

직교 주파수 분할 다중 접속 방식을 사용하는 하향 링크 셀룰러 시스템의 비가우시안 복호 성능에 대한 상계 유도

손재용*, 전경훈^o

Derivation of Union Upper Bound on BER of BICM System Employing Non-Gaussian Decoding Metric for Downlink Cellular OFDMA Networks

Jaeyong Son*, Kyungwhoon Cheun^o

요 약

본 논문에서는 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크에서 길쌈부호의 비트오율에 대한 상계를 유도한다. 비터비 복호기를 사용한다는 가정 하에 네트워크 로드가 작은 경우 라플라시안 복호 메트릭을 사용하는 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크의 비트오율 성능이 가우시안 복호 메트릭을 사용하는 동일 시스템의 비트오율 성능보다 우수하다는 것을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, union upper bound on convolutional coded bit error rates (BER) is derived for downlink orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) networks. According to the numerical results, for the small network loads, the BER performance with Laplacian decoding metric outperforms the BER performance with Gaussian decoding metric under downlink OFDMA networks with Viterbi decoder.

Key Words : 직교 주파수 분할 다중 접속 방식

I. 서 론

직교 주파수 분할 다중 접속 방식은 WiMAX^[1] 나 3GPP LTE^[2] 같은 여러 셀룰러 표준에 채택되었다. 이는 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템에서 부반송파 사이의 직교성이 보장되는 한 주파수 효율성과 셀 내 간섭신호로 인한 영향이 없는 것을 보장하기 때문이다. 그러나 심각한 셀 간 간섭신호가 존재하여 단말

이 셀 가장자리에 위치할 때 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크의 비트오율 성능이 셀 간 간섭신호의 영향에 의해 크게 제한되는 단점이 존재한다.

하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크의 비트오율 성능을 분석하기 위한 기존의 연구 결과들 [3]-[5]은 셀 간 간섭신호의 가우시안 근사방법에 기반하는 가우시안 복호 메트릭을 사용한다. 그러나 [6]의 결과에 따르면 셀 간 간섭신호의 분포

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업(NIPA-2011-(C1090-1111-0011))과 한국연구재단을 통한 교육과학기술부의 세계수준의 연구중심대학(WCU)의 지원(R31-10100)을 받아 수행되었습니다.

• 주저자 : 포항공과대학교 전자전기공학과 통신시스템 및 오디오 신호처리 연구실, jyson@csc.postech.ac.kr, 정회원

o 교신저자 : 포항공과대학교 정보전자융합공학부 통신시스템 및 오디오 신호처리 연구실, cheun@postech.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2012-03-131, 접수일자 : 2012년 3월 21일, 최종논문접수일자 : 2012년 6월 16일

는 네트워크 로드가 작을 때 가우시안 분포에서 크게 벗어난다. 따라서 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크에서 가우시안 복호 메트릭은 최적의 복호 메트릭이 아니다.

본 논문에서는 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크에서 QPSK 변조방식을 사용하는 bit-interleaved coded modulation(BICM)^[9] 시스템에서 길쌈부호의 비트오율에 대한 상계를 기존 가우시안 복호 메트릭과 라플라시안 복호 메트릭에 대해 유도한다. 실험 결과에 따르면 라플라시안 복호 메트릭은 네트워크 로드가 작을 때 비트오율 성능이 가우시안 복호 메트릭보다 크게 향상되는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 우리는 라플라시안 복호 메트릭을 비가우시안 복호 메트릭으로 사용하였다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 모든 단말들이 동일한 변조 방법과 부호율을 사용하고 동기 방식의 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크를 사용하는 시스템을 고려한다. 변조 방식으로는 QPSK 변조 방법만 고려하고 [1]의 표준을 따라 각 단말 당 하나의 QPSK 변조 심볼을 각 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼의 하나의 부반송파에 실어서 전송한다고 가정한다. 단말의 위치와 shadowing은 하나의 부호 프레임의 전송 동안 일정하게 유지된다고 가정한다. 셀 선택은 수신 신호의 평균 전력에 기반하여 이루어지고 별도의 전력 제어가 수행되지 않는 시스템을 고려한다.

