

OFDM 기반 이동 셀룰러 망에서의 브로드캐스트 패킷 데이터 전송

준희원 강성교*, 정희원 김윤희*, 권재균**

Broadcast Packet Data Transmission for OFDM-based Mobile Cellular Networks

Sung Kyo Kang* *Associate Member*,
Yun Hee Kim*, Jae Kyun Kwon** *Regular Members*

요약

본 논문에서는 OFDM 기반 이동 셀룰러 시스템에서 브로드캐스트 패킷 데이터 전송을 위한 매크로 다양성 부호화 기법을 제안한다. 제안한 기법은 동일한 데이터를 전송하는 셀들을 둘 이상의 셀 그룹으로 나누고, 각 셀 그룹이 송신 다양성 부호의 서로 다른 가지를 전송하는 것이다. 또한, 부호화된 패킷을 하나 이상의 부분 블록으로 나누고 각 부분 블록마다 셀 그룹이 전송해야 할 가지를 바꿈으로써 부분 블록마다 송신 심볼이 겪는 채널 특성을 다르게 한다. 따라서, 제안한 방법은 각 심볼이 겪는 송신 다양성과 채널 부호화 다양성을 증가시켜서 동일한 송신 전력으로 셀 경계 품질을 향상시키고 서비스 제공 영역을 넓힌다.

Key Words : OFDM, Broadcast, Macro Diversity, Channel Coding, SFBC

ABSTRACT

In this paper, macro diversity coding methods are proposed to efficiently transmit broadcast packet data over mobile cellular networks based on OFDM. In the method, cells are divided into multiple cell groups which transmit one of two orthogonal branches in a transmit diversity code. Furthermore, a coded packet is partitioned into the subblocks for which different cell group combinations are assigned to transmit two different branches. The methods extend the cell coverage at the same transmit power due to the transmit diversity of each symbol and coding diversity obtained through different fading statistics over the subblocks.

I. 서론

앞으로 이동통신 시스템은 IP를 기반으로 다양한 유무선 통신 시스템을 통합하고 통신 방송 등의 이종 서비스를 융합하는 방향으로 발전해 나갈 것으로 기대된다. 통신 방송 융합의 한 형태로 기존 3세대 셀룰러 망에서도 브로드캐스트 멀티캐스트 서비스를 지원하도록 규격을 개정하였다^{1),2)}. 그러나,

2004년까지의 규격 개정은 IMT-2000 시스템과의 호환 및 업그레이드 비용 절감을 위해 기존 CDMA (code division multiple access) 물리 계층은 수정하지 않고, 소프트웨어로 구현되는 상위 계층만을 주로 수정하였다. 비동기 IMT-2000 시스템 및 그 진화 시스템의 표준을 제정하는 3GPP에서는 기존 시스템의 공통 (common) 물리 채널을 주로 활용하면서 사용자 수에 따라 전용 (dedicated) 물리 채널

*경희대학교 전자공학과 디지털 통신연구실 (skboy81@naver.com, yheekim@khu.ac.kr)

**한국전자통신연구원 이동통신연구단 차세대무선전송연구팀

논문번호: KICS2006-03-127, 접수일자: 2006년 3월 15일, 최종논문접수일자: 2006년 6월 5일

을 할당하는 방식을 적용하는 한편, 수신단 설계 시 위치 선택 다양성 (site diversity) 기법을 선택적으로 적용할 수 있도록 하였다^{1), 3)}. 한편, 3GPP2에서는 MAC 계층에서 여러 브로드캐스트 패킷에 대한 리드-솔로몬 부호를 추가하여 손실된 브로드캐스트 패킷을 복원할 수 있도록 하였다²⁾. 그러나, 물리 계층을 수정하지 않고 성능을 향상시키는 데에는 한계가 있고, 차세대 이동통신 시스템을 고려하면 CDMA 보다 광대역 전송에 알맞은 전송 플랫폼에서 브로드캐스트 패킷 데이터 전송 방식을 연구할 필요가 있다.

이러한 연구로써 켈컴은 3GPP2 CDMA2000 1xEV-DO 시스템에서 브로드캐스트 패킷 데이터를 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 으로 전송할 것을 제안하였다⁴⁾. 이 방법은 브로드캐스트 시간 슬롯에 모든 셀들이 셀 구분 없이 동일한 OFDM 신호를 전송하는 것이다. 이 때 단말에서는 동일한 신호가 다른 지연 시간과 다른 페이딩을 겪은 뒤 수신되며, OFDM의 보호 구간이 충분히 길면 여러 셀로부터 수신된 신호를 간섭 없이 복조할 수 있다. 이 방법은 여러 셀 신호를 간섭 없이 더함으로써 수신 신호대잡음비를 증가시키지만, 송신 심볼에 대한 다양성 차수는 (diversity order) 증가시키지 못 한다.

