

W-CDMA 下向 링크에서 다수의 송신 안테나가 있는 경우 단말기 다중 경로 검색기의 설계 및 성능 분석

정회원 원 승 환*, 김 영 주**

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

Seung-hwan Won*, Young-ju Kim** *Regular Members*

요 약

W-CDMA 하향 링크에서 다수의 송신 안테나가 있을 때, 레일리 페이딩 채널에서 이동국 다중 경로 검색기의 설계 및 성능을 분석한다. 이론적 분석을 확장하기 위해, 송신 안테나가 1개, 2개, 그리고 4개일 경우 송신기 및 수신기 구조를 제시하고, 컴퓨터 시뮬레이션으로 수신동작특성(ROC, receiver operating characteristics)을 구하여 이론 값과 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.

Key Words multi-path searcher, transmit diversity, fading, W-CDMA

ABSTRACT

In this paper, we present the performance analysis 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.

I 서 론

제 3세대 비동기 이동 통신 시스템에서는 마이크

로 셀 영역에서 64~384 kbits/s, indoor 영역에서는 2 Mbits/s 까지 고속 데이터 서비스를 제안하고 있다 [1][2]. 3.5세대로 분류되는 서비스로 비동기적인

* (주)엘지전자 이동통신기술연구소(wcdma@korea.com), ** 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(yjkm@chungbuk.ac.kr)

논문번호 040076-0713, 접수일자 2004년 7월 13일

※ 이 논문은 2004년도 충북대학교 학술연구지원 사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었습니다.

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 상충되는 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 Mbits/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 송신하므로, 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]-[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 타이밍, 스크램블링 코드를 RAKE 수신기의 기준 핑거(finger)에 할당한다. 다중 경로 검색기는 CPICH(common pilot channel)를 수신하여 미리 정해진 윈도우 내에서 다중 경로들을 검색하여, 각 다중 경로들의 타이밍 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 2장에서는 송신기와 수신기 구조를 포함하는 시스템 모델을 기술한다. 제 3장에서는 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 4장에서는 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 5장에서 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 OVFSF 코드를 사용하고, 파일럿 패턴은 release-99와 같이 AA 와 A-A(또는 -AA)를 이용한다. PA1과 PA2는 안테나들에 미리 정의된 파일럿 심벌들이다. 스크램블링 코드와 OVFSF코드는 [3]에서 설명

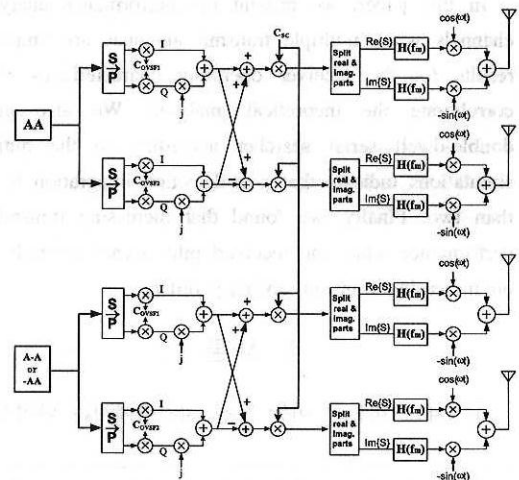


그림 1. 4개의 송신 안테나 다이버시티를 사용하는 경우 P-CPICH 전송 방법.

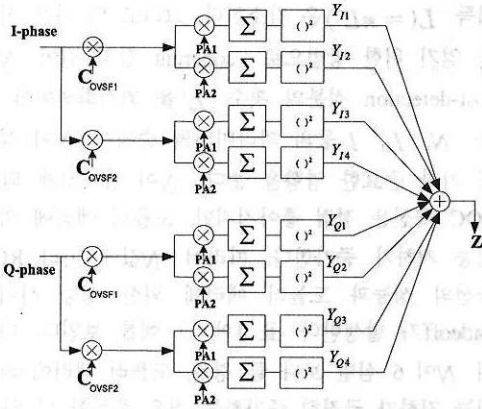


그림 2. 4개의 기저주 송신 안테나가 있는 경우 단말기의 다중 경로 검색기의 구조

되어 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 CPICH신호는 다음 식들과 같다. 이때 수식을 간단히 하기 위해서 배경 잡음은 무시한다.

