

OFDM 기반 브로드캐스트 서비스를 위한 셀간 다중 안테나 협력 전송

정회원 강 성 교*, 준회원 심 성 보*, 종신회원 김 윤 희*

Intercell Multiple Antenna Cooperation for OFDM-Based Broadcast Services

Sung Kyo Kang* *Regular Member*, Sung Bo Sim* *Associate Member*,
Yun Hee Kim* *Lifelong Member*,

요 약

본 논문에서는 OFDM 기반 셀룰러 시스템에서 기지국 송신 안테나가 2일 때 브로드캐스트 패킷 서비스 성능을 향상시키기 위한 셀간 협력 전송 방식을 제안한다. 제안한 기법은 동일한 정보를 갖는 부호화된 브로드캐스트 패킷 데이터를 여러 부분으로 나누고 각 부분마다 송신 다양성 부호의 두 직교 성분을 전송하는 셀 그룹 및 송신 안테나를 다르게 할당하는 것이다. 제안한 방법은 부호화 다양성 이득을 증가시킴으로써 셀 경계 성능을 꽤 좋게 한다는 것을 이론적으로 얻은 쌍 오류율의 상한과 모의실험으로 얻은 터보 부호 적용 시의 성능으로 보인다.

Key Words : Broadcast Packet Services, OFDM, Multiple Antennas, Coding Diversity, Transmit Diversity Code

ABSTRACT

This paper presents inter-cell cooperation methods with two transmit antennas for broadcast services in a coded OFDM cellular system. In the method, cells are divided into multiple cell groups and a coded packet is partitioned into the subparts. Then, a different cell group and antenna combination is assigned to each subpart for transmission of two orthogonal branches of the diversity code. For the method, we derive the bound on the pairwise error probability to predict the coded performance and verify the performance gain of the proposed method through the simulation using turbo code and analytically derived bound.

I. 서 론

3세대 이동통신 시스템은 동일한 멀티미디어 콘텐츠를 여러 서비스 가입자에게 효율적으로 전송하기 위해 고속 브로드캐스트 멀티캐스트 서비스를 도입하였다¹⁻³⁾. 서비스 도입 초기에는 기존 CDMA

(code division multiple access) 시스템과의 호환과 업그레이드 비용의 절감을 위하여 소프트웨어만으로 수정이 가능한 상위 계층만을 수정하였다¹⁾. 그러나, 주파수 효율과 시스템 용량을 더욱 증가시키기 위해 새로운 물리 계층을 기반으로 한 차세대 이동통신 시스템을 개발할 필요성이 제기됨에 따라 브로

※ 이 논문은 2006년도 정부재원(교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 연구되었음 (KRF-2006-331-D00368).

* 경희대학교 전자정보학부 (yheekim@khu.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-02-060, 접수일자 : 2006년 2월 16일, 최종논문접수일자 : 2007년 6월 14일

드캐스트 패킷 서비스도 새로운 물리 계층에 호환 가능하면서 향상된 전송 효율을 필요로 하고 있다.

이러한 서비스를 위한 새로운 물리 계층으로 광대역 전송이 수월하고, 자원 할당이 용이하며, 주파수 효율 증대 가능성이 높은 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 방식이 적용되고 있다^{4,5)}. OFDM을 기반으로 하는 기존의 브로드캐스트 패킷 전송의 한 방식은 동기화된 셀들이 모두 동일한 OFDM 신호를 생성하는 것이다⁵⁾. 기존 방법은 매우 간단하게 셀 경계에서의 수신 신호대잡음비를 향상시킬 수 있으나, 각 송신 심볼이 겪는 다양성 차수를 증가시키지는 않는다. 한편, 단일 주파수 망에서 다양성 차수를 증가시키기 위해 기지국 송신 안테나가 하나일 때 셀간 송신 다양성 부호화⁶⁾ 적용하는 방법이 제안되었다⁷⁾ 그러나, 기존 연구에서는 채널 부호화 및 단말의 위치에 따른 성능을 고려하지 않았다. 이에 저자는 기지국마다 송신 안테나가 하나일 때 송신 다양성 및 채널 부호화 다양성을 증가시키는 셀간 송신 다양성 부호화 기법을 제안하였다⁸⁾. 이 때 성능에 대한 분석 없이 저밀도 패리티검사 부호를 적용한 모의실험으로만 제한한 방식이 성능을 향상시킨다는 것을 보였다.

본 논문에서는 기존 논문의 방식⁸⁾ 기지국 송신 안테나가 2일 때로 확장하여 부호화 다양성을 증가시키는 셀간 다중 안테나 협력 전송 방식을 제안한다. 또한 단일 송신 안테나 경우를 포함한 제안한 방식에 대해 부호화 성능을 예측할 수 있는 쌍오류율을 (pairwise error probability) 유도한다. 제안한 방식의 성능은 이론적인 결과와 함께 터보 부호화⁹⁾ 3GPP LTE (long term evolution)에서 논의하고 있는 시스템 파라미터를⁴⁾ 사용한 모의실험 결과로 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 제안한 방식을 적용한 시스템 모형을 설명하고, 셀 계획과 함께 송신 안테나 수가 1, 2일 때의 협력 방식의 몇 가지 예를 III장에서 제시한다. IV장에서는 쌍오류율을 유도하여 부호화 성능을 분석하고, V장에서는 분석 결과와 모의실험으로 제안한 기법의 성능 이득을 보인다. 그에 따른 결론은 VI장에서 맺는다.

