

다중-셀 다중 안테나 직교 주파수분할 다중화 기반 브로드캐스트 전송 방식의 아웃티지 성능

학생회원 박재철*, 종신회원 김윤희*, 송익호**

Outage Performance of a Multi-Cell MIMO-OFDM Broadcast Transmission Method

Jae Cheol Park* *Student Member*, Yun Hee Kim*, Ickho Song** *Lifelong Members*

요약

이 논문에서는 기지국 송신 안테나가 둘 이상인 셀룰러 시스템에서 여러 기지국이 협력으로 직교 주파수분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 신호를 전달함으로써 브로드캐스트 서비스를 제공하는 방법을 제안한다. 제안한 방식은 셀들을 세 그룹으로 나누고 부반송파들을 여러 부분으로 나눈 뒤, 각 부반송파 부분마다 송신 다양성 부호화 또는 공간 다중화로 생성된 두 브로드캐스트 심볼 열을 서로 다른 셀 그룹과 송신 안테나 쌍으로 전달하는 것이다. 이 방법은 브로드캐스트 패킷을 구성하는 여러 부분에 대한 채널 주파수 응답 특성을 다르게 함으로써 부호화 다양성 차수를 증가시킨다. 제안한 방식의 성능 향상은 송신 안테나 수, 부분 수, 그리고 안테나 송신 방법 등의 다양한 조건 하에 정보 전송률에 대한 아웃티지 확률을 평가함으로써 확인하였다.

Key Words : Broadcast Service, OFDM, Spatial Multiplexing, Transmit Diversity Code, Outage Probability
Multi-cell cooperation

ABSTRACT

In this paper, we propose a multi-cell cooperation method for broadcast packet data services in the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)-based cellular system with multiple transmit antennas. In the proposed method, to transmit two streams of spatially demultiplexed or transmit diversity coded symbols over a number of transmit antennas, we divide a coded packet into multiple subparts to which different cell groups and antenna pairs are assigned. The proposed method enhances the diversity order by transforming the channel frequency responses of two symbol streams in each subpart of the broadcast packet. The increase in diversity of the proposed method is shown with the outage probability under various configurations.

1. 서론

최근 몇 년 동안 셀룰러 망에서도 방송 서비스를 지원할 수 있도록 동일한 멀티미디어 콘텐츠를 여

러 가입자에게 전송하는 고속 멀티미디어 브로드캐스트 멀티캐스트 서비스가 도입되었다^{[1][2]}. 서비스 도입 초기에는 기존 3세대 부호분할 다중접속 (code division multiple access: CDMA) 시스템과의 호환

* 이 논문은 2006년도 정부재원(교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국학술진흥재단의 지원[KRF-2006-331-D00368]과 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT 핵심기술개발사업[2008-F-005-01, 게임이론을 응용한 Cross-layer 무선 설계기술 연구]의 일환으로 수행하였음.

* 경희대학교 전자·전파공학과 (jcpark@khu.ac.kr, yheekim@khu.ac.kr), ** 한국과학기술원 전자전산학부 (i.song@ieec.org)
논문번호 : KICS2008-04-193, 접수일자 : 2008년 4월 23일, 최종논문접수일자 : 2008년 6월 23일

성을 위해 물리 계층 표준은 거의 고치지 않았다. 그 대신 수신측에서 인접 기지국 수신 신호를 소프트 결합함으로써 매크로 다양성 이득을 얻을 수 있게 하였다^{2)[3]}. 그러나, 광대역 부호분할 다중접속 시스템에서 매크로 다양성 이득을 얻기 위해서는 레이크 수신기의 갈퀴 수가 증가하고 기지국 사이의 시간 차이로 인하여 처리 시간이 증가되는 단점이 있다.

이러한 문제점을 극복하기 위해 진화된 이동통신 표준에서는 브로드캐스트 패킷 전송 시 기지국 사이에 동기를 맞추고 다중경로 지연확산에 강인한 직교 주파수분할 다중화를 적용하고 있다⁴⁾. 현 표준에서는 복잡도를 낮추기 위해 모든 기지국이 동일한 신호를 전송하는 방법을 채택하고 있으나^{5)[6]}, 셀 경계 성능 향상을 위해 전송률을 높이기 위한 새로운 방법이 지속적으로 논의되고 있다. 이러한 방법 가운데 한 예로 인접 기지국 사이에 송신 다양성 부호화를 적용하는 방법을 들 수 있다^{7)[8]}. 특히, 다중-셀 협력 부호화 방식⁸⁾ 부반송파들을 부분으로 나누고 부분별로 기지국이 전송하는 송신 다양성 부호 모양을 바꿈으로써 송신 다양성뿐만 아니라 부호화 다양성 이득을 제공한다. 그러나, 기존 연구에서는 기지국 송신 안테나 수를 1 또는 2, 단말 수신 안테나 수는 1로 제한하였다.

