

W-CDMA 를 위한 전송 안테나 다이버시티 성능 개선

김성진*, 이용석, 박형운

SDR 팀, 디지털통신 Lab, 삼성종합기술원

Performance Improvement of the Tx Diversity for W-CDMA

SungJin Kim, YongSuk Lee, H. Woon Park

SDR team, Digital Communication Lab, SAIT

dcsjkim@sait.samsung.co.kr, yslee@sait.samsung.co.kr

ABSTRACT: Differential channel 정보를 feedback 하는 close loop Tx diversity 를 제안한다. 본 Tx diversity 는 기존의 channel feedback Tx diversity 보다 W-CDMA 의 forward link 와 reverse link channel 용량을 더 많이 늘린다. Differential channel 정보를 estimation 하는 방법을 제안한다. 부가적으로 보내는 정보 없이 W-CDMA 의 forward power control 에 사용하는 dedicated pilot 심볼을 이용해 differential channel 정보를 estimation 한다. 기존에 제안된 channel feedback Tx diversity 들과 성능을 비교한다.

1. 서론

W-CDMA 의 하향링크 용량을 개선하기 위해 전송 다이버시티가 제안되었다[1]. 단말기로부터 하향링크 채널 정보를 수신 받아 동작하는 방식은 페 루프 전송 다이버시티[2] 이고, 궤환(饋還)이 없는 방식은 개 루프 전송 다이버시티[3]이다. 이 밖에 둘의 장점을 모두 이용하는 방식은 하이브리드 전송 다이버시티[4]이다.

채널 정보를 궤환 받아 동작하는 페 루프 전송 다이버시티의 성능은 다이버시티 결합 방법뿐 아니라 궤환 주기도 영향을 받는다[5]. 궤환 주기가 길면 궤환 정보가 단말기로 오기 전에 채널이 변하게 되어 성능이 떨어진다. 최고 도플러 주파수가 높아 채널이 빨리 변하는 경우, 채널에 대한 정밀한 정보를 보내는 것보다 꼭 필요한 최소한의 정보를 신속히 보내는 것이 성능 향상에 더 도움이 된다[6].

2 장은 기존 방식을 설명하고 문제점을 파악한다. 3 장은 본 제안 시스템의 구성을 설명한다. 4 장은 제안한 방식의 채널 측정 방법을 자세히 설명한다. 5 장은 여러 가지 전송 다이버시티와 성능을 비교한 시뮬레이션 결과이다. 6 장에서 결론을 맺는다.

2. 기존 방식 분석

모토롤러는 2 비트 위상정보를 궤환하는 EG 모드 페 루프 전송 다이버시티를 제안했다[1]. EG 모드는 두 개의 전송 안테나 채널이 위상이 서로 틀려 상쇄간섭을 일으킬 경우 한 안테나의 위상을 미리 보상해 두 채널을 통해 들어오는 신호가 동일 위상이 되게 하는 다이버시티 결합 방법이다. 2 비트 위상 정보는 이 위상 정보를 2 비트 정보 $\{0, \pi/2, \pi, -\pi/2\}$ 로 고정된 것이다.

W-CDMA 에서 전송 다이버시티를 위한 궤환 정보량은 슬롯(slot) 당 1 비트로 설정하고 있다[1]. 슬롯의 주기 $T_{slot} = 1/1500\text{Hz}$ (sec)이다. 2 비트 EG 모드의 정보를 궤환하기 위해 2 슬롯이 필요하다. 그림1은 채널 측정, 채널 궤환 전송과 다이버시티 가중치를 부여하는 타이밍 관계를 보여준다. 많은 수의 비트를 사용하면 정밀한 채널 정보를 보내지만 궤환 지연이 많이 생긴다. 따라서 비트 수는 작지만 효율적인 정보를 궤환해야 한다

