

논문 2006-43TC-1-12

다수의 송신 안테나가 있는 하향 링크에서 W-CDMA 단말기 다중 경로 검색기의 설계 및 성능분석

(Performance Analysis and Design of a WCDMA Mobile Station's Multi-path Searcher for Down-link with Multiple Transmit Antennas)

김 영 주**, 원 승 환***, 김 은 기*, 이 인 성**

(Young Ju Kim, Seung Hwan Won, Eun Ki Kim, and Insung Lee)

요 약

W-CDMA 하향 링크에서 다수의 송신 안테나가 있을 때, 레일리 페이딩 채널에서 단말기 다중 경로 검색기의 설계 및 성능을 분석한다. 송신 안테나가 1개, 2개, 그리고 4개일 경우 송신기 및 수신기 구조를 제시하고, 이론적 분석을 확증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션으로 수신동작특성(ROC, receiver operating characteristics)을 구하여 이론값과 비교 및 분석을 한다. 또한 double-dwell 직렬 검색기의 파라미터들을 송신 안테나 수에 따라 최적화하는 절차를 제안한다. 이론적 성능 분석 및 시뮬레이션 결과는 송신 안테나가 4개 이상일 경우 post-detection 적분이 필요 없으며, 송신 다이버시티 차수가 증가한다고 항상 검출(detection) 성능이 향상되는 것은 아니고, 오히려 수신 파일럿의 수신 세기가 상대적으로 작을 때는 송신 안테나 수가 증가할 때 검출 성능이 저하되기도 함을 보인다. 본 논문의 성능 분석 결과는 송신 다이버시티 차수를 증가시키는데 매우 실제적인 기준을 제공한다.

Abstract

In this paper, we present the performance analysis and design of a multi-path searcher operating over Rayleigh fading channels when multiple transmit antennas are employed in the down-link of W-CDMA system. The simulation results for the receiver operating characteristics (ROC) for 1, 2, and 4 transmit antennas are presented to corroborate the theoretical analyses. We also propose a procedure to find the optimum parameters of double-dwell serial searcher according to the number of the multiple transmit antennas. Our analyses and simulations indicate that post-detection integration is not necessary when the number of transmit antennas is more than two. Finally, we found that increasing transmit diversity order does not necessarily improve the detection performance when the received pilot signal strength is relatively low. Therefore, this gives us a practical criterion on increasing transmit diversity order.

Keywords : multi-path searcher, transmit diversity, fading, W-CDMA

I. 서 론

제 3세대 비동기 이동 통신 시스템에서는 마이크로

셀 영역에서 64~384 kbits/s, indoor 영역에서는 2 Mbits/s 까지 고속 데이터 서비스를 제안하고 있다^{[1][2]}. 3.5세대로 분류되는 서비스로 비동기식인 HSDPA (high speed data packet access) 와 동기식인 EV-DV (evolution-data and voice) 에서는 10 Mbits/s 까지 요구하고 있다^[3]. 그러나 단말기(mobile station) 사용자는 여전히 소형, 경량을 선호하고 있다. 즉, 차세대 시스템은 더 우수한 품질 및 영역(coverage)을 제공하면서 단말기는 여전히 휴대가 간편해야 한다. 이와 같이 상충되

* 학생회원, ** 정회원, 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부
(School. of Electronicl and Computer Engineering,
Chungbuk National University)

*** 정회원, School of Electronics and Computer Science,
University of Southampton

※ 이 논문은 2005년도 교육인적자원부 지방연구중심대학 육성사업의 지원에 의하여 연구되었음.

접수일자 : 2005년10월28일 수정완료일 : 2006년1월12일

는 요구사항들을 고려할 때, 기지국은 유일한 성능 개선 공간이라 할 수 있다. 최근의 연구 동향 중 하나는 기지국에만 다수의 송수신 안테나를 설치하여 단말기의 소형화는 유지하면서, 시변 다중 경로 페이딩을 효과적으로 감소시키는 송신 다이버시티 기법을 채택하고 있다. 차세대 이동통신에서는 하향링크의 트래픽이 10 Mbit/s 이상으로 증가할 것으로 예상되므로 이 기법은 매우 필요한 기술이다.

비동기식 및 동기식 3세대 이동통신 표준에서 모두 채택하고 있는 CDMA 시스템은 의사잡음(PN, pseudo-noise) 시퀀스를 이용하여 데이터를 대역 확산하여 송신 하므로, 수신기는 자체로 발생시킨 의사잡음(PN, pseudo-noise) 시퀀스를 이용하여 수신된 신호의 의사잡음 시퀀스에 동기를 맞출 수 있어야 한다. 이는 코드 획득 및 추적이라는 확산 스펙트럼 통신에서 오래 동안 연구되어 온 매우 중요한 분야이다. 그러나 지금까지 대부분의 연구는 SISO(single-input single-output) 시스템에 관련된 것이다^{[4][5][6][7]}. 최근에는 송수신 다이버시티를 적용한 코드 획득 기술에 대해서도 발표가 되고 있다^[8]. 한편 3세대 이동통신 기술 중 하나인 비동기 W-CDMA 시스템의 코드 획득 과정은 동기식 CDMA 방식인 IS-95 및 CDMA-2000과는 다르다. W-CDMA의 코드 획득 과정을 간단히 기술하면, 셀 검색 그리고 다중 경로 검색의 두 단계로 수행된다. 셀 검색은 수신된 신호의 슬롯 태이밍, 스크램블링 코드를 RAKE 수신기의 기준 횡거(finger)에 할당한다. 다중 경로 검색기는 CPICH(common pilot channel)를 수신하여 미리 정해진 원도우 내에서 다중 경로들을 검색하여, 각 다중 경로들의 태이밍 정보를 역시 RAKE 수신기로 전달한다. W-CDMA 시스템에서 셀 검색기 (cell searcher)에 대한 연구는 문헌에 다수 발표되어 왔다. 그러나 다중 경로 검색기 (multi-path searcher)에 대한 연구는 본 저자들의 최근 연구^[9] 외는 발표된 바 없었다. 따라서 본 논문에서는 송신 다이버시티의 여러 가지 시나리오들에 대한 다중 경로 검색기의 성능 분석과 시뮬레이션 결과를 보인다.