이 논문에서는 다중-셀 협력 부호화 방식⁸⁾ 기지국 송신 안테나 수가 최대 4이고, 단말 수신 안테나 수가 2인 다중 송수신 안테나 환경으로 확장 적용한다. 즉, 송신 안테나 수가 2보다 클 때 송신 다양성 부호화뿐만 아니라 공간 다중화 방법⁹⁾ 두 심볼열을 만들고, 부반송파 부분마다 두 심볼열을 전송하는 셀 그룹과 안테나를 선택하는 방법을 제시한다. 제안한 방식의 성능은 셀 경계에서 정보 전송률의 아웃티지 확률로 살펴보면 다양한 파라미터에 따른 성능 향상을 고찰한다. 이를 위한 논문 구성은 다음과 같다. II장에서 시스템 모형을 제시하고, III장에서 제안하는 셀 그룹과 안테나 할당 기법을 설명한다. IV장에서는 제안하는 기법의 아웃티지 확률을 비교하한 다음 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모형

고려하는 셀룰러 시스템은 하향 링크 프레임의 일부분을 브로드캐스트 시간 슬롯으로 할당하고 이 시간 슬롯 동안 인접 기지국들이 같은 주파수 채널로 동일할 콘텐츠를 전송하도록 한다. 브로드캐스트

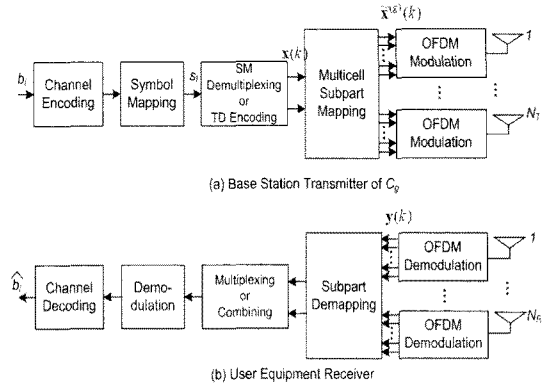


그림 1. 다중셀 다중 안테나 협력 방식 시스템 모형

전송 셀들은 주파수 재사용 인자가 1/3인 셀 계획에서처럼 세 셀 그룹으로 나눈다. 이 때 각 기지국의 송신 안테나 수는 N_T , 단말의 수신 안테나 수는 N_R 이다. 이러한 조건 아래 제안 방식을 적용한 기지국 송신기와 단말 수신기 모형은 그림 1과 같다.

각 기지국은 같은 브로드캐스트 패킷을 채널 부호화하고 심볼 대응하여 변조 심볼열 $\{s_i\}$ 를 만든다. 변조 심볼열은 다중 안테나 전송 기법에 의해 2×1 인 심볼 벡터 $x(k) = [x_0(k) \ x_1(k)]^T$ 로 변환된다. 송신 다양성 부호화인 경우 k 가 짝수이면 $x(k) = [s_k \ s_{k+1}^*]^T$, k 가 홀수이면 $x(k) = [s_k \ s_{k-1}^*]^T$ 이고, 공간 다중화인 경우에는 $x(k) = [s_{2k} \ s_{2k+1}]^T$ 이다. 이 논문에서는 한 브로드캐스트 패킷이 직교 주파수분할 다중화 심볼의 K 부반송파로 대응되는 K 심볼 벡터로 $(\{x(k)\}_{k=0}^{K-1})$ 이루어진다고 가정한다.

다중-셀 부분 대응기는 심볼 벡터 $\{x(k)\}$ 를 먼저 P 부분으로 나누고, 각 부분마다 기지국이 속한 셀 그룹의 안테나 대응 규칙에 따라 심볼 벡터의 각 원소를 해당 송신 안테나로 대응한다. 구체적으로 셀 그룹 g 의 다중-셀 부분 대응기 출력은 $\tilde{x}^{(g)}(k)$ 로 두면, $N_T \times 1$ 벡터 $\tilde{x}^{(g)}(k)$ 는 다음과 같이 $x(k)$ 의 선형 결합으로 쓸 수 있다.

$$\tilde{x}^{(g)}(k) = Q_p^{(g)} x(k), \quad k \in S_p. \quad (1)$$

여기서, $Q_p^{(g)} = [q_{p,i,j}^{(g)}]$ 는 원소가 0 또는 1인 셀 그룹 g 의 p 째 부분에서 안테나 대응을 나타내는 $N_T \times 2$ 행렬, $S_p = \{pL, pL+1, \dots, pL+L-1\}$ 는 $x(k)$ 의 p 째 부분에 해당하는 부반송파 인덱스 집합, $L = K/P$ 은 한 부분의 길이이다. 즉, p 째 부분에서 셀 그룹 g 의 i 째 송신 안테나가 $x(k)$ 의 j 째 원소를 전송하면

