다. 따라서 검과확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_D &= \int_T^{\infty} f_V(v|H_1) dV \\
 &= \int_T^{\infty} \sum_{i=1}^I \frac{h_{\phi_i}}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} e^{-\frac{(v - e^{(\sqrt{2}\sigma_m\phi_i + \mu_m)})^2}{2\sigma_v^2}} dV \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} \sum_{i=1}^I h_{\phi_i} \int_T^{\infty} e^{-\frac{(v - e^{(\sqrt{2}\sigma_m\phi_i + \mu_m)})^2}{2\sigma_v^2}} dV
 \end{aligned} \tag{7}$$

여기서 $e^{(\sqrt{2}\sigma_m\phi_i + \mu_m)} = A(\phi_i)$ 라 하면,

$$\begin{aligned}
 P_D &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \sum_{i=1}^l h_{\phi_i} \int_T^\infty e^{-\frac{(v-A(\phi_i))^2}{2\sigma_v^2}} dV \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^l h_{\phi_i} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v^2} \int_T^\infty e^{-\frac{(v-A(\phi_i))^2}{2\sigma_v^2}} dV \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^l h_{\phi_i} Q\left(\frac{T-A(\phi_i)}{\sigma_v}\right).
 \end{aligned} \tag{8}$$

미검파 확률 [6]과 의사 경고율은 각각 식 (9)와 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_M(\lambda) &= \prod_{i=1}^{\lambda} (1 - P_D)^i. \\
 P_{FA} &= \int_T^\infty f_V(v|H_0) dV \\
 &= \int_T^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v^2} e^{-\frac{v^2}{2\sigma_v^2}} dV \\
 &= Q\left(\frac{T}{\sigma_v}\right).
 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서 λ 는 H_1 셀의 개수이다.

여러 개의 H_1 셀 가정하에서 평균 포착 시간에 대한 일반적인 표현은 식 (11)과 같다 [8].

$$\bar{T}_{acq} = \frac{[1+P_M(\lambda)][1+JP_{FA}]}{2[1-P_M(\lambda)]} (q\tau_D), \tag{11}$$

여기서 q 는 PN 부호의 불확실한 영역에서 전체 상태의 개수이다. 그리고 $J\tau_D$ 는 페널티 시간이다.

B. 제안된 지연 다이버시티 수신기

각 상관기는 두 가지 종류의 신호를 처리한다. 하나는 지연된 신호이고 다른 하나는 지연되지 않은 신호이다. 따라서 $\lceil l/2 \rceil$ 번째 상관기의 출력은 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned}
 X_{\lceil l/2 \rceil} &= \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} \{r_i^{normal}(t) + r_{i+1}^{delay}(t + \Delta)\} S_{rec}^u(t) dt \\
 &= \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} r_i^{normal}(t) S_{rec}^u(t) dt \\
 &\quad + \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} r_{i+1}^{delay}(t + \Delta) S_{rec}^u(t) dt \\
 &= \left\{ \sum_{u=1}^U \sum_{g=1}^G \alpha_g^{u,N} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} S_{rec}^u(t - \tau_g) S_{rec}^u(t) dt \right. \\
 &\quad \left. + \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n_i^N(t) S_{rec}^u(t) dt \right\} \\
 &\quad + \left\{ \sum_{u=1}^U \sum_{g=1}^G \alpha_g^{u,D} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} S_{rec}^u(t - \tau_g + \Delta) S_{rec}^u(t) dt \right. \\
 &\quad \left. + \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} n_{i+1}^D(t + \Delta) S_{rec}^u(t) dt \right\} \\
 &= \{R_i^N(\tau_g) + N_{x,i}^N\} + \{R_{i+1}^D(\tau_g - \Delta) + N_{x,i+1}^D\} \\
 &= X_{\lceil l/2 \rceil}^{normal} + X_{\lceil l/2 \rceil}^{delay},
 \end{aligned} \tag{12}$$

여기서 l 은 홀수이고, $\lceil A \rceil$ 는 A 보다 크거나 같

은 정수이다. $r_i^{normal}(t)$ 와 $r_{i+1}^{delay}(t + \Delta)$ 는 지연되지 않은 수신신호와 지연된 수신신호이다.

