

W-CDMA 시스템을 위한 多重經路 探索機

정희원 원석호*, 김환우**

Multipath Searcher for W-CDMA System

Seok H. Won*, Whan Woo Kim** *Regular Members*

요 약

時變 多重經路 無線채널 環境下에서 移動局은 受信信號를 測定하여 網에 報告함으로써 網이 핸드오버와 같은 網의 制御技能을 修行하도록 한다. 또한, 最大比結合利得 (maximum ratio combining gain, MRC gain)을 最大化 하기 위해서 移動局은 信號세기가 가장 큰 經路를 찾아내고 그 時間오프셋 (time offset)을 빠르고 正確하게 測定해야 한다. 본 論文은 移動局이 채널經路의 信號세기를 測定하는 方法과 채널經路의 時間오프셋 을 찾는 方法을 提案한다. 또한 W-CDMA 시스템에서는 次世代 高速 패킷 서비스를 目標로 하고 있으므로, 이 때의 性能을 分析하기 위하여, 高速 패킷 서비스 環境에 맞도록 低速의 移動體 環境, 無電力制御, 送受信 안테나 다이버시티를 포함한 多重經路 環境下에서 컴퓨터 模擬實驗을 修行하여 最適의 設計 變數값을 導出하고 그 때의 性能 改善量을 비트誤率觀點에서 보인다.

ABSTRACT

In multi-path wireless channels with time-variant delay profile, a mobile station measures the received signal strength and report it to network which performs network control function such as handover. In order to improve the maximum ratio combining (MRC) gain, it also should search the strongest signal paths and measure their time offsets fast and exactly. This paper proposes some methods of fast and exactly measuring the multi-path signal strength and time offset. Since the W-CDMA system adopts antenna diversity technique for the next generation high speed packet access (HSDPA) service, we derive the optimum design parameter values for the proposed methods through computer simulations under the HSDPA conditions of low speed of mobile, of no power control, and of multi-path wireless environment with transmit and receive antenna diversity. Finally, we prove the validity of the proposed methods by showing the improvement of the bit error rate (BER) performance.

I. 서 론

CDMA (code division multiple access) 이동통신 단말기는 레이크결합(rake combining)을 이용한 복조 (demodulation)를 수행한다^{[1][2]}. 이때, 시변 다중 경로 무선채널 환경하에서 신호의 세기가 가장 큰 경로들을 빠르고 정확히 찾아내어서 레이크 수신기 내의 복조기 (demodulator)들에 할당함으로써 수신

기의 MRC 이득을 최대화할 수 있다^{[2][3]}. 이러한 동작은 주로 수신기의 동적인 복조기할당 제어소프트웨어(dynamic demodulation assignment control software, DDA-S/W)에서 수행되며 다중경로 탐색기 (multi-path searcher, MPS)는 무선채널에서 신호경로의 신호대 간섭비 (signal-to-interference ratio, SIR) 및 그 시간오프셋을 측정하여 DDA-S/W에 제공하고, DDA-S/W는 최적의 채널경로들을 복조기들에 할당한다. DDA-S/W를 통한 MRC이득을

* 한국전자통신연구원 무선전송연구부 모델구조연구실(shwon@etri.re.kr),
논문번호 : 020049-0128, 접수일자 : 2002년 1월 29일

** 충남대학교 정보통신공학부 신호처리연구실

최대화하기 위해서, MPS는 빠른 탐색 (fast search) 과 높은 탐색 신뢰도 (search reliability)를 동시에 만족하도록 설계하여야 한다.

일반적으로 CDMA 수신기에서 무선환경조건 및 시스템조건에 적합한 초기 코드동기를 위한 셀 탐색기 (Cell Searcher)에 대한 연구가 활발히 이루어져 왔다^{[4][5][6]}. 또한 레이크결합을 비롯한 다중경로에 대한 완화기술 (anti-multi-path technique)에 대한 연구도 많이 진행되었다^{[2][7]}. 그러나 다중경로 (multi-path) 각각의 신호세기를 예측하는 구체적인 방법 및 성능분석에 대한 연구는 많지 않으며 특히, 송수신 안테나 다이버시티 기법을 채택하고 있는 W-CDMA 시스템에서 MPS에 대한 연구는 거의 보고되지 않고 있다. 본 논문에서는 W-CDMA용 수신기의 MPS 구현을 위한 알고리즘을 제안하고 SIR 예측오차, 예측오차의 분산, 그리고 채널경로 시간오프셋 검출확률, 평균 탐색시간 등을 고려하여 제안된 MPS의 파라미터를 최적화하는 방법 및 최적값을 소개하고 최종적으로 비트오율 (bit-error rate, BER)로 그 성능을 검증한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 사용한 순방향 채널의 송신기 및 채널 모델을 그림 1.에 보인다. 그림에서 공통 파일럿 채널 (common pilot channel, CPICH), 사용자전용 물리채널 (user dedicated physical channel, DPCH), 및 그 외 직교코드 잡음시뮬레이터 (orthogonal code noise simulator, OCNS)로 표현되는 다른 채널들은 각각 직교가변 확산요소 (orthogonal variable spreading factor, OVSF) 코드로 구분되고, 각각 총 송신전력 (I_{tot})에 대하여 해당 칩당 에너지 ($E_{c,CPICH}$, $E_{c,DPCH}$, $E_{c,OCNS}$) 및 전력이득 (G_{DP} , G_{CS} , G_{OC})를 갖고 전송된다. 수신기에는 무선채널에서 페이딩을 겪은 수신신호 전력 (\hat{I}_{oc}) 대비 타셀 간섭전력 (I_{oc})에 대한 비율로 수신된다. 이때 \hat{I}_{oc}/I_{oc} 는 셀 내의 단말기 위치에 따른 변수이다.

