

# 상향 링크 셀룰러 환경에서 반복 수신 기법을 적용한 부호화된 주파수 도약 OFDMA 시스템의 성능

정회원 김 윤 희\*, 준회원 강 성 교\*

## Performance of a Coded Frequency Hopping OFDMA System with an Iterative Receiver in Uplink Cellular Environments

Yun Hee Kim\* *Regular Member*, Sung Kyo Kang\* *Associate Member*

### 요 약

패킷 기반 셀룰러 시스템의 상향 링크에서 동기 복조를 위해 LDPC 부호화된 주파수 도약 OFDMA 시스템에 알맞은 실제적인 반복 채널 추정 및 복호 기법을 제안한다. 제안한 기법은 파일럿 심볼과 LDPC 복호 결과를 함께 이용하여 반복적으로 채널 이득과 비균일 간섭 잡음을 추정함으로써 LDPC 복호 입력의 신뢰성을 향상시키고, 추정된 채널 상관 계수에 따라 채널 추정 필터를 선택함으로써 채널 변화를 잘 추적한다. 제안한 수신 기법의 성능을 다양한 채널 환경 및 수신 조건 아래 모의 실험한 결과 파일럿 심볼의 전력 증가 없이 채널 추정 성능을 향상시키고 비균일 셀간 간섭의 영향을 줄이는 것을 볼 수 있다.

Key Words : OFDMA, iterative receiver, channel estimation, frequency hopping, uplink

### ABSTRACT

In this paper, we propose a practical iterative channel estimation and decoding method for an LDPC-coded frequency hopping OFDMA system in the uplink of a packet-based cellular system. In the method, the channel gain and noise variance are iteratively estimated with both pilot symbols and LDPC decoder outputs to provide more reliable decoding metrics in intercell interference (ICI) environments. In addition, the channel correlation coefficient is also estimated to select proper filter coefficients according to the channel variation rate. Through simulations under the various channel conditions and different receiver configurations, it is shown that the proposed iterative receiver improves the performance without boosting the pilot power and mitigates the adverse effects of the non-uniform ICI.

### I. 서 론

OFDMA (orthogonal frequency division multiple access)는 주파수 선택성이 높은 광대역 환경에서 적은 복잡도로 송수신기를 설계할 수 있고, 자원 할당 방식이 유연하며, 셀 내 사용자 간섭 없이 적응 송신이나 다중 안테나 기술과 같은 고효율 전송 기

법을 쉽게 적용할 수 있다는 장점으로 최근 패킷 기반 무선 통신 시스템에 활발히 적용되고 있다<sup>[1][2]</sup>. 이 가운데 주파수 도약 OFDMA는 복잡한 제어 없이 셀간 간섭을 평균화하고 주파수 다양성을 제공하므로 광대역 환경에서 비용이 저렴한 이동 셀룰러 시스템을 개발하기에 알맞은 다중 접속 방식이다.

\* 경희대학교 전자정보학부 전자공학전공 디지털통신연구실 (yheekim@khu.ac.kr)  
논문번호 : KICS2005-10-432, 접수일자 : 2005년 11월 2일

이러한 주파수 도약 OFDMA를 상향 링크에 적용할 때 전송 효율을 높이기 위해서는 동기 (coherent) 복조는 필수적이다. 그러나, 상향 링크에서는 여러 사용자로부터 기지국까지 채널 응답이 다르고, 사용자마다 주파수 영역에서 비연속적인 자원에 대한 채널 추정을 개별적으로 수행하여야 하므로 단일 사용자 OFDM (orthogonal frequency division multiplex) 시스템이나 파일럿 심볼을 공유하는 하향 링크 OFDMA에 제안된 채널 추정 방식을 그대로 적용할 수 없다<sup>[3],[5]</sup>. 한편, 파일럿 오버 헤드를 줄이면서 채널 추정 성능을 향상시키는 한 방법으로 채널 복호 결과를 채널 추정에 적용하는 방법이 있다<sup>[4],[6]</sup>. [4]에서는 OFDM 시스템에서 파일럿 심볼 없이 리드-슬로몬 부호의 복호 결과만으로 채널을 추정하는 방법이 제안되었고, [6]에서는 단일 반송파 시스템에서 파일럿 심볼과 터보 부호의 복호 결과를 이용하여 반복적으로 채널 추정과 복호를 수행하는 방법이 제안되었다. 이동 환경에서는 채널 변화를 잘 추적할 수 있는 파일럿을 함께 사용하는 기법이 알맞으나, [6]에서는 단일 반송파 시스템이 주파수 비선택성 페이딩 채널과 백색 가산 잡음을 겪을 때 반복 수신기를 설계하였다.