$X_{\lceil l/2 \rceil}$ 의 확률밀도함수는 식 (13)과 (14)와 같이 표현할 수 있다.

$$f_{X_{\lceil l/2 \rceil}}(x|H_1, R_{\lceil l/2 \rceil}(\tau_g)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\lceil l/2 \rceil}^2} e^{-\frac{(x-R_{\lceil l/2 \rceil}(\tau_g))^2}{2\sigma_{\lceil l/2 \rceil}^2}}, \tag{13}$$

$$f_{X_{\lceil l/2 \rceil}}(x|H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\lceil l/2 \rceil}^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{\lceil l/2 \rceil}^2}}. \tag{14}$$

동일 이득 결합기의 출력 는 식 (15)와 같다.

$$V = \sum_{q=1}^{L/2} X_q. \tag{15}$$

따라서 H_1 과 H_0 셀이 테스트될 때 조건부 확률밀도함수는 각각 식 (16)과 (17)과 같이 표현할 수 있다.

$$f_V(v|H_1, \Psi_V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v^2} e^{-\frac{(v-\Psi_V)^2}{2\sigma_v^2}}, \tag{16}$$

$$f_V(v|H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v^2} e^{-\frac{v^2}{2\sigma_v^2}}, \tag{17}$$

식 (16)과 (17)에서 결정 변수 V 의 확률밀도함수는 평균과 분산의 형태를 제외하고는 기존의 다이버시티 수신기의 확률밀도함수와 유사하다. 따라서 시스템 성능은 식 (8), (9), (10), (11)을 이용하여 표현할 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과

제안된 시스템의 PN 부호 포착 성능을 기존의 시스템과 비교하여 분석하였다. 제안된 시스템의 성능을 입증하기 위하여 다양한 시스템 파라미터를 이용하여 검파 확률, 미검파 확률, 평균 포착 시간을 테스트하였다. PN 부호의 길이는 1023 이고, 탐색 단위는 부호 구간의 절반이라고 가정하였다. 분석을 위해 의사 경고율은 0.001 로 하였고, 페널티 시간 상수 는 1000 으로 하였다.