주어진 직교 주파수 분할 다중화 심볼의 k번째 부반송파에서의 fast Fourier transform (FFT) 출력은 다음과 같다^[6].

$$Y[k] = H_M[k]c_{M,k} + Z[k], \quad k \in C_M \quad (1)$$

$$Z[k] = \sum_{m=1, m \neq M}^{N_{BS}} \sqrt{I_m} H_m[k] c_{m,k} p_{m,k} + \frac{W[k]}{\sqrt{E_{s,M}}}, \quad I_m \triangleq \frac{E_{s,m}}{E_{s,M}} = \frac{\gamma_m}{\gamma_M} \quad (2)$$

$$M \triangleq \arg \max_{m=1, \dots, N_{BS}} E_{s,m} = \arg \max_{m=1, \dots, N_{BS}} \gamma_m \quad (3)$$

여기서 $Y[k]$ 는 k번째 부반송파에서의 FFT 출력, $H_m[k]$ 는 k번째 부반송파에서의 m번째 기지국과 단말 간 복소 채널 응답, $E\{|H_m[k]|^2\} = 1$, $c_{m,k}$ 는 주어진

직교 주파수 분할 다중화 심볼에서 k번째 부반송파를 이용하여 m번째 기지국으로부터 전송된 변조 심볼, $Z[k]$ 는 k번째 부반송파에서의 셀 간 간섭신호 및 AWGN 효과, C_m 는 m번째 기지국이 차지하고 있는 부반송파 인덱스들의 집합, I_m 는 m번째 기지국과 선택된 기지국 사이의 평균 전력의 비, $p_{m,k}$ 는 m번째 기지국이 k번째 부반송파를 사용하는지의 여부, $p_{m,k} \in \{0,1\}$, $W[k]$ 는 k번째 부반송파에서의 AWGN 효과, $E\{|W[k]|^2\} = N_0$, $E_{s,m}$ 는 m번째 기지국으로부터 수신된 신호의 부반송파 하나당 평균 에너지, $E_{s,m} \triangleq \gamma_m E_t$, γ_m 는 m번째 기지국과 단말 간 path loss와 shadowing으로 인한 감쇄효과, E_t 는 부반송파 하나당 평균 송신 에너지, 그리고 N_{BS} 는 기지국의 수를 의미한다.

그리고 이 때 $Z[k]$ 의 pdf는 다음과 같이 유도된다^[6].

$$f_{Z[k]}(z|\vec{I}, \lambda) = \sum_{P_{1,k}=0}^1 \dots \sum_{P_{M-1,k}=0}^1 \sum_{P_{M+1,k}=0}^1 \dots \sum_{P_{N_{BS},k}=0}^1 \frac{\prod_{m=1, m \neq M}^{N_{BS}} ((1-\lambda)(1-p_{m,k}) + \lambda p_{m,k})}{\pi^{\tilde{N}_{P_k, \vec{I}}}} \exp\left(-\frac{|z|^2}{\tilde{Y}_{P_k, \vec{I}}}\right) \quad (4)$$

$$\tilde{Y}_{P_k, \vec{I}} = E\{|Z[k]|^2 | \vec{P}_k, \vec{I}, \lambda\} = \sum_{m=1, m \neq M}^{N_{BS}} I_m p_{m,k} + \frac{N_0}{E_{s,M}} \quad (5)$$

여기서 $\vec{I} \triangleq [I_1 \dots I_{M-1} I_{M+1} \dots I_{N_{BS}}]$, $\vec{P}_k \triangleq [P_{1,k} \dots P_{M-1,k} P_{M+1,k} \dots P_{N_{BS},k}]$, 그리고 λ 는 셀 로딩을 의미한다.

III. 길쌈부호의 비트오율에 대한 상계의 유도

이 절에서 우리는 길쌈부호의 비트오율에 대한 상계를 유도한다. 길쌈부호의 비트오율에 대한 상계는 [7]에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$P_b \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} B_d P_d \quad (6)$$

여기서 P_b 는 길쌈부호의 비트오율, B_d 는 weight distribution, d_{free} 는 부호의 free distance, P_d 는 pairwise error probability, $P_d \triangleq P(\sum_{\lambda=1}^d L_\lambda < 0)$, 그리고 L_λ , $\lambda=1, \dots, d$ 는 서로 독립이고 동일하게 분포된 복호 메트릭들을 의미한다. 여기서 pairwise error probability는 복호 메트릭의 moment generating function(MGF)를 유도하고 여기서 유도된 MGF에 대해 역라플라스 변환을 수치적으로 평가함으로써 구할 수 있다.