본 논문에서는 이동 셀룰러 시스템의 상향 링크에서 주파수 선택성 페이딩 채널을 겪을 때, 자원 블록을 단위로 주파수 도약을 수행하는 OFDMA 방식에 알맞은 반복 수신 기법을 제안한다. 이 때 시스템 채널 부호화 기법으로 터보 부호와 견줄만한 성능을 보이면서 복호기의 복잡도가 상대적으로 적고 빠르며 오류의 유무를 검출할 수 있는 LDPC (low-density parity-check) 부호를 적용한다<sup>[7],[8]</sup>. 또한 본 논문에서는 [6]과는 차별적인 전송 플랫폼과 채널 환경에서 반복 수신 시 실제로 고려해야 할 사항들을 함께 제시하였다. 첫째, 제안한 수신 기법은 채널 변화를 잘 추적할 수 있도록 패킷마다 채널 파라미터를 추정하여 초기 채널 추정과 재추정 단계에 알맞은 채널 추정 필터를 각각 선택한다. 둘째, LDPC 복호 시 주파수 도약으로 수신 심볼이 겪는 잡음 세기가 다른 점이 반영되도록 잡음 분산을 자원 블록 단위로 추정하고 반복 수신 시행마다 재추정하여 복호 매트릭 계산에 적용한다. 이렇게 함으로써 제안한 방식은 단말기의 송신 전력이나 복잡도 증가 없이 수신 성능을 향상시키며 셀간 간섭의 나쁜 영향을 줄이는 장점을 지닌다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 LDPC 부호화된 주파수 도약 OFDMA 시스템 모형을 제

시하고, 3장에서는 제안하는 반복 수신기의 채널 추정, 복조, 복호 방법 및 채널 파라미터 추정 방법에 대해 설명한다. 4장에서는 다양한 조건 아래 제안한 수신기의 성능을 모의실험으로 검증하고 그에 따른 결론을 5장에서 맺는다.

## II. 시스템 모형

고려하는 주파수 도약 OFDMA 시스템은 데이터 패킷을 시간 슬롯 단위로 전송한다. 한 시간 슬롯은 직교하는 여러 데이터 채널로 구성되며 동일 셀 내의 여러 사용자들이 데이터 채널을 공유하고 기지국은 사용자의 요청에 따라 동적으로 특정 데이터 채널을 할당한다. 그림 1은 여러 OFDM 심볼로 이루어지는 한 시간 슬롯의 시간과 주파수 자원을 여러 데이터 채널로 나누는 한 방법을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 한 데이터 채널은 전체 시간 슬롯의 시간/주파수 자원에 고루 퍼져 있는 여러 개의 자원 블록으로 구성된다. 자원 블록은 시간과 주파수 영역에서 각각  $B_T$ ,  $B_F$  자원으로 구성되며, 채널 변화를 잘 추적하도록 자원 블록마다 두 파일럿 심볼을 삽입한다. 이 때 파일럿 심볼은 전력 소모를 줄이기 위해 데이터 심볼과 같은 송신 전력을 할당한다. 한편, 간섭을 평균화하기 위하여 인접 셀들은 서로 다른 패턴으로 주파수 도약을 하며 한 시간 슬롯 내에 데이터 채널이  $M$ 개 있으면 특정 셀의 한 데이터 채널은 이웃한 셀의 한 데이터 채널과 약  $1/M$ 의 자원이 충돌한다.