II. 시스템 모형

본 논문에서는 모든 기지국의 프레임 시작점이 동일한 동기 셀룰러 망의 하향 링크를 고려한다. 하향 링크 프레임을 구성하는 시간 슬롯의 일부는 브

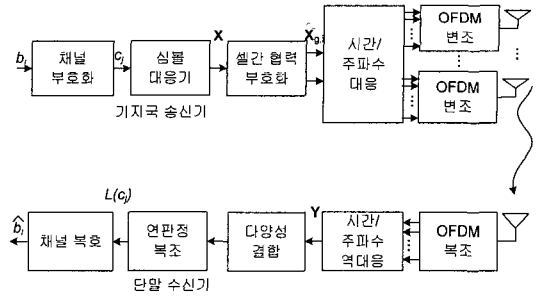


그림 1. 제안한 시스템 모형.

로드캐스트 패킷을 전송하기 위한 브로드캐스트 시간 슬롯으로 할당되며, 이 시간 슬롯에서는 모든 기지국이 동일한 브로드캐스트 패킷 데이터를 셀 내 모든 사용자에게 전송한다. 그림 1은 브로드캐스트 패킷 전송에 대한 송수신기 모형을 보인 것이다. 여기서, 기지국 송신 안테나 수 N_T 는 모두 하나이거나 둘이고, 단말의 수신 안테나는 하나로 가정한다.

2.1 송신단

기지국 송신기는 모든 기지국에 공통인 브로드캐스트 패킷 정보 $\mathbf{b} = [b_0, b_1, \dots, b_{K-1}]$ 를 터보 부호 등의 기법으로 채널 부호화하여 $\mathbf{c} = [c_0, c_1, \dots, c_{N-1}]$ 를 출력한다. 부호화된 비트는 Q 진 변조 심볼 $X(l)$ 로 대응되는데, 한 부호화 패킷을 구성하는 $L (= N/\log_2 Q)$ 심볼들을 묶어 심볼 벡터 $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(L-1)]^T$ 로 둔다.

기존의 켈컴 방식은 심볼 벡터 \mathbf{X} 를 전송하기 위하여 기지국이 동일한 OFDM 신호를 전송한다⁵⁾. 송신 안테나 수가 하나이면 ($N_T = 1$) \mathbf{X} 를, 송신 안테나 수가 둘이면 ($N_T = 2$) 한 안테나에 \mathbf{X} , 다른 안테나에는 알라마우티의 송신 다양성 부호⁶⁾ 의한 직교 성분 $\mathbf{X}^\perp = [-X^*(1), X^*(0), \dots, -X^*(L-1), X^*(L-2)]^T$ 를 모든 기지국이 동일한 시간 및 주파수 위치로 대응하여 OFDM 변조를 수행한다.

반면, 제안하는 방식은 브로드캐스트 시간 슬롯에서의 셀들을 그림 2와 같이 G 셀 그룹으로 나누고 동일한 셀 그룹 기지국은 같은 OFDM 신호, 다른 셀 그룹 기지국은 서로 다른 형태의 OFDM 신호를 전송하도록 한다. 이를 위하여 셀간 협력 부호화기에서는 심볼 벡터를

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{J-1}]^S \quad (1)$$

와 같이 J 부분으로 나누는데, 여기서 \mathbf{X}_j 는 r 째 원

소가 $X_j(r) = X(jR+r)$ 인 (여기서, $R=L/J$) 열벡터이고, 윗첨자 S 는 행렬의 열들을 왼쪽부터 차례로 연결하여 열벡터로 만드는 쌓기 (stack) 연산자이다. 이 때 g 째 셀 그룹의 i 째 송신 안테나에 대한 셀간 협력 부호화기 출력을 $\tilde{X}_{g,i}$ 이라 하면, 출력의 j 째 부분 벡터 $\tilde{X}_{g,i,j}$ 는 셀 그룹과 안테나 배정 규칙에 따라 X_j 또는 X_j^* 가 된다. 이 때, 배정 규칙은 심볼마다의 송신 다양성 차수를 2로 유지하고 단말의 인접 셀 그룹에 상관없이 부호화 다양성을 향상시키도록 하며 그에 대한 예는 3장에서 제시한다.

셀간 협력 부호화 후에는 출력 벡터 $\tilde{X}_{g,i}$ 의 각 원소 $\tilde{X}_{g,i}(l)$ 를 브로드캐스트 슬롯의 각 시간, 주파수에 대응시킨 후 OFDM 변조를 수행한다. 이 때, 시간/주파수 대응 예로 S_i OFDM 심볼로 구성된 브로드캐스트 시간 슬롯의 자원 구조를 그림 3에 나타내었다. OFDM 심볼을 구성하는 부반송파들을 J 부반드로 나누고, $\tilde{X}_{g,i,j}$ 를 j 째 부반드의 데이터 영역에 대응한다. 한편, 그림에서 'Pilot 1', 'Pilot 2'는 X_j 와 X_j^* 에 대한 페이딩 채널을 추정하기 위한 파일럿이다.