그림 2.는 MPS모델을 보이는데 그림 1.과는 달리 I,Q-채널을 분리하여 표시하였다. 그림에서 MPS에 수신된 신호는 수신 AGC에 의해 총 수신전력이 스케일링 (scaling)된 후, I,Q 채널 각각에 대하여 N 칩만큼 코히어런트 적분되고, M번 넉코히어런트 적분된 후 최종적인 결정변수가 출력되는데, 각 구부

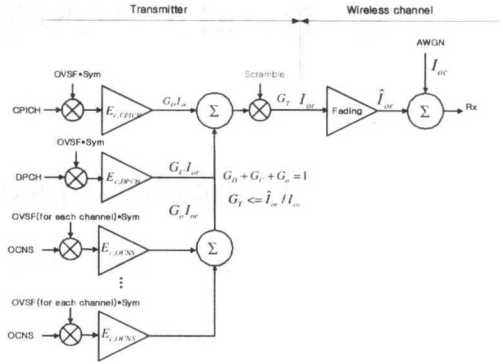


그림 1. 전송 및 채널 모델
(전송 다이버시티 사용시에는 스크램블 앞단에 전송 안테나 2에 대하여 같은 구조가 추가된다)

스크램블 코드 (local scrambling code) 위상을 가변 하면서 ML 검출 (maximum-likelihood detection) 방법으로 신호경로들을 찾는다. 여기서 결정변수는 다음 식 (1)과 같이 주어진다.

$$Z_k = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left\{ \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N C_{i,j} \right)^2 + \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N C_{0,j} \right)^2 \right\}$$

$$E[Z_k] = E_c + \sigma_n^2 / N \tag{1}$$

여기서 E_c 는 칩당 에너지이고, σ_n^2 는 평균 잡음전력 (분산)이다.

W-CDMA에서는 링크용량과 고속데이터 전송 등을 위하여 전송 및 수신 안테나 다이버시티 기술을 채택하고 있다^{[8][9]}. 전송 및 수신 안테나 다이버시티를 위해서는 그림 1. 및 2.에서 각 안테나에 해당되는 블록이 동일한 구조로 추가된다. 전송 안테나에 대한 수신 결정변수 및 수신 안테나에 대한 결정변수는 다음 (2)로 주어진다.

$$E[Z_{k,2Tx_ant}] = E_c + 2\sigma_n^2 / N,$$

$$E[Z_{k,2Rx_ant}] = E_c + \sigma_n^2 / N \tag{2}$$

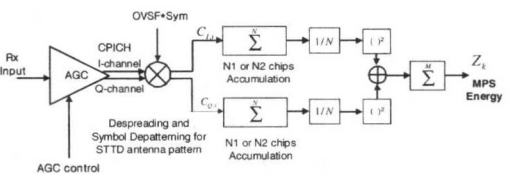


그림 2. MPS 수신모델
(수신 다이버시티 사용시에는 수신 AGC 앞단부터 수신 안테나 2에 대하여 같은 구조가 추가되고 각각 넉코히어런트 결합이 된다)

III. 다중경로 탐색 (multi-path search, MPS) 방법

본 논문에서 제안하는 MPS는 주어진 시간오프셋 윈도우 (time offset window) 내에서 1/2 칩단위로 되어있는 각 가설점 (hypothesis)을 국부 PN (pseudo-noise) 코드로 상관 (correlation)을 취한 후 신호검출 (signal detection)을 수행한다. 그 방법으로서 "double-dwell method with independent correlators (DDM)" 및 "single-dwell method with selective verification (SVM)"의 두 가지를 제안한다.

DDM은 그림 3.에서와 같이 각 가설점 시간오프셋에서 N1 칩 만큼 코히어런트 적분을 취하고 (first dwell) 그 값을 미리 정한 임계치와 비교한다 (threshold detection). 임계치보다 작으면 다음 가설점으로 코드위상을 바꾸고 (slewing), 크면 계속해서 N2까지 (N2=2N1) 코히어런트 적분을 더 취한 후, 다시 처음부터 N2길이만큼 코히어런트 적분을 수행하여 이전 값과 넌코히어런트 적분을 수행한다 (verification). 이 과정을 반복해서 주어진 윈도우 W 만큼 수행한 후 검증 (verification)을 통과한 가설점들의 상관기출력값들 중에서 가장 큰 값들을 찾아낸다 (maximal likelihood detection).

그림 4에서 볼 수 있듯이 SVM에서는 일단 윈도우의 각 가설점 시간오프셋에서 N1 칩만큼 코히어런트 적분을 취하고 그 값들 중에서 가장 크기가 센 몇 개의 후보 가설점들을 선정하여 (maximal likelihood detection), 그 후보 가설점들에 대하여만 다시 N2길이의 코히어런트 적분을 두 번 수행하여

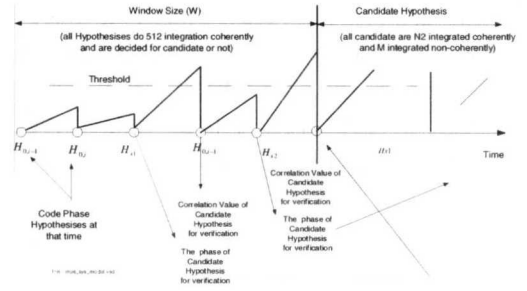


그림 4. "Single-dwell method with selective verification (SVM)"

이들의 넌코히어런트 적분 값들을 구한 후 가장 큰 값들을 찾아낸다 (maximal likelihood detection).