그림 2는 상향 링크에서 LDPC 부호화된 주파수 도약 OFDMA 시스템의 송수신기 모형이다. 상향 링크의 송신측인 단말은 정보 비트로 구성된 데이터 패킷,  $\{b_k, k = 1, 2, \dots, K\}$  를  $(N, K)$  LDPC 부

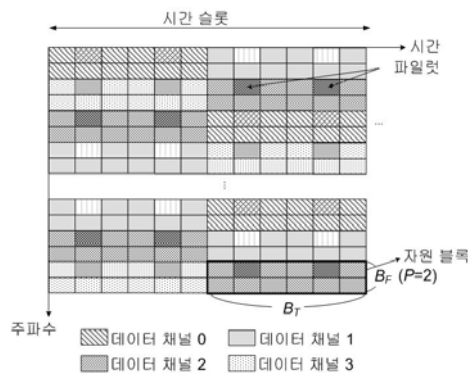


그림 1. 데이터 채널 구조

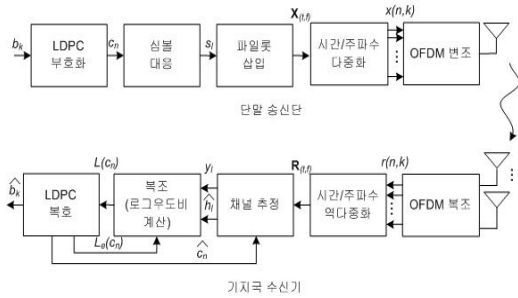


그림 2. 제안하는 OFDMA 시스템의 송수신기 모형.

호로 부호화한다. 여기서,  $K$ 는 데이터 패킷의 길이이고,  $N$ 은 부호화된 패킷의 길이이다. LDPC 부호화된 패킷  $\{c_n, n = 1, 2, \dots, N\}$ 은 해당 변조 및 부호화 옵션에 따른 변조 심볼열  $\{s_l, l = 1, 2, \dots, L\}$ 로 대응되며, 여기서  $L = \log_Q N$ 이고  $Q$ 는 성좌도 크기이다. 변조 심볼열 출력에 파일럿 심볼을 삽입한 뒤에는 시간/주파수 다중화에서 슬롯 구조에 따라 해당 시간/주파수 자원 격자로 대응한 뒤, FFT (fast Fourier transform), 보호 구간 삽입 등의 OFDM 변조 과정을 거쳐 무선 채널로 전송된다.

상향 링크에서 서로 다른 위치에 있는 단말 송신 신호가 다중화될 때 간섭이 최소화되도록 기지국은 셀 내의 단말들의 송신 시점을 제어하여 모든 단말 신호가 기지국에 비슷한 시간에 도착하도록 한다. 이렇게 수신 동기가 맞은 경우  $n$ 제 OFDM 심볼의  $k$ 제 부반송파에 수신된 심볼은 다음과 같다.

$$r(n, k) = h(n, k)x(n, k) + z(n, k). \quad (1)$$

여기서,  $h(n, k)$ 는  $n$ 제 OFDM 심볼의  $k$ 제 부반송파에서의 채널 주파수 응답이고,  $x(n, k)$ 는 변조 심볼, 그리고  $z(n, k) (= w(n, k) + \eta(n, k))$ 는 평균이 0이면서 분산이  $\sigma_w^2$ 인 백색 정규 잡음  $w(n, k)$ 와 분산이  $\sigma_{\eta(n, k)}^2$ 으로 위치에 따라 세기가 비균일한 셀간 간섭  $\eta(n, k)$ 를 포함한다.