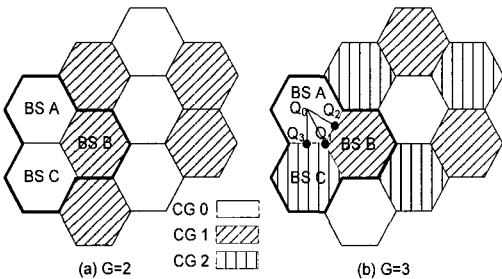


그림 2. 셀 그룹 수가 G=2 또는 3일 때의 셀 계획도

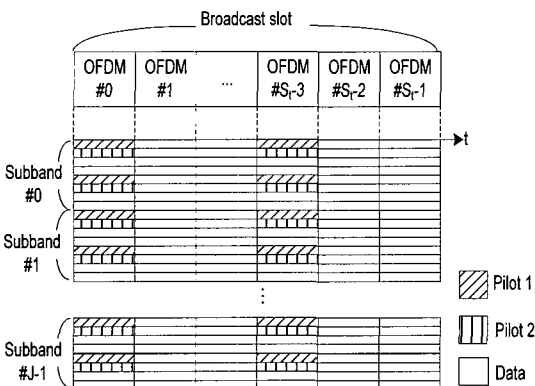


그림 3. 브로드캐스트 시간 슬롯 예.

2.2 채널 모형

동일한 셀 그룹에 속한 기지국으로부터 수신 단말까지의 채널충격응답은 하나의 채널충격응답으로 나타낼 수 있다. 즉, g 째 셀 그룹의 i 째 송신 안테나로부터 단말 수신 안테나 사이의 채널충격응답은

$$h_{g,i}(t, \tau) = \sum_{m=0}^{M_g-1} h_{g,i,m}(t) \delta(t - \tau_{g,m}) \quad (2)$$

으로 쓸 수 있는데, 여기서 M_g 는 분해 가능한 다중 경로 수이고, $h_{g,i,m}(t)$ 는 지연 시간 $\tau_{g,m}$ 에서의 복소 페이딩 진폭이다. 본 논문에서는 브로드캐스트 슬롯의 보호 구간이 최대 지연 시간보다 커서 심볼간 간섭을 무시할 수 있고, 한 OFDM 심볼 구간 내의 채널 변화도 무시할 만하다고 가정한다. 그러면, n 째 OFDM 심볼의 k 째 부반송파에 대한 채널 주파수 응답은 다음과 같다.

$$\tilde{H}_{g,i}(n, k) = \sum_{m=0}^{M_g-1} \tilde{h}_{g,i,m}(n) e^{-j2\pi k \tau_{g,m} T} \quad (3)$$

여기서, $1/T$ 는 인접한 부반송파 주파수 간격, $\tilde{h}_{g,i,m}(n)$ 은 $h_{g,i,m}(t)$ 를 n 째 OFDM 심볼 시간에서 표본화한 값이다.

2.3 수신단 모형

수신단에서 OFDM 복조 후 주파수 영역에서 본 n 째 OFDM 심볼의 k 째 부반송파에 대한 수신심볼은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Y(n, k) = \sum_{g=0}^{G-1} \sum_{i=0}^{N_g-1} \tilde{H}_{g,i}(n, k) \tilde{X}_{g,i}(n, k) + W(n, k) \quad (4)$$

여기서, $\tilde{X}_{g,i}(n, k)$ 와 $W(n, k)$ 는 (n, k) 위치에서의 송신심볼과 정규잡음이다. 이 때 $W(n, k)$ 는 차원마다 분산이 $N_0/2$ 인 복소 가우시안 확률 변수이다. 시간/주파수 역대응기는 $Y(n, k)$ 를 송신심볼 벡터 X 의 정렬 순서에 따라 Y 로 정렬된다. 같은 방법으로 $\tilde{H}_{g,i}(n, k)$ 는 $\tilde{H}_{g,i}$, $\tilde{X}_{g,i}(n, k)$ 는 $\tilde{X}_{g,i}$, $W(n, k)$ 는 W 로 정렬된다. 그러면, j 째 부분에 대한 수신심볼 벡터는

$$Y_j = \sum_{g=0}^{G-1} \sum_{i=0}^{N_g-1} (\tilde{H}_{g,i,j} \cdot \tilde{X}_{g,i,j}) + W_j \quad (5)$$

으로 나타낼 수 있다. 여기서, 각 벡터의 아래 첨자 j 는 각 벡터에서 j 째 부분에 해당하는 원소를 모은

부벡터임을 나타내고, \circ 는 벡터의 각 원소끼리 곱하는 하다마드 (Hadamard) 곱을 가리킨다.

셀 그룹과 안테나 할당 예를 쉽게 볼 수 있도록 지시 벡터 \mathbf{q}_j 와 \mathbf{q}_j^\perp 를 정의하자. 이 때 지시 벡터의 (gN_T+i) 째 원소가 각각 $q_{g,i,j}$ 와 $q_{g,i,j}^\perp$ 이다. 지시 벡터의 원소는 j 째 부분에서 g 째 셀 그룹의 i 째 송신 안테나가 \mathbf{X}_j 를 전송하면 $q_{g,i,j}=1, q_{g,i,j}^\perp=0$, 그 대신 \mathbf{X}_j^\perp 를 전송하면 $q_{g,i,j}=0, q_{g,i,j}^\perp=1$ 이다. 그러면, 식 (5)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{Y}_j = \mathbf{H}_j \circ \mathbf{X}_j + \mathbf{H}_j^\perp \circ \mathbf{X}_j^\perp + \mathbf{W}_j, \quad (6)$$

여기서, $\mathbf{H}_j^{(\perp)} = \sum_{(g,i)} q_{g,i,j}^{(\perp)} \tilde{\mathbf{H}}_{g,i,j}$ 으로 주어지는 데, 이 식과 앞으로의 식에서 $A^{(\perp)}$ 로 표현하는 것은 A 와 A^\perp 에 모두 적용됨을 나타낸다. 식 (6)의 수신심볼 벡터를 채널 추정에서 얻은 $\mathbf{H}^{(\perp)}$ 로 다양성 결합한 뒤^[6] 채널 복호를 거쳐 송신된 정보를 복원한다.