논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 송신기와 수신기 구조를 포함하는 시스템 모델을 기술한다. 제 III장에서는 고려되는 시스템의 검출 확률(P_D , detection probability) 및 오경보 확률(P_F , false-alarm probability)을 AWGN 그리고 레일리 페이딩 채널에서

상세히 분석한다. 제 IV장에서는 몇 개의 시나리오들에서 수신동작특성(ROC)을 송신 다이버시티 차수를 증가시키면서 구한다. 그리고 성능 분석 및 시뮬레이션 결과에서 공간 및 시간 다이버시티의 영향, 최적의 송신 안테나 수에 대한 고찰을 기술한다. 제 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

비동기식 및 동기식 3세대 이동통신 표준화 문서에는 두 개의 송신 안테나를 채용하는 송신 다이버시티 기법이 포함되어 있다. 비동기식인 경우는 [1]에 송신기 구조가 나와 있다. 한편 4개의 송신 안테나를 이용하는 송신기 구조의 한 예는 그림 1과 같다^[3]. 그림 1의 구조는 기지국의 송신 안테나 수가 2개일 때 수신할 수 있는 단말기도 수신기 구조에 아무 변화 없이 송신 안테나 수가 4개인 송신 다이버시티 신호를 복조할 수 있도록 설계되었다 (backward compatibility). 이 구조에서는 2개의 OVSF 코드를 사용하고, 파일럿 패턴은 release-99와 같이 AA 와 A-A(또는 -AA)를 이용한다. PA1과 PA2는 안테나들에 미리 정의된 파일럿 심벌들이다. 스크램블링 코드와 OVSF코드는 [3]에서 설명되어 있다. 그림 2는 4개의 송신 안테나가 있을 경우 다중 경로 검색기의 구조를 보인다. 기본적인 동작은 역 확산(de-spread)되는 브랜치가 8개로 분리되는 것은 제외하고는 [5]에 기술된 방법과 동일하다. 각 송신 안테나들은 공간적으로 충분히 떨어져 있다고 가정하므로, 수신 신호들은 서로 독립적인 통계적 성질을 가진다^[8].

수신 측에서 n 번째 사용자와 k 번째 심벌의 CPICH 신호는 다음 식들과 같다. 이때 수식을 간단히 하기 위해서 배경 잡음을 무시한다.

$$S_{n,k}^1 = A\sqrt{E_c} \sum_{i=1}^{256} (C_{1,i} + C_{2,i}) S_{C,i} e^{j(\omega_c t + \phi_n)} \quad (1)$$

$$S_{n,k}^2 = A\sqrt{E_c} \sum_{i=1}^{256} (C_{1,i} - C_{2,i}) S_{C,i} e^{j(\omega_c t + \phi_n)} \quad (2)$$

$$S_{n,k}^3 = (-1)^k A\sqrt{E_c} \sum_{i=1}^{256} (C_{1,i} + C_{2,i}) S_{C,i} e^{j(\omega_c t + \phi_n)} \quad (3)$$

$$S_{n,k}^4 = (-1)^k A\sqrt{E_c} \sum_{i=1}^{256} (C_{1,i} - C_{2,i}) S_{C,i} e^{j(\omega_c t + \phi_n)} \quad (4)$$

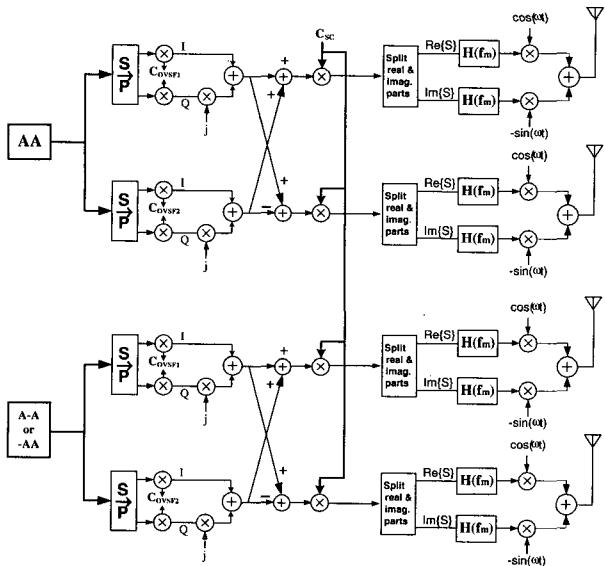


그림 1. 4개의 송신 안테나 다이버시티를 사용하는 경우 P-CPICH 전송 방법
Fig. 1. P-CPICH transmission method when using four transmission antenna diversity.