시간/주파수 역다중화 과정은 주파수 영역으로 변환된 수신 심볼로부터 원하는 데이터 채널에 해당하는 심볼들을 추출한다. 자원 블록 수가 시간과 주파수 축으로 각각  $D_T, D_F$ 인 데이터 채널의 수신 심볼을 자원 블록 단위의 행렬로 재배열하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{(t,f)} = \mathbf{H}_{(t,f)}\mathbf{X}_{(t,f)} + \mathbf{Z}_{(t,f)}, \quad 1 \leq t \leq D_T, 1 \leq f \leq D_F. \quad (2)$$

여기서,  $\mathbf{R}_{(t,f)}, \mathbf{X}_{(t,f)}, \mathbf{Z}_{(t,f)}$ 는 크기가  $B_T \times B_F$ 인 행렬로,  $(t, f)$ 제 자원 블록에서의 수신 심볼, 송신 심볼, 그리고 가산 잡음을 각각 나타낸다. 즉, 행렬  $\mathbf{R}_{(t,f)}$ 의  $(i, j)$ 제 원소,  $r_{(t,f)}(i, j)$ 는  $(t, f)$ 제 자원 블록의  $i$ 제 OFDM 심볼,  $j$ 제 부반송파 위치에서의 값을 나타낸다. 자원 블록 내 주파수 축으로의 채널 변화는 무시할 만하다고 하면, 주파수에서의 채널 응답은  $h_{(t,f)}(i, j) = h_{(t,f)}(i)$ 이다. 즉, 식 (2)에서 행렬  $\mathbf{H}_{(t,f)}$ 는 대각 성분이  $\mathbf{h}_{(t,f)} = (h_{(t,f)}(1), h_{(t,f)}(2), \dots, h_{(t,f)}(B_T))^T$ 인 대각 행렬이다. 이렇게 정렬된 수신 심볼로 다음 절의 설명과 같이 채널 추정, 복조 (로그우도비 계산), LDPC 복호를 반복적으로 수행하여 정보 비트를 복원한다.

### III. 반복 수신 기법

본 논문에서의 수신기는 초기 채널 추정, 복조, LDPC 복호 후 복원된 부호화 패킷에 오류가 있으면 채널을 재추정하여 복조, 복호를 다시 수행한다.

#### 3.1 채널 추정

페이딩 채널 추정은 초기 단계에서는 파일럿 심볼만을 이용하고 채널 복호가 일부 이루어진 재추정 단계에서는 LDPC 복호 결과로 잠정적으로 결정된 데이터 심볼을 함께 이용한다.

초기 단계에서는 먼저 파일럿 위치, 즉  $i = i_p, i_p + \Delta$ 에서의 순간 채널을  $\tilde{h}_{(t,f)}(i, j_p) = r_{(t,f)}(i, j_p) / x_{(t,f)}(i, j_p)$ 로 추정한다. 여기서,  $j_p$ 는 자원 블록에서 파일럿 심볼의 주파수 인덱스,  $i_p$ 는 첫 번째 파일럿 심볼의 시간 인덱스,  $\Delta$ 는 시간 축에서 파일럿의 심볼 간격이다. 자원 블록 내의 데이터 심볼 위치에서의 채널은 다음과 같이 파일럿 위치에서의 순간 채널 추정 값을 충격 응답이 유한한 필터로 보간한다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{(t,f)} = \mathbf{G}_p^T \tilde{\mathbf{h}}_{p,(t,f)}. \quad (3)$$

여기서,  $\hat{\mathbf{h}}_{(t,f)}$ 는 길이가  $B_T$ 인 최종 채널 추정 벡터,  $\tilde{\mathbf{h}}_{p,(t,f)}$ 는 파일럿 위치에서의 순간 채널 추정값  $\tilde{h}_{(t,f)}(i, j_p)$ 으로 이루어진 벡터,  $\mathbf{G}_p$ 는 크기가  $2 \times B_T$ 인 초기 필터 계수 행렬이다. 위너 (Wiener) 필터링<sup>[3]</sup> 사용할 경우 필터 계수 행렬은

$$\mathbf{G}_p = \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{A}_p \quad (4)$$

으로 나타나며,  $\mathbf{R}_p = E\{\tilde{\mathbf{h}}_{p,(t,f)} \tilde{\mathbf{h}}_{p,(t,f)}^H\}$  이고  $\mathbf{A}_p = E\{\tilde{\mathbf{h}}_{p,(t,f)} \mathbf{h}_{(t,f)}^H\}$  이다.