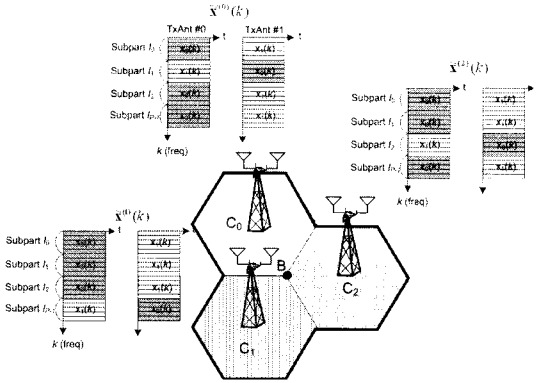


그림 2. $N_T=2$ 이고 $P=4$ 일 때 제안하는 방법의 셀 그룹과 송신 안테나에 따른 직교 주파수분할 다중화 신호 생성 방법

$q_{p,i,j}^{(g)}=1$ 이고, 그렇지 않으면 $q_{p,i,j}^{(g)}=0$ 이다.

그림 2는 $N_T=2$ 일 때의 다중-셀 부분 대응 방식의 한 보기를 보인 것이다. 송신 안테나 수가 2일 때는 $\tilde{x}^{(g)}(k)$ 는 $[x_0(k) \ x_1(k)]^T$ 또는 $[x_1(k) \ x_0(k)]^T$ 로 대응되므로 $Q_p^{(g)}$ 는 다음과 같다.

$$Q_p^{(g)} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \text{ or } \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

여기서, $N_T > 2$ 이면 $Q_p^{(g)}$ 는 $[1 \ 0]$, $[0 \ 1]$, 또는 $[0 \ 0]$ 로 구성되며, 자세한 구성 방법은 III장에서 논의하기로 한다.

이렇게 기지국 셀 그룹과 부분에 따른 안테나 대응 방법에 따라 생성된 벡터 $\{\tilde{x}^{(g)}(k)\}$ 의 i 제 원소들 $\{x_i^{(g)}(k)\}_{k=1}^K$ 는 역 푸리에 변환과 보호 구간 삽입으로 직교 주파수분할 다중화 신호로 바뀐 뒤 i 제 송신 안테나로 전송된다.

단말에서는 여러 기지국이 전송한 브로드캐스트 신호가 더해져 수신된다. 브로드캐스트 시간 슬롯에서 직교 주파수분할 다중화 신호의 보호 구간을 유니캐스트 시간 슬롯보다 길게 하면 기지국 사이의 시간 지연으로 일어나는 심볼간간섭을 충분히 줄일 수 있다. 심볼간간섭이 없다고 가정하면, 보호 구간을 없애고 푸리에 변환 뒤에 k 제 부분송파로 수신된 심볼 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(k) = \sum_{g=0}^2 \sqrt{\frac{E_T}{2}} \tilde{H}^{(g)}(k) \tilde{x}^{(g)}(k) + w(k). \quad (3)$$

여기서, E_T 는 한 기지국 송신 심볼 에너지, $\tilde{H}^{(g)}(k)$ 는 셀 그룹이 g 인 기지국으로부터의 채널 주파수

응답을 모두 더한 $N_R \times N_T$ 행렬, 그리고 $w(k)$ 는 평균이 0이고 $E\{w(k)w^H(k)\}=N_0I$ 인 $N_R \times 1$ 백색정규 잡음 벡터이다. 채널이 한 직교 주파수분할 다중화 심볼 구간에서 바뀌지 않으면 셀 그룹 g 에 대한 채널주파수응답 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{H}^{(g)}(k) = \sum_{c \in C_g} \sum_{m=0}^{M_c-1} h_{c,m} e^{-j2\pi k\tau_{c,m}} T. \quad (4)$$

여기서, C_g 는 셀 그룹 g 에 속하는 셀의 집합, M_c 는 셀 c 의 다중 경로 수이고 $h_{c,m}$ 은 시간 지연이 $\tau_{c,m}$ 일 때 수신 안테나에 대한 복소 페이딩 벡터, $1/T$ 는 부반송파 간격이다.