본 논문에서는 기존의 켈컴 방식을 확장하여 브로드캐스트 패킷 데이터를 OFDM으로 전송할 때 인접 셀들을 둘 이상의 셀 그룹으로 나누고, 셀 그룹마다 직교 시공간 (주파수공간) 부호의⁵⁾ 서로 다른 가지를 전송하는 매크로 다양성 부호화 기법을 제안한다. 또한, 채널 부호화에 의한 다양성을 증가시키기 위해 부호화된 패킷을 여러 부분 블록으로 나누고 부분 블록별로 셀 그룹의 전송 방식을 다르게 할당하는 방법을 고려한다. 이 때, 채널 부호화 다양성 효과는 차세대 이동통신 채널 부호 후보로 고려되고 있는 LDPC (low-density parity-check) 부호를^{6), 7)} 적용하여 살펴 볼 것이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 제안하는 매크로 다양성 부호화 기법을 적용한 시스템 모형을 제시하고, 3장에서는 셀 그룹 수가 2 또는 3일 때 매크로 다양성 부호화 기법의 예를 살펴본다. 4장과 5장에서는 성능 분석과 모의실험으로 제안한 기법의 성능을 검증하고 그에 따른 결론을 6장에서 맺는다.

II. 시스템 모형

그림 1은 브로드캐스트 패킷 데이터 전송을 위한

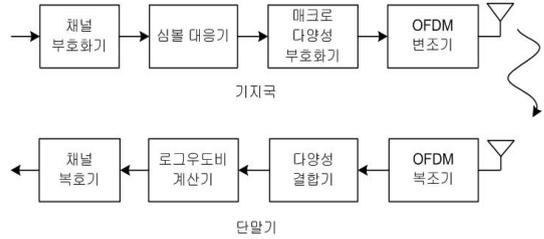


그림 1. 시스템 모형.

제안하는 시스템 모형을 보인 것이다.

2.1 송신단

이동 셀룰러망에서 브로드캐스트 데이터를 제어하는 객체는 브로드캐스트 기지국들로 동일한 내용의 콘텐츠를 전달한다. 그러면, 각 기지국은 브로드캐스트 패킷 데이터 $\{b_i, i = 0, 1, 2, \dots, K_c - 1\}$ 를 LDPC 부호와 같은 채널 부호화 기법으로 부호화하여 출력 $\{c_j, j = 0, 1, 2, \dots, N_c - 1\}$ 를 얻는다. 부호화된 비트는 다시 QPSK 또는 16QAM 등의 변조 심볼로 대응되는 데, 한 부호화 패킷에 해당하는 변조 심볼들을 벡터로 표현하면

$$\mathbf{X} = [X(0) X(1) \dots X(L-1)]^T \quad (1)$$

이다. 여기서, $L = N / \log_2 Q$ 이고, Q 는 성좌도의 심볼 수이다.

기존의 방식은 심볼 벡터를 알맞은 시간/주파수 위치에 대응 후 OFDM 변조를 수행하여 전송하는 것이다. 반면, 제안하는 방식은 시간/주파수 대응 전에 매크로 다양성 부호화기에서 심볼 벡터를 다음과 같이 J 개의 부분 블록으로 나눈다.

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \dots \mathbf{X}_{J-1}]^S, \quad (2)$$

여기서, $\mathbf{X}_j = [X(jZ) X(jZ+1) \dots X(jZ+Z-1)]^T$, $Z = L/J$, S 는 행렬의 열을 순서대로 쌓아서 열벡터로 만드는 쌓기 (stack) 연산자이다. 이 때, \mathbf{X}_j 를 구성하는 인접한 두 심볼들을 알라마우티 (Alamouti) 송신 다양성 부호로⁵⁾ 부호화할 때 출력되는 직교하는 부호 심볼열을 $\mathbf{X}_j^+ = [-X^*(jZ+1) X^*(jZ) \dots -X^*(jZ+Z-1) X^*(jZ+Z-2)]$ 로 두고, 부분 블록 j 에서 \mathbf{X}_j 를 전송하는 셀 그룹 번호 집합을 A_j 로 정의하자. 그러면, 각 기지국의 매크로 다양성 부호화는 해당 셀 그룹이 A_j 에 속하면 j 째 부분 블록에 대해 \mathbf{X}_j 를 전송하고, A_j^c (A_j 의 여집합)에 있