III. 셀간 협력 전송 예

본 장에서는 셀 계획도에 따른 셀 그룹과 안테나 배정 규칙, 즉, $\mathbf{q}_j^{(\perp)}$ 벡터를 만드는 방법을 예시한다.

먼저 송신심볼 벡터의 j 째 부분 벡터의 r 째 원소에 대한 다양성 결합 후의 수신 신호대잡음비를 살펴보면 $\Gamma_j(r) = v_j(r) + v_j^\perp(r)$ 로 쓸 수 있다. 여기서, $v_j^{(\perp)}(r) = |\mathbf{H}_j(r)^{(\perp)}|^2 \frac{E_T}{N_T N_0}$ 이고 E_T 는 송신심볼 에너지이다. 셀 그룹 및 안테나 배정 규칙에 따른 수신 신호대잡음비의 변화를 살펴보기 위하여 길이가 GN_T 이고 (gN_T+i) 째 원소가

$$\lambda_{g,i,j}(r) = \tilde{\mathbf{H}}_{g,i,j}(r) \sqrt{\frac{E_T}{N_0 N_T}} \quad (7)$$

인 벡터 $\lambda_j(r)$ 를 정의하자. 그러면, 수신 신호대잡음비는 다음과 같다.

$$\Gamma_j(r) = \lambda_j^H(r) \mathbf{Q}_j \lambda_j(r). \quad (8)$$

여기서, $\mathbf{Q}_j = \mathbf{q}_j \mathbf{q}_j^T + \mathbf{q}_j^\perp (\mathbf{q}_j^\perp)^T$ 는 j 째 부분 벡터에서의 셀 그룹 및 안테나 배정 규칙으로 결정되는 행렬로 그 값에 따라 수신 신호대잡음비가 바뀌는 것을 볼 수 있다. 극단적으로 $\lambda_j(r) = \lambda$ 인 플랫 페이딩을 가

정하면, 기존 방식의 수신 신호대잡음비는 모든 송신심볼에 대해 $\Gamma = \lambda^H \lambda$ 로 동일하지만, 제안한 방식의 수신 신호대잡음비는 $\Gamma_j = \lambda^H \mathbf{Q}_j \lambda$ 로 각 부분마다의 수신 신호대잡음비가 다르게 된다.

다음으로 Γ_j 가 각 부분마다 다르게 \mathbf{Q}_j 를 만드는 방법을 고려해 보자. 먼저 기존 논문에서 제시한 $G=3, N_T=1$ 인 경우에는 세 방법이 존재한다. 즉, \mathbf{q}_j 는 $[110]^T, [011]^T, [101]^T$ 가 가능하고 그에 따른 \mathbf{Q}_j 는 다음과 같다¹⁾.

$$\mathbf{Q}_0 = \begin{bmatrix} 110 \\ 110 \\ 001 \end{bmatrix}, \mathbf{Q}_1 = \begin{bmatrix} 100 \\ 011 \\ 011 \end{bmatrix}, \mathbf{Q}_2 = \begin{bmatrix} 101 \\ 010 \\ 101 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

이에 따른 셀 그룹마다 단일 송신 안테나에서 송신하는 심볼 벡터는 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{X}}_{g,0} = \begin{cases} [\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2]^\perp & \text{for } g=0, \\ [\mathbf{X}_0^\perp \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2]^\perp & \text{for } g=1, \\ [\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1^\perp \mathbf{X}_2]^\perp & \text{for } g=2. \end{cases} \quad (10)$$

이와 같은 대응 방법을 기지국 송신 안테나가 2인 경우로 확장해 보자. 제안한 방법에서는 송신 심볼마다 다양성 차수를 기존의 켈칩 방식과 동일하게 유지하기 위해 두 송신 안테나에 항상 \mathbf{X}_j 와 \mathbf{X}_j^\perp 를 전송한다. 따라서, $\mathbf{X}_j^{(\perp)}$ 전송에 대한 지시 값 $(q_{g,0,j}^\perp, q_{g,1,j}^\perp)$ 은 $(1,0)$ 또는 $(0,1)$ 만 가능하다. 따라서, $G=2$ 인 경우 $\mathbf{q}_j = [1010]^T$ 과 $[1001]^T$ 가 가능하고, $G=3$ 인 경우 $\mathbf{q}_j = [101010]^T, [101001]^T, [011010]^T, [100110]^T$ 가 가능하다. 이와 같은 할당 규칙에 따라 $G=2$ 인 경우 심볼 벡터를 최대 두 부분으로 ($J=2$) 나눌 수 있고, $G=3$ 인 경우에는 네 부분으로 ($J=4$) 나눌 수 있다. 이에 대한 셀간 협력 부호화 출력률 $G=3, N_T=2, J=4$ 일 때 보면

$$\tilde{\mathbf{X}}_{g,0} = \begin{cases} [\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_3]^\perp & \text{for } g=0, \\ [\mathbf{X}_0^\perp \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_3^\perp]^\perp & \text{for } g=1, \\ [\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1^\perp \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_3]^\perp & \text{for } g=2 \end{cases} \quad (11)$$