주파수 영역 수신 신호 벡터를 p 제 부분에 대해 다시 쓰면 다음과 같다.

$$y(k) = \sqrt{\frac{E_T}{2}} \tilde{H}(k) Q_p x(k) + w(k), k \in S_p. \quad (5)$$

여기서, Q_p 는 행렬 $Q_p^{(g)}$ 를 쌓기로 만든 행렬 $Q_p = [(Q_p^{(0)})^T \ (Q_p^{(1)})^T \ (Q_p^{(2)})^T]^T$ 이고, $\tilde{H}(k) = [\tilde{H}^{(0)}(k) \ \tilde{H}^{(1)}(k) \ \tilde{H}^{(2)}(k)]$ 이다. 여기서, p 제 부분에서 $x(k)$ 의 등가 채널주파수응답 행렬을 $H_p(k) = \tilde{H}(k) Q_p$ 로 정의하고, $H_p(k)$ 의 i 제 열을 $h_{p,i}(k)$ 로 나타내기로 한다. 단말은 각 기지국으로부터의 채널주파수응답 $\tilde{H}(k)$ 대신 등가 채널주파수응답 $H_p(k)$ 만을 추정함으로써 $y(k)$ 로부터 원정보를 복원할 수 있다.

III. 셀 그룹과 안테나 할당 방법

제안하는 다중-셀 다중 안테나 협력 전송 방식을 적용할 때 채널이 $\Lambda = \{\tilde{H}(k)\}$ 이라는 조건 하에서 직교 주파수분할 다중화 심볼에 대한 정보 전송률은 [9]와 [10]의 결과를 응용하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$C(\Lambda) = \frac{1}{LP} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{k \in I_p} I_p(k). \quad (6)$$

여기서, $I_p(k)$ 는 p 제 부분의 k 제 부분송파에 대한 상호 정보량으로 송신 다양성 부호화를 적용할 때

$$I_p(k) = \log_2 \left(1 + \frac{E_T}{2N_0} \|\tilde{H}(k) Q_p\|_F^2 \right) \quad (7)$$

으로, 공간 다중화를 적용할 때

$$I_p(k) = \log_2 \det \left(I + \frac{E_T}{2N_0} \tilde{H}(k) Q_p Q_p^H \tilde{H}^H(k) \right) \quad (8)$$

으로 주어진다. 식 (7)과 (8)에서 $\|\cdot\|_F$ 와 $\det(\cdot)$ 는 행렬의 프노베니우스 놈(norm)과 행렬식을 각각 나타낸다.

채널이 확률적으로 바뀔 때 에르고딕 채널 용량 $E\{C(A)\}$ 는 셀 그룹 및 부분별 전송 방식 Q_p 와 상관없이 일정하지만, 시스템이 전송률을 R bps/Hz로 할때 오류가 발생할 확률, 즉 아웃티지 확률은 $\{Q_p\}_{p=0}^{P-1}$ 에 따라 바뀐다. 아웃티지 확률은

$$P_{out}(R) = \Pr\{C(A) < R\} \quad (9)$$

으로 정의되며, 사는 용량에 근접하는 채널 부호를 사용할 때의 패킷오류율과 비슷한 성능을 제공한다⁹⁾. 따라서 제안 기법이 성능을 향상시킬 수 있도록 아웃티지 확률을 줄이는 안테나 대응 행렬 $\{Q_p\}_{p=0}^{P-1}$ 를 구성하는 방법을 알아본다.

식 (6)에서 볼 수 있듯이 부반송파 수가 충분히 크면 $C(A)$ 는 중심극한정리에 의해 정규 분포로 들 수 있다. 이 때 $C(A)$ 의 평균은 Q_p 에 상관없이 일정하나 분산은 Q_p 에 영향을 받는다. 아웃티지 확률이 0.5보다 작은 영역에서는 분산이 작을수록 아웃티지 확률이 줄어들므로 분산을 작게 만들어야 한다. 이를 위해, 서로 다른 p 와 p' 에 대해 $H_p(k)$ 와 $H_{p'}(k)$ 의 상관성이 적어지도록 Q_p 를 구성한다. 단, Q_p 는 단말이 위치에 상관없이 $x(k)$ 를 복조할 수 있도록 기지국마다 $x(k)$ 의 두 원소를 항상 전송하도록 하여야 한다.

먼저 가능한 Q_p 구성 방법을 살펴보면, 셀 그룹마다 N_T 송신 안테나 가운데 서로 다른 두 안테나를 선택하므로 총 $N_T(N_T-1)$ 개의 서로 다른 $Q_p^{(g)}$ 행렬을 만들 수 있고 Q_p 행렬은 $Q_p^{(g)}$, ($g=0, 1, 2$)를 쌍기로 구성되므로 총 $N_T^3(N_T-1)^3/2$ 가지의 다른 Q_p 행렬을 만들 수 있다. 이 때, Q_p 행렬 수에 $1/2$ 은 $H_p(k)$ 의 두 열을 바꾸어도 채널 용량이 같기 때문이다. 보기로 $N_T=2, 3, 4$ 일 때 Q_p 의 구성 방법은 4, 108, 864이다. 따라서, 서로 다른 Q_p 를 적용하는 부분 수 P 는 최대 $N_T^3(N_T-1)^3/2$ 이나, P 가 증가하면 $H_p(k)$ 와 $H_{p'}(k)$ 의 상관도가 커지기 때문에

다양성 이득 증가가 적으므로 P 는 3 또는 4와 같이 작은 값으로 선택하는 것이 바람직하다.