3.1. 가우시안 복호 메트릭

자코비안 근사 방법을 적용한 가우시안 복호 메트릭은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned}
 L^{GD} &\approx \min_{s \in A_i^2} (Y_R[k] - \alpha s)^2 - \min_{s \in A_0^2} (Y_R[k] - \alpha s)^2 \\
 &= (Y_R[k] + \alpha \Delta)^2 - (Y_R[k] - \alpha \Delta)^2 \\
 &= 4\alpha \Delta Y_R[k]
 \end{aligned} \tag{7}$$

여기서 L^{GD} 는 가우시안 복호 메트릭, $Y_R[k] = \text{Re}\{Y[k]\}$, $\alpha \triangleq |H_M[k]|$, $\Delta = \sqrt{1/2}$ 그리고 A_i^2 는 λ 번째 비트가 i 와 동일한 QPSK 변조 심볼들의 집합을 의미한다.

여기서 α 가 조건부된 MGF를 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 M^{GD}(t|\alpha, \bar{I}, \lambda) &= E\{\exp(t \cdot L^{GD})\} \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp(4\alpha \Delta y t) f_{Z_{2i}[k]}(y - \alpha \Delta \bar{I}, \lambda) dy \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp(4\alpha \Delta y t) \sum_{p_{1,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{M-1,k}=0}^1 \sum_{p_{M,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{NS,k}=0}^1 \\
 &\quad \frac{\prod_{m=1, m \neq M}^{NS} ((1-\lambda)(1-p_{m,k}) + \lambda p_{m,k})}{\sqrt{\pi \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}}} \exp\left(-\frac{(y - \alpha \Delta)^2}{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}}\right) dy \\
 &= \sum_{p_{1,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{M-1,k}=0}^1 \sum_{p_{M,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{NS,k}=0}^1 \\
 &\quad \prod_{m=1, m \neq M}^{NS} ((1-\lambda)(1-p_{m,k}) + \lambda p_{m,k}) \exp(4\alpha^2 \Delta^2 t (1 + \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}} t))
 \end{aligned} \tag{8}$$

$$f_{Z_{2i}[k]}(z|\bar{I}, \lambda) = \sum_{p_{1,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{M-1,k}=0}^1 \sum_{p_{M,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{NS,k}=0}^1 \frac{\prod_{m=1, m \neq M}^{NS} ((1-\lambda)(1-p_{m,k}) + \lambda p_{m,k})}{\sqrt{\pi \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}}} \exp\left(-\frac{z^2}{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}}\right) \tag{9}$$

앞에서 유도한 조건부 MGF를 α 에 대해 평균을 취하면 다음과 같이 MGF가 유도된다.

$$\begin{aligned}
 M^{GD}(t|\bar{I}, \lambda) &= E\{M^{GD}(t|\alpha, \bar{I}, \lambda)\} \\
 &= \sum_{p_{1,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{M-1,k}=0}^1 \sum_{p_{M,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{NS,k}=0}^1 \frac{\prod_{m=1, m \neq M}^{NS} ((1-\lambda)(1-p_{m,k}) + \lambda p_{m,k})}{1 - 4\alpha^2 \Delta^2 t (1 + \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}} t)}
 \end{aligned} \tag{10}$$

유도된 MGF를 이용하여 pairwise error probability를 수치적으로 평가하기 위해 [7]의 방법이 적용된다.

$$\begin{aligned}
 P_d^{GD} &\triangleq \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} [M^{GD}(t|\bar{I}, \lambda)]^d \frac{dt}{t} \\
 &\approx \frac{1}{V} \sum_{k=1}^{V/2} \left[\text{Re}\left\{ [M^{GD}(i + j\zeta_k|\bar{I}, \lambda)]^d \right\} + \zeta_k \text{Im}\left\{ [M^{GD}(i + j\zeta_k|\bar{I}, \lambda)]^d \right\} \right]
 \end{aligned} \tag{11}$$

여기서 $\zeta_k \triangleq \tan\left(\frac{(2k-1)\pi}{2V}\right)$, \hat{t} 은 $\frac{dM^{GD}(t|\bar{I}, \lambda)}{dt} = 0$ 의 해를 의미하고 $\text{Re}\{x\}$ 및 $\text{Im}\{x\}$ 는 각각 x 의 실수부 및 허수부를 나타낸다.