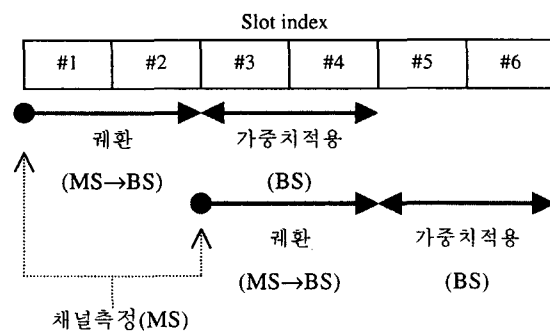


그림1 페 루프 전송 다이버시티 타이밍

* 도움주신 삼성전자 표준팀, 한양대 통신신호처리 연구실 그리고 서울대 이동통신 연구실분 들께 감사 드립니다. 본 논문의 관련 특허 출원 접수 번호는 99-p-0074 임.

궤환 주기를 줄이기 위해 1 비트 EG 모드의 사용을 모토롤라에서 제안했다. 채널 위상을 1 비트로 고정하면 정보를 많이 잃어 버린다. 따라서 궤환 주기에 많은 영향을 받는 고속 이동국 채널에서는 성능이 나오지만 저속의 경우 2 비트 EG 모드에 비해 성능이 떨어진다. 슬롯 당 2 비트를 보내는 방식도 제안되었다. 이 방식은 속도에 상관없이 2 비트 EG 모드와 1 비트 EG 모드 보다 항상 우수하다. 슬롯 당 보내는 비트수가 많아지면 상향링크 용량이 줄어든다.

3. 제안한 차분 방식 시스템

1 비트 차분 채널 정보는 궤환 주기가 짧고, 채널 상태를 잘 표현하는 정보이다. 차분 채널 정보는 현재의 채널과 이전 채널의 차이 정보이다. 두 안테나 중 한 안테나 채널 위상을 다른 안테나 채널의 위상과 동일하도록 보상하는 EG 모드는 보상 위상 값을 채널 정보로 궤환한다. 그림2는 EG 모드로 동작하는 전송 다이버시티이다. 기존 방식은 보상 위상 값 $\phi_{MS}(t)$ 을 보내지만 제안한 방식은 이전과의 차이 $\Delta\phi_{MS}(t)$ 을 보낸다.

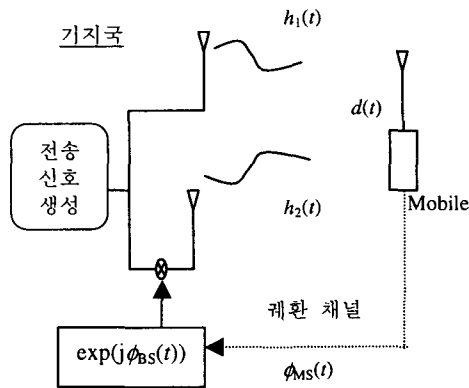


그림 2 페 루프 전송 다이버시티

보상 위상 정보를 보내는 방법은 보상 위상 값 $\phi_{MS}(t)$ 을 바로 보내는 방법과 보상 위상 값 차 $\Delta\phi_{MS}(t) = \phi_{MS}(t) - \phi_{BS}(t - T_{TD-delay})$ 를 보내는 방법이 있다. $T_{TD-delay}$ 는 전송 다이버시티 궤환 주기이다. $\phi_{MS}(t)$ 는 t 시점에 이동국에서 측정된 채널 위상 정보이고, $\phi_{BS}(t)$ 는 기지국에서 이동국으로부터 수신한 채널 위상 정보이다. 잡음에 의해 $\phi_{MS}(t)$ 는 $\phi_{BS}(t)$ 로 수신될 때 비트 당 4%의 확률의 오류가 생긴다.