다음은 $N_T=2, P=4$ 일 때 $\{Q_p, p=0, 1, 2, 3\}$ 를 구성한 예이다.

$$Q_0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T, Q_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T, \\ Q_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T, Q_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T. \quad (10)$$

식 (10)의 안테나 대응 방법에 따라 $H_p(k)$ 의 i 제 열 $h_{p,i}(k)$ 를 $\tilde{H}^{(g)}(k)$ 의 j 제 열 $\tilde{h}_j^{(g)}(k)$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$h_{0,i}(k) = \begin{cases} \tilde{h}_0^{(0)}(k) + \tilde{h}_0^{(1)}(k) + \tilde{h}_0^{(2)}(k), & \text{for } i=0 \\ \tilde{h}_1^{(0)}(k) + \tilde{h}_1^{(1)}(k) + \tilde{h}_1^{(2)}(k), & \text{for } i=1 \end{cases}, \\ h_{1,i}(k) = \begin{cases} \tilde{h}_1^{(0)}(k) + \tilde{h}_0^{(1)}(k) + \tilde{h}_0^{(2)}(k), & \text{for } i=0 \\ \tilde{h}_0^{(0)}(k) + \tilde{h}_1^{(1)}(k) + \tilde{h}_1^{(2)}(k), & \text{for } i=1 \end{cases}, \\ h_{2,i}(k) = \begin{cases} \tilde{h}_0^{(0)}(k) + \tilde{h}_1^{(1)}(k) + \tilde{h}_0^{(2)}(k), & \text{for } i=0 \\ \tilde{h}_1^{(0)}(k) + \tilde{h}_0^{(1)}(k) + \tilde{h}_1^{(2)}(k), & \text{for } i=1 \end{cases}, \\ h_{3,i}(k) = \begin{cases} \tilde{h}_0^{(0)}(k) + \tilde{h}_0^{(1)}(k) + \tilde{h}_1^{(2)}(k), & \text{for } i=0 \\ \tilde{h}_1^{(0)}(k) + \tilde{h}_1^{(1)}(k) + \tilde{h}_0^{(2)}(k), & \text{for } i=1 \end{cases}. \quad (11)$$

한편, $N_T=4, P=4$ 인 경우 $\{H_p(k)\}_{p=0}^3$ 의 상관성이 적은 안테나 대응 행렬을 컴퓨터로 찾으면

$$Q_0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T, Q_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T, \\ Q_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T, Q_3 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T \quad (12)$$

이고, 이에 대한 각 부분의 채널 주파수 응답 $h_{p,i}(k)$ 는 다음과 같다.

$$h_{0,i}(k) = \begin{cases} \tilde{h}_0^{(0)}(k) + \tilde{h}_0^{(1)}(k) + \tilde{h}_0^{(2)}(k), & \text{for } i=0 \\ \tilde{h}_1^{(0)}(k) + \tilde{h}_1^{(1)}(k) + \tilde{h}_1^{(2)}(k), & \text{for } i=1 \end{cases}, \\ h_{1,i}(k) = \begin{cases} \tilde{h}_2^{(0)}(k) + \tilde{h}_2^{(1)}(k) + \tilde{h}_2^{(2)}(k), & \text{for } i=0 \\ \tilde{h}_3^{(0)}(k) + \tilde{h}_3^{(1)}(k) + \tilde{h}_3^{(2)}(k), & \text{for } i=1 \end{cases}, \\ h_{2,i}(k) = \begin{cases} \tilde{h}_0^{(0)}(k) + \tilde{h}_1^{(1)}(k) + \tilde{h}_2^{(2)}(k), & \text{for } i=0 \\ \tilde{h}_1^{(0)}(k) + \tilde{h}_2^{(1)}(k) + \tilde{h}_3^{(2)}(k), & \text{for } i=1 \end{cases}, \\ h_{3,i}(k) = \begin{cases} \tilde{h}_2^{(0)}(k) + \tilde{h}_3^{(1)}(k) + \tilde{h}_0^{(2)}(k), & \text{for } i=0 \\ \tilde{h}_3^{(0)}(k) + \tilde{h}_0^{(1)}(k) + \tilde{h}_1^{(2)}(k), & \text{for } i=1 \end{cases}. \quad (13)$$