면 \mathbf{X}_j^+ 를 전송한다. 이 때 각 부분 블록마다 A_j 의 원소를 다르게 하면, 셀 경계에서 기지국간의 알라 마우티 부호화에 의한 다양성 효과뿐만 아니라 부분 블록마다 페이딩 채널 특성이 다르게 되어 채널 부호화 다양성을 함께 얻을 수 있다.

2.2 수신단

여러 셀로부터 사용자 단말로 수신된 시간영역에서의 신호 모형은 다음과 같다.

$$y(t) = \sum_{g=0}^{G-1} \sum_{m=0}^{M_g-1} h_{g,m}(t)x_g(t-\tau_{g,m}) + w(t). \quad (3)$$

여기서, $x_{g,m}(t)$ 는 셀 그룹 g 에서 송신한 신호, $h_{g,m}(t)$ 는 셀 그룹 g 에 속한 기지국로부터의 채널 충격 응답의 합에서 시간 지연이 $\tau_{g,m}$ 일 때의 페이딩 계수, 그리고 M_g 는 수신단이 구분할 수 있는 셀 그룹 g 에 대한 다중 경로 수이다. 또한, $w(t)$ 는 시간 영역에서의 가산백색 정규잡음 (additive white Gaussian noise)이다. 거리가 다른 여러 셀로부터 신호를 수신한 경우 다중 경로 시간 지연이 일반적으로 커진다. 그러나, 셀 경계에서는 인접한 셀로부터 수신된 신호 사이의 전파 시간 지연차가 그리 크지 않고, 셀 안쪽에서는 경로 손실 (path loss)로 인해 인접한 셀로부터 온 지연 시간이 큰 신호는 감쇄가 크다. 따라서, 3GPP LTE (long term evolution)에서 논의했듯이^[8] 브로드캐스트용 OFDM 신호의 보호 구간을 유니캐스트용보다 좀 더 길게 설정하면 인접 셀 신호들의 다중경로 지연에 의한 심볼간 간섭을 무시할 수 있다.

심볼간 간섭이 없다는 가정 아래 단말에서 OFDM 복조 후 주파수 영역에서의 수신 심볼은 다음과 같다.

$$Y(k) = \sum_{g=0}^{G-1} \tilde{H}_g(k)\tilde{X}_g(k) + W(k). \quad (4)$$

여기서, $\tilde{X}_g(k)$, $\tilde{H}_g(k)$, $W(k)$ 는 브로드캐스트용 OFDM 심볼의 k 째 부반송파 위치에서 셀 그룹 g 가 송신한 심볼, 그 심볼이 겪은 채널 주파수 응답, 그리고 주파수 영역 가산잡음을 나타낸다. 수신 심볼을 송신 심볼 벡터 \mathbf{X} 에 대응되는 수신 심볼 벡터 \mathbf{Y} 로 재배열하면, j 째 부분 블록에 대한 수신 심볼 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{Y}_j = \text{diag}(\mathbf{H}_j)\mathbf{X}_j + \text{diag}(\mathbf{H}_j^\perp)\mathbf{X}_j^\perp + \mathbf{W}_j. \quad (5)$$

여기서, $\text{diag}(\mathbf{B})$ 는 벡터 \mathbf{B} 가 대각 원소인 대각 행렬이고, \mathbf{H}_j 와 \mathbf{H}_j^\perp 는 \mathbf{X}_j 와 \mathbf{X}_j^\perp 가 겪은 채널 주파수 응답 벡터로, l 번째 성분은

$$H_j(l) = \sum_{g \in A_j} \tilde{H}_g(jZ+l), \quad H_j^\perp(l) = \sum_{g \in A_j^c} \tilde{H}_g(jZ+l) \quad (6)$$

이다. 이렇게 두 직교하는 \mathbf{X}_j 와 \mathbf{X}_j^\perp 에 대해 알라 마우티 다양성 결합을 수행한 뒤^[5] 부호화된 비트들의 로그우도비 (log-likelihood ratio)를 계산하여 LDPC 복호를 수행한다.