보상 위상 값 $\phi_{MS}(t)$ 는 보상 위상 값 차 $\Delta\phi_{MS}(t)$ 에 비해 같은 정보를 표현하기 위해 많은 비트수가 필요하다. 슬롯 당 1 비트를 사용하는 $\pi/4-\Delta\phi_{MS}(t)$ 모드 궤환 전송 다이버시티 성능이 슬롯 당 2 비트를 보내는 $\phi_{MS}(t)$ 모드 궤환 전송 다이버시티와 비슷하다. 슬롯 당 2 비트를 보내면 슬롯 당 1 비트를 보내는 방식에 비해

상향링크 채널 용량이 줄어든다. 256 사용자를 수용하는 W-CDMA 경우 비트 당 최대 ($256 \times 1/10$) 간섭이 증가해 용량이 많이 줄어든다.

$\phi_{MS}(t)$ 는 두 개의 안테나로부터 수신되는 직교 파일럿으로 구한다. $\phi_{MS}(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$ 이다. 여기서 $\theta_1(t)$ 는 안테나 1 채널의 위상 값이고 $\theta_2(t)$ 는 안테나 2 채널의 위상 값이다. $\phi_{MS}(t)$ 는 궤환 채널을 통해 기지국으로 전송된다. $\phi_{BS}(t) = \phi_{MS}(t) + n(t)$ 로 잡음에 의해 비트 당 4%의 오류확률로 수신된다. $\phi_{MS}(t)$ 를 궤환하는 방식과는 달리 $\Delta\phi_{MS}(t)$ 를 궤환하는 방식은 기지국이 수신한 $\phi_{BS}(t)$ 를 알아야 한다. $\phi_{BS}(t)$ 를 알기 위해서는 기지국에서 이동국으로 $\phi_{BS}(t)$ 상태를 알리는 추가 정보를 보내야 한다.

W-CDMA는 하향링크 전력 제어¹를 위해 각 사용자마다 사용자 파일럿 심벌을 보낸다. 이 정보를 보내는 채널을 DPCCCH (Dedicated Physical Control Channel)이라 한다. DPCCCH의 파일럿 심벌을 이용해 $\phi_{BS}(t)$ 에 관한 정보를 얻는다. 이 정보는 IS-95 표준 방식으로 구성된 CDMA 시스템에서는 전송하지 않는 신호이기 때문에, 기존 궤환 모드 전송 다이버시티에서는 $\Delta\phi_{MS}(t)$ 를 전송하지 못한다. DPCCCH의 파일럿 정보와 파일럿 채널 정보를 이용해 $\Delta\phi_{MS}(t)$ 를 구하는 방법은 4장에 나와 있다.

그림3은 기존 채널 궤환 전송 다이버시티의 채널 정보 측정 방법과 제안한 차분 채널 궤환 전송 다이버시티의 채널 정보 측정 방법을 비교한 것이다. 기존 방법은 두 개의 직교 파일럿 채널을 이용해 채널 정보를 측정하지만 제안한 방법은 한 개의 파일럿 채널과 DPCCCH - 파일럿 심벌을 이용해 채널 정보를 측정한다.

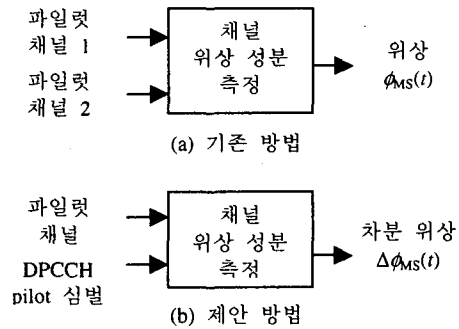


그림 3 채널 정보 측정 방법

제안한 방법은 기존 방식과는 달리 다이버시티 안테나 파일럿 채널을 이용하지 않아 이로 인해 생기는 하향링크 용량 손실이 없다. 일반적으로 파일럿 채널을 위해서 10%의 채널 용량을 할당한다. DPCCCH는 페 루

¹ 하향링크 전력 제어는 near-far problem을 해체에 주안점을 두고 동작하는 상향 링크 전력 제어와는 달리 하향링크 채널 페이딩 극복과 총 전력 절약을 위해 사용된다. W-CDMA에 추가된 사항이다.