DDM에서는 메모리가 필요없으며 SVM보다는 빠른 평균탐색시간을 갖는 반면, SVM에서는 고정된 평균탐색시간을 운용할 수 있는 장점을 갖는다. 반면, SVM에서는 후보 시간 오프셋을 기억하고 있어야 하므로 메모리가 필요하고 후보 시간오프셋에 대하여 다시 검증을 수행하기 위해서는 국부 PN 발생기의 위상 변경방법을 순차적 "Slewing"방법이 아닌 "Jumping"방법을 사용해야 하므로 PN 발생기의 "Masking"으로 위상을 가변시켜야 한다. 본 논문에서는 좀 더 빠른 평균탐색시간을 갖는 DDM 방법에 집중하여 기술한다.

IV. MPS에서 SIR 예측 (Estimation)

본 논문에서 SIR 측정방법으로서 AGC출력을 기준으로한 방법과 MPS의 상관기 출력만을 이용한 방법의 두 가지를 제안한다. 본 논문에서 SIR은 $SIR = (RSCP/ISCP) * (SF/2) = (RSCP/RSSI) * (SF/2)$ 의 관계를 갖는다. 여기서 SF는 확산요소 (spreading factor)를 의미하고, RSCP, ISCP 및 RSSI는 각각 수신신호 코드전력 (received signal code power), 간섭신호 코드전력 (interference signal code power) 및 수신신호 세기표시 (received signal strength indication)를 의미한다¹⁰⁾.

AGC 출력을 기준으로 이용한 E_c/I_o 측정방법은 AGC 기준전력이 수신기의 총 입력전력, 즉 확산된 신호전력 (spreaded signal power)과 간섭전력의 합으로 구성됨을 이용한다. 여기서 확산된 신호전력을 무시한다면 AGC 기준전력과 AGC 루프오차를 수신기의 총 간섭전력으로 근사화할 수 있으며, AGC

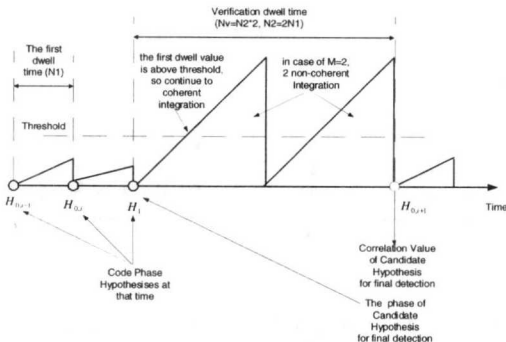


그림 3. "Double-dwell method with independent correlators (DDM)"

루프오차를 무시하면 이 값은 일정한 값으로 근사화할 수 있다. 따라서 MPS의 상관기 출력에너지 (despreaded signal energy) 만을 측정하여 E_c/I_o 를 계산할 수 있다. 즉, C_o 를 MPS의 상관기 평균 출력전력, A_o 를 AGC 기준전력이라고 하면, 식 (1)로부터 다음 식 (3), (4)가 주어진다.

$$C_o = (N^2 E_{c,CPICH} + N\sigma_n^2) / N^2 = E_{c,CPICH} + \frac{1}{N} \sigma_n^2 \quad (3)$$

$$A_o = (N\sigma_n^2 + NE_{c,DPCH} + NE_{c,CPICH} + NE_{c,OCNS}) / N = \sigma_n^2 + E_{c,DPCH} + E_{c,CPICH} + E_{c,OCNS} \quad (4)$$

여기서 N은 제 2차 드웰에서의 MPS의 코히어런트 적분길이 (N2)이고, σ_n^2 은 평균 잡음전력으로서 간섭전력 스펙트랄밀도 (I_o)에 대응된다. 또한 (3), (4)로부터 $H_{AGC} = C_o/A_o$ 로 표시하고, $\sigma_n^2 \gg E_{c,DPCH} + E_{c,CPICH} + E_{c,OCNS}$ 라고 가정하면, 구하고자 하는 예측된 E_c/I_o 는 다음 식 (5)로 주어진다.

$$est(E_c/I_o) = H_{AGC} - \frac{1}{N} \quad (5)$$

안테나 다이버시티 사용시, 즉, 송/수신 안테나가 각각 두 개인 경우는 식 (3), (4)를 이용하여 (5)와 동일한 방법으로 구하면 다음 식 (6)을 얻는다.

$$est(E_c/I_o) = bH_{AGC} - \frac{a}{N} \quad (6)$$

여기서 a 및 b는 각각 송/수신 안테나 수가 된다.

