

논문 2006-43TC-3-5

OFDM 기반 셀룰러 시스템에서 가상 다중안테나를 이용한 셀간 간섭 감쇄 기법

(An Intercell Interference Reduction Technique for OFDM-based Cellular Systems Using Virtual Multiple Antenna)

이 규 인*, 고 현 수*, 안 재 영***, 조 용 수**

(Kyu In Lee, Hyun Soo Ko, Jae Young Ahn, and Yong Soo Cho)

요 약

본 논문에서는 실제 다중안테나를 사용하지 않고 부반송파를 가상의 다중안테나 역할을 하게 하여 OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 셀간 간섭을 감쇄하는 기법을 제안한다. 제안된 기법은 주파수 재사용률이 1인 fully-loading된 OFDM 셀룰러 시스템에서 셀 경계에 존재하는 단말기의 셀간 간섭 감쇄에 특히 효과적이다. 본 논문에서는 SISO와 MISO 환경에서 셀간 간섭 감쇄를 위한 기법이 각각 제안되었으며, 제안된 기법은 심볼 타이밍 오프셋에 강건하고, 인접한 셀의 간섭에 따라 자원의 크기를 조절함으로써 효율적으로 셀간 간섭을 감쇄할 수 있다는 장점이 있다. 또한 제안된 가상 MIMO 방식에서 채널의 separability를 향상할 수 있는 virtual signature randomizer (VSR) 개념이 제안되었다. 모의실험을 통하여 제안된 기법이 셀간 간섭 및 섹터간 간섭을 감쇄하는데 효과적임을 기존의 방법과 비교하여 분석한다.

Abstract

In this paper, an intercell interference (ICI) reduction technique is proposed for OFDM-based cellular systems using the concept of virtual multiple antenna where multiple antenna techniques are performed on a set of subcarriers, not on the actual antenna array. The proposed technique is especially effective for user terminals with a single antenna at cell boundary in fully-loaded OFDM cellular systems with a frequency reuse factor equal to 1. Proposed ICI reduction techniques developed for SISO and MISO environments are shown to be robust to symbol timing offsets and efficient for various cell environments by adjusting group size depending on the number of adjacent cells. Also, the concept of a virtual signature randomizer (VSR) is introduced to improve channel separability in the virtual MIMO approach. It is shown by simulation that the proposed techniques are effective in reducing ICI and inter-sector interference compared with the conventional methods.

Keywords : OFDM, virtual MIMO, inter-cell interference, inter-sector interference, VSR

I. 서 론

OFDM 방식은 주파수 효율이 높고, 간단한 단일 탭

* 학생회원, ** 정회원, 중앙대학교 디지털통신연구소 (Chung-Ang University)

*** 정회원, 한국전자통신연구원 차세대무선전송연구팀 (Electronics and Telecommunication Research Institute)

※ 본 논문은 ETRI (Electronics and Telecommunications Research Institute)와 Ubiquitous Autonomic Computing and Network Project, the MIC 21st Century Frontier R&D Program의 지원에 의한 결과임

접수일자: 2006년1월31일, 수정완료일: 2006년3월14일

등화기로 고속 전송 시 급격히 증가하는 심볼간 간섭의 보상이 가능하며, FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있기 때문에 유·무선 채널에서 고속 데이터 통신을 위한 전송방식으로 채택되었다. WiBro, 3GPP LTE 하향 링크 등의 차세대 이동통신 시스템의 전송방식으로 채택된 OFDM 전송방식은 위의 장점과 셀내 간섭이 존재하지 않는다는 장점이 있다. 그러나 셀룰러 환경에서 셀간 간섭의 영향으로 셀 경계에 존재하는 사용자는 성능이 크게 열화되어 수용 가능한 용량과 전송속도에서 크게 제한을 받게 된다. 최근에 이러한 셀간의 간섭을

회피하는 기법, 간섭의 영향을 평균하는 기법 등 OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 셀 간 간섭을 억제하는 기법에 대한 많은 연구가 진행되고 있다. 현재 WiBro 시스템은 셀 경계지역의 사용자를 위해서는 일부 자원만 사용하는 partial loading 과 낮은 부호율을 갖는 코딩기법이 적용된다^[1-3]. 또한 송·수신단에 다중 안테나를 사용하여 셀간 간섭을 제거할 수 있는 기법도 활발히 연구중이나 수신단에 다중안테나를 사용하는 기법은 단말의 크기, 전력소모 등의 제약으로 실제 시스템에 적용하기 어려운 단점이 있다. 본 논문에서는 이와 같은 OFDM 기반 셀룰러 시스템의 단점을 개선하기 위하여 가상 다중안테나 (virtual multiple antenna) 기반의 셀간 간섭 감쇄 기법을 제안한다. 제안된 기법의 성능분석은 공정한 비교를 위하여 현재 WiBro에서 셀간 간섭을 보상하기 위하여 낮은 부호율을 적용한 경우의 전송속도와 동일한 환경에서 이루어진다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 기지국과 단말기에 단일 안테나를 사용하는 경우의 가상 다중안테나 기법을 제안하고, III장에서는 기지국에 다중안테나를 사용하고 단말기에 단일 안테나를 사용하는 경우의 가상 다중안테나 기법을 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통해 제안된 기법의 성능과 기존의 셀간 간섭기법의 성능을 비교 분석하고, V장에서는 결론을 맺는다.