III. 매크로 다양성 부호화 예

본 절에서는 매크로 다양성 부호화를 위해 셀 그룹을 구성하는 방법과 부분 블록마다 셀 그룹을 할당하는 방법을 논의한다.

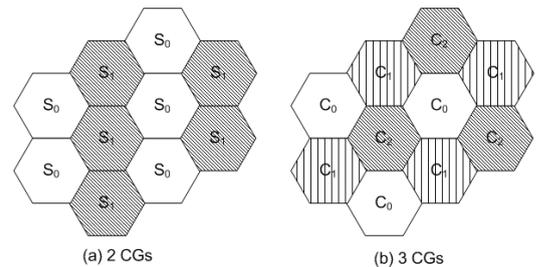


그림 2. 매크로 다양성 부호화를 위한 셀 계획도.

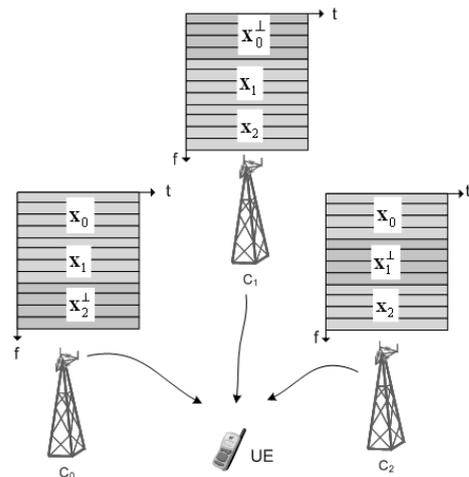


그림 3. 셀 그룹 수가 3이고 부분 블록 수가 3일 때 매크로 다양성 부호화 예.

그림 2는 매크로 다양성 부호화를 위해 정육각형 셀들을 2 또는 3 그룹으로 나눌 때의 셀 계획도를 보인 것이다. 먼저, 다양성 결합기 출력에서 송신 심볼에 대한 수신 신호대잡음비는 $(|H_j(l)|^2 + |H_j^\perp(l)|^2)$ 에 비례함에 주목하자. 셀 그룹 수가 2일 때 (A_j, A_j^c) 는 $(\{0\}, \{1\})$ 또는 $(\{1\}, \{0\})$ 로 할당할 수 있으나, 두 경우 모두 $(|H_j(l)|^2 + |H_j^\perp(l)|^2)$ 가 같다. 그러므로, 심볼 벡터를 부분 블록으로 나누지 않고 셀 그룹 0 (S_0)은 \mathbf{X} , 셀 그룹 1 (S_1)은 \mathbf{X}^\perp 를 전송하도록 설정한다. 셀 그룹 수가 3인 경우는 (A_j, A_j^c) 가 $(\{0,1\}, \{2\})$, $(\{1,2\}, \{0\})$, $(\{2,0\}, \{1\})$ 일 때 $(|H_j(l)|^2 + |H_j^\perp(l)|^2)$ 가 서로 다르게 되므로, 심볼 벡터의 부분 블록을 최대 3까지 나눌 수 있다. 그림 3은 셀 그룹 수가 3이고 ($G=3$), 부분 블록 수가 3일 때 ($J=3$) 매크로 다양성 부호화 예를 나타낸다. 그림의 예는 셀 그룹 C_0, C_1, C_2 가 \mathbf{X} 대신 각각 $[\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2]^S$, $[\mathbf{X}_0^\perp \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2]^S$, $[\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1^\perp \mathbf{X}_2]^S$ 을 전송하는 것을 볼 수 있다.

IV. 성능 분석

본 절에서는 경로 손실과 소규모 레일리 페이딩 (small-scale Rayleigh fading)을 고려한 채널 모형에서 제안한 방식의 수신 신호대잡음비와 채널 복호 전의 비트오류율을 유도한다.