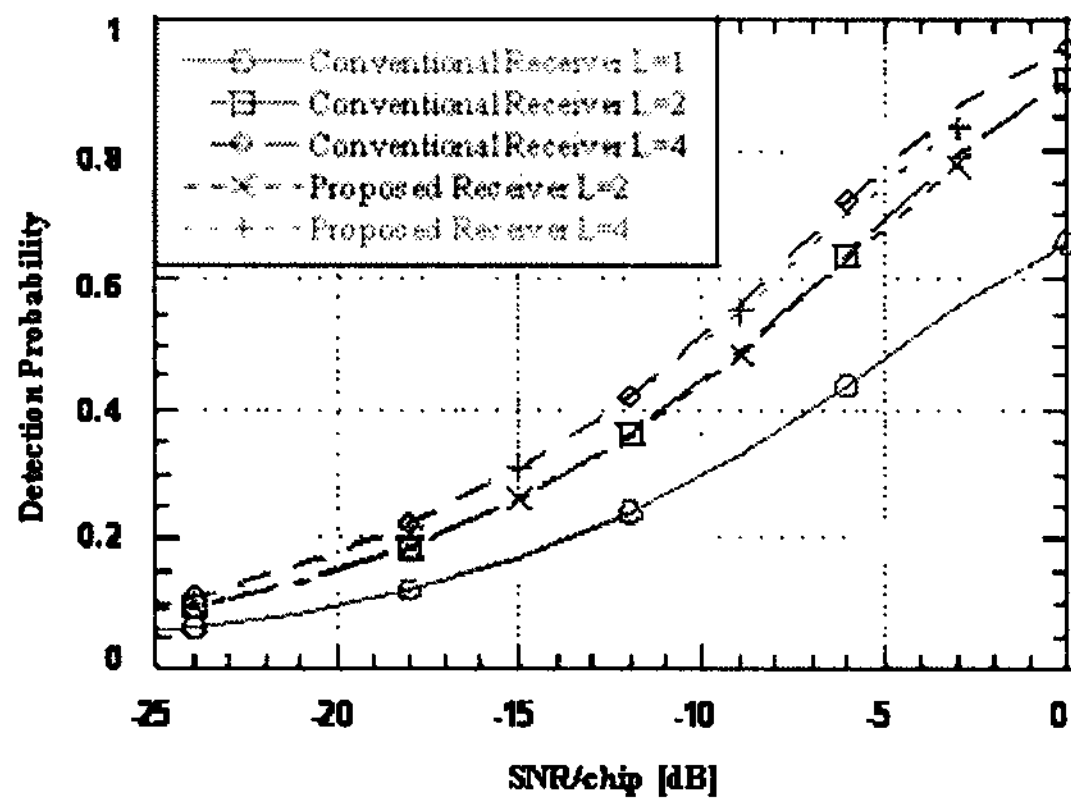


그림 3. 칩당 신호대 잡음비에 대한 검파확률

그림 3 은 안테나의 개수에 따라서 칩당 신호대 잡음비에 대한 검파확률을 나타낸다. 안테나의 개수가 동일한 경우, 기존의 수신기와 제안된 수신기 사이의 성능 차이는 거의 무시할만 하다. 그러나 검파 확률이 0.8 이상인 경우, 제안된 4-안테나 수신기는 기존의 2-안테나 수신기보다 거의 2 dB 의 이득을 가진다. 기존의 4-안테나 수신기의 경우가 가장 좋은 성능을 나타내지만, 이 수신기의 경우 단가와 복잡도가 높다. 하지만 제안된 4-안테나 수신기는 낮은 가격과 복잡도를 가지면서 기존의 2-안테나 수신기에 비해 높은 검파 확률을 가진다. 성능 이득은 신호대 잡음비가 커질수록 더욱 더 증가한다. 이 이득은 단말기의 성능이나 커버리지를 증가시키는데 곧바로 적용될 수 있다.

그림 4 는 칩당 신호대 잡음비에 따른 평균 포착 시간을 나타낸다. 평균 포착 시간이 $2\times$ 인 경우 제안된 4-안테나 수신기와 기존의 2-안테나 수신기 사이의 요구되는 신호대 잡음비의 차이가 약 2 dB 이다. 이것은 $2\times$ 의 동일한 평균 포착 시간을 획득하기 위해서 기존 다이버시티 수신기의 수신된 전력 레벨이 제안된 다이버시티 수신기의 전력 레벨보다 2 dB 커야 한다는 것을 의미한다. 따라서 제안된 수신기를 적용한 단말기의 송신전력은 기존의 수신기를 적용한 단말기에서의 송신전력보다 2 dB 작아도 동일한 성능을 보인다. 이 남은 전력은 단말기 배터리의 수명을 연장시키는데 사용될 수 있고 송신 전력을 적게 함으로 해서 다른 사용자들 간에 간섭 전력을 줄일 수 있다.