이때 E_c 는 각 안테나 당 칩 에너지이고, A 는 미리 정의된 파일럿 심벌이다. C_1, C_2 는 확산 계수가 256인 선택된 OVSF 코드이다. S_c 는 스크램블링 코드이며, ϕ_n 은 n 번째 사용자의 위상이고, ω_c 는 반송파 주파수이다. k 및 i 는 임의의 슬롯에서 k 번째 심벌과 i 번째 칩을 의미한다.

III. 성능 분석

1. 수신 신호의 통계적 특성

AWGN 채널에서 수신된 신호의 가설 검증(hypothesis testing)의 1차 통계를 구한다. N 개 칩들을 모두 더한 후 $Y^{(I_{i,j})}$, $Y^{(Q_{i,j})}$ 의 평균을 구하면 다음과 같다.

$$E[Y^{(I_{i,j})}] = \sum_{l=1}^N E[y_l^{I_{i,j}}] = N\sqrt{E_c(k)}R(\tau)\cos\phi \quad (5)$$

$$E[Y^{(Q_{i,j})}] = \sum_{l=1}^N E[y_l^{Q_{i,j}}] = N\sqrt{E_c(k)}R(\tau)\sin\phi \quad (6)$$

이때 $Y^{(I_{i,j})}$, $Y^{(Q_{i,j})}$ 는 동 위상(in-phase) 및 직교 위상(quadrature) 신호의 벡터 합이다. N 은 coherent 합의 길이이다. 자기 상관 함수 $R(\tau)$ 는 수신 신호에서 칩 타이밍 에러 τ 에서 구해진다. [5]에서 기술된 같은 방법으로 일반화된 결정 변수(decision variable)의 완전한 제 1차 statistics를 구할 수 있다.

$$Z = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{L'} \left([Y^{I_{i,j}}]^2 + [Y^{Q_{i,j}}]^2 \right) \quad (7)$$

$$Z = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{L'} N^2 E_c R^2(\tau) = nL' (N^2 E_c R^2(\tau)) \quad (7')$$

이때 n 과 L' 은 각각 공간과 시간 다이버시티의 차수이다. 한편 잡음을 무시한 신호만의 Z 는 식 (7')이다. 편의상 지금부터 $R^2(\tau)$ 는 1이라고 가정한다.

2. 검파 확률 (P_D) 및 오 경보 확률 (P_F)

2.1. AWGN

우선 신호들이 시간 및 공간 영역에서 독립이라고 가정한다. Z 는 결정 변수(decision variable)이므로 양쪽의 가설에서 likelihood 함수를 찾을 필요가 있다. 그 함수는 nL' 개의 독립적인 변수들의 합이므로 각 likelihood 함수들의 확장이다^[5]. 영 가설('0' hypothesis)에서의 likelihood 함수 $p_0(Z)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$p_0(Z) = \frac{Z^{nL' - 1} e^{-Z/V}}{(nL' - 1)! V^{nL'}} \quad (8)$$

마찬가지 방법으로 일 가설('1' hypothesis)의 likelihood 함수 $p_1(Z)$ 는 다음과 같다.

$$p_1(Z) = \frac{1}{V} \left(\frac{Z}{nL' M^2} \right)^{(nL' - 1)/2} \exp \left(-\frac{Z - nL' M^2}{V} \right) I_{nL' - 1} \left(\frac{2\sqrt{nL' M^2 Z}}{V} \right) \quad (9)$$

이때 V 는 동 위상과 직교 위상의 분산의 합이고, $I_{nL' - 1}$ 은 $(nL' - 1)$ 차 수정 베셀(modified Bessel) 함수이다. θ 는 임의의 문턱값(threshold)이고, 제곱 평균은 $M^2 = N^2 E_c$ 로 정의되며, 이때 E_c 는 각 안테나 당 칩 에너지이다.

그림 2에서 결정 변수 $Z = \sum_{i=1}^4 ([Y^{I_{i,j}}]^2 + [Y^{Q_{i,j}}]^2)$ 의 제 1차 통계(statistics)는 4개의 독립 경로들의 제곱의 합이다. n 개의 독립적인 경로를 가정할 때, 공간 다이버시티 차수는 송신 안테나 수만큼 증가한다. [4]와 [5]에서 사용된 다이버시티 차수 L 의 정의는 post-detection 적분과 공간 다이버시티 기법의 영향을 모두 포함하게 되어 $L = nL'$ 로 표현할 수 있다. 그리고 송신 다이버시티가 적용된 다중 경로 검색기의 검출 확률(P_D)과 오 경보 확률(P_F)은 다음과 같이 일반화 할 수 있다.

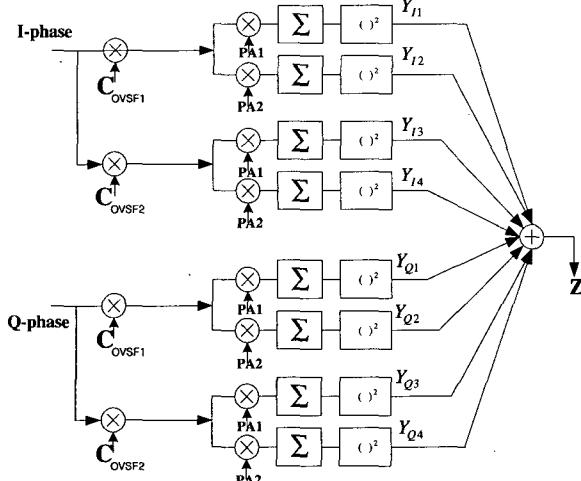


그림 2. 4개의 송신 안테나 고려하는 경우의 이동국의 다중 경로 검색기

Fig. 2. Multi-path detection of mobile when considering four transmission antenna.