II. SISO 환경에서 가상 다중안테나 기법

1. 가상 다중안테나

본 논문에서 가상 다중안테나라는 수신단에서 다중안테나 사용의 어려움을 극복하기 위하여 수신단에 물리적 다중안테나를 사용하지 않고 단일 안테나를 사용하고 OFDM 시스템의 부반송파를 가상의 안테나로 간주하여 물리적인 다중안테나를 사용한 경우와 유사한 기능을 갖게 하는 개념이다.

그림 1은 가상 다중안테나 기법의 개념을 보여준다. 주파수 영역에서 G 개의 부채널을 수신단에서 G 개의 수신 안테나를 사용한 경우로 가정하여 G 개의 부채널로 구성된 채널을 이용하는 것을 보여준다.

그림 2는 기존의 MIMO 기법과 가상 다중안테나 기법의 개념을 비교하여 보여주고 있다. 기존의 MIMO 기법은 수신단에서 물리적으로 다중안테나를 사용하여 다중 사용자 혹은 인접 기지국의 간섭신호를 제거하는 기법이지만, 가상 다중안테나 기법은 수신단에서 하나의 안테나를 사용하고 OFDM 시스템의 주파수 영역에

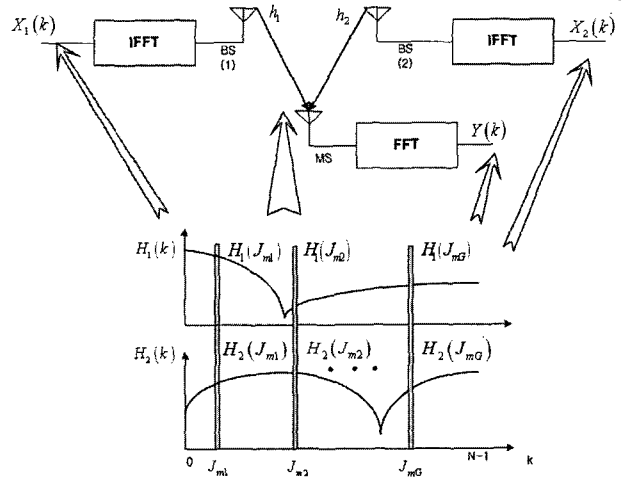


그림 1. 가상 다중안테나 시스템 개념도
Fig. 1. The concept of virtual multiple antenna system.

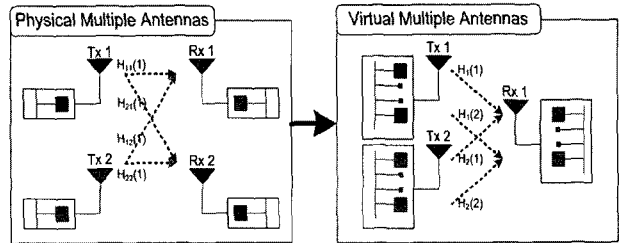


그림 2. 가상 다중안테나와 MIMO 시스템
Fig. 2. The virtual multiple antenna system.

서 반복 전송된 여러 개의 부채널에 의하여 생성된 다중채널을 다중안테나 사용으로 생성되는 다중 채널로 간주하여 MIMO 기법을 적용하는 방법이다.

B 개의 기지국을 가정할 때, OFDM 기반의 셀룰러 시스템의 셀 경계지역에서 단말에 수신되는 OFDM 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$Y(k) = \sum_{i=1}^B H_i(k) X_i(k) + N_w(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

여기서 $X_i(k)$ 는 i 번째 기지국에서 전송된 신호를 나타내며, $H_i(k)$ 는 i 번째 기지국과 단말 사이에 형성된 채널의 주파수 응답을 나타내고, $N_w(k)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 가산성 백성 잡음(AWGN)을 나타낸다. G 개의 부채널에 동일한 심볼을 전송할 때 식 (1)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y(m) = \bar{H}(m)X(m) + N_w(m), \quad m \in \{0, 1, \dots, M-1\} \quad (2)$$

여기서 m 은 G 개의 부반송파로 구성된 자원 인덱스를 의미하며, $M = N/G$ 의 관계를 갖는다. 그리고 N 과 M 은 전체 부반송파 수와 자원 수를 각각 나타낸다. 수신 신호 벡터 $Y(m)$, 채널계수 행렬 $\bar{H}(m)$, 송신 신호 벡터