프 전송 다이버시티에 의해 다이버시티 결합되어 페이딩에 강하고, 같은 전력으로 송신할 경우 다이버시티 안테나 파일럿인 CPICH(Common Pilot Channel)에 비해 SNR 이 최대 3dB 높다. 따라서 동일한 조건에서 DPCCH 를 이용해 채널 정보를 측정하면 보다 신뢰성 있는 측정 결과를 얻는다.

$\Delta\phi_{MS}(t)$ 를 수신하면 채널의 상황에 따라 변화율 μ 를 기지국에서 조절해 이동국의 속도에 따른 성능을 최적화한다. 기지국에서 사용하는 보상 위상은 $\phi_{BS}(t) = \phi_{BS}(t - T_{TD-delay}) + \mu\Delta\phi_{BS}(t)$ 로 구한다. $\Delta\phi_{BS}(t)$ 는 기지국에서 비트당 4%의 오류확률로 수신한 $\Delta\phi_{MS}(t)$ 값이다. $\pi/4 - \Delta\phi_{MS}(t)$ 모드 변환 전송 다이버시티는 μ 값을 $\pi/4$ 로 고정한 경우이다. μ 값은 기지국에서 도플러 주파수를 측정해 최적화한다. μ 값을 채널 상황에 따라 조절하는 가변 변화율(step size) 차분 채널 변환 전송 다이버시티는 그림4와 같이 구성된다. 기존 방식은 고정된 위상 값이 전송되므로 가변 변화율을 적용하지 못한다. 이동국과 기지국의 계층 3 메시지 상호 교환(handshaking)에 의한 모드 전환 방법이 있지만 현실적으로 구현이 어렵다.

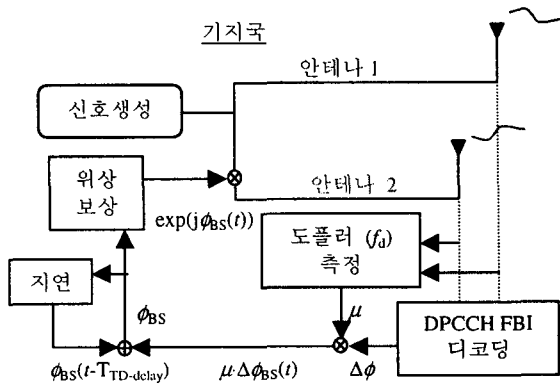


그림4 제안한 전송 안테나 다이버시티

4. 제안한 차분 채널 측정

DPCCH의 파일럿 심벌은 전송 다이버시티에 의해 다이버시티 결합된 신호이다. EG 모드의 경우 다이버시티 안테나의 신호 위상을 위상 보상 값 $\phi_{BS}(t - T_{TD-delay})$ 로 보상한 후 결합된 신호로 식(1)과 같다.

$$d(t) = |h_1(t)| \exp(j\theta_1(t)) + |h_2(t)| \exp(j\theta_2(t) + j\phi_{BS}(t - T_{TD-delay})) \quad (1)$$

여기서 보상 값이 $\phi_{BS}(t - T_{TD-delay}) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$ 라면 $d(t)$ 의 위상은 $\theta_1(t)$ 이 된다. 여기서 $d(t)$ 의 위상은 그림5와 같이 정의된다.