MPS의 상관기 출력만을 이용한 방법은 오보 가설점 및 "true" 가설점에서 상관을 취한 결과값을 이용한다. 신호가 존재하는 경우 MPS 상관기출력을 C_{H1} , 신호가 없는 경우를 C_{H0} 라 한다면 각각 다음과 같이 표현된다.

$$E[C_{H1}] = ((2N)^2 E_{c,CPICH} + 2N\sigma_n^2) / (2N)^2 = E_{c,CPICH} + \frac{1}{2N} \sigma_n^2$$

$$E[C_{H0}] = (N\sigma_n^2 + NE_{c,DPCH} + NE_{c,CPICH} + NE_{c,OCNS}) / N^2 \quad (7)$$

여기서 C_{H0} 는 제 1차 드웰에만 머문 경우의 신호만을 이용한다. 따라서 여기서 N은 N1이 된다. 역시 이들의 비율을 $H_{CO} = E[C_{H1}] / E[C_{H0}]$ 로 표시하고, $\sigma_n^2 \gg E_{c,CPICH} + E_{c,DPCH} + E_{c,OCNS}$ 라고 가정하면, 구하고자 하는 E_c/I_o 는 다음과 같이 주어진다.

$$est(E_c/I_o) = \frac{1}{N} (H_{CO} - \frac{1}{2}) \quad (8)$$

본 논문에서는 제 1차 드웰의 검증을 위해서는 MPS의 상관기 출력만을 이용한 방법을 사용하고 검증 확인 (verification check) 및 최종 E_c/I_o 예측은 구현의 간편성을 고려하여 AGC 출력을 기준으로 이용한 방법을 사용하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 컴퓨터 모의실험 조건은 제 1, 2차 코히어런트 적분구간 각각 N1=512, N2=1024 이고, 검증 확인을 위한 넉코히어런트 적분구간 M=2이며 윈도우 크기 W=90을 가정하였다. 전송 다이버시티를 위한 CPICH 패턴은 참고문헌 [12]를 따랐다. 또한 AGC의 시정수는 10 msec.로 하였다.

그림 5. 는 제 1차 드웰 임계치에 따른 E_c/I_o 예측 바이어스오차 (estimation bias error)를 구한 컴퓨터 모의실험 결과이다. 여기서 바이어스오차는 예측치 평균값과 실제값과의 차이로 정의한다. 그림 5.에서 제 1차 드웰 임계치를 크게 함으로써 바이어스오차가 늘어나는 것을 볼 수 있는데, 이것은 검출 확률이 감소하므로 예측오차가 증가하기 때문이다. 또한 AWGN, 레일라이 채널 모두에서 E_c/I_o 가 클수록 바이어스오차가 줄어들고(그림에서 "사각형 커브" 대비 "원 커브", 혹은 "정삼각형 커브" 대비 "역삼각형 커브"), 레일라이 채널인 경우는 전송 다이버시티를 적용하지 않은 경우 보다는 적용한 경우 (그림에서 "정삼각형 및 역삼각형 커브")가 바이어스오차가 줄어드는 것을 보인다. 그림에서 임계치가 -27 dB일 때 E_c/I_o 가 -18 dB이상이면 바이어스

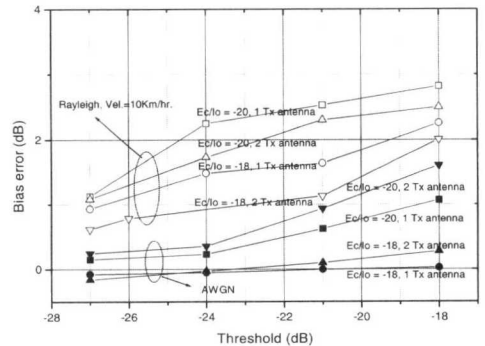


그림 5. 제 1차 드웰 임계치 δ_e 에 따른 제안된 E_c/I_o 예측기의 바이어스오차 컴퓨터 모의실험 결과 (δ_e 은 -27 dB).

$$(10 \log_{10}(E_c/I_o) = 10 \log_{10}(E_c/I_{oc}) = 10 \log_{10}(E_c/I_{or}) + 10 \log_{10}(I_{or}/I_{oc}))$$

오차가 1 dB 미만이고 전송 다이버시티를 적용하였을 때는 약 0.6 dB 미만이 된다. 그림에서 AWGN의 경우 전송 다이버시티를 적용했을 때 바이어스 오차가 더 커지는 이유는 다음 항 (제 5항)에서 기술한다.

예측오차의 분산 (estimation error variance) 결과는 그림 6.에서 보이듯이 제 1차 드웰의 임계치 δ_1 를 크게 함으로써 예측오차의 분산이 줄어드는 것을 볼 수 있다. δ_1 를 크게 하면 검출확률도 줄어들지만, 오보 (False alarm) 확률이 감소하므로 예측오차의 분산이 줄어든다. 종합하면, δ_1 가 작아질수록, 즉, 제 1차 드웰에서 검출확률과 오보확률이 커질수록 예측기의 바이어스 오차는 작아지고, 예측오차의 분산은 커진다. 따라서 바이어스 오차가 제 1차 드웰의 검출확률에 민감하고, 예측오차의 분산은 제 1차 드웰의 오보확률에 민감함을 알 수 있다. 또한 E_c/I_o 가 클수록 예측오차의 분산도 커지는 것을 알 수 있는데, 그 이유는 송신측의 신호가 평균값이 일정한 무선채널이득과 곱해지기 때문에 곱해지는 신호크기가 클수록 분산도 증가하기 때문이다. 반면에 전송 다이버시티를 적용한 경우는 다이버시티이득으로 인하여 예측오차의 분산이 줄어들게 된다 (그림에서 "왼 커브" 대비 "역삼각형 커브" 및 "사각형 커브" 대비 정삼각형 커브).