합이다. n 개의 독립적인 경로를 가정할 때, 공간 다이버시티 차수는 송신 안테나 수만큼 증가한다. [4]와 [5]에서 사용된 다이버시티 차수 L 의 정의는 post-detection 적분과 공간 다이버시티 기법의 영향을 모두 포함하게 되어 $L = nL'$ 로 표현할 수 있다. 그리고 송신 다이버시티가 적용된 다중 경로 검색기의 검출 확률 (P_F)과 오 경보 확률(P_D)은 다음과 같이 일반화 할 수 있다.

$$P_F = \int_0^\infty p_0(Z) dZ = \int_0^\infty \frac{Z^{nL'-1} e^{-Z/V}}{(nL'-1)! V^{nL'}} dZ \quad (10)$$

$$P_D = \int_0^\infty p_1(Z) dZ = \frac{1}{V} \left(\frac{Z}{nL'M^2} \right)^{(nL'-1)/2} \exp \left(\frac{-Z - nL'M^2}{V} \right) I_{nL'-1} \left(\frac{2\sqrt{nL'M^2}Z}{V} \right) dZ \quad (11)$$

2.2. 레일리 페이딩 채널

영 가설('0' hypothesis)에 대한 likelihood 함수 $p_0(Z)$ 는 페이딩 신호 전력에 영향을 받지 않으므로 식 (8)과 같이 표현될 수 있다. 그러나 식 (9)의 $p_1(Z)$ 는 신호 전력을 다음과 같이 수정하여야 한다.

$$\begin{aligned} p_1(Z) &= \int_0^\infty \frac{e^{-\beta/\sigma^2} e^{(-Z + \beta nL'M^2)/V}}{\sigma^2 V} I_{nL'-1} \left(\frac{2\sqrt{\beta nL'M^2}Z}{V} \right) dZ \\ &= \frac{Z^{nL'-1} e^{-Z(V + M^2)}}{(nL'-1)! (V + M^2)^{nL'}} = \frac{Z^{nL'-1} e^{-ZV_F}}{(nL'-1)! V_F^{nL'}} \end{aligned} \quad (12)$$

이때 제곱 평균 $\overline{M^2} \equiv M^2 \sigma^2 = N^2 \overline{E_c}$ 로 정의되고,

V_F 는 $V + \overline{M^2} = N(I_0 + \overline{E_c})$ 로 주어진다. I_0 는 간섭(interference)이다. AWGN 채널에서 구한 것과 마찬가지 방법으로, 송신 다이버시티가 적용된 다중 경로 검색기의 검출 확률과 오 경보 확률을 다음과 같이 일반화 할 수 있다.

$$P_F = \int_0^\infty p_0(Z) dZ = \int_0^\infty \frac{Z^{nL'-1} e^{-Z/V}}{(nL'-1)! V^{nL'}} dZ \quad (13)$$

$$P_D = \int_0^\infty p_1(Z) dZ = \int_0^\infty \frac{Z^{nL'-1} e^{-Z/V_F}}{(nL'-1)! V_F^{nL'}} dZ \quad (14)$$

지금까지 신호는 시간과 공간 영역에서 독립이라고 가정했다. 그러나 시간이나 공간 영역에서 correlation이 존재하고 증가한다면, 총 다이버시티 이득 $L (= nL')$ 은 감소한다. 그리고 더 나은 성능을 얻기 위한 방법으로 coherent 합의 길이 N 과 post-detection 적분의 횟수 L' 을 최적화하여야 한다. N , L , l 등의 파라미터들 중에서 N 이 성능에 가장 중요한 영향을 준다. N 이 증가하게 되면, ROC 곡선은 점점 좋아지지만, 도플러 에러에 의한 성능 저하가 증가한다. 따라서 N 값에 따라 ROC 곡선의 성능과 도플러 에러에 의한 성능 사이에 tradeoff가 발생한다. 표 1에 그 예를 보인다. 더욱이 N 이 6 심벌 보다 클 경우, 도플러 에러에 의한 성능 저하가 급격히 증가하는 것은 주목할 만하다. 본 논문에서 고려하는 또 한가지 요소는 송신 안테나 수의 증가에 따라 최적의 N 과 L' 은 무엇인가 하는 것이다. 우리는 이러한 주요한 파라미터를 최적화하는 절차를 그림 3에 흐름도 (flow chart)로 정리한다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

1. ROC 곡선의 비교 및 분석

검색 시간을 최소화하기 위해 double-dwell 직렬 검색 기법을 적용한다. 시뮬레이션 환경은 최악 조건을 상정하여 주파수 에러는 200 Hz, 이동국의 이동 속도는 시속 160 km, W-CDMA 하향 링크 반송 주파수는

- 표 1. Coherent 합의 길이 N 과 도플러 주파수 에러에 의한 최대 성능 감소.

Table 1. Maximum performance decrease by summing coherent length and doppler frequency error.