$X(m)$, 그리고 잡음 벡터, $N_w(m)$ 는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y(m) &= [Y(J_{m1}), Y(J_{m2}), \dots, Y(J_{mG})]^T \\ \tilde{H}(m) &= [\tilde{H}_1(m), \tilde{H}_2(m), \dots, \tilde{H}_B(m)] \\ X(m) &= [\tilde{X}_1(m), \tilde{X}_2(m), \dots, \tilde{X}_B(m)]^T \\ N_w(m) &= [N_w(J_{m1}), N_w(J_{m2}), \dots, N_w(J_{mG})]^T \\ \tilde{H}_i(m) &= [H_i(J_{m1}), H_i(J_{m2}), \dots, H_i(J_{mG})]^T \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 J_{mg} 는 m 번째 자원의 g 번째 부 반송파 인덱스를 나타낸다. 위 식에서 i 번째 기지국의 m 번째 신호 $\tilde{X}_i(m)$ 은 $\tilde{H}_i(m)$ 로 구성된 채널을 경험하고 B 개의 기지국 신호가 더해져 수신된다. 이 값은 자원할당의 방법에 따라 결정되며, 이 때 자원할당 방식은 블록 타입, 인터리브드 타입, 블록 랜덤타입이 가능하다^[2]. 블록타입의 경우 어레이 이득을 얻을 수 있으며, 인터리브드 타입과 블록 랜덤타입의 경우 채널 상황에 따라 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. m 번째 자원의 i 번째 기지국과 단말 사이에 형성된 채널 응답인 $\tilde{H}_i(m)$ 벡터가 할당된 자원간 독립적이고, 여러 기지국과 단말과 형성된 채널이 독립적일 경우 기존 다중안테나 기법을 적용하여 간섭 기지국에서 수신된 신호를 제거할 수 있다. 또한 핸드오프를 고려하여 인접 기지국에서 수신된 신호와 원하는 기지국에서 수신된 신호를 동시에 복조할 수 있게 된다^[1].

$$W(m) = \tilde{H}(m)^+ = (\tilde{H}(m)^* \tilde{H}(m))^{-1} \tilde{H}(m)^* \quad (4)$$

$$W(m) = (\tilde{H}(m)^* \tilde{H}(m) + \sigma^2 I_G)^{-1} \tilde{H}(m)^* \quad (5)$$

$$\hat{X}(m) = W(m) Y(m) \quad (6)$$

$$\hat{X}(m) = \arg \min_{\tilde{X}(m)} \left(\sum_{g=1}^G |Y(J_{mg}) - \sum_{i=1}^{N_c} H_i(J_{mg}) \tilde{X}_i(m)|^2 \right) \quad (7)$$

식 (4), (5)는 선형 검출방법인 ZF (Zero Forcing) 기법과 MMSE (Minimum Mean Square Error) 기법을 적용한 경우의 가중치 벡터를 나타내며 식 (7)은 ML (Maximum Likelihood) 기법을 적용한 경우의 검출식을 나타낸다. 여기서 기호 “+”는 의사 역행렬을 의미하고, “*”는 켈레진치행렬을 나타내며, σ^2 은 송신전력이 1 일때 잡음의 전력을 나타낸다. 그리고 I_G 는 $G \times G$ 단위행렬을 나타낸다. 또한 $\tilde{X}_i(m)$ 은 m 번째 자원의 i 번째 기지국이 전송 가능한 데이터를 나타낸다.

2. VSR (Virtual Signature Randomizer)

본 논문에서 제안된 VSR은 송신단에서 임의의 가중치를 곱해주어 한 그룹 내의 채널응답 행렬을 독립적으로 만드는 기법이다. 가상 다중안테나 기법 적용시 채널응답 행렬에 상관성이 있는 경우 최대의 다이버시티 이득을 얻지 못하거나 다중 사용자의 간섭 신호를 효과적으로 제거하지 못하게 되지만, 송신단에서 독립적인 가중치를 곱하여 물리적 채널응답을 가중치가 곱해진 채널응답으로 간주하여 수신단에서 간섭신호를 제거할 수 있다. 블록타입으로 자원이 할당된 경우 부 반송파 집합 내의 채널응답이 유사하게 나타나며, 단말이 섹터 경계 지역에 있는 경우 또한 채널응답이 유사하게 나타나게 되어 채널응답 행렬에 상관성이 크게 존재하게 된다. 각 기지국 또는 섹터에 사용되는 독립적인 가중치 벡터는 다음과 같다^[4].