이고, $\tilde{\mathbf{X}}_{g,1} = \tilde{\mathbf{X}}_{g,0}^\perp$, 즉 $\tilde{\mathbf{X}}_{g,0}$ 의 직교 성분이다. 이 때 J 의 최대값은 4이나 성능과 복잡도 등을 고려하여 J 를 최대값보다 작은 값으로 할당할 수 있다. 예를 들어 $\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_1$ 만을 이용하도록 심볼 벡터를 두 부분으로만 나누거나, $\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2$ 만을 이용하도록 심볼 벡

1) \mathbf{q}_j^\perp 는 \mathbf{q}_j 의 2진 보수로 결정되고, \mathbf{q}_j 와 \mathbf{q}_j^\perp 를 서로 바꾸어도 동일한 \mathbf{Q}_j 가 나온다.

터를 세 부분으로 나눌 수도 있다.

IV. 성능 분석

본 절에서는 제안한 셀간 협력 방식이 부호화 성능에 미치는 영향을 알기 위하여 $\{\Gamma_j(r)\}$ 의 상관이 가장 큰 플랫폼 페이딩 환경에서 ($\lambda_j(r) = \lambda$) 쌍 오류율을 유도한다.

먼저 채널 페이딩 진폭이 λ 인 조건에서 전송된 부호어 c 가 오류가 있는 다른 수신어 e 로 잘못 복호될 쌍 오류율을 QPSK 변조에 대해 구하면 다음과 같다.

$$P_2(c \rightarrow e|\lambda) = Q\left(\sqrt{\sum_{j=0}^{J-1} \lambda^H Q_j \lambda \sum_{r \in \eta_j} |c_{jR+r} - e_{jR+r}|^2}\right). \quad (12)$$

여기서, η_j 는 심볼 벡터의 j 째 부분에서 오류가 난 비트 위치, 즉 $c_{jR+r} \neq e_{jR+r}$ 인 r 의 집합이고, 그 원소 수 $d_j = |\eta_j|$ 는 비트 오류 수이다. 한 부호어에서 총 $d = \sum_{j=0}^{J-1} d_j$ 의 오류가 있다면 비트 오류수가 d 일 때의 조건 쌍 오류율은

$$P_2(d|\lambda) = Q\left(\sqrt{\sum_{j=0}^{J-1} d_j (\lambda^H Q_j \lambda)}\right) \quad (13)$$

이고, 이를 λ 의 확률 분포로 평균시키면 쌍 오류율 $P_2(d)$ 를 구할 수 있다.

페이딩 진폭 λ 는 경로 손실과 레일리 페이딩만을 고려하고 기지국 안테나 사이의 채널 상관이 없다고 가정하면, 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\Gamma = \text{diag}(\bar{\gamma})$ 인 복소 가우시안 확률 벡터이다. 여기서, 대각 벡터, $\bar{\gamma}$ 는 $(gN_T + i)$ 째 원소가 $\bar{\gamma}_{g,i} = \frac{\bar{\gamma}_g}{N_T}$ 으로 $\bar{\gamma}_g = E\{|H_{g,i,j}(r)|^2\} \frac{E_T}{N_0}$ 는 g 째 셀 그룹으로부터 온 총 수신 신호대잡음비이다. 이러한 조건 하에 식 (13)를 λ 의 분포로 평균할 경우 적분 형태가 사라지지 않는다. 따라서, 본 논문에서는 [10]의 방법으로 쌍 오류율에 대한 한계 값을 다음과 같이 얻는다.

$$P_2(d) \leq \frac{c(GN_T)}{\det(\Gamma\Psi/2 + I)}. \quad (14)$$

여기서, $c(x) = \frac{1}{2} \frac{1 \cdot 3 \cdots (2x-1)}{2 \cdot 4 \cdots (2x)}$, $\Psi = \sum_{j=0}^{J-1} d_j Q_j$, $\det(\cdot)$ 는 행렬식을 나타낸다.

예로써, $G=3, N_T=1, J=3$ 일 때의 제안한 방식은 쌍 오류율에 대한 한계 값은 다음과 같다.

$$P_2(d) \leq \frac{c(3)}{\prod_{r=0}^2 \left(1 + d\bar{\gamma}_r/2 + \frac{\gamma_r \gamma_c (2d d_r d_c - d(d_r^2 + d_c^2))}{8} \frac{\gamma_r \gamma_c d_r^2 + \gamma_r \gamma_c d_c^2 + \gamma_r \gamma_c d_r^2}{4}\right)} \quad (15)$$

한편, $G=1, J=1$ 인 기존 방식은 $\Gamma\Psi = \bar{\gamma}_c$ 이고 그에 따른 쌍 오류율에 대한 한계 값은

$$P_2(d) \leq \frac{0.25}{1 + d\bar{\gamma}_c/2} \quad (16)$$

이다. 여기서, $\bar{\gamma}_c$ 는 모든 기지국으로부터 수신된 신호대잡음비의 합이다.