N [symbols]	1	2	4	6	8	10
Degradation [dB]	-0.015	-0.0599	-0.2407	-0.545	-0.9793	-1.551

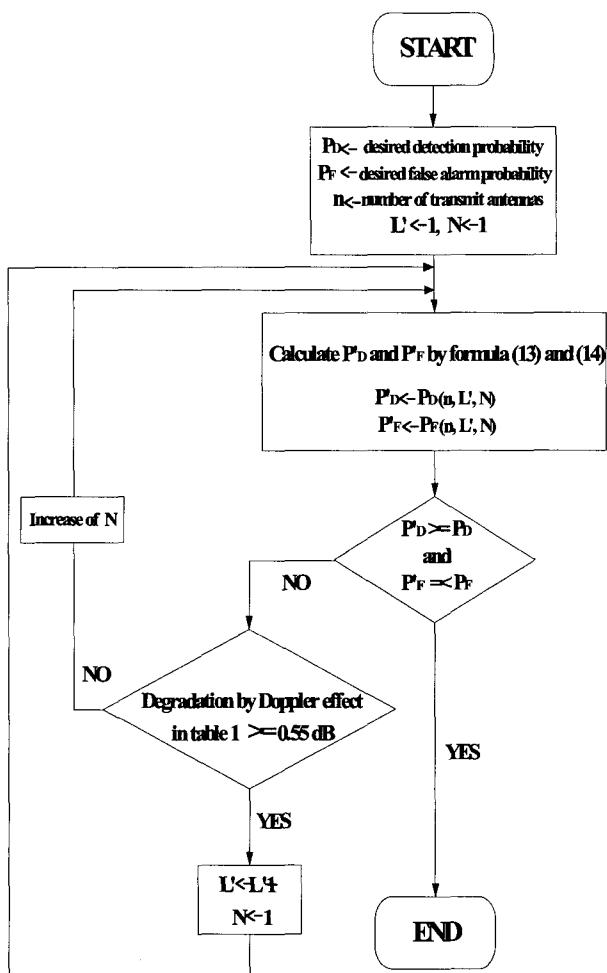


그림 3. 송신 안테나 개수에 따른 N 과 L' 의 최적 값 결정 절차
Fig. 3. Optimal value decision procedure of N and L' according to the number of transmission antenna.

2.1416 GHz, 그리고 칩 당 hypotheses의 수는 2로 한다. 다수의 안테나로부터의 총 송신 전력은 SISO의 경우와 같다고 가정한다. 언급이 따로 없다면, 대부분의 시뮬레이션에서 총 송신 E_s/I_o 는 6 dB이다. 각 송신 안테나로부터의 페이딩 된 진폭은 서로 uncorrelated된 레일리 분포를 갖고, 각 송신 안테나로부터 수신된 신호의 전력은 같다고 가정한다.

아래의 시뮬레이션에서 적용된 최적의 N 은 다음과 같다. 송신 안테나 수가 1인 경우 N 은 6 심벌 (1536칩)이며, 송신 안테나 수가 2인 경우 N 은 4 심벌 (1024칩)이다. 송신 안테나 수가 1개, 2개일 경우에는 post-detection 적분을 적용한다. 송신 안테나 수가 4 이상 일 경우에는 post-detection 적분을 적용할 필요가 없는데, N 값을 첫 번째 dwell 및 두 번째 dwell에서 최적화를 하면 각각 4와 6 심벌로 설정 할 수 있다.

그림 4는 1개의 송신 안테나가 있을 경우 식 (13), (14)에서 주어진 분석 식에 의한 다중 경로 검색기의 ROC 곡선이다. 시뮬레이션 결과도 함께 보인다. 그림 4에서 첫 번째 dwell ($L = 1$)에서는 시뮬레이션 결과와 분석 식이 잘 일치하는데, 두 번째 dwell ($L = 2$)에서 시뮬레이션 된 ROC 곡선은 이론 치보다 낮게 나타난다. 이것은 post-detection 적분이 연속되는 심벌들 간의 correlation으로 충분한 시간 다이버시티를 얻지 못함을 의미한다.

그림 5는 2개의 송신 안테나가 있을 경우 식 (13), (14)에서 주어진 분석 식 및 시뮬레이션에 의한 다중 경로 검색기의 ROC 곡선이다. 총 다이버시티 차수 L 이 4일 때 성능이 L 이 2일 때 성능보다는 훨씬 좋음을 분석 식 및 시뮬레이션 결과에서 알 수 있다. $L = 4$ 는 $n = 2$, $L' = 2$ 를 의미하므로 공간 다이버시티와 시간 다이버시티가 적용되는 것이다. $L = 4$ 일 때 5%의 P_f 에서 분석 식의 경우가 시뮬레이션에 비해 P_d 가 약 3% 좋게 나타난다. 이것은 CPICH에서 연속된 N 개의 심벌들이 시뮬레이션에서는 correlated되기 때문이다. 그러나 송신 안테나가 1개인 경우의 두 번째 dwell의 성능과 비교해 보면, 총 다이버시티 차수의 증가로 시간 correlation의 영향이 약해짐을 알 수 있다.

그림 6은 4개의 송신 안테나가 있을 경우 식 (13), (14)에서 주어진 분석 식을 시뮬레이션 결과와 함께 보인다. 시뮬레이션 결과는 분석 식과 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 5에서는 위에서 언급했듯이 $L' = 2$, $n = 2$ 일 때 분석 식과 시뮬레이션 사이에 성능 차이가 있는데, 그림 6에서는 $L' = 1$, $n = 4$ 일 때 post-detection 적분을 적용하지 않았기 때문에 시간 축 상의 correlation이 없으므로 시뮬레이션 결과가 분석 식에 거의 일치한다.