IV. 모의 실험 결과

제한하는 다중-셀 다중 안테나 협력 전송 방식의 성능을 살펴보기 위해 세 셀 환경에서 브로드캐스트 패킷을 R bps/Hz 전송률로 전송할 때의 아웃티지 확률을 도출하였다. 이 때 단말은 세 기지국으로부터의 거리가 같은 세 셀 경계에 위치하고 있다고 가정한다. 시스템 파라미터는 대역폭이 5 MHz인 3GPP LTE (3rd generation partnership project long term evolution) 시스템 파라미터를 사용하였다¹¹⁾. 즉, 샘플링 주파수가 7.68 MHz, FFT 크기는 512, 사용하는 부반송파 수 K 는 300이다. 채널의 다중경로 지연확산 모형은 서로 다른 주파수 선택성을 보이는 플랫폼 페이딩, ITU-R 보행자 A, 그리고 ITU-R 차량 A 채널 모형을 고려하였다¹¹⁾. 세 채널 모형의 rms 지연 확산 시간은 순서대로 0, 45.6, 373.5 ns이다. 모든 성능 평가에서 기준이 되는 신호대잡음비 E_s/N_0 는 다음과 같이 정의되는 한 수신 안테나에서의 평균 신호대잡음비이다.

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_T}{N_R N_0} E \left\{ \left\| \bar{H}^{(g)}(k) Q_p^{(g)} \right\|_F^2 \right\}. \quad (14)$$

여기서, 수신 안테나 수 N_R 은 2로 고정하였다.

그림 3은 $N_T=4$ 인 플랫폼 페이딩 채널에서, $R=2$ 와 4일 때 공간 다중화를 적용한 다중-셀 다중 안테나 협력 전송 방식의 아웃티지 확률을 부분 수 P 에 따라 보인 것이다. 부분 수 P 가 증가하면 아웃티지 확률의 기울기가 가파르게 됨을 볼 수 있는

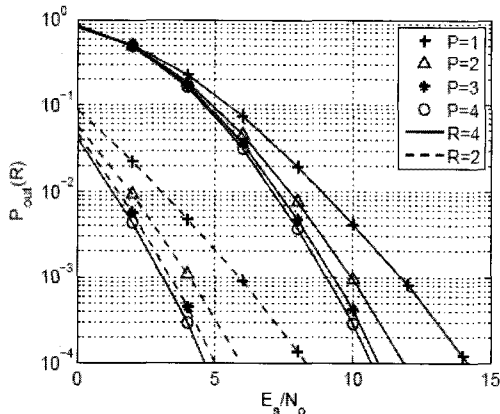


그림 3. $N_T=4$ 이고 $R=2, 4$ 일 때 플랫폼 페이딩 채널에서 P 에 따른 제한한 다중-셀 공간 다중화 협력 방식의 아웃티지 확률

데, 이는 유효 다양성 차수가 증가함을 보이는 것이다. 예를 들어 아웃티지 확률이 $P_{out}=10^{-3}$ 일 때 부분으로 나누지 않은 기존 방식보다 ($P=1$) 부분 수가 4인 제안 방식이 ($P=4$) 유효 다양성 차수의 증가로 약 2.8 dB의 E_s/N_0 이득이 있음을 볼 수 있다. 한편 예상했듯이 P 를 2에서 3로 증가시킬 때보다 P 를 3에서 4로 증가시킬 때의 E_s/N_0 이득은 매우 작아지므로 P 를 4 이상으로 증가시킬 필요가 없음을 확인할 수 있다.

그림 4는 $N_T=2, P=4$ 인 보행자 A 페이딩 채널에서 제안한 다중-셀 송신 다양성 부호화 협력 방식과 (TD) 다중-셀 공간 다중화 (SM) 협력 방식의 성능을 비교한 것이다. 전송률이 $R=1$ 에서 6까지 공간 다중화 방식이 송신 다양성 부호화 방식보다

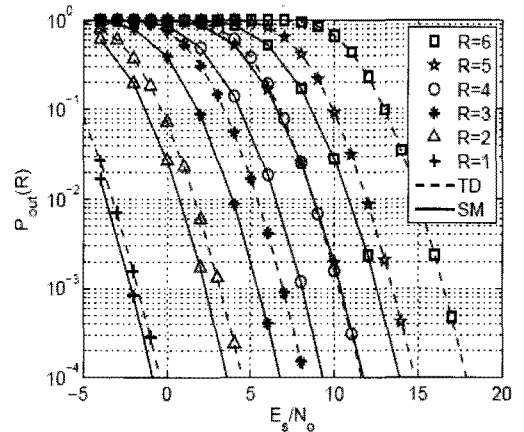


그림 4. $N_T=2$ 일 때 보행자 A 채널에서 R 에 따른 제한한 다중-셀 송신 다양성 부호화와 공간 다중화 협력 전송 방식의 아웃티지 확률