먼저 다양성 결합 후의 각 송신 심볼에 대한 수신 신호대잡음비를 살펴보면, 기존 방식에서는

$$\Gamma_c(k) = \left| \sum_{g=0}^{G-1} \tilde{H}_g(k) \right|^2 \frac{E_T}{N_0} \quad (7)$$

이고, 제안한 방식에서는 $k = jZ + l$ 에 대해

$$\Gamma_j(l) = \left| \sum_{g \in A_j} \tilde{H}_g(l) \right|^2 \frac{E_T}{N_0} + \left| \sum_{g \in A_j^c} \tilde{H}_g(l) \right|^2 \frac{E_T}{N_0} \quad (8)$$

이다. 여기서, E_T 는 심볼 $\tilde{X}_g(k)$ 를 전송할 때 한 기지국의 송신 에너지이고, $N_0 = E\{W_j(l)W_j^*(l)\}$ 이다. 여기서, $\tilde{H}_g(k)$ 는 평균이 0인 복소 가우시안 확률변수이고 분산은 단말 위치에 따라 결정된다. 다른 셀로부터의 채널이 모두 독립이라고 가정하면, 식 (7)은 지수 확률변수이고, 그 평균은 단말의 위치에 따라 다르지만 모든 송신 심볼에 대해 동일하다. 한편, 제안한 방식의 수신 신호대잡음비 (8)은 서로

독립인 두 지수 확률변수 $\gamma_j(l) = \left| \sum_{g \in A_j} \tilde{H}_g(l) \right|^2 \frac{E_T}{N_0}$ 과 $\gamma_j^\perp(l) = \left| \sum_{g \in A_j^c} \tilde{H}_g(l) \right|^2 \frac{E_T}{N_0}$ 의 합이며, 두 지수 확률변수의 평균은 단말의 위치 및 셀 그룹 할당 방법 A_j 에 따라 부분 블록마다 다르게 된다.

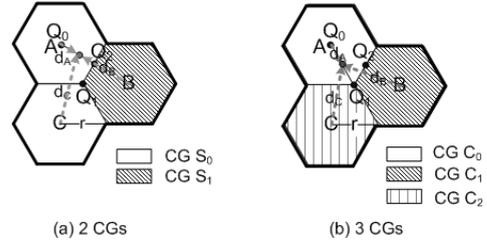


그림 4. 세 셀 환경에서 단말의 위치.

그림 4와 같이 세 셀 환경을 고려하여 단말 위치 및 셀 그룹 할당 방법에 따른 수신 신호대잡음비의 통계학적 특성을 살펴보자. 단말에서의 수신 신호대잡음비의 평균은 기존 방식과 제안한 방식 모두 다음과 같다.

$$E\{\Gamma_c(k)\} = E\{\Gamma_j(l)\} = (x_A^{-\alpha} + x_B^{-\alpha} + x_C^{-\alpha}) \bar{\gamma}_B \quad (9)$$

여기서, $x_A = d_A/r$ 는 셀 반경 r 로 정규화한 기지국 A 에서 단말까지의 거리, α 는 경로 손실 지수, $\bar{\gamma}_B$ 는 셀 경계에서 한 셀로부터의 평균 수신 신호대잡음비를 나타낸다. 제안한 방식에서 두 지수 확률변수의 평균, 즉 $(\bar{\gamma}_j, \bar{\gamma}_j^\perp) = (E\{\gamma_j(l)\}, E\{\gamma_j^\perp(l)\})$ 는 $G=2$ 인 경우 모든 송신 심볼에 대해 $((x_A^{-\alpha} + x_C^{-\alpha}) \bar{\gamma}_B, x_B^{-\alpha} \bar{\gamma}_B)$ 이고, $G=3$ 일 때의 매크로 다양성 부호화 예에 대해서는 세 부분 블록마다 $((x_A^{-\alpha} + x_B^{-\alpha}) \bar{\gamma}_B, x_C^{-\alpha} \bar{\gamma}_B)$, $((x_B^{-\alpha} + x_C^{-\alpha}) \bar{\gamma}_B, x_A^{-\alpha} \bar{\gamma}_B)$, $((x_A^{-\alpha} + x_C^{-\alpha}) \bar{\gamma}_B, x_B^{-\alpha} \bar{\gamma}_B)$ 로 다르게 된다.

이에 따른 채널 복호 전의 비트오류율은 QPSK 변조를 적용하면 다음과 같다.

$$P_{ub} = \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{J-1} \int_0^\infty Q(\sqrt{y}) P_{\Gamma_j}(y) dy \quad (10)$$

$$= \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{J-1} p_2(\bar{\gamma}_j, \bar{\gamma}_j^\perp).$$

여기서, $Q(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_y^\infty e^{-u^2/2} du$, $P_{\Gamma_j}(y)$ 는 두