그림 7은 $L = 1$, 2일 때 이동국의 속도에 따라 시뮬레이션 된 ROC 곡선을 보인다. $L = 1$ 일 때의 아래의 곡선들은 이동국의 속도가 증가할수록 성능이 저하됨을 보인다. 한편 $L = 2$ 일 때의 위쪽의 곡선들은 이동국의 속도가 증가해도 ROC 곡선의 성능이 거의 일정하게 유지됨을 보인다. 이 흥이로운 결과는 약간의 심벌간 correlation이 있더라도 post-detection 적분의 시간 다이버시티 효과가 이동국의 속도가 증가함으로 생기는 성능 저하를 보상함을 의미한다.

그림 8은 $L = 2$, 4일 때 이동국의 속도에 따른 ROC 곡선의 시뮬레이션 성능을 보인다. $L = 2$ 일 때의 아래

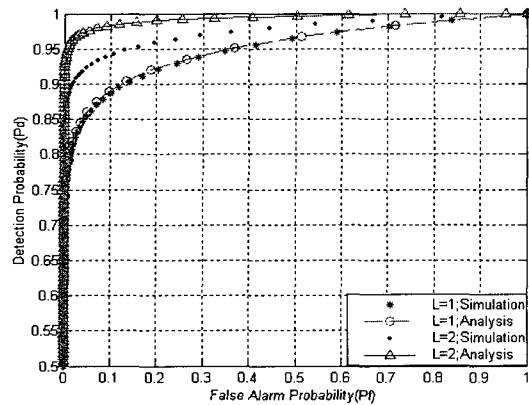


그림 4. 송신 안테나 수가 1일 때, 첫 번째 및 두 번째 dwell의 ROC 곡선.

Fig. 4. ROC curve of first or second dwell, when the number of transmission antenna is 1

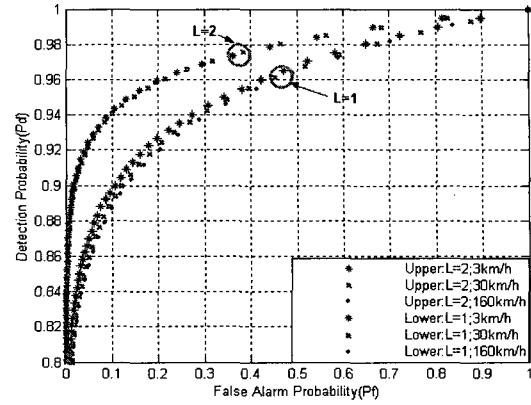


그림 7. 송신 안테나의 수가 1일 때, 이동 속도에 따른 ROC 곡선.

Fig. 7. ROC curve for movement velocity, when the number of transmission antenna is 1

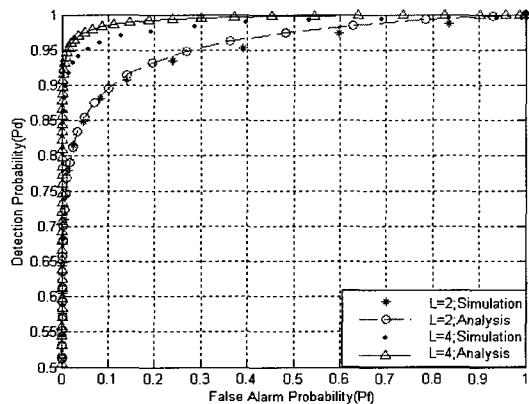


그림 5. 송신 안테나 수가 2일 때, 첫 번째 및 두 번째 dwell의 ROC 곡선.

Fig. 5. ROC curve of first or second dwell, when the number of transmission antenna is 2

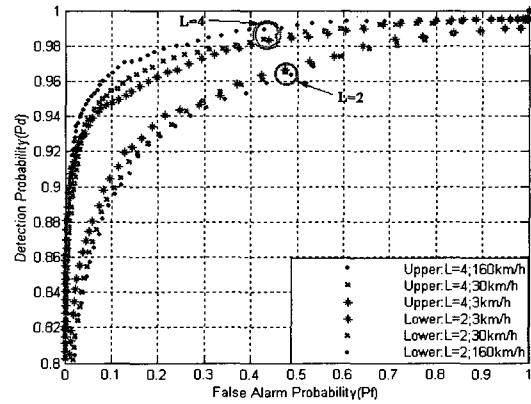


그림 8. 송신 안테나의 수가 2일 때, 이동 속도에 따른 ROC 곡선.

Fig. 8. ROC curve for movement velocity, when the number of transmission antenna is 2

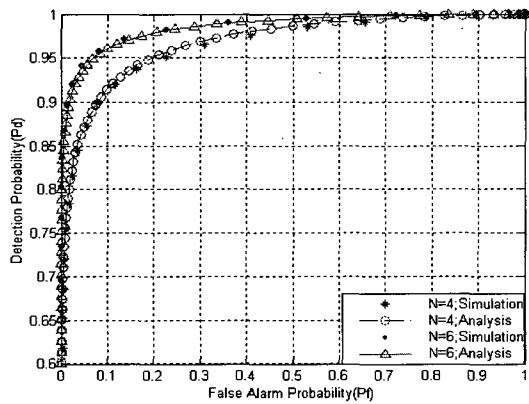


그림 6. 송신 안테나 수가 4일 때, 첫 번째 및 두 번째 dwell의 ROC 곡선.