3.2. 라플라시안 복호 메트릭

자코비안 근사 방법을 적용한 라플라시안 복호 메트릭은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 L^{LD} &\approx \min_{s \in A_i} |Y_R[k] - \alpha s| - \min_{s \in A_0} |Y_R[k] - \alpha s| \\
 &= \begin{cases} -2\alpha \Delta, & Y_R[k] < -\alpha \Delta \\ 2Y_R[k], & -\alpha \Delta < Y_R[k] < \alpha \Delta \\ 2\alpha \Delta, & Y_R[k] > \alpha \Delta \end{cases}
 \end{aligned} \tag{12}$$

여기서 L^{LD} 는 라플라시안 복호 메트릭을 의미하고 나머지 매개변수들은 가우시안 복호 메트릭에서 정의한 바와 동일하다.

여기서 α 가 조건부된 MGF를 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 M^{LD}(t|\alpha, \bar{I}, \lambda) &= E\{\exp(t \cdot L^{LD})\} \\
 &= \int_{-\alpha \Delta}^{\alpha \Delta} \exp(-2\alpha \Delta t) f_{Z_{2i}[k]}(y|y - \alpha \Delta, \alpha, \bar{I}, \lambda) dy \\
 &\quad + \int_{-\alpha \Delta}^{\alpha \Delta} \exp(2y t) f_{Z_{2i}[k]}(y|y - \alpha \Delta, \alpha, \bar{I}, \lambda) dy \\
 &\quad + \int_{\alpha \Delta}^{\infty} \exp(2\alpha \Delta t) f_{Z_{2i}[k]}(y|y - \alpha \Delta, \alpha, \bar{I}, \lambda) dy \\
 &= \sum_{p_{1,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{M-1,k}=0}^1 \sum_{p_{M,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{NS,k}=0}^1 \prod_{m=1, m \neq M}^{NS} ((1-\lambda)(1-p_{m,k}) + \lambda p_{m,k}) \\
 &\quad \left\{ \exp(-2\alpha \Delta t) \cdot Q\left(\frac{2\alpha \Delta}{\sqrt{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}/2}}\right) + \frac{1}{2} \exp(2\alpha \Delta t) \right. \\
 &\quad \left. + \exp(\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}} t^2 + 2\alpha \Delta t) \times \left[-Q\left(\frac{2\alpha \Delta + \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}} t}{\sqrt{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}/2}}\right) + Q\left(\frac{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}} t}{\sqrt{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}/2}}\right) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{13}$$

앞에서 유도한 조건부 MGF를 α 에 대해 평균을 취하면 다음과 같이 MGF가 유도된다.

$$\begin{aligned}
 M^{LD}(t|\bar{I}, \lambda) &= E\{M^{LD}(t|\alpha, \bar{I}, \lambda)\} \\
 &= \sum_{p_{1,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{M-1,k}=0}^1 \sum_{p_{M,k}=0}^1 \dots \sum_{p_{NS,k}=0}^1 \prod_{m=1, m \neq M}^{NS} ((1-\lambda)(1-p_{m,k}) + \lambda p_{m,k}) \\
 &\quad \left\{ \xi(t, \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}, \Delta, 4, 1) + \frac{1}{2} \phi_1(\sqrt{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}} t}) \cdot \phi_2(-\Delta t) - \kappa\left(t, \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}, \Delta, 4, 1, \frac{5}{2}, \frac{1}{2}, 1, 0, -\frac{4}{3}\right) \right\}
 \end{aligned} \tag{14}$$

여기서,

$$\phi_1(x) \triangleq 1 + \exp(x^2) \cdot \text{erfc}(x) \tag{15}$$

$$\phi_2(x) \triangleq 1 - \sqrt{\pi} x \exp(x^2) \cdot \text{erfc}(x) \tag{16}$$

$$\alpha_{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}, \Delta, c_1} \triangleq 1 + c_1 \Delta^2 \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}^{-1} \tag{17}$$

$$\xi(t, \tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}, \Delta, c_1, c_2, c_3) \triangleq c_1^{-1} \alpha_{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}, \Delta, c_2}^{-1} \phi_2\left(c_3 \Delta \alpha_{\tilde{Y}_{\bar{I}, \bar{I}}, \Delta, c_2}^{\frac{1}{2}}\right) \tag{18}$$

$$\zeta(t, \tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \Delta, c_1, c_2) \triangleq \xi(t, \tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \Delta, 12, c_1, c_2) + \xi\left(t, \tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \Delta, 4, \frac{4}{3}c_1, c_2\right) \quad (19)$$