$$c_i(J_{mg}) = \exp(j\pi(i+g)^2/G) \quad (8)$$

여기서 $c_i(n)$ 은 i 번째 기지국의 J_{mg} 번째 부 반송파에 곱해지는 가중치를 나타낸다. VSR 블록을 적용한 경우 식 (3)의 채널 응답행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{H}_{Vi}(m) = [c_i(J_{m1})H_i(J_{m1}), \dots, c_i(J_{mG})H_i(J_{mG})]^T \quad (9)$$

여기서 $\tilde{H}_{Vi}(m)$ 는 VSR 블록을 적용한 경우의 i 번째 기지국과 단말의 채널 응답을 나타낸다. 이 경우 물리적 채널은 변하지는 않았지만 랜덤하게 곱해진 가중치까지 포함하여 신호를 검출하므로 가중치까지 곱해진 성분을 채널로 간주할 수 있게 된다. 그러므로 자원할당이 블록타입인 경우 한 그룹 내의 부 반송파 채널응답 $H_i(J_{mG})$ 가 서로 유사하여 다이버시티 이득을 얻을 수 없지만, VSR을 적용한 경우 한 그룹의 채널응답 $c_i(J_{mG})H_i(J_{mG})$ 가 독립적이어서 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

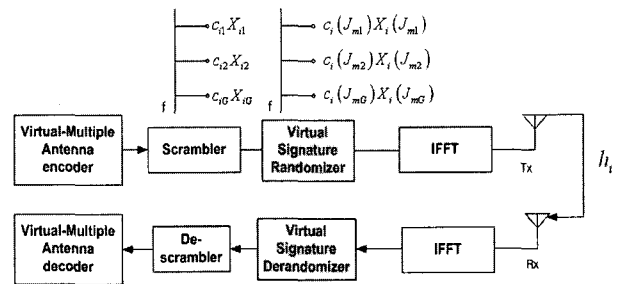


그림 3. VSR 블록을 적용한 경우의 블록도
Fig. 3. The block diagram of virtual multiple antenna using VSR block.

그림 3은 VSR 블록을 적용한 경우의 블록도를 나타낸다. Scrambler 블록은 기존의 셀룰러 환경에서 셀간 구분을 위하여 사용되는 블록이다. 여기서 VSR 블록과 Scrambler 블록의 위치는 무관하며, 수신측에서 VSR 블록에서 사용된 가중치 벡터를 알고 있다고 가정한다.

III. MISO 환경에서 가상 다중안테나 기법

단말과 달리 기지국은 다중안테나의 사용에 공간적인 제약이 없기 때문에 다중안테나를 사용하여 전송용량을 증가시킬 수 있다. 본 장은 다중송신안테나 기법 중 STBC (Space-Time Block Code) 기법에 가상 다중안테나 기법을 적용한 경우를 살펴본다.

그림 4는 본 절에서 가정하는 송신안테나를 2개 사용하는 경우 셀 경계지역에 있는 사용자의 간섭신호를 보여준다. 송신안테나가 2개인 경우 각 기지국에서 STBC 부호화를 수행하여 신호를 전송할 때 단말에 수신된 t 번째 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_t(k) = \sum_{i=1}^B (H_{1,i}(k)C_{1,i}(k) + H_{2,i}(k)C_{2,i}(k)) + N_w(k) \quad (10)$$

여기서 $C_{1,i}(k)$, $C_{2,i}(k)$ 는 i 번째 기지국의 첫 번째 안테나, 두 번째 안테나에서 k 번째 반송파에 전송된 신호이고, $H_{1,i}(k)$, $H_{2,i}(k)$ 는 i 번째 기지국의 첫 번째 안테나, 두 번째 안테나와 단말 사이의 k 번째 반송파의 채널 응답을 나타낸다. 수신신호를 m 번째 자원으로 구성된 행렬로 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_t(m) = \tilde{H}(m)C(m) + N_w(m) \quad (11)$$

여기서

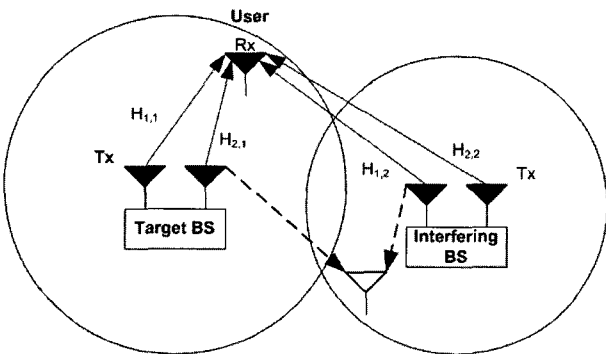


그림 4. MISO 환경에서 인접셀의 간섭
Fig. 4. Inter-cell interference of MISO system.