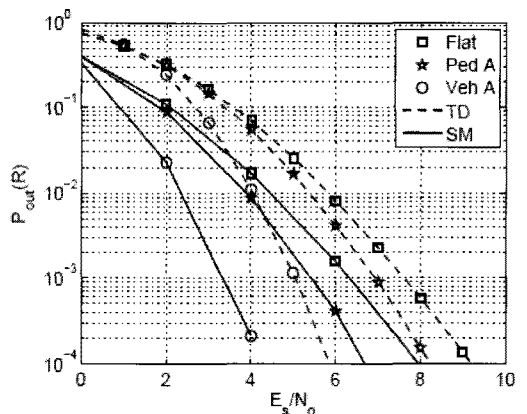


그림 5. $N_T=2, P=4, R=3$ 일 때 서로 다른 채널 모형에서 제한한 다중-셀 송신 다양성 부호화와 공간 다중화 협력 전송 방식의 성능 비교

표 1. $N_T=2$ 이고 $P=4$ 일 때, $P_{out}=10^{-3}$ 를 얻기 위한 송신 다양성 부호화 방식 대비 공간다중화 방식의 E_s/N_0 이득

채널 모형	E_s/N_0					
	$R=1$	$R=2$	$R=3$	$R=4$	$R=5$	$R=6$
플랫	0.4	0.8	1.3	1.9	2.5	3.7
보행자 A	0.4	0.9	1.5	2.2	3.1	4.1
차량 A	0.4	1.0	1.7	2.5	3.3	4.4

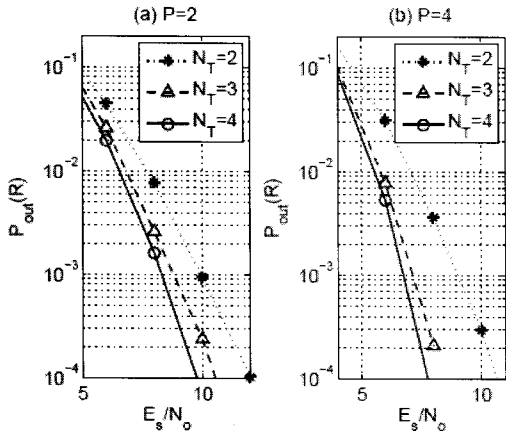


그림 6. 평면 페이딩 채널에서 $R=4$ 일 때 다른 N_T 에 대한 공간 다중화 방식의 아웃리지 확률 (a) $P=2$, (b) $P=4$

향상된 성능을 보이고, R 이 증가할수록 성능 이득이 커지는 것을 볼 수 있다. 이는 기존 연구¹⁰⁾에서 신호대잡음비가 클수록 송신 다양성 부호화보다 공간 다중화 방식의 평균 정보전송량 이득이 증가하는 결과와 일치한다.

그림 5는 $N_T=2$, $P=4$, $R=3$ 일 때 제안한 방법의 성능을 주파수 선택성이 다른 채널 모형에서 비교한 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 송신 다양성 부호화와 공간 다중화 방식 모두 채널의 주파수 선택성이 클수록 성능이 좋아짐을 볼 수 있다. 이는 플랫 페이딩보다 보행자 A (Ped A), 보행자 A보다 차량 A (Veh A) 채널이 제공하는 다양성 차수가 증가하기 때문이다. 구체적으로, 차량 A 채널에서 $P_{out}=10^{-3}$ 을 만족하는 신호대잡음비는 플랫 페이딩 채널보다 약 3 dB 적고, 보행자 A 채널보다 2.2 dB 적음을 볼 수 있다.

표 1은 $N_T=2$, $P=4$ 인 제안한 다중-셀 다중 안테나 협력 전송 방식에서 $P_{out}=10^{-3}$ 의 성능을 만족하는 E_s/N_0 에 대해 송신 다양성 부호화 기법에 대비 공간 다중화 방식이 제공하는 이득을 보인 것이다. 그림 4에서 이미 보인 것처럼 R 이 커지거나 주파수 선택성이 클수록 송신 다양성 부호화보다

는 공간 다중화를 적용할 때 성능 이득이 커진다. 또한, 그림으로 모두 나타내지는 않았으나 $P=4$ 인 제안 기법은 $P=1$ 인 기존 기법보다 플랫, 보행자 A, 차량 A 페이딩 채널 모형에서 전송률과는 무관하게 각각 2.8, 1.8, 0.9 dB의 성능 이득이 있음을 관측하였다.