$$\chi(t, c_1, c_2, c_3) \triangleq (1 - \exp(-c_1 t^2)) + \sqrt{\pi} c_2 t \cdot \exp(c_2^2 t^2) (\operatorname{erfc}(c_2 t) - \operatorname{erfc}(c_3 t)) \quad (20)$$

$$\psi(t, c_1, c_2, c_3) \triangleq (-1 + 2 \exp(-c_1 t^2)) + \sqrt{\pi} c_2 t \cdot \exp(c_2^2 t^2) (\operatorname{erfc}(c_2 t) - 2 \operatorname{erfc}(c_3 t)) \quad (21)$$

$$\kappa(t, \tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \Delta, c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7) \triangleq \begin{cases} \xi(t, \tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \Delta, 12, c_1, c_2) \exp\left(-\frac{1}{2} \tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}^2\right) \xi\left(t, \tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \Delta, 4, \frac{4}{3}c_1, c_2\right), & t \geq 0 \\ \exp\left(\tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}^2\right) \chi\left(t, \beta_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \beta_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, c_3 \Delta, \beta_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}\right) \\ + (12c_1 \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}})^{-1} \psi\left(t, \beta_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, c_4 \Delta \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}^{-1}, -\beta_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}^{-1}\right) \\ + \exp\left(-\frac{1}{2} \tilde{Y}_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}^2\right) \chi\left(t, \beta_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}\right) \psi\left(t, \beta_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, c_5 \Delta \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}^{-1}, -\beta_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}, \alpha_{\tilde{p}_k, \tilde{f}}^{-1}\right), & t < 0 \end{cases} \quad (22)$$

를 의미한다.

MGF를 이용하여 pairwise error probability를 수직적으로 평가하기 위해 saddlepoint approximation의 방법이 적용된다⁸⁾.

$$P_d^{LD} \triangleq 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{r}{\sqrt{2}}\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{r^2}{2}\right) \cdot \left(\frac{1}{r} - \frac{1}{q}\right) \quad (23)$$

여기서 $r = \operatorname{sgn}(\hat{t}) \sqrt{-2d \ln M^{LD}(\hat{t}|\tilde{I}, \lambda)}$, $\operatorname{sgn}(x)$ 는 x 의 부호,

$q = \hat{t} \sqrt{d \frac{M^{LD(\lambda)}(\hat{t}|\tilde{I}, \lambda)}{M^{LD}(\hat{t}|\tilde{I}, \lambda)}}$, \hat{t} 은 $\frac{dM^{LD}(\hat{t}|\tilde{I}, \lambda)}{dt} = 0$ 의 해를 의미하고

$M^{LD(\lambda)}(\hat{t}|\tilde{I}, \lambda) \triangleq \frac{d^n M^{LD}(\hat{t}|\tilde{I}, \lambda)}{dt^n}$ 를 나타낸다.

IV. 실험 결과

이 절에서 우리는 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크에서 가우시안 복호 메트릭과 라플라시안 복호 메트릭을 사용하는 경우 길쌈부호의 비트오율 성능에 대한 시뮬레이션 결과와 유도한 상계의 결과를 비교한다. 시뮬레이션을 위한 기지국의 수는 7개로 가정하고 generator polynomial을 (175)8, (133)8, (145)8로 사용하는 부호율 1/3의 길쌈부호를 사용하였다. 프레임 길이는 144 정보 비트로 설정하고 부호화된 비트들은 QPSK 변조가 되기 전에 BICM이 수행된다고 가정하였다. 그리고 단말에서는 비터비 복호가 수행된다고 가정하였다. 그림 1은 no shadowing 경우에 대해 길쌈부호의 비트오율에 대한 시뮬레이션 결과와 상계의 계산 결과를 비교한 것이다.

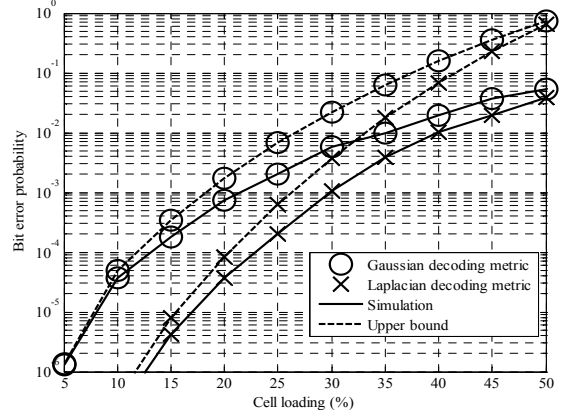


그림 1. 셀 로딩에 따른 길쌈부호의 비트오율에 대한 시뮬레이션 결과와 상계 계산 결과의 비교. No shadowing case, 단말은 셀 가장자리에 위치하고 기지국의 수는 7개, $E_b/N_0 = 30$ dB로 가정함.