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

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

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

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

이때 E_c 는 각 안테나 당 칩 에너지이고, A 는 미리 정의된 파워렛 심벌이다. C_1, C_2 는 확산 계수가 256인 선택된 OVSF코드이다. 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 $Y^{(I,i)}$, $Y^{(Q,i)}$ 의 평균을 구하면 다음과 같다.

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

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

이때 $Y^{(I,i)}$, $Y^{(Q,i)}$ 는 동 위상(in-phase) 및 직교 위상(quadrature) 신호의 벡터 합이다. N 은 coherent 합 길이다. 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.

$$Z = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^L ([Y^{I,i,j}]^2 + [Y^{Q,i,j}]^2) \quad (7)$$

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

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 결정변수(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.

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

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

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 안

테나 당 칩 에너지이다.

그림 2에서 결정 변수 $Z = \sum_{i=1}^4 ([Y^{i,1}]^2 + [Y^{i,2}]^2)$ 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

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

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

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

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

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 마찬가지로 방법으로, 송신 다이버시티가 적용된 다중 경로 검색기의 검출 확률과 오 경보 확률을 다음과 같이 일반화 할 수 있다

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

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

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 합이 길어 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 만 하다 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

표 1 Coherent 합이 길어 N 과 도플러 주파수 에러에 의한 최대 성능 감소

N 심벌	1	2	4	6	8	10
성능 감소 [dB]	0.015	0.0599	0.2407	0.545	0.9793	1.551

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 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_0 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

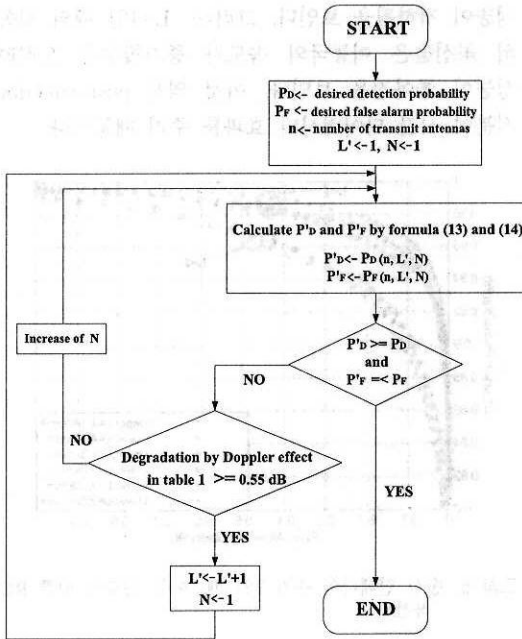


그림 3. 송신 안테나 개수에 따른 N 과 L' 값의 결정 절차.

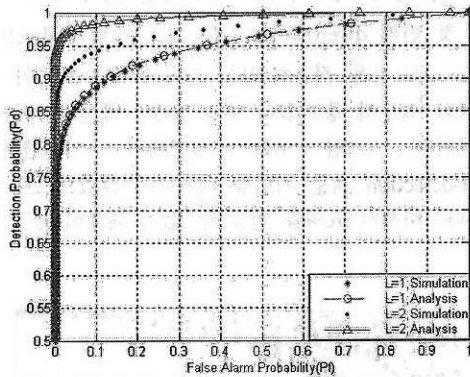


그림 4. 송신 안테나 수가 1일 때, 첫 번째 및 두 번째 dwell의 ROC 곡선.