따라서, 사용한 채널 부호화 기법의 부호어 사이의 거리와 그 거리의 빈도수를 알고 있으면 각 거리에서의 쌍 오류율을 빈도수로 평균하여 패킷오류율의 성능을 예측할 수 있다. 이 때, 터보 부호의 경우 비트오류율이 약 10^{-4} 보다 높은 경우 한계 값으로 예측하기 어려운 데, 그 대신 낮은 비트오류율에서의 성능은 유효 자유 거리^[11], d_{ef} 에서의 오류율로 예측할 수 있다.

V. 성능 결과

제안한 방식의 우수성을 보이기 위하여 그림 2의 셀 A, B, C로 구성된 세 셀 환경에서 수신 단말이 셀 A에 있을 때 쌍오류율과 모의실험 성능을 도출한다. 모의실험에 사용한 시스템 파라미터는 3GPP LTE에서 논의 중인 5 MHz 대역폭 파라미터로 표 1에 요약하였다^[4]. 브로드캐스트 시간 슬롯은 총 $S_t \times N_{used} = 1800$ 자원으로 구성되고, 총 자원을 두 물리 채널로 나누어 할당한다. 채널 부호화 기법은 3GPP 표준에서 사용한 터보 부호 기법과 천공 및

표 1. 시스템 파라미터.

파라미터	값
반송파 주파수	2 GHz
시스템 대역폭	5 MHz
표본 주파수	7.68 MHz
OFDM 심볼 길이	83.33 μ s
브로드캐스트 슬롯 길이 (S_t)	0.5 ms
슬롯 내 OFDM 심볼 수	6
보호 구간 길이	16.67 μ s
FFT 크기	512
사용 부반송파 수 (N_{used})	300

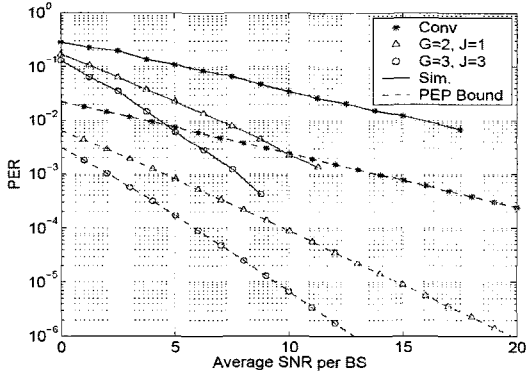


그림 4. $N_T=1$ 이고 플랫폼 페이딩 환경일 때 세 셀 경계에서의 복호 후 패킷오류율과 쌍 오류율 한계 값.

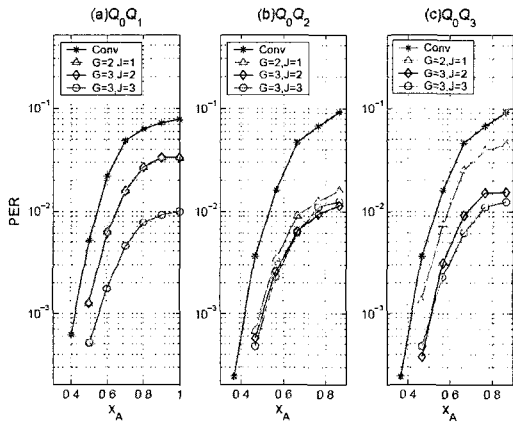


그림 5. $N_T=1$ 이고 보행자 A 환경일 때 단말 위치에 따른 패킷오류율.

인터리빙 패턴을 사용하며^[12], 부호율은 0.5, $K=750$, $N=1500$, 변조 방식은 QPSK를 적용한다. 이에 따른 수신기는 채널 추정이 완벽하다는 가정 하에 반복 횟수가 12인 MAP (maximum a posteriori) 터보 복호기를 사용한다. 채널 모형에서 경로 손실 지수는 4, 다중경로 지연확산 모형은 플랫폼, ITU-R 보행자 A (pedestrian A: PA), 이동 A (vehicular A: VA) 모형을 고려하였다^[13]. 플랫폼 페이딩과 보행자 A 환경에서는 이동 속도가 3 km/h이고, 이동 A 환경에서는 이동 속도를 60 km/h로 한다.

그림 4는 송신 안테나가 1일 때 ($N_T=1$) 세 셀 경계 Q_1 에서의 성능을 플랫폼 페이딩 환경에서 보인 것이다. 모의실험으로 얻은 터보 복호 후의 패킷 오류율 (PER) 이론적으로 얻은 유효 자유 거리 $d_{ef}=8$ 에서의 쌍 오류율의 한계 값과 함께 보였다. 그림에

서 ‘Conv’는 켈컴의 방식^[4], ‘ $G=2, J=1$ ’은 이노우에의 셀간 송신 다양성 방식^[7], ‘ $G=3, J=3$ ’은 심볼 벡터를 3 부분으로 나눈 제안한 방식을 가리킨다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안한 방식이 켈컴 방식과 이노우에 방식보다 더 좋은 성능을 볼 수 있다. 또한 쌍 오류율에 대한 한계 값이 모의실험에서 얻은 패킷 오류율의 기울기를 잘 예측할 수 있음을 볼 수 있다.