Fig. 1. BER versus cell loading for no shadowing case, Mobile is positioned at cell edge and number of BSs is 7, $E_b/N_0 = 30$ dB

그림 1을 보면 각 복호 메트릭 별로 유도한 상계의 결과가 셀 로딩이 낮아짐에 따라 시뮬레이션 결과에 근접하는 것을 확인할 수 있다. 라플라시안 복호 메트릭의 경우 셀 로딩이 낮은 경우에도 상계의 결과가 시뮬레이션 결과와 차이가 나는데 이는 라플라시안 복호 메트릭에 대해 상계를 유도하는 과정에서 적용한 근사 방법으로 인한 결과이다. 그리고 그림 1을 통해 기존에 사용하는 가우시안 복호 메트릭에 비해 라플라시안 복호 메트릭을 사용할 경우 비트오율 성능을 크게 개선할 수 있음을 확인할 수 있다. 상계를 기준으로 할 경우 동일한 비트오율 10⁻⁵에 대해 가우시안 복호 메트릭은 셀 로딩이 대략 8% 가능한데 비해 라플라시안 복호 메트릭을 사용할 경우 대략 16%로 2배 가량 셀 로딩이 증가할 수 있음을 확인할 수 있다. 그리고 동일한 셀 로딩 15%에 대해 가우시안 복호 메트릭의 경우 비트오율이 대략 3x10⁻⁴ 정도 가능한데 비해 라플라시안 복호 메트릭을 사용할 경우 비트오율이 대략 9x10⁻⁶ 정도로 비트오율 성능이 크게 개선될 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 2는 셀 중심에서 셀 가장자리까지의 거리를 1이라고 가정할 때 단말이 셀 중심으로부터 0.9 만큼 떨어진 지점에 위치하고 나머지 매개변수들은 그림 1과 동일할 때의 결과이다.

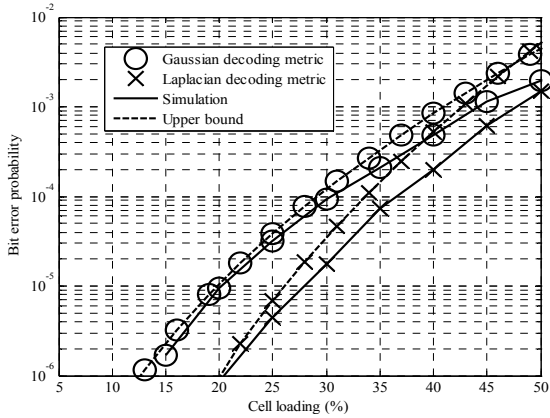


그림 2. 셀 로딩에 따른 길쌈부호의 비트오율에 대한 시뮬레이션 결과와 상계 계산 결과의 비교 No shadowing case, 단말은 셀 중심으로부터 0.9 만큼 떨어진 지점에 위치하고 기지국의 수는 7개, $E_b/N_0 = 30$ dB 로 가정함.
Fig. 2. BER versus cell loading for no shadowing case, Mobile is positioned 0.9 apart from cell center and number of BSs is 7, $E_b/N_0 = 30$ dB

그림 2의 결과 역시 상계의 결과가 셀 로딩이 낮아짐에 따라 시뮬레이션 결과에 근접하는 것을 확인할 수 있다.

그림 3은 E_b/N_0 를 10 dB로 변경하고 나머지 매개변수들은 그림 1과 동일할 때의 결과이다.