Fig. 6. ROC curve of first or second dwell, when the number of transmission antenna is 4

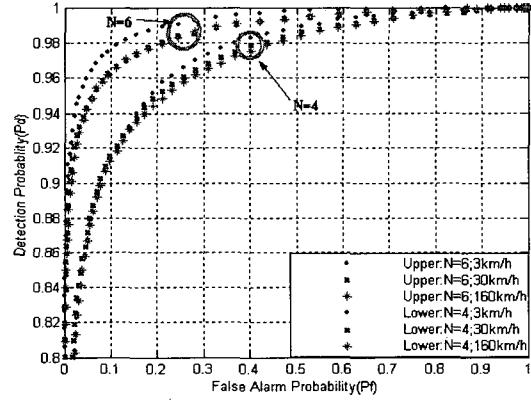


그림 9. 송신 안테나의 수가 4일 때, 이동 속도에 따른 ROC 곡선.

Fig. 9. ROC curve for movement velocity, when the number of transmission antenna is 4

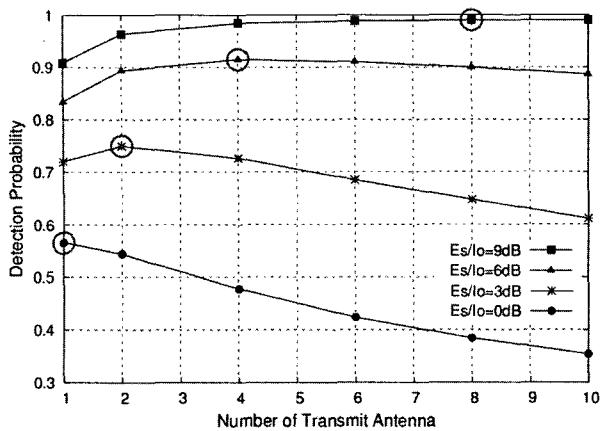


그림 10. CPICH E_s/I_o 와 송신 안테나 개수에 따른 검출 확률 곡선.

Fig. 10. Detection probability curve according to the number of CPICH and transmission antenna

의 곡선들은 이동국의 속도가 증가할수록 성능이 저하됨을 보인다. 그러나 $L=4$ 일 때의 위쪽의 곡선들은 이동국의 속도가 증가할수록 오히려 성능이 좋아짐을 보인다. 이것 역시 post-detection 적분이 시간 다이버시티 효과를 주기 때문이다.

그림 9는 송신 안테나가 4개 일 때 이동국의 속도에 따른 ROC 곡선의 시뮬레이션 성능을 보인다. n , N 등의 파라미터는 그림 6일 때와 같다. 이 때, 첫 번째 dwell에서는 $N=4$, 두 번째 dwell에서는 $N=6$ 을 적용하였다. 그림 9에서 보듯이 이동국의 속도가 증가함에 따라 ROC 곡선의 성능은 저하된다. 그림 6의 설명에서 기술했듯이 post-detection 적분 기법을 적용하지 않았으므로 시간 다이버시티 효과를 얻을 수 없기 때문이다.

2. 검출 성능과 송신 안테나 수와의 관계

그림 10은 이동국의 다중 경로 검색기의 성능 관점에서 MISO(multi-input single-output)를 적용하는 W-CDMA 시스템에 의미 있는 내용을 제공한다. 이 그림은 P_F 를 일정하게 놓고 송신 안테나 수(n)에 따른 P_D 를 구한 것이다. 특히 수신 E_s/I_o 를 0dB 에서 9dB 까지 3dB 씩 올려가면서 시뮬레이션을 한다. 이때 P_F 는 10% , N 은 4이다. 일반적으로 다이버시티 차수의 증가에 따른 성능의 향상은 약간씩 적어진다. 그러나 그림 10의 다중 경로 검색기의 성능 측면에선 송신 안테나 수가 증가할 때, 오히려 P_D 가 감소할 수도 있음을 보

인다. 특히 낮은 수신 E_s/I_o 의 영역에서 그러하다. 그림 10에서는 각 E_s/I_o 에 대한 최대 P_D 를 동그라미로 표시를 하였다. E_s/I_o 가 0dB 일 때는 송신 안테나 수가 1개일 때, E_s/I_o 가 3dB 일 때는 송신 안테나 수가 2개 일 때, E_s/I_o 가 6dB 일 때는 송신 안테나 수가 4개일 때, 최대의 P_D 를 얻을 수 있음을 알 수 있다. E_s/I_o 가 9dB 일 때는 송신 안테나 수가 4개일 때 P_D 가 거의 1에 근접하며, 송신 안테나 수가 6, 8 등을 증가하면서 P_D 성능이 약간 더 향상되나 그 정도는 극히 미미하다. 한 가지 더 고려해야 할 사항은 코드 획득 및 추적(code acquisition and tracking)의 ‘finger-locking’을 보장하는 E_s/I_o 는 $4 \sim 8\text{dB}$ 이다^[10]. 따라서 상기의 사항들을 고려했을 때, E_s/I_o 가 $4 \sim 8\text{dB}$ 인 범위에서 검출 성능, P_D 를 저하시키지 않는 송신 안테나 수는 4이다. 이동통신 서비스 회사가 설계한 셀 내에 E_s/I_o 가 8dB 이상인 영역(coverage)이 있다면, 송신 안테나 수를 4이상으로 하여 성능을 향상시킬 수 있으나, 위에서 언급했듯이 향상되는 정도는 극히 미미하다. 게다가 E_s/I_o 가 8dB 이상인 영역(coverage)은 매우 드물기 때문에, 셀 영역의 관점으로 볼 경우 기지국 안테나 수 관점에서 과잉 투자를 하는 셈이다.