그림 5는 $N_T=1$ 일 때 보행자 A 환경에서 단말이 위치한 환경에 따라 제안한 방식과 기존 방식의 PER을 비교한 것이다. 즉, 단말이 그림 2의 $Q_0 Q_1$, $Q_0 Q_2$, $Q_0 Q_3$ 위에 있을 때 기지국과의 거리 d 를 셀 반경 r 로 나눈 $x_A=d/r$ 에 따른 성능을 보인 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 위치에 상관없이 제안한 방식이 (‘ $G=3, J=3$ ’) 켈컴 방식과 (‘Conv’) 이노우에 방식보다 (‘ $G=2, J=1$ ’) 성능이 더 좋은 성능을 볼 수 있다. 또한 셀 그룹 수가 3인 제안한 방식은 단말의 위치에 상관없이 성능이 균일하게 좋은 반면 셀 그룹 수가 2인 이노우에 방식은 단말의 위치에 따라 성능이 크게 차이를 볼 수 있다. 즉, 가까운 두 기지국이 동일한 셀 그룹에 속할 경우 ($Q_0 Q_1$, $Q_0 Q_3$) 이노우에 방식은 송신 다양성 부호의 한 가지만 크게 수신되어 송신 다양성 차수가 줄어드는 반면, 제안한 방식은 심볼 벡터를 구성하는 세 부분 가운데 적어도 한 부분은 송신 다양성 차수를 유지함으로써 복호 성공 확률을 증가시킨다.

그림 6과 그림 7은 송신 안테나 수가 2일 때 세 셀 경계에서의 성능을 보인 것이다. 그림 6은 플랫폼 페이딩 환경에서 모의 실험한 PER과 (‘Sim’) 유효 자유 거리에서의 쌍 오류율에 대한 한계를 (‘Anal’) 함께 보인 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 심볼 벡터의 부분 수 J 가 커질수록 다양성 차수가 증가하여 패킷오류율도 빠르게 감소하는 것을 볼 수 있다.

한편, 그림 7은 채널의 다중경로 지연확산에 따라 켈컴 방식과 (‘ $G=1, J=1$ ’) 제안한 방식의 (‘ $G=3, J=3$ ’) 패킷오류율을 비교한 것이다. 기존 방식과 제안한 방식 모두 페이딩 채널의 주파수 선택성이 증가할수록 (Flat, PA, VA 순) 부호화 다양성이 증가하면서 기울기도 빠르게 증가하는 것을 볼 수 있다. 또한, 모든 채널 환경에서 기존 방식보다 제안한 방식의 성능이 더 좋고, 패킷 오류율이 10^{-3} 일 때의 성능 이득은 채널 환경에 따라 1.5 ~ 3 dB까지 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

그림 8은 송신 안테나 수가 2이이고 단말이 셀 A의 $Q_0 Q_2$ 선상에 있을 때, 보행자 A 채널 환경에

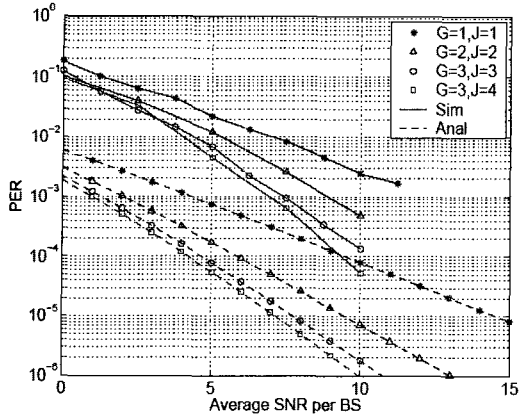


그림 6. $N_T=2$ 이고 플랫폼 페이딩 환경일 때 세 셀 경계에서의 패킷오류율과 쌍 오류율 한계 값.

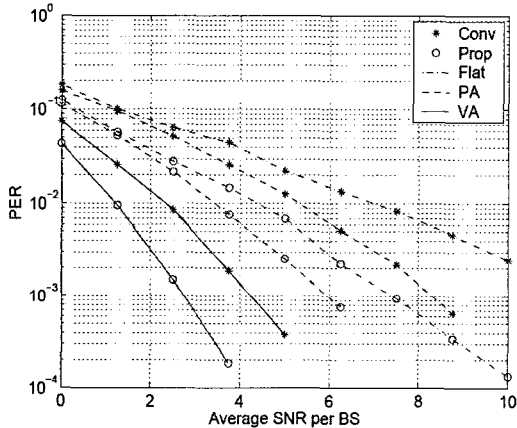


그림 7. $N_T=2$ 일 때 채널 모형에 따른 세 셀 경계에서의 패킷오류율.