심벌 (1024칩)이다. 송신 안테나 수가 1개, 2개일 경우에는 post-detection 적분을 적용한다. 송신 안테나 수가 4 이상일 경우에는 post-detection 적분을 적용할 필요가 없는데, N 값을 첫 번째 dwell 및 두 번째 dwell에서 최적화를 하면 각각 4와 6 심벌로 설정할 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

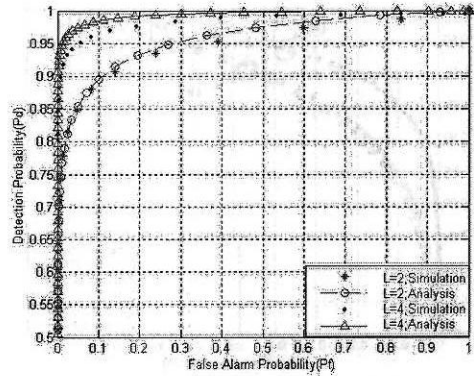


그림 5. 송신 안테나 수가 2일 때, 첫 번째 및 두 번째 dwell의 ROC 곡선.

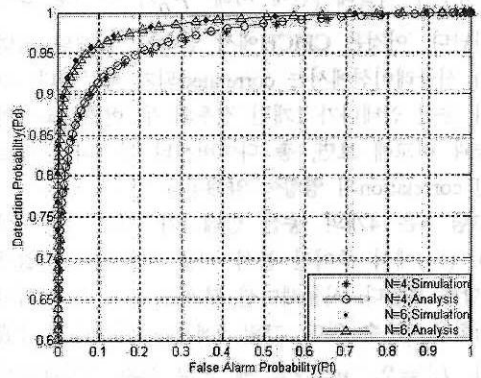


그림 6. 송신 안테나 수가 4일 때, 첫 번째 및 두 번째 dwell의 ROC 곡선.

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 성능 보다는 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 식

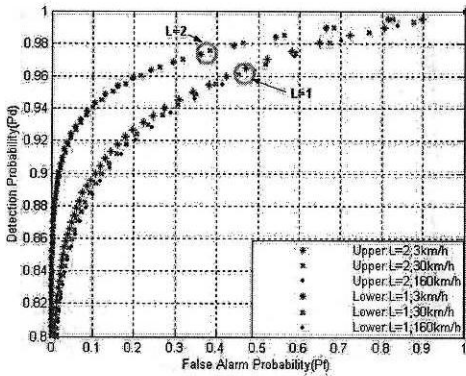


그림 7. 송신 안테나의 수가 1일 때, 이동 속도에 따른 ROC 곡선.

의 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 흥미로운 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 아래의 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.

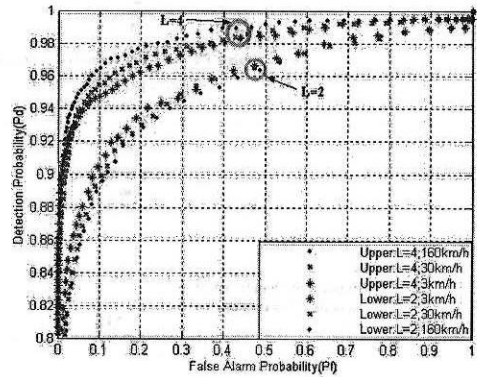


그림 8. 송신 안테나의 수가 2일 때, 이동 속도에 따른 ROC 곡선.

그림 9는 송신 안테나가 4개 일 때 이동국의 속도에 따른 ROC 곡선의 시뮬레이션 성능을 보인다. n , N 등의 파라미터는 그림 6일 때와 같다. 이때, 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.

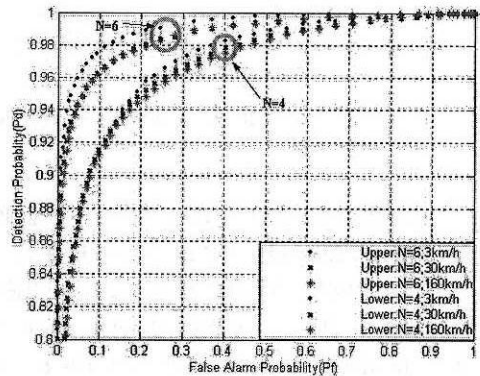


그림 9. 송신 안테나의 수가 4일 때, 이동 속도에 따른 ROC 곡선.