지수 확률변수의 합인 $\Gamma_j(l)$ 의 확률밀도함수이고,

$$p_2(x, y) = \begin{cases} \frac{1}{2} - \frac{1}{2(x-y)} \left(x\sqrt{\frac{x}{2+x}} - y\sqrt{\frac{y}{2+y}} \right), & \text{if } x \neq y, \\ \left[\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{x}{2+x}} \right) \right]^2 \left(2 + \sqrt{\frac{x}{2+x}} \right), & \text{if } x = y \end{cases} \quad (12)$$

이다. 만약, $\bar{\gamma}_j = \bar{\gamma}_j^\perp$ 이면, P_{ub} 는 레일리 페이딩 환경에서 다양성 차수가 2인 QPSK 성능이다^[9]. 즉, 제안한 방식은 복호 전에 송신 심볼에 대한 다양성 차수를 최대 2까지 증가시킬 수 있다. 이러한 성능이득 대신 제안한 방식은 두 다양성 채널 $H_j(l)$ $H_j^\perp(l)$ 를 추정해야 하는 파일럿 오버헤드가 발생한다. 한편, 본 절에서는 제안한 방식이 부분 블록마다 채널 특성을 다르게 함으로써 추가적으로 얻을 수 있는 부호화 다양성은 고려하지 않았다. 다음 절에서 제안한 방식의 파일럿 오버헤드를 고려하여 채널 복호 후의 성능을 모의실험으로 살펴보기로 한다.

V. 성능 결과

기존 방식과 제안한 방식의 부호화된 성능을 비교하기 위해 그림 4의 세 셀 환경에서 모의실험을 수행하였다. 이 때 사용한 시스템 파라미터는 표 1과 같다. 브로드캐스트 패킷 전송을 위해 할당된 1024 부반송파 가운데 데이터와 파일럿 심볼을 위해 제안한 방식은 768, 256 부반송파를 각각 할당하고, 기존의 방식은 896, 128 부반송파를 할당한다. 이는 제안한 방식의 파일럿 오버헤드가 2배가 되는 것을 고려한 것이다. 무선 채널 모형으로 경로 손실 지수는 (α) 4로 두고, 모든 셀에 대해 이동 속도가 3km/h인 경우 ITU-R 보행자 모형 (Ped A)을, 60km/h인 경우 ITU-R 이동 차량 모형 (Veh A)을 적용하였다.

LDPC 부호는 블록 형태의 패리티 검사 행렬을^[7] 이용하고, 채널 복호 방식으로 반복 횟수가 20번이 합-곱 (sum-product) 알고리즘을^[6] 적용한다. 이 때, LDPC 부호의 (N_c, K_c)는 QPSK인 경우 제안한 방식은 (1536,768), 기존의 방식은 (1792,768)이고, 16QAM인 경우 제안한 방식은 (3072,2144)이고, 기존의 방식은 (3584,2144)이다. 즉, 제안한 방식은 파일럿 오버헤드 때문에 기존 방식보다 부호율이 더 높다.

표 1. 시스템 파라미터.

파라미터	값
반송파 주파수	2 GHz
OFDM 심볼 길이	100 μ s
표본 주파수	25 MHz
FFT 크기	2048
브로드캐스트용 파일럿 부반송파 수	제안한 기법: 256 기존의 기법: 128
브로드캐스트용 데이터 부반송파 수	제안한 기법: 768 기존의 기법: 896
변조 방식	QPSK, 16QAM

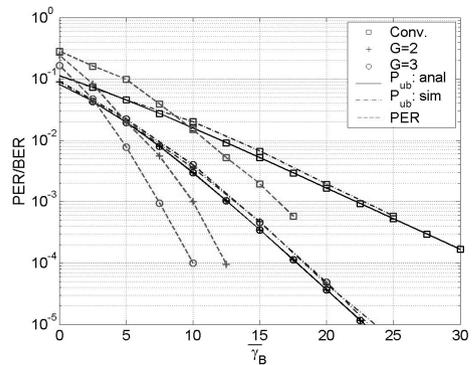


그림 5. 세 셀 환경에서 단말 이동 속도가 $v=3$ km/h일 때, QPSK 적용 시 복호 전 비트오류율 및 복호 후 패킷오류율.