서 정규화된 거리 x_A 에 따른 PER과 복호 전 비트 오류율 (P_{ub}) 그린 것이다. 이 때 셀 경계에서의 패킷 오류율이 10^{-2} 이 되도록 신호대잡음비를 설정하였다. 송신 안테나 수가 2일 때는 제안한 방법과 ($G=3, J=3$) 기존의 방법 ($G=1, J=1$) 심볼 각각이 겪는 통계학적 특성이 같으므로 복호 전 비트오류율은 같다. 그러나, 제안한 방법은 부분 벡터마다 수신 신호대잡음비를 변환하여 심볼 벡터 전체가 겪는 통계학적 특성을 다르게 하기 때문에 채널 복호 후의 PER을 훨씬 줄이는 것을 볼 수 있다. 즉, 목표로 하는 패킷오류율이 10^{-2} 일 때 제안한 방식은 셀 최대 반경까지 ($x_A=1$) 브로드캐스트 서비스를 지원할 수 있으나, 기존 방식은 셀 반경의 0.75

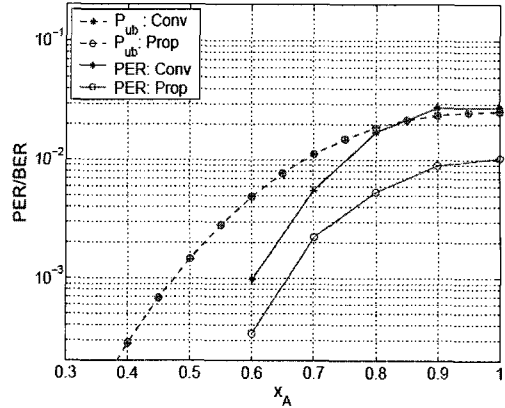


그림 8. $N_T=2$ 이고 보행자 A 채널 환경일 때 Q_0, Q_1 상의 단말 위치에 따른 성능 (세 셀 경계에서의 기지국당 신호대잡음비는 3.5 dB).

까지만 (면적으로 환산 시 전체 셀 면적의 약 55%) 지원할 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 OFDM 기반 셀룰러 시스템에서 브로드캐스트 패킷 데이터 전송의 신뢰성을 높이기 위한 셀간 다중 안테나 협력 전송 방식을 제안하였다. 제안한 방식은 부호화 다양성을 증가시키기 위하여 한 부호화된 심볼 벡터를 여러 부분 벡터로 나눈 뒤, 각 부분 벡터마다 송신 다양성 부호화 두 가지를 전송하는 셀 그룹과 안테나 쌍을 다르게 배정하였다. 이 때 부호화 다양성 이득을 예측할 수 있는 쌍 오류율의 한계 값을 유도하고 모의실험과 함께 성능을 고찰하였다. 그 결과 제안한 방식은 셀 경계를 포함한 셀 영역 전반에서 부호화 다양성 이득을 향상시킴으로써 커버리지를 두 배로 확장하는 것을 볼 수 있다.

참고 문헌

- [1] P. Agashe, R.Rezajifar, and P. Bender, "CDMA 2000 high rate boardcast packet data air interface design," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 2, pp. 83-89, Feb. 2004.
- [2] 3GPP, TS 25.346 V6.3.0, "Intoroduction of the multimedia broadcast multicast service (MBMS) in the radion access network (RAN); stage2 (Release 6)," Dec. 2004.
- [3] S. Parkvall, E. Englund, M. Lundevall, and

J. Torsner, "Evolving 3G mobile systems: broadband and broadcast services in WCDMA," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 44, no. 2, pp. 30 - 36, Feb. 2006.

[4] 3GPP2 C30-20040823-060, "Detailed description of the enhanced BCMCS transmit waveform description," Aug. 2004.

[5] 3GPP, TR 25.814, v.1.2.1, "Physical layer aspects for evolved UTRA," Feb. 2006.

[6] S.M Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[7] M. Inoue and M. Nakagawa, "Space time transmit site diversity for OFDM multi base station system," *Inter. Work. Mobile Wireless Commun. Network*, pp. 30-34, Stockholm, Sweden, Sept. 2002.

[8] 강성교, 김윤희, 권재균, "OFDM 기반 이동 셀룰러 망에서의 브로드캐스트 패킷 데이터 전송," *한국통신학회논문지*, 31 (6A), pp. 556-562, 2006년 6월.

[9] S. Benedetto and G. Montorsi, "Unveiling turbo codes: some results on parallel concatenated coding schemes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, 42, pp. 409-429, Mar. 1996.

[10] E.K. Hall and S.G. Wilson, "Design and analysis of turbo codes on Rayleigh fading channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 16 (2), pp. 160-174, Feb. 1998.

[11] D. Divsalar and M.J. McEliece, "Effective free distance of turbo codes," *Electr. Letters*, vol. 32, no. 5, pp. 445, Mar. 1996.

[12] 3GPP, TR 25.212, v.6.5.0, "Multiplexing and channel coding (FDD) (Release 6)," June 2005.

[13] Recommendation ITU-R M.1225, "Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000," 1997.

강성교 (Sung Kyo Kang)

정회원



2005년 2월 경희대학교 전자공학과 공학사
 2007년 2월 경희대학교 전자공학과 공학석사
 2007년 2월~현재 Airpoint 소프트웨어팀 연구원
 <관심 분야> 이동통신, 통신이론

심성보 (Sung Bo Sim)

준회원



2006년 2월 경희대학교 전자공학과 공학사
 2006년 3월~현재 경희대학교 전자공학과 석사과정
 <관심 분야> 이동통신, 정보이론, 적응전송

김윤희 (Yun Hee Kim)

종신회원



1995년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 공학사
 1997년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 공학석사
 2000년 1월~2000년 4월 UCSD 방문 연구원
 2000년 8월 한국과학기술원 전자

전산학과 박사

2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임연구원
 2004년 9월~현재 경희대학교 전자정보학부 조교수
 2006년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원,
 IEEE 준석학위원
 <관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적 신호 처리, 부호및정보이론