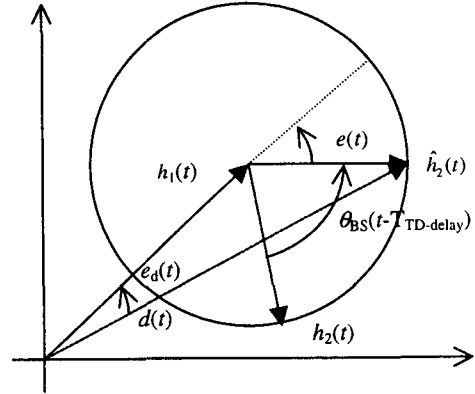


그림5 채널 위상 보상 오류

채널 위상 보상 오류는 $e(t) \equiv \angle h_1(t) - \angle \hat{h}_2(t)$ 로 정의한다. 위상 보상된 다이버시티 안테나 채널은 $\hat{h}_2(t) = h_2(t) \exp(j\theta_{BS}(t - T_{TD-delay}))$ 와 같다. 보상 위상 값 차는 $\Delta\phi_{MS}(t) = e(t)$ 와 같다. 위상 $e_d(t)$ 는 파일럿 채널 $h_1(t)$ 의 위상에서 DPCCH-파일럿 심벌 $d(t)$ 의 위상을 뺀 값이다. $e_d(t) = \angle h_1(t) - \angle d(t)$, 여기서 $-\pi < e_d(t) \leq \pi$ 의 부호값 $\text{sign}(e_d(t))$ 는 $\text{sign}(e(t))$ 와 같다. 정확한 $e(t)$ 를 구하기 위해서는 $\hat{h}_2(t)$ 를 알아야 하지만, $e(t)$ 의 부호만 구하는 경우 $e_d(t)$ 를 사용한다. 표 3-1은 알고리즘에 사용되는 파라미터들을 정리한 것이다. 여기서 식 $f(x)$ 는 신호 양자화 함수이고, LMS는 Least Mean Square의 약자이다.

표 1 알고리즘에 사용되는 파라미터

방식	기존	LMS	제안
계환	$f(\theta_{MS}(t))$	$f(e(t))$	$\text{sign}(e_d(t))$
가중치	$h_1(t)$	$h_1(t)$	$h_1(t)$
측정	$h_2(t)$	$\hat{h}_{2,i}(t)$	$\rho d_i(t)$

1비트로 위상 차를 표현하는 경우 부호만 정보가 되기 때문에 $e_d(t)$ 로 부호를 판별해 1비트 $\Delta\phi_{MS}(t) = \text{sign}(e_d(t))$ 를 계환한다. 제안한 방법을 이용하면 $\hat{h}_2(t)$ 의 정보를 따로 수신하지 않고 DPCCH로 1비트 차분 채널 정보 $\Delta\phi_{MS}(t)$ 를 측정한다. $\Delta\phi_{MS}(t) = \text{sign}(e_d(t))$ 는 채널 정보에서 부호만을 구하기 때문에 채널 측정 구조가 간단하다. 단말기에서 수행되는 채널 측정 구조가 간단하면 단말기의 하드웨어 복잡도가 줄어든다.

5. 성능 시뮬레이션

그림6은 여러 가지 전송 다이버시티 성능을 이동국 속도에 따라 비교한 것이다. 채널은 flat 도플러 페이딩 채널이다. FF-theory MRC는 개 루프 전송 다이버시티,

FB-theory MRC 는 페 루프 전송 다이버시티를 MR 모드로 사용한 경우의 이론적인 성능을 각각 나타낸다. MR 모드는 이론적으로 최대 다이버시티 성능을 내는 방식이다. FB-simul MRC 는 채널을 부동 소수점 값으로 케환한 경우의 성능이다. FB-모드 #1 은 1 비트 EG 모드의 성능, FB-모드 #2 는 2 비트 EG 모드 케환 전송 다이버시티의 성능을 각각 시뮬레이션한 것이다. FB-모드 #3 은 MR 모드의 효과를 내기위해 4 비트를 케환하는 전송 다이버시티의 성능이다.