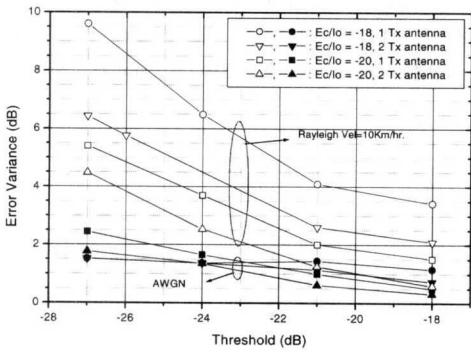


그림 6. 제 1차 드웰 임계치 δ_1 에 따른 제안된 E_c/I_o 예측기의 예측오차의 분산 컴퓨터 모의실험 결과 (δ_v 은 -27 dB).
 $(10\log_{10}(E_c/I_o) = 10\log_{10}(E_c/I_{oc}) + 10\log_{10}(I_{or}/I_{oc}))$

V. 검출확률 및 평균 탐색시간

무선환경에 따른 상관기의 출력분포를 안다고 가

정하면 제 1차 드웰에서의 임계치에 따른 검출확률은 $P_d = \Pr\{C_{10} > Th\}$ 가 되고 오보확률은 $P_f = \Pr\{C_{10} > Th\}$ 가 되므로 쉽게 구할 수 있다¹¹. 본 논문에서는 MPS의 제 1차 드웰에서 시작하여 검증 (verification)까지의 최종검출확률(final detection probability), 최종오보확률(final false alarm probability) 및 탐색실패확률 (search fail probability)을 다룬다. 이를 위하여 윈도우 크기가 W 이고 이들 중 1개만이 신호가 존재하는 경우에 있어서 MPS의 상태전이 다이어그램(state transition diagram)을 그림 7.에 보인다.

그림 7.에서 MPS의 "상태 (state)"는 각 가설점에서 MPS가 제 1차 드웰 및 검증 (verification) 단계에 있는 상태들로 정의한다. 즉, 윈도우내의 첫번째 가설점에 신호가 없다고 가정 하면 이때 MPS가 제 1차 드웰 상태에 있는 경우를 $H_{01}^{(0)}$ 로, 검증 상태(verification state)에 있는 경우를 $H_{01}^{(v)}$ 로 정의하고 마찬가지로, 그 다음에 오는 가설점들을 순서대로 $H_{01}^{(0)}, H_{01}^{(v)}, \dots, H_{0(W-1)}^{(0)}, H_{0(W-1)}^{(v)}$ 로 정의한다. 또한 신호가 존재하는 상태에서 $H_{11}^{(0)}$ 및 $H_{11}^{(v)}$ 를 정의한다. 각 "검증 상태"에서 출력되는 값들은 "검색된 경로 (surveyed path)"들에 대한 최종 검출 (final decision)을 위한 후보들로서 코히어런트 적분을 N2번, 다크코히어런트 적분을 M 번 수행한 상관값들이 된다. 이들 중 가장 크고 동시에 검증 임계치 δ_v 보다 큰 가설점은 최종 탐색 경로가 된다.

그림 7.의 MPS 상태전이 다이어그램에서 MPS가 최종적 절차를 끝냈을 때 발생할 수 있는 사건 (event)들 및 그에 해당되는 확률들은 $\Pr\{\text{"final false alarm"}\}$, $\Pr\{\text{"final detection"}\}$ 및 $\Pr\{\text{"search fail"}\}$ 이고 이들을 각각 P_{FFA} , P_{FD} 및 $P_{SRCH-FAIL}$ 로 표현하면 이들 파라미터들은 다음과 같은 관계를 갖는다.

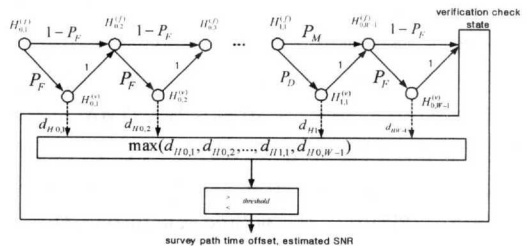


그림 7. 최종검출확률, 최종오보확률, 탐색실패확률, 및 평균탐색시간을 위한 MPS의 상태 전이 다이어그램

$$P_{FFA} = \Pr\{est(E_c/I_o) at H_0 > \delta_1 \text{ and } d_{H_{0,i}} = \max(d_{H_{0,1}}, \dots, d_{H_{0,N}}) \neq d_{H_{0,1}} \text{ and } d_{H_{0,i}} > \delta_1\} \quad (9)$$

$$P_{FD} = \Pr\{est(E_c/I_o) at H_1 > \delta_1 \text{ and } \max(d_{H_{0,1}}, \dots, d_{H_{1,1}}, \dots, d_{H_{1,N}}) = d_{H_{1,1}} \text{ and } d_{H_{1,i}} > \delta_1\} \quad (10)$$