2. 검출 성능과 송신 안테나 수와의 관계

그림 10은 이동국의 다중 경로 검색기의 성능 관

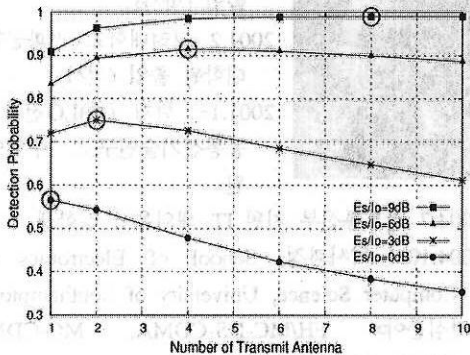


그림 10. CPICH E_s/I_o 와 송신 안테나 개수에 따른 검출 확률 곡선.

점에서 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 0dB에서 9dB까지 3dB씩 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 보인다. 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 0dB일 때는 송신 안테나 수가 1개일 때, E_s/I_o 가 3dB일 때는 송신 안테나 수가 2개일 때, E_s/I_o 가 6dB일 때는 송신 안테나 수가 4개일 때, 최대의 P_D 를 얻을 수 있음을 알 수 있다. E_s/I_o 가 9dB일 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 4~8dB이다 [10]. 따라서 상기의 사항들을 고려했을 때, E_s/I_o 가 4~8dB인 범위에서 검출 성능, P_D 를 저하시키지 않는 송신 안테나 수는 4이

다. 이동 통신 서비스 회사가 설계한 셀 내에 E_s/I_o 가 8dB이상인 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 8dB이상인 영역(coverage)은 매우 드물기 때문에, 셀 영역의 관점으로 볼 경우 기지국 안테나 수 관점에서 파잉 투자를 하는 셈이다.

V. 결론

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.

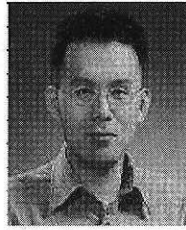
참고문헌

- [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: chapter 4*, McGraw-Hill, 1994.
- [5] Andrew J. Viterbi, *CDMA principles of Spread Spectrum Communications, Chapter 3*, Addison-Wesley, 1995.
- [6] J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA Engineering Handbook*, Artech House

Publishers, 1998.

- [7] H. R. Park and B. J. Kang, "On search code acquisition for direct-sequence spread spectrum system: an application to IS-95 CDMA systems," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 291-295, July 1995.
- [8] Y. Ikai, M. Katayama, T. Yamazato and A. 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] S. H. Won and Y. J. Kim, "Performance Analysis of multi-path searcher for mobile station in W-CDMA system employing transmit diversity," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, no. 1, pp. 137-139, Jan. 2003.
- [10] C. Noblet, M. Fadridis, and R. Owen, "Downlink transmit power issues in a WCDMA cellular system," *IEE 3G Mobile Communication Technologies*, pp. 244-249, May 2002.

원 승 환 (Seung Hwan Won)



1999.2 고려대학교 전파공학과 졸업 (학사)
 2001.2 고려대학교 전파공학과 대학원 졸업 (석사)
 2001.1~ 현재 (주)LG전자 이동통신기술연구소 주임연구원

2004.7 정보통신부 지원 IT 해외유학 장학생
 2004.10~ 박사과정, School of Electronics and Computer Science, University of Southampton
 <관심분야> FH/MC-DS-CDMA, MC-CDMA, MIMO, Code Acquisition

김 영 주 (Young Ju Kim)



1988.2 고려대학교 전자전산공학과 졸업 (학사)
 1996.2 한국과학기술원 정보통신공학과 졸업 (석사)
 2001.2 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업 (박사)
 1987.11~1993.12 (주)금성사

평택연구소

1996.2~1997.2 동경공업대학교 연구원
 2000.4~2000.12 ETRI 위축연구원
 2001.1~2003.8 (주)엘지전자 UMTS 시스템 연구소
 2003.9~현재 충북대학교 정보통신공학과 교수
 <관심분야> 이동통신 시스템, MIMO, 유비쿼터스 네트워크