$$\begin{aligned} Y_t(m) &= [Y_t(J_{m1}), Y_t(J_{m2}), \dots, Y_t(J_{mG})]^T \\ \tilde{H}(m) &= [\tilde{H}_{1,1}(m), \tilde{H}_{2,1}(m), \dots, \tilde{H}_{1,B}(m), \tilde{H}_{2,B}(m)] \\ C(m) &= [\tilde{C}_{1,1}(m), \tilde{C}_{2,1}(m), \dots, \tilde{C}_{1,B}(m), \tilde{C}_{2,B}(m)]^T \\ \tilde{H}_{i,b}(m) &= [H_{i,b}(J_{m1}), H_{i,b}(J_{m2}), \dots, H_{i,b}(J_{mG})]^T \end{aligned}$$

여기서 $\tilde{C}_{1,B}(m)$, $\tilde{C}_{2,B}(m)$ 은 i 번째 기지국의 첫 번째 안테나, 두 번째 안테나에서 송신하는 m 번째 자원의 신호를 나타낸다. 채널의 페이딩이 두 심볼동안 동일하다고 가정하면, t 와 $t+1$ 번째 수신된 신호를 이용하여 STC-IC (Interference Cancellation) 기법을 다음과 같이 가상 다중안테나에 적용할 수 있다^[5].

$$\begin{aligned} Y_{eff}(m) &= H_{eff}(m)C_{eff}(m) + N_w(m) \\ Y_{eff}(m) &= \begin{bmatrix} Y_t(J_{m1}) \\ Y_{t+1}(J_{m1}) \\ \vdots \\ Y_{t+1}(J_{mG}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} H_{1,1}(J_{m1}) & H_{2,1}(J_{m1}) & \dots & H_{2,B}(J_{m1}) \\ H_{2,1}^*(J_{m1}) & -H_{1,1}^*(J_{m1}) & \dots & -H_{1,B}^*(J_{m1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{2,1}^*(J_{mG}) & -H_{1,1}^*(J_{mG}) & \dots & -H_{1,B}^*(J_{m1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{C}_{1,1}(m) \\ \tilde{C}_{2,1}(m) \\ \vdots \\ \tilde{C}_{1,B}(m) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

수신된 신호에 $H_{eff}(m)$ 행렬의 의사역행렬을 곱해줌으로써 다중 기지국에서 송신한 신호를 동시에 복조할 수 있으며, i 번째 기지국의 신호를 복조하기 위해서는 $H_{eff}(m)$ 행렬의 $2i, 2i+1$ 번째 열벡터만 이용하여 연산량을 줄일 수 있다.

$$\tilde{C}_{eff}(m) = H_{eff}(m)^+ Y_{eff}(m) \quad (13)$$

그롭크기 G 가 동시에 수신되는 신호의 수 B 보다 클 경우에는 식 (13)을 이용하여 완벽한 간섭신호의 제거가 가능하다. 또한 식 (13)에서 다이버시티 차수는 $N_x \times (G - (B - 1))$ 가 된다.

송신단에서 다중안테나를 사용하는 경우에도 SISO의 경우와 유사하게 2장에서 정의한 VSR 블록을 적용할 수 있다. VSR 블록을 적용한 경우에 식 (12)의 채널 응답행렬은 다음과 같이 표현되며, VSR 블록을 적용할 경우의 이득은 SISO의 환경에서와 동일하게 된다.

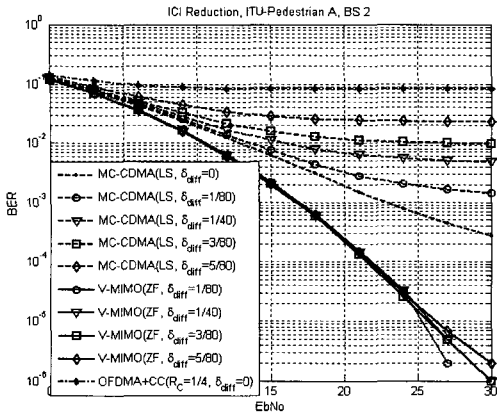
$$H_{eff}(m) = \begin{bmatrix} c_1(J_{m1})H_{1,1}(J_{m1}) & \dots & c_B(J_{m1})H_{2,B}(J_{m1}) \\ c_1(J_{m1})H_{2,1}^*(J_{m1}) & \dots & -c_B(J_{m1})H_{1,B}^*(J_{m1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1(J_{mG})H_{2,1}^*(J_{mG}) & \dots & -c_B(J_{mG})H_{1,B}^*(J_{m1}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