$$P_{SRCH_FAIL} = 1 - (P_{FFA} + P_{FD})$$

전술한 컴퓨터 모의실험 조건에서 제 1차 드웰 임계치에 따른 P_{FFA} , P_{FD} 및 P_{SRCH_FAIL} 각각의 특성을 분석하기 위하여, 먼저 그림 8.에 수신 E_c/I_o 에 따른 제 1차 드웰 실패확률 (first dwell missing probability), P_M 에 대한 컴퓨터 모의실험 결과를 도시하고, 그림 9.에 수신 E/I_o 에 따른 P_{FD} 컴퓨터 모의실험 결과를 도시하였다. 여기서 P_M , P_{FFA} , 및 P_{FD} 는 MPS의 평균탐색시간을 결정하는 주요 변수가 된다. 즉, 제 1차 드웰 임계치를 낮게 설정할수록 P_M 은 감소하지만 P_{FFA} 가 증가하므로 MPS의 평균탐색시간이 증가한다. 대신에 P_{FD} 도 증가하게 된다. 따라서 평균탐색시간과 P_{FD} 의 "trade off"로 MPS를 설계하여야 한다. 그러나 본 절의 컴퓨터 모의실험에서는 우선 바이어스오차가 1 dB 미만이 되도록 (제 1차 드웰) 임계치를 -27 dB로 설정하였다.

그림 8.에서 P_M 은 단말기 평균수신 E_c/I_o 가 클수록 줄어들고 특히 레일라이 채널의 경우는 전송 다이버시티를 사용한 경우 줄어든데, E_c/I_o 즉, 신호세기가 클수록 다이버시티 효과는 커지는 것을 볼 수 있다 (그림에서 수평좌표축 오른쪽으로 갈수록 간격이 벌어진다).

그림 9.에서 P_{FD} 역시 신호의 세기 (E_c/I_o)가 클수록 (그림에서 수평좌표축 오른쪽으로 갈수록) 커진다. 반면에 AWGN 및 수신 E_c/I_o 가 -22 dB미만으로 신호가 작을 때의 레일라이 채널에서는 전송 다이버시티를 적용할 경우의 결과가 적용치 않은 경우의 결과 보다 작다. 그 이유는 W-CDMA 규격의 전송 다이버시티를 위한 CPICH의 패턴이 두 심벌 단위로 직교하게 되어 있고, 이 두 개의 안테나를 분리하기 위하여 패턴제거(de-patternizing)하여서, 두개의 안테나 신호를 난코히어런트 결합 (non-coherent combing)하는 과정에서 잡음전력이 두 배로 증가하기 때문이다. 다시 말해, 전송 다이버시티

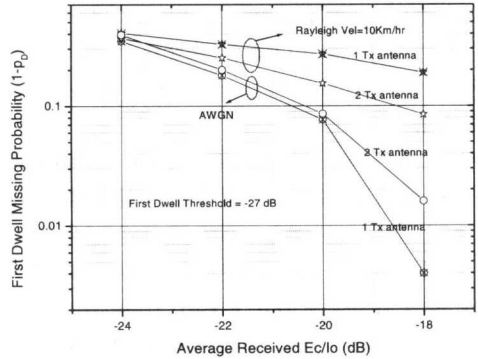


그림 8. 수신 E_c/I_o 에 따른 제 1차 드웰 실패확률 컴퓨터 모의실험 결과

를 사용하지 않은 경우에 신호가 없는 경우의 잡음전력은 $E\{(\sum_{i=1}^{2N} n_i)^2\} = 2N\sigma_n^2$ 가 되고, 전송 다이버시티가 적용된 경우는 $E\{(\sum_{i=1}^{N-1} n_i + \sum_{i=N}^{2N-1} n_i)^2 + (\sum_{i=1}^{N-1} n_i + \sum_{i=N}^{2N-1} n_i)^2\} = 4N\sigma_n^2$ 가 되어서 잡음이 2배 증가하게 된다. 이것은 전항 (제 4 항)에서 AWGN의 경우 전송 다이버시티를 적용했을 때 바이어스 오차가 더 커지는 이유가 되기도 한다 (그림 5.를 보시오). 그러나 레일라이 채널인 경우 E_c/I_o 가 -22 dB 이상으로 신호세기가 커지게 되면 잡음보다 다이버시티 이득이 증가되어서 전송 다이버시티를 적용한 경우의 P_{FD} 가 증가한다. 따라서 레일라이 채널환경에서는 신호가 작은 상황 (E_c/I_o 가 -22 dB 미만)에서 전송 다

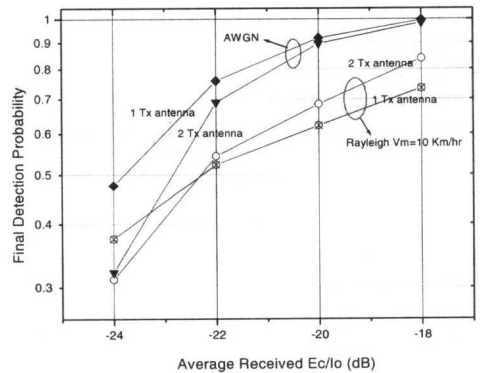


그림 9. 수신 E/I_o 에 따른 최종검출확률 컴퓨터 모의실험 결과

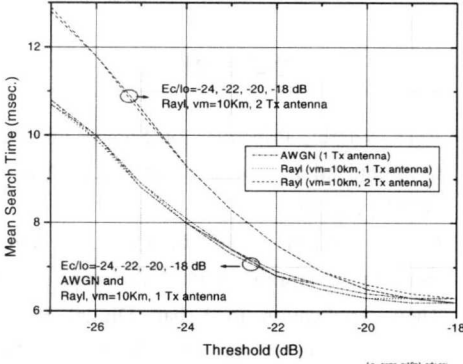


그림 10. 제 1차 드웰 임계치에 따른 평균 탐색시간 컴퓨터 모의실험 결과 (Simulation results for the MPS mean search time vs. δ_1 , δ_2 is -27 dB).