그림 6은 플랫 페이딩 채널에서 $R=4$ 일 때 N_T 에 따른 제안한 공간 다중화 기법의 성능을 보인 것이다. 그림 6(a)는 부분 수 P 가 2이고, 그림 6(b)는 P 가 4일 때이다. 그림에서 볼 수 있듯이 같은 P 에 대해 N_T 가 클수록 아웃리지 성능이 좋아짐을 볼 수 있다. 그 이유는 송신 안테나 수가 많아질수록 부분에 대한 채널주파수응답의 상관도가 줄어들기 때문이다. 송신 안테나 수가 2에서 3으로 증가할 때 부분 수가 2일 때는 약 1 dB 성능 이득이 있으나 부분 수가 4일 때는 약 2.2 dB 이상으로 향상됨을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 다중 송신 안테나를 사용하는 직교 주파수분할 다중화 기반 셀룰러 시스템에서 브로드캐스트 패킷 데이터 전송 성능을 향상시키는 방법을 제안하였다. 제안 방법에서는 셀들을 세 셀 그룹으로 나눈 뒤 유효 다양성 차수가 커지도록 다중-셀 다중 안테나 협력으로 직교 주파수분할 다중화 심볼을 구성하였다. 즉, 직교 주파수분할 다중화 심볼의 부분송파를 여러 부분으로 나누고 각 부분마다 두 공간 다중화 심볼열 또는 두 송신 다양성 부호화 심볼열을 전송하는 셀 그룹의 안테나를 다르게 대응하는 것이다.

제안한 방법은 부분 수가 4일 때 부분 수를 1로 하는 기존의 방법보다 약 3 dB 정도의 신호대잡음비 이득을 제공하고, 송신 안테나 수를 2에서 4로 증가시키면 약 2.5 dB 정도의 신호대잡음비 이득을 제공한다. 또한, 제안한 셀-그룹 다중 안테나 협력 전송에서 공간 다중화 기법을 적용하는 것이 송신 다양성 부호화보다 데이터 전송률이나 주파수 선택성이 높아짐에 따라 더욱 유리함을 볼 수 있다. 제안한 기법은 부분별로 두 등가 채널만 추정하기 때문에 복잡도가 크지 않고 셀 경계에서의 다양성 이득을 증가시키기 때문에 향후 브로드캐스트 전송률을 높이는 데 적용할 수 있으리라 기대된다.

참 고 문 헌

[1] P. Agashe, R. Rezaifar, and P. Bender, "high rate broadcast packet data air interface design", *IEEE Commun. Mag.*, Vol.42, No.2, pp.83-89, Feb. 2004.

[2] 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.68-74, Feb. 2006.

[3] M. Luby, T. Gasiba, T. Spclhammer, and M. Watson, "Reliable multimedia download delivery in cellular broadcast networks," *IEEE Trans. Broadcast.*, Vol.53, No.1, pp.235-246, Mar. 2007.

[4] 3GPP, TR 25.814, v.1.2.1, "Physical layer aspects for evolved UTRA", Feb. 2006.

[5] 3GPP2 C30-20040823-060, "Detailed description of the enhanced BCMCS transmit waveform description," Aug. 2004.

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

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

[8] S.K. Kang and Y.H. Kim, "Macrocell Cooperation for OFDM-based broadcast-packet data transmission in a cellular network," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.57, No.2, pp.1297-1302, Mar. 2008.

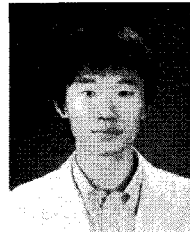
[9] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol.6, pp.311-335, Mar. 1998.

[10] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, New York, 2005.

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

박 재 철 (Jae Cheol Park)

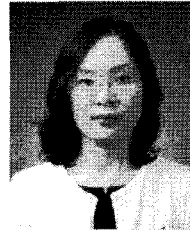
학생회원



2005년 3월~현재 경희대학교 전
자공학과 학사 과정
2007년 9월~현재 경희대학교디
지탈통신연구실 연구원
<관심분야>이동/무선 통신, 통신
이론

김 윤 희 (Yun Hee Kim)

종신회원



1995년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 공학사
1997년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 공학석사
2000년 1월~2000년 4월 UCSD
방문 연구원
2000년 8월 한국과학기술원 전
자전산학과 박사
2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임연구원
2004년 9월~현재 경희대학교 전자정보학부 조교수
2006년 1월~현재 IEEE 선임회원, 한국통신학회 논문
지 편집위원
<관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적 신호
처리, 부호및정보이론

송 익 호 (Ickho Song)

종신회원



1982년 2월, 1984년 2월 서울대
학교 전자공학과 공학사 (준최
우등), 공학석사
1985년 8월, 1987년 5월 펜실베
니아대학교전기공학과공학 석
사/박사
1987년 3월, 1988년 2월 벨 통신
연구소 연구원
1988년 3월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 조교
수, 부교수, 교수
1995년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원
1991년 11월, 1996년 11월 한국통신학회 학술상
1993년 11월 한국음향학회 우수연구상
1998년 11월 한국통신학회 LG학술상
1999년 11월 대한전자공학회 해동논문상
2000년 3월 젊은 과학자상
2000년 11월 한국통신학회 모토롤라학술상,
대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평생회
원, IET 석사회원, IEEE 선임회원
<관심분야>통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파
와 추정, 이동통신