III. 모의실험

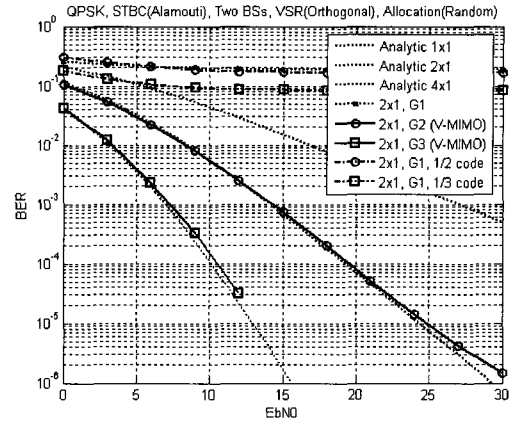
본 논문에서 제안된 OFDM 셀룰러 시스템에서의 가상 다중안테나 기법의 성능을 분석하기 위해서 주파수 재사용률이 1이고 인접 셀에서 모든 자원을 사용하는 경우(full loading)를 가정하였다. 셀 경계에서 인접셀의 간섭신호가 타겟 신호와 동일한 크기로 (SIR 0dB) 수신된다고 가정하였다. 또한 시스템 파라미터는 1024 FFT, 256 CP, 2.3GHz 대역에 10MHz의 대역폭을 가정하였다. 그림 5는 ITU-PA (Pedestrian A) 채널과 기지국에서 단일 안테나를 사용하는 경우의 (SISO) 성능을 보여준다. 그림 5(a)는 기존의 셀간 간섭 제거기법과 본 논문에서 제안하는 가상 다중안테나 기법의 성능을 비교하여 보여준다. 기존의 셀간 간섭 감쇄 기법은 직교 코드를 사용하는 MC-CDMA 기법 그리고 OFDMA와 convolutional code를 함께 사용한 기법(OFDMA+CC)의 성능을 고려하였다. 여기서 δ_{diff} 는 전송지연에 의해 간섭신호와 타겟 신호의 상대적인 지연에 의한 심볼 타이밍 오프셋 값을 나타내며, 그 값은 FFT 크기로 정규화하여 표현하였다. MC-CDMA 기법은 블록타입으로 자원을 할당하고 할당된 자원을 코드길이가 4인 Hardardmard code를 사용하여 전송하였다. 수신신호의 심볼오프셋이 발생되지 않는 경우에는 간섭신호를 잘 제거하지만, 심볼오프셋이 증가함에 따라 간섭 신호에 의해 성능이 급격히 열화되는 것을 확인할 수 있다. 이는 심볼오프셋이 발생하게 되면 신호 복조시 송신단에서 곱해진 직교코드에 위상회전이 발생하여 코드의 직교성이 사라지기 때문이다. 여기서 복조방법은 LS (Least Square) 방법을 사용하였다. 이 그림에서 OFDMA+CC 기법은 OFDMA에 1/4의 convolutional code를 사용한 경우의 성능으로 인접 셀과 모든 자원이 충돌이 발생하기 때문에 1/4의 부호율을 사용해도 신호를 복조하지 못하는 것을 볼 수 있다. 그러나 본 논문에서 제안한 가상 다중안테나 기법은 채널추정시 심볼오프셋에 의한 위상회전성분이 함께 포함되기 때문에 심볼오프셋에 의한 성능열화가 발생하지 않는다. 또한 2개의 기지국을 가정하고 그룹 크기 G 를 4로 가정하였기 때문에 최대 3의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 여기서 복조기법은 ZF기법을 사용하였다. 본 모의실험에서 비교한 방법(MC-CDMA, OFDMA+CC, V-MIMO)들은 모두 같은 전송속도를 가지는 경우이다. 그림 5(b)는 기지국이 2개(BS2)와 3개(BS3)일때 가상 다중안테나 기법에 VSR 블록을 적용한 경우와 그렇지 않은 경우의 성능과 복조

기법에 따른 성능을 보여준다. 여기서 단말은 셀 경계 지역에 위치한다고 가정하였다. VSR 블록을 사용하지 않은 경우에는 검출 기법에 따라 성능차이가 많이 발생하지만 VSR 블록을 사용한 경우에는 채널 행렬이 직교 특성에 가깝기 때문에 ZF 기법과 ML 기법의 성능차이가 크지 않음을 알 수 있으며, 각 검출기법의 성능도 VSR 블록을 사용한 경우 더 우수하게 나타남을 확인할 수 있다. 그림 5(c)는 단말이 섹터 경계지역에 위치한 경우에 VSR 블록의 사용에 따른 성능이득을 보여주고 있다. 본 모의실험에서는 기지국에 SDMA기법을 적용하여 섹터 내의 모든 자원을 사용한다고 가정하였다. 단말이 섹터 경계지역에 위치한 경우에는 기지국과 단말의 채널응답을 인접한 두 섹터에서 동시에 사용하기 때문에 인접한 섹터에서 형성된 채널응답과 타겟 섹터에서 형성된 채널응답이 동일하게 된다. 그러므로 가상 다중안테나 기법을 이용하여 단말에서 간섭신호의 제거가 불가능하지만, VSR 블록을 사용한 경우에는 섹터별로 다른 VSR 가중치를 사용되기 때문에 채널행렬이 독립성을 유지할 수 있어 인접섹터의 간섭신호를 잘 제거하게 된다.