그림 5는 단말이 세 셀 경계 (Q_1)에 있고 이동 속도가 3 km/h일 때, QPSK를 적용한 시스템의 복호 전 비트오류율과 (P_{ub}) 복호 후의 패킷오류율을 (PER) 보인 것이다. 복호 전 비트오류율을 관찰하면, 이론적 유도 결과와 모의실험 결과가 일치함을 볼 수 있고 각 심볼이 겪는 다양성 차수의 증가로 제안한 방식이 기존의 방식 (conv.)보다 성능을 크게 향상시킴을 볼 수 있다. 복호 후의 패킷오류율을 살펴보면 10^{-3} 일 때 제안한 방식은 7~9 dB의 송신 전력 이득을 볼 수 있다. 한편, 제안한 방식에서 셀 그룹 수 G 가 2인 경우와 3인 경우를 비교하면, 채널 복호 전의 비트오류율 성능은 차이가 없으나 채널 복호 후의 패킷오류율은 $G=3$ 인 방식이 $G=2$ 인 방식보다 성능이 2 dB 이상 좋다. 이러한 성능이득은 $G=3$ 일 때 부분 블록마다 순간 채널 값에 변화를 줌으로써 채널 부호어를 구성하는 비트들이 겪는 채널 특성이 다르게 되어 부호 다양성을 증가시키기 때문이다. 따라서, $G=3$ 일 때 패킷오류율 곡선 기울기가 $G=2$ 인 경우보다 가파르게 된다.

그림 6은 이동 속도가 60 km/h일 때, 변조 방식을 다르게 한 경우 복호 후의 패킷오류율을 보인 것이다. 그림 5와 비교하면 이동 속도가 60 km/h일 때 QPSK 변조 방식의 성능이 향상되었음을 볼 수 있다. 이는 ITU-R Ped A 채널 모형보다 Veh A 채널 모형이 다중 경로 수가 많고 RMS (root mean square) 지연 확산이 크므로, 주파수 영역에서 변화가 크고 채널 부호화로 주파수 다양성을 얻을 수 있기 때문이다. 또한, 부호율을 약 2/3로 설정한 16QAM의 경우 제안한 방식의 성능 이득이 조금 줄어들지만 그래프 기울기 등 전반적으로 QPSK와 비슷한 성능 경향을 볼 수 있다.

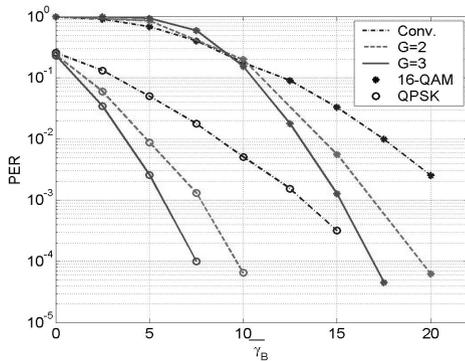


그림 6. 세 셀 경계에서 단말 이동 속도가 v=60 km/h일 때 다른 변조 방식에 대한 패킷오류율.

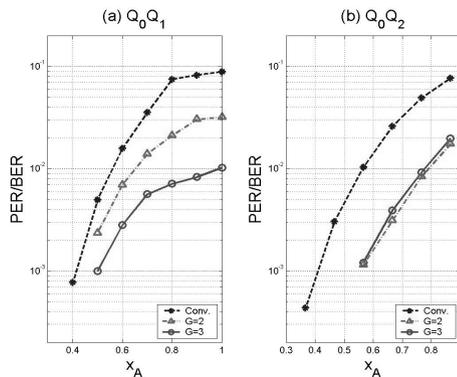


그림 7. 이동 속도가 3 km/h일 때 셀 내 단말 위치에 따른 성능 ((a) Q_0Q_1 에 위치, (b) Q_0Q_2 에 위치).

그림 7은 단말이 기지국 A에서 Q_0Q_1 또는 Q_0Q_2 선상에 있을 때, 기지국 A로부터의 정규화된 거리 x_A 에 따른 복호 후 패킷오류율 성능을 보인 것이다. 이 때, 세 셀 경계에서의 평균 신호대잡음비 $\overline{\gamma_B}$ 를