이버시티를 사용할 경우는 사용하지 않을 경우보다 검출확률이 더 작아지며, 신호가 클수록 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

그림 10.은 제 1 차 드웰 임계치 및 단말기 수신 E_c/I_o 에 따른 평균탐색시간 결과를 보인다. 그림에서 보이듯이 평균탐색시간은 수신 E_c/I_o 에 크게 영향을 받지 않는다. 그 이유는 전술한 바와 같이 평균탐색시간은 제 1차 드웰의 오보확률에 좌우되는데, 이는 신호의 크기와는 크게 상관없고 수신기의 잡음전력에만 크게 좌우되기 때문이다. 이러한 이유와 전술한 바와 같이 전송 다이버시티를 적용했을 때가 적용 하지 않았을 때 보다 잡음전력이 2배 증가하므로 평균탐색시간은 그림에서 보이듯이 더 길어지게 된다.

IV. 비트오율 성능

MPS에 의한 수신기의 최종 성능개선을 확인하기 위하여 BER 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 컴퓨터 모의실험에서 무선채널은 반송파주파수가 2 GHz인 "joint technical committee (JTC)"의 페이딩 채널모델을 사용하였다. 또한 W-CDMA에서는 고속의 순방향 서비스를 겨냥한 패킷서비스도 포함하고 있으며 이때는 전력제어는 하지 않는다. 따라서 본 논문에서 수행한 컴퓨터 모의실험에서도 전력제어는 하지 않는 것으로 가정하였다. 또한 고속 데이터 서비스 환경으로서 저속의 이동체 환경으로 가정하였다. 무선채널 경로들을 위하여 이동체 속도 V_m 이 10 Km/hr.이고 평균 전력이 동일한 총 네 개의 서로

독립적인 페이딩을 겪는 경로들을 발생시키고, 수신기내의 복조기는 총 두 개만 있는 경우로 가정하였다. 따라서 총 네 개의 페이딩 경로 중에서 "고정적"으로 두개 혹은 "가변적"으로 두 개 (MPS, DDA-SW에 의하여 순간순간 최적의 경로 두 개를 찾은 것)의 경로를 복조기에 할당하는 경우를 비교하여 보았다. 또한 복조기에는 무선채널의 위상왜곡을 보상하기 위하여 CPICH를 I,Q-채널 각각 512칩 동안 코히어런트 적분한 값을 필터링하지 않고 바로 이용하였다[13].

그림 12.는 상기 조건하에서 수행한 Uncoded BER 컴퓨터 모의실험 결과를 보인다. 그림에서 "검은색 원형 커브"는 네 개의 경로에서 임의로 두 개를 선택하여 컴퓨터 모의실험이 끝날 때 까지 유지한 결과이고, "검은색 마름모 커브"는 본 논문에서 제안한 방법으로 MPS가 찾은 경로들을 다이나믹(dynamic)하게 복조기에 할당한 결과이다. 이 그림에서 보이듯이, 상기 조건에서 각 독립적인 페이딩을 겪는 총 네 개의 경로들 중 신호가 가장 큰 경로 두 개를 다이나믹하게 선택하여 복조기에 할당하게 되면 약 1.3 dB가 개선됨을 보인다.

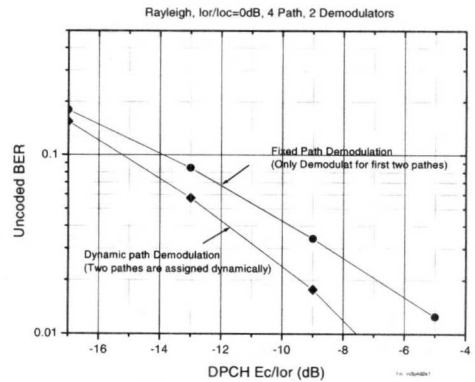


그림 12. 다중 경로 페이딩 환경에서 MPS에 의한 (path selection diversity) BER 개선 컴퓨터 모의실험 결과 (DPCH E_c/I_o (그림 가로축값)은 4 경로당 값이며, 1 경로당은 -6 dB를 더해준다).

V. 결론

본 논문에서는 가변 다중경로 무선채널 환경하에서 각 경로의 E_c/I_o 를 측정하는 방법을 제안하고

바이어스 오차와 예측오차의 분산으로 성능을 분석하였다. 또한 E_c/I_0 가 가장 큰 경로들을 빠르고 정확히 찾기 위한 방법을 제안하고 최종검출확률, 탐색실패확률, 최종오보확률, 및 평균탐색시간으로 성능을 분석하였다. 분석결과, 다음과 같은 사실을 확인하였다.

i) 제 1 차 드웰 임계치가 작아질수록 검출확률과 오보확률이 커지고, 예측기의 바이어스오차는 작아지며, 예측오차의 분산은 커진다. 따라서 바이어스오차가 검출확률에 민감하고, 예측오차의 분산은 오보확률에 민감함을 알 수 있다 (그림 5 및 6 를 보시오).