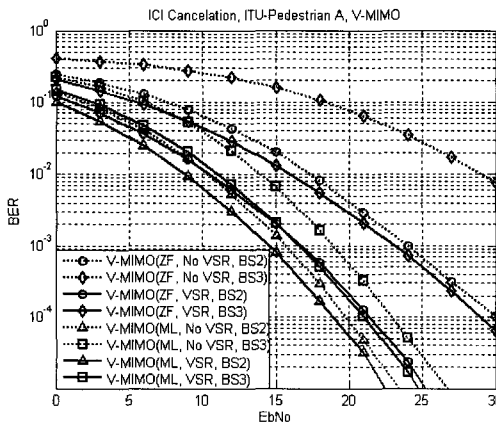
그림 6은 기지국에서 2개의 송신안테나를 사용하여 STBC 코딩후 전송한 경우의 성능을 보여준다. 본 모의 실험에서는 두개의 기지국과 ITU-R TU (Typical Urban) 채널 환경을 가정하였다. G 로 표현된 값은 그룹의 크기 값을 나타낸다. 그림 6(a)은 단말이 셀 경계 지역에 위치한 경우의 성능을 보여준다. 인접 기지국의 고려없이 신호를 복조하는 경우($2 \times 1, G1$)에서는 full loading된 인접 셀에서의 간섭신호 영향으로 error floor가 발생됨을 알 수 있으며, 1/2, 1/3 convolutional code를 사용한 경우 또한 이와 같은 간섭신호가 존재하는 경우에는 성능이득이 미비하게 나타남을 볼 수 있다. 그러나 본 논문에서 제안하는 가상 다중안테나 기법($2 \times 1, G2, G3 (V-MIMO)$)을 적용한 경우에는 완벽하게 간섭신호를 제거하여 G 가 2, 3 인 경우 각각 2, 4의 다이버시티 이득을 얻는 것을 확인할 수 있다. 이 그림에서 mark 없이 점선으로 표시된 곡선은 $1 \times 1, 2 \times 1, 4 \times 1$ 의 해석적(analytic) 결과를 나타낸다. 송신 안테나가 증가함에 따라 송신 다이버시티 이득의 증가로 BER 성능이 향상됨을 보여준다. 제안된 가상 다중안테나를 사용한 $G2$ 와 $G3$ 의 결과가 간섭신호를 제거하여 $2 \times 1, 4 \times 1$ 의 해석적 결과와 거의 유사함을 확인할 수 있다. 가상 다중안테나를 사용한 경우 $G2, G3$ 의 전송속도는 가상 다중안테나를 사용하지 않고 부호율을 1/2, 1/3로



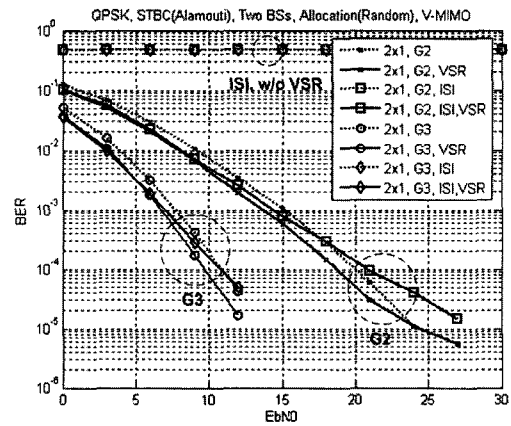
(a) 셀간 간섭제거 성능



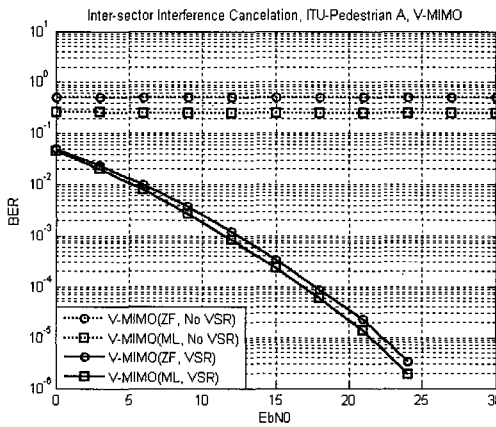
(a) 가상 다중안테나 기법의 셀간 간섭제거 성능



(b) 가상 다중안테나 기법의 셀간 간섭제거 성능



(b) 가상 다중안테나 기법의 섹터간 간섭제거 성능



(c) 가상 다중안테나 기법의 섹터간 간섭제거 성능

그림 6. MISO 환경에서 가상 다중안테나의 간섭제거 성능
 Fig. 6. The performance of interference cancellation using virtual multiple antenna system at MISO environment.