5 dB로 설정하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안한 기법이 부호율이 높은 채널 부호를 사용함에도 불구하고 셀 경계뿐만 아니라 셀 안쪽까지 성능을 향상시킬 수 있다. 만약 제공하는 서비스가 10^2 의 패킷오류율을 요구한다면, $G=3$ 인 제안한 기법은 셀 전 영역에 서비스를 제공할 수 있다. 그러나, 기존의 방식은 셀 반경의 0.5까지만 제공할 수 있고, 이를 셀 면적으로 환산하면 전체 면적의 약 30%에 해당한다. 따라서, $G=3$ 인 제안한 방식은 동일한 송신 전력으로 셀 커버리지를 크게 확장하는 것을 볼 수 있다. 한편, 단말이 Q_0Q_2 상에 있을 경우 기지국 C보다 기지국 B의 신호 세기가 크므로 기지국 A와 기지국 B가 알라무티 직교 부호의 서로 다른 가지를 전송하는 $G=2$ 인 경우가 $G=3$ 일 때보다 송신 다양성 면에서 유리하다. 그러나, 부분 블록마다 채널 특성을 다르게 한 $G=3$ 인 경우가 채널 부호화 다양성을 추가적으로 얻음으로써 두 경우에 대해 부호화 성능이 비슷함을 볼 수 있다. 따라서, $G=3$ 인 경우가 셀의 대부분 위치에서 $G=2$ 인 경우보다 더 나은 성능을 제공할 것을 기대할 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 OFDM 기반 셀룰러 시스템에서 브로드캐스트 멀티캐스트 서비스를 제공하기 위한 매크로 다양성 부호화 기법을 제안하였다. 제안한 방식은 셀을 2 셀 그룹 또는 3 셀 그룹으로 나누고, 셀 그룹 마다 송신 다양성 부호의 다른 부분을 전송하게 하여 심볼마다 채널 다양성 차수를 증가한다. 더욱이 셀 그룹 수가 3일 때는 부호화된 심볼 벡터를 부분 블록으로 나누어 각 부분 블록마다 다른 셀 그룹을 할당함으로써 채널 부호화에 의한 다양성 이득을 함께 얻을 수 있다. 모의실험 결과 제안한 방식 가운데 특히 세 셀 그룹 방식이 셀 경계에서의 성능을 균일하게 향상시킬 뿐만 아니라 셀 내부에서의 성능 역시 향상시키는 것을 볼 수 있었다. 따라서 브로드캐스트 패킷 데이터 전송 시 송신 전력에 제한이 있을 때 제안한 방식으로 셀 커버리지를 확장하거나 데이터 전송률을 높일 수 있다.

참고 문헌

[1] 3GPP, TS 25.346 V6.3.0, "Introduction of the multimedia broadcast multicast service

(MBMS) in the radion access network (RAN); stage2 (Release 6),” Dec.2004.

[2] P. Agashe, R. Rezajifar, and P. Bender, “CDMA 2000 high rate broadcast packet data air interface design,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 2, pp. 83-89, Feb. 2004.

[3] M. Chuah, T. Hu, and W. Luo, “UMTS Release 99/4 airlink enhancement of supporting MBMS services,” *IEEE Inter. Conf. Comm. (ICC)*, vol.6, pp. 3231-3235, June 2004.

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

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

[6] D.J.C. MacKay, “Good error correcting codes based on very sparse matrices,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 2, pp. 399-431, Mar. 1999.

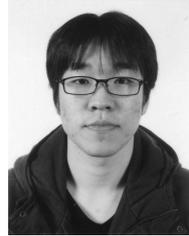
[7] K.S. Kim, S.H. Lee, Y.H. Kim, and J.Y. Ahn, “Design of a good binary LDPC code using cyclic shift matrices,” *Electr. Letters*, vol. 40, no. 5, pp. 325-326, Mar. 2004.

[8] 3GPP, TR25.814, v0.2.0, “Physical layer aspects for evolved UTRA (Release 7),” Aug. 2005.

[9] J.G. Proakis, *Digital communications, 4th ed.*, McGraw-Hill, New York, 2001.

강 성 교 (Sung Kyo Kang)

준회원



2005년 2월 경희대학교 전자공학과 공학사
2005년 3월~현재 경희대학교 대학원 전자공학과 공학석사 재학중
<관심분야> 이동/무선 통신, 통신 이론

김 윤 희 (Yun Hee Kim)

정회원



1995년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사
1997년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 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

<관심분야> 이동/무선 통신, 통신 신호처리, 채널 부호화, OFDM 시스템, 적응 전송

권 재 균 (Jae Kyun Kwon)

정회원



1996년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사 수학과 부전공

1998년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사

2003년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사

2003년 8월~현재 한국전자통신연구원 선임연구원

2004년 10월~현재 차세대이동통신포럼 무선접속실무반 간사

<관심분야> 이동/무선 통신, 셀간간섭, 릴레이 기반 셀룰러 시스템, 무선접속, 통신 이론