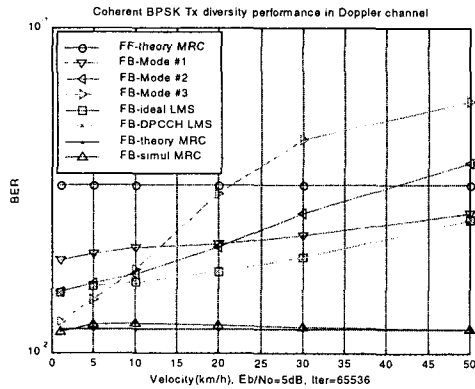


그림6 전송 다이버시티 성능

FB-모드 #3 은 CDMA 의 특성상 최대치 대 평균 전력 비율(PAR: Peak to Average Ratio)을 높이기 때문에 사용 빈도 수가 낮다. FB-ideal LMS 와 FB-DPCCH LMS 는 제안한 차분 채널 케환 전송 다이버시티의 성능이다. FB-ideal 은 추가 정보를 이용한 성능이고 FB-DPCCH LMS 는 DPCCH-파일럿을 이용한 성능이다. LMS 시뮬레이션의 경우 변화율 $\mu = \pi/4$ 로 고정했다. 제안한 차분 채널 케환 전송 다이버시티 방식을 시뮬레이션한 FB-DPCCH 의 성능이 가장 우수하다. 여기서 PAR 를 높여 높은 RF 비용이 요구되는 FB-모드 #3 만 8km 이하에서 더 우수하다.

6. 결론

케환 전송 다이버시티의 새로운 방식인 차분 채널 케환 전송 다이버시티를 제안하였다. 이 방식은 채널 정보를 직접 케환하는 대신에 차분 채널 정보를 케환하는 것이 기존 방식과 다르다.

제안한 차분 채널 케환 전송 다이버시티는 기존의 채널 케환 전송 다이버시티에 비해 최적의 채널 정보를 케환하기 위해 보다 적은 수의 비트를 사용하기 때문에 도플러 페이딩 채널에서 성능이 우수하다. 동일한 비트/슬롯을 사용하는 경우 20km/h 속도의 이동국에서 1dB 이상의 성능 이득이 있고, 동일한 주기로 케환 할 경우 1/2 의 비트만 케환해도 같은 성능을 낸다. 케환 비트

수를 줄이면 기존 방식에 비해 상향링크 용량이 늘어난다.

제안한 방식은 W-CDMA 의 전력 제어를 위한 DPCCH-파일럿 심벌을 사용해 채널 정보 측정이 가능해, 약 10% 채널을 차지하는 다이버시티 파일럿 채널이 추가로 필요한 기존 방식보다 하향링크 채널 용량을 더 많이 늘린다. 결국, 제안한 방식의 전송 다이버시티는 기존 방식보다 하향링크와 상향링크 용량을 최대한 늘리는 기술이다.

7. 참고 문헌

- [1] 3GPP, "Technical Specification 25.211 ~ 25.214," July 1999.
- [2] G. Xu, H. Liu, W.J. Vogel, H.P. Lin, S.S. Jeng, G.W. Torrence, "Experimental studies of space division multiple access schemes for spectral efficient wireless communications," in *Proc. SUPERCOMM/ICC '94*, vol. 2, pp. 800-804, 1994.
- [3] V. Tarokh,, S.M. Alamouti, P. Poon, "New detection schemes for transmit diversity with no channel estimation," in *Proc. ICUPC '98*, vol. 2, pp. 917 -920 , 1998.
- [4] V. Tarokh, A. F. Naguib, N. Seshadri, A.R. Calderbank, "Combined array processing and space-time coding, " *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 1121 -1128, May 1999.
- [5] Jen-Wei Liang, A.J. Paulraj, "Forward link antenna diversity using feedback for indoor communication systems," in *Proc. ICASSP '95*, vol. 3, pp. 1753 -1755, 1995.
- [6] D. Gerlach, A. Paulraj, "Spectrum reuse using transmitting antenna arrays with feedback," in *Proc. ICASSP '94*, vol. 4, pp. 97 -100, 1994.