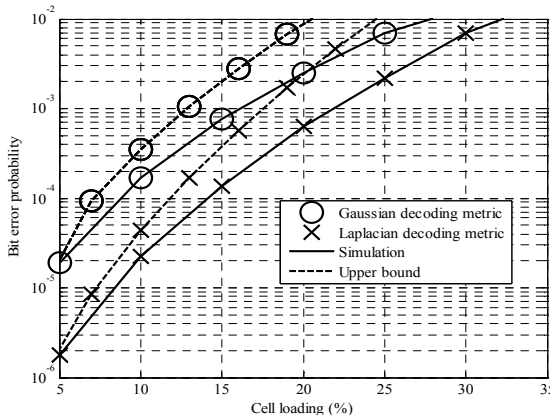


그림 3. 셀 로딩에 따른 길쌈부호의 비트오율에 대한 시뮬레이션 결과와 상계 계산 결과의 비교 No shadowing case, 단말은 셀 가장자리에 위치하고 기지국의 수는 7개, $E_b/N_0 = 10$ dB 로 가정함.
Fig. 3. BER versus cell loading for no shadowing case, Mobile is positioned at cell edge and number of BSs is 7, $E_b/N_0 = 10$ dB

그림 1에서의 결과와 마찬가지로 그림 3의 결과 역시 상계의 결과가 셀 로딩이 낮아짐에 따라 시뮬레이션 결과에 근접하는 것을 확인할 수 있다. 그리고 셀 로딩이 낮아짐에 따라 라플라시안 복호 메트릭을 사용하는 시스템의 비트오율 성능이 가우시안

복호 메트릭을 사용하는 시스템에 비해 우수하다는 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 BICM 시스템을 적용한 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크에서 길쌈부호의 비트오율에 대한 상계를 유도하였다. 비터비 복호기를 사용한다는 가정 하에 기존에 널리 사용되는 가우시안 복호 메트릭과 라플라시안 복호 메트릭을 고려하였다. 실험 결과에 따르면 네트워크 로드가 작은 경우 라플라시안 복호 메트릭을 사용하는 하향 링크 직교 주파수 분할 다중 접속 네트워크의 비트오율 성능이 가우시안 복호 메트릭을 사용하는 동일 시스템의 비트오율 성능보다 우수하다는 것을 확인할 수 있었다.

References

- [1] IEEE P802.16-REVd/D5, "Draft Amendment to IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access System," May 2004.
- [2] 3GPP TS36.300, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN): Overall Description"
- [3] L. M. A. Jalloul and S. P. Alex, "Coverage analysis for IEEE 802.16e/WiMAX systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 11, pp. 4627 - 4634, Nov. 2008.
- [4] W. Lee, M. V. Nguyen, and H. S. Lee, "A resource allocation algorithm and system architecture to extend the cell coverage and alleviate the inter-cell interference," in *Proc. ISCC2008*, July 2008, pp. 222-227.
- [5] M. Sternad, T. Ottosson, A. Ahlen, and A. Svensson, "Attaining both coverage and high spectral efficiency with adaptive OFDM downlinks," in *Proc. VTC2003*, Oct. 2003, pp. 2486-2490.
- [6] C. Seol and K. Cheun, "A statistical inter-cell interference model for downlink cellular OFDMA networks under log-normal

shadowing and multipath Rayleigh fading,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 10, pp. 3069 - 3077, Oct. 2009.

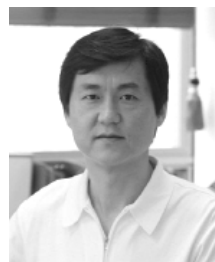
- [7] S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding*, Second Edition, Prentice Hall, 2004.
- [8] S. Huzurbazar, “Practical Saddlepoint approximations,” *The American Statistician*, vol. 53, no. 3, pp. 225 - 232, Aug. 1999.
- [9] G. Caire, G. Taricco and E. Biglieri, “Bit-interleaved coded modulation,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 927 - 946, May. 1998.

손재용 (Jaeyong Son)



2008년 성균관대학교 정보통신공학부 학사 졸업
2008년~현재 포항공과대학교 전자전기공학과 석박사 통합과정
<관심분야> 무선통신, 이동통신, 통신 신호처리

전경훈 (Kyungwhoon Cheun)



1985년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업
1987년 University of Michigan Ann Arbor, 전기공학과 석사 졸업
1989년 University of Michigan Ann Arbor, 전기공학과 박사 졸업

1989년~1991년 University of Delaware, Newark, 전기공학과 조교수
1991년~1995년 포항공과대학교 전자전기공학과 조교수
1995년~2001년 포항공과대학교 전자전기공학과 부교수
2001년~현재 포항공과대학교 전자전기공학과 정교수
<관심분야> 무선통신, 이동통신, 통신 신호처리, 회로설계