V. 결 론

본 논문에서는 W-CDMA 하향 링크에서 다수의 송신 안테나를 채용했을 때, 이동국의 다중 경로 검색기의 성능 분석을 하고, 다중 경로 검색기의 주요한 파라미터들을 최적화하는 방안을 제안하였다. P_D , P_F 의 이론적 분석을 하였고, 실제 환경을 고려한 컴퓨터 시뮬레이션과 비교 분석하였다. 파라미터 최적화도 송신 안테나의 수를 증가시키면서 수행하였다. 본 논문의 결과들은 post-integration 적분 기술은 송신 안테나가 1개 혹은 2개일 때는 매우 유용하지만, 송신 안테나 수가 더 증가하면 더 이상 필요 없음을 보여주었다. 또한 그림 10에서는 P_D 와 송신 안테나 수의 관계를 보이면서, 수신 E_s/I_o 의 값에 따라 송신 안테나 수를 증가시켜도 성능이 감소할 수도 있음을 보였다. 그러므로 일반적인 셀 설계를 고려한다면 MISO 시스템에서 송신 다이버시티의 차수를 4로 할 때 실제로 가장 효과적인 다중 경로 검색기가 설계됨을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 3GPP TS 25.211 V3.5.0
- [2] 3GPP TS 25.213 V3.5.0
- [3] 3GPP TR 25.869 V1.0.0
- [4] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz, Barry K. Levitt, *Spread Spectrum Communications Handbook: Part 4. Synchronization of Spread Spectrum Systems*, Chapter 1, McGraw-Hill, Inc. 1994
- [5] Andrew J. Viterbi, "CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication: Chapter 3, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [6] Jhong Sam Lee and Leonard E. Miller, *CDMA SYSTEMS ENGINEERING HANDBOOK*: Chapter 7, Artech House Publishers, 1998.
- [7] Hyung-Rae Park and Bub-Joo Kang, On Search Code Acquisition for Direct-Sequence Spread

Spectrum System: An Application to IS-95 CDMA Systems, *Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th*, Volume: 1, 1995.

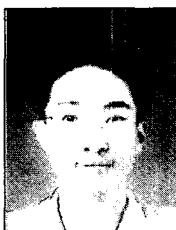
- [8] Youhei IKAI, Masaaki KATAYAMA, Takaya YAMAZATO, and Akira OGAWA, Code Acquisition of a DS/SS Signal with Transmit and Receive Antenna Diversity, *IEICE TRANS. FUNDAMENTALS*, VOL.E82-A, No.12 Dec., 1999.
- [9] Seung Hwan Won and Young Ju Kim, Performance Analysis of Multi-path Searcher for Mobile Station in W-CDMA System Employing Transmit Diversity, *Electronics Letters*, Vol. 39, Issue 1, pp.137-139, 2003.
- [10] Charles Noblet, Manos Fadidis and Ray Owen, Downlink Transmit Power Issues in a WCDMA Cellular System, *3G Mobile Communication Technologies*, 2002 Conference Publication No. 489, pp. 244-249, 8-10 May 2002.

저 자 소 개



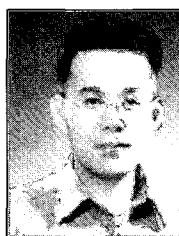
김 영 주 (정회원)
1988년 고려대학교 전자전산공학
과 학사
1996년 한국과학기술원 정보통신
공학과 석사
2001년 한국과학기술원 전기 및
전자공학과 박사

1987년 11월 ~ 1993년 12월 (주)금성사 평택연구소
1996년 2월 ~ 1997년 2월 동경공업대학교 연구원
2000년 4월 ~ 2000년 12월 ETRI 위촉연구원
2001년 1월 ~ 2003년 8월 (주)엘지전자 UMTS
시스템 연구소
2003년 9월 ~ 현재 충북대학교 정보통신공학과 교수
<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, 유비쿼
터스 네트워크>



김 은 기 (학생회원)
2005년 충북대학교 정보통신
공학과 학사
2005년 2월 ~ 현재 충북대학교
정보통신공학과
석사과정

<주관심분야 : 이동통신 시스템, 디지털 신호처
리, USN>



원 승 환 (정회원)
1999년 고려대학교 전파공학과
학사
2001년 고려대학교 전파공학과
대학원 석사
2001년 1월 ~ 현재 (주)LG전자
이동통신 기술연구소
주임연구원

2004년 7월 정보통신부 지원 IT 해외유학 장학생
2004년 10월 박사과정, School of Electronics
and Computer Science, University of
Southampton
<주관심분야 : FH/MC-DS-CDMA, MC-CDMA,
MIMO, Code Acquisition>



이 인 성 (정회원)
1983년 연세대학교 전자공학과
공학사
1985년 연세대학교 전자공학과
공학석사
1992년 12월 Texas A&M
University 전기공학과
공학박사

1986년 5월 ~ 1987년 7월 한국통신 연구개발단.
전임연구원
1993년 2월 ~ 1995년 9월 한국전자통신연구원
이동통신기술연구단 선임연구원
1995년 ~ 현재 충북대학교 전기전자공학부 교수
<주관심분야 : 음성/영상신호압축, 이동통신, 적응
필터>