ii) E_c/I_0 예측의 바이어스오차는 AWGN 및 레일라이 채널에서 모두 수신 E_c/I_0 가 클수록 줄어든다. 또한 전송 안테나 다이버시티를 사용할 경우, 레일라이 채널에서는 바이어스오차가 줄어들지만, AWGN에서는 오히려 늘어나는데 그 이유는 안테나 간 파일럿 신호의 직교성을 유지시키는 패턴때문이다.

iii) E_c/I_0 예측오차의 분산은 레일라이 채널의 경우 E_c/I_0 가 커질 경우는 증가하고, 전송 안테나 다이버시티를 사용할 경우에는 줄어든다.

iv) 레일라이 채널의 경우, 수신 E_c/I_0 가 작을 때는 전송 안테나 다이버시티 경우 검출확률이 더 떨어지고 수신 E_c/I_0 가 클 때는 전송 다이버시티 경우 검출확률이 더 크다. 그 이유는 신호세기가 작은 레일라이 채널은 잡음성분이 크므로 AWGN 채널의 특성이 나타내므로, 상기 ii)항의 AWGN에서 전송 다이버시티 경우의 바이어스오차가 더 커지는 이유와 동일한 이유로 검출확률도 줄어든다. 대신에 신호세기가 클수록 전송 다이버시티 경우 검출확률이 더 커지는데, 이는 신호세기가 커질수록 다이버시티 이득이 더 커지기 때문이다.

v) 무선채널경로의 오보확률은 AWGN, 레일라이 모든 경우에 있어서 전송 다이버시티를 사용하면 증가하고, 따라서 평균탐색시간도 길어진다 (그림 10을 보시오).

결론적으로, 상기 특성을 고려한 최적 점을 평균 탐색시간 13 msec. 기준으로 적정한 제 1 차 드웰 경계치는 약 -27 dB임을 밝혔으며, 이 조건으로서 목적하는 가변 다중경로 무선채널 환경하에서의 BER 성능을 검증하기 위하여 AWGN, 저속의 페이딩 환경 및 무전력제어 조건하에서 컴퓨터 모의실험을 수행하여 이 때, BER이 0.1일때를 기준으로

약 1.3 dB 까지 개선될 수 있음을 보였다.

참고 문헌

- [1] A. J. Viterbi, Principles of Spread Spectrum Communication, Massachusetts : Addison-Wesley, 1995.
- [2] G. L. Turin, "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio," Proc. Of The IEEE, vol. 68, No. 3, Mar. 1980.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications, New York : McGraw-Hill, 1995.
- [4] A. Polydoros and C. Weber, "A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Part I:General Theory," IEEE Trans. on comm., vol. 32, No. 5, May 1984.
- [5] S. Tantaratana, "Noncoherent Sequential Acquisition of PN Sequences for DS/SS Communications with/without Channel Fading,"IEEE Trans. on comm., vol. 43, No. 2, Feb. 1995.
- [6] E. A. Sourour and et. al., "Direct-Sequence Spread Spectrum Parallel Acquisition in a Fading Mobile Channel," IEEE Trans. on comm., vol. 38, No. 7, July 1990.
- [7] N. L. Chan, "Multipath Propagation Effects on a CDMA Cellular System," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, No. 4, pp 848-855, Aug. 1984.
- [8] B. Hochwald, et. al., "A Transmitter Diversity Scheme for Wideband CDMA Systems Based on Space-Time Spreading," IEEE journal on sel. Areas in comm., vol. 19, No. 1, Jan. 2001.
- [9] Y. Ikai, et. al., "Code Acquisition of a DS/SS Signal with Transmit and Receive Antenna Diversity,"IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E82-A, No. 12 Dec. 1999
- [10] 3GPP, "Technical Specification Group Radio Access Network: Physical layer-Measurements (FDD)," TS 25.215, V3.5.0, Dec. 2000

[11] H. L. Trees, Detection Estimation and Modulation Theory, Yew York : Wiley, 1968

[12] 3GPP, "Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Channel and Mapping of transport Channels onto Physical Channels (FDD)," TS 25.211, V3.2.0, Oct. 1999

[13] S.H.Won, et. al., "Channel Estimation Methods Adequate to Space Time Transmit Diversity Receiver in W-CDMA IMT-2000 System," VTC 2001 Fall, 54th, Vol. 1, pp456-459, 2001

원 석 호(Seok H. Won)

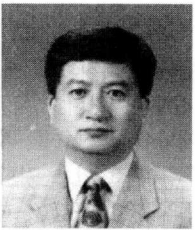
정회원



1990.2. 광운대학교 전자공학과
공학학사
1998.2. 충남대학교 전자공학과
공학석사
2002.6. 충남대학교 전자공학과
공학박사
1990.3.-현재 한국전자통신연구
원(ETRI) 선임연구원

김 환 우(Whan Woo Kim)

정회원



1977.2. 서울대학교 전자공학과
공학학사
1979.2. 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 공학석사
1988.7. El. Engineering, Uni-
versity of Utah,
공학박사

1980.6.-현재 충남대학교 정보통신공학부 교수
1998.1.-현재 한국통신학회 대전충남지부 이사
2000.1.-현재 대한전자공학회 충남지부 이사
2002.1.-현재 IEEE 대전 섹션 부의장
<관심분야> 초고속 유/무선 통신, 통신신호처리,
비파괴 검사용 신호처리