그림 5. SISO 환경에서 가상 다중안테나의 간섭제거 성능

Fig. 5. The performance of ICI cancellation using virtual multiple antenna system.

한 경우와 동일하다. 그림 6(b)은 VSR 블록을 사용한 경우의 성능을 보여준다. 이 그림에서 ISI로 표시된 모의실험 결과는 단말이 섹터 경계지역에 있어 Inter

Sector Interference (ISI)가 존재하는 경우의 성능을 나타내며, VSR로 표시된 결과는 VSR 코드를 적용한 경우의 성능을 나타낸다. 이 그림에서는 증첩되어 구분하기 어렵지만, ISI가 존재하고 VSR이 적용되지 않은 경우 G2, G3 모두 error floor가 발생하였다. ISI 간섭이 없는 경우(ISI 표시가 없는 결과)에는 G2, G3 모두 VSR 코드를 적용하여도 1dB 내외의 적은 성능 이득이 발생하는 것을 알 수 있다. 그러나 단말이 섹터 경계지역에 있어 ISI가 존재하는 경우에는 두 섹터와 단말 사이의 채널응답이 동일하기 때문에 간섭 제거가 불가능하지만, VSR 블록을 사용한 경우에는 VSR 코드까지 포함된 채널응답을 채널행렬로 간주하기 때문에 완벽한 간섭제거가 가능하여 G2, G3 모두 ISI가 존재하지 않는 상황에서의 결과와 유사하게 나타남을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 OFDM 기반 셀룰러 시스템에서 셀간 간섭을 제거하기 위하여 가상 다중안테나 기법을 제안하였다. 일반적으로 단말에는 공간적인 제약으로 다중안테나의 적용이 어렵지만 가상 다중안테나 기법의 경우에는 단말에 하나의 안테나를 사용하고 부 반송파를 가상의 다중안테나로 간주하여 간섭제거 또는 동시복조가 가능하다. 또한 가상 다중안테나 기법은 간섭의 양에 따라 그룹크기를 조절할 수 있어 유동성있는 적용이 가능하여 기존의 간섭평균기법보다 우수한 성능을 보임을 확인하였다. 제안된 가상 다중안테나 기법에서는 VSR 기법을 이용하여 물리적 채널에 직교코드를 포함하여 채널행렬을 해석하기 때문에 물리적 채널응답이 유사한 경우에도 간섭 제거가 가능함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] P. Vandenameele, L. V. D. Perre, and M. Engels, *Space Division Multiple Access for Wireless*

Local Area Networks, Boston: Kluwer Academic Publishers, 2001.

[2] J. G. Andrews, "Interference cancellation for cellular systems: a contemporary overview," *IEEE Wireless Commun. Magazine*, vol. 12, pp. 19-29, Apr. 2005.

[3] K. W. Park, K. I. Lee, J. Y. Ahn, and Y. S. Cho., "An Intercell Interference Cancellation Method for OFDM-Based Cellular Systems Using a Virtual Smart Antenna," *Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2005)*, Sep. 2005.

[4] D. Galda, H. Rohling, and E. Costa, "On the effect of user mobility on the uplink of an OFDMA system," *VTC 2003-Spring*, pp. 1433-1437, 2003.

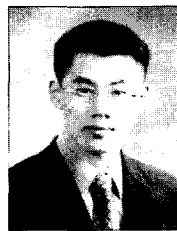
[5] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Applications of space-time block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless systems," in *Proc. 32nd Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computers*, vol. 2, pp. 1803-1810, Nov. 1998.

저 자 소 개



이 규 인(학생회원)
2001년 중앙대학교 전자전기 공학부 학사 졸업
2003년 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사 졸업
2003년 3월~현재 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 박사 과정

<주관심분야 : 디지털통신, 무선모뎀, OFDM>



고 현 수(학생회원)
2004년 중앙대학교 전자전기 공학부 학사 졸업
2006년 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사 졸업
2006년 3월~현재 LG전자 연구원 <주관심분야 : 디지털통신, 무선 모뎀, OFDM>



안 재 영(정회원)
1983년 연세대학교 전기공학과 학사 졸업
1985년 연세대학교 대학원 전기공학과 석사 졸업
1989년 연세대학교 대학원 전기공학과 박사 졸업

1989년 3월~현재 한국전자통신연구원 이동통신 연구단 차세대무선전송연구팀 팀장
<주관심분야 : 디지털 무선전송, 무선 MAC 프로 토콜, 이동통신 네트워크>



조 용 수(정회원)
1984년 중앙대학교 전자공학과 학사 졸업
1987년 연세대학교 전자공학과 석사 졸업
1991년 The University of Texas at Austin 공학박사 졸업

1992년~현재 중앙대학교 전자전기공학과 교수
2003년 8월~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트 그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장
2003년12월~현재 TTA PG302 IOT/CT Task Force 의장
<주관심분야 : 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀 설계>