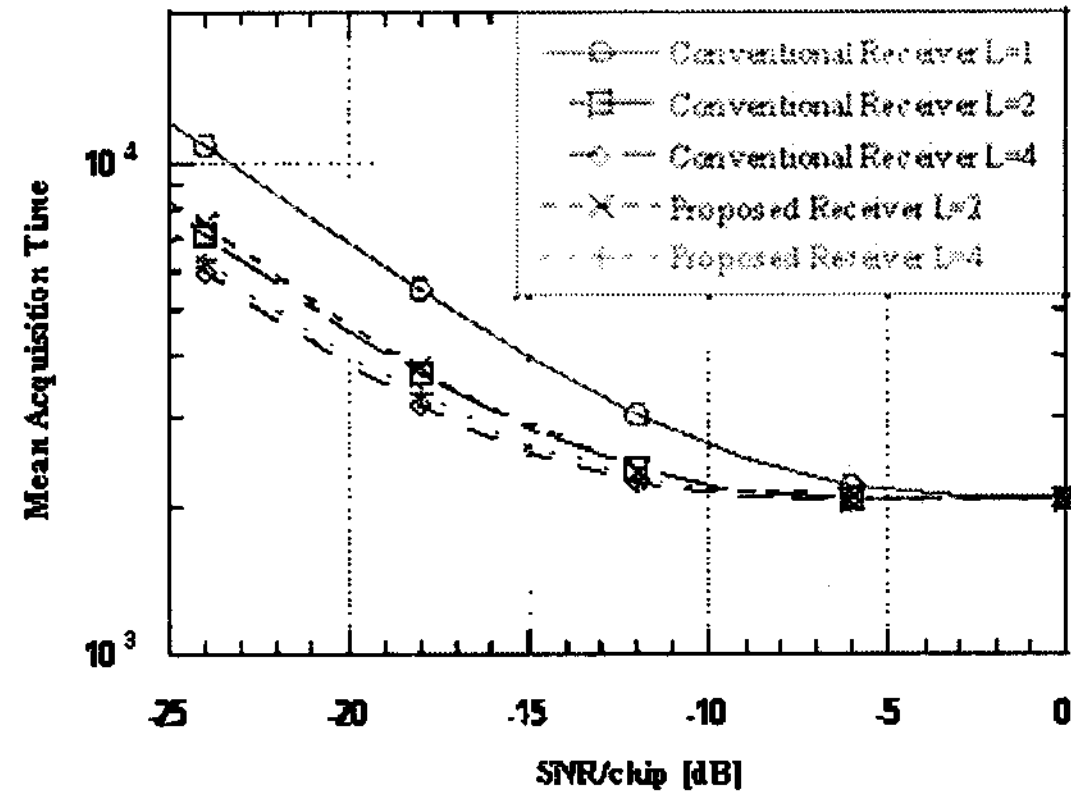


그림 4. 칩당 신호대 잡음비에 따른 평균 포착 시간.

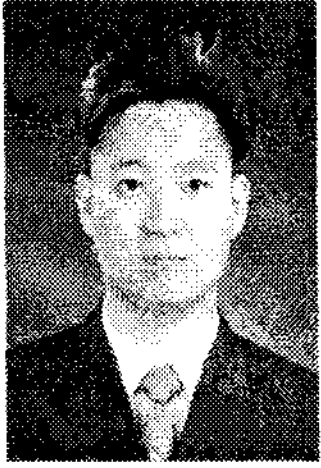
V. 결론

본 논문에서는 초광대역무선통신 시스템에 지연 다이버시티 수신기를 적용하여 PN 부호 포착 성능을 분석하였다.

시뮬레이션 결과로부터 제안된 수신기가 낮은 가격과 복잡도를 가지면서도 부호 포착 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있었다. 이 제안된 수신기는 약간의 변형을 거쳐서 초광대역무선통신시스템의 기지국에 적용될 수 있다.

참고문헌

- [1] C. B. Dietrich, K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 9, pp. 1271-1281, Sep. 2001.
- [2] A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation," *in proc. of 1993 IEEE Int. Conf. Commun.*, Geneva, Switzerland, vol. 3, pp. 1630-1634, May 1993.
- [3] W. Choi and J. G. Andrews, "Generalized Performance Analysis of a Delay Diversity Receiver in Asynchronous CDMA Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 4, no. 5, pp. 2057-2063, Sep. 2005.
- [4] N. C. Beaulieu, A. A. Abu-Dayya, and P. J. McLane, "Estimating the distribution of a sum of independent lognormal Random variables," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 12, pp. 2869-2873, Dec. 1995.
- [5] R. D. Yates and D. J. Goodman, *Probability and Stochastic Processes, 2ed.*, John Wiley and Sons Ltd, 2005
- [6] A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-Part I : General theory," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, no. 5, pp. 542-549, May 1984.



김 은 철

2003 년 광운대학교 전자공학부 (공학사). 2005 년 광운대학교 전파공학과 (공학석사), 2005 년 ~ 현재 광운대학교 전파공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 이동통신, 디지털통신, 동기화.



양 재 수

1981 년 한국항공대학교 통신공학과 (공학사). 1985 년 건국대학교 전자공학과 (공학석사). 1993 년 미 NJIT 전기 및 컴퓨터공학 (공학박사). 1991 년 서울대 MBA 수료. 2006 년 ~ 현재 광운대학교 교수. 2007 년 ~ 현재 경기도 정보화보좌관. 관심분야는 디지털통신, RFID/USN, 차세대 이동통신.



김 진 영

1998 년 서울대 전자공학과 (공학박사). 1998 년 ~ 2000 년 미국 Princeton University, Research Associate. 2000 년 ~ 2001 년 SK 텔레콤 네트워크 연구원 책임연구원. 2001 년 ~ 현재 광운대학교 전파공학과 교수. 관심분야는 디지털 통신, 신호처리, 채널 부호화.