초기 채널 추정 값으로 LDPC 복호를 수행할 때 설정된 복호 횟수 동안 복호 결과의 신드롬 (syndrome) 검사에 오류가 있으면 LDPC 복호 출력으로 데이터 심볼을 잠정적으로 결정하여 페이딩 채널을 재추정한다. 즉, LDPC 복호 출력으로 추정된 데이터 심볼이  $\hat{x}_{(t,f)}(i,j)$  이면, 데이터 심볼 위치에서의 순간 채널 추정값은  $\tilde{h}_{(t,f)}(i,j) = r_{(t,f)}(i,j) / \hat{x}_{(t,f)}(i,j)$  이다. 본 논문에서는 한 자원 블록 내에서는 주파수 축의 채널 변화가 무시할 만하다고 가정하였으므로, 순간 채널 추정값을 주파수 축으로 평균하여  $\tilde{\mathbf{h}}_{a,(t,f)}$  를 얻는다. 그러면, 재추정 단계에서는  $\tilde{\mathbf{h}}_{a,(t,f)}$  를 크기가  $B_T \times B_T$  인 재추정 필터 계수 행렬  $\mathbf{G}_a$  로 여과하여 새로운 채널 추정 값

$$\hat{\mathbf{h}}_{(t,f)} = \mathbf{G}_a^T \tilde{\mathbf{h}}_{a,(t,f)} \quad (5)$$

를 얻는다. 위너 필터를 적용하는 경우  $\mathbf{G}_a$  는

$$\mathbf{G}_a = \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{A}_a \quad (6)$$

이며,  $\mathbf{R}_a = E\{\tilde{\mathbf{h}}_{a,(t,f)} \tilde{\mathbf{h}}_{a,(t,f)}^H\}$  이고  $\mathbf{A}_a = E\{\tilde{\mathbf{h}}_{a,(t,f)} \mathbf{h}_{(t,f)}^H\}$  이다. 이 때, 필터 계수 행렬 계산 시 LDPC 복호 출력으로 결정한 데이터 심볼에는 오류가 없다고 가정한다.

### 3.2 LDPC 복호

채널 추정값을 이용하여 LDPC 복호를 위해 전송된 비트에 대한 로그우도비를 (log-likelihood ratio) 계산한다. 파일럿 심볼을 제거한 뒤의  $l$  짝 수신 심볼과 그에 대한 채널 추정값을 각각  $y_l$  과  $\hat{h}_l$  로 놓자. 그러면,  $l$  짝 송신 심볼  $s_l$  를 구성하는  $m$  짝 비트인  $c_{l,m}$  의 로그우도비는 다음과 같다.

$$L(c_{l,m}) = \log \left( \frac{Pr(c_{l,m} = 0)}{Pr(c_{l,m} = 1)} \right) = \log \left( \frac{\sum_{s_l \in S_m^0} \exp \left( -\frac{|y_l - \hat{h}_l s_l|}{\sigma_{z,l}^2} \right) \prod_{k \neq m} p_e(c_{l,k})}{\sum_{s_l \in S_m^1} \exp \left( -\frac{|y_l - \hat{h}_l s_l|}{\sigma_{z,l}^2} \right) \prod_{k \neq m} p_e(c_{l,k})} \right) \quad (7)$$

여기서,  $S_m^h$  는 성좌도에서 심볼의  $m$  짝 구성 비트가

$b \in \{0,1\}$  인 변조 심볼들의 집합이고,  $\sigma_{z,l}^2$  은  $l$  짝 수신 심볼의 잡음 분산이다. 셀간 간섭이 없으면  $\sigma_{z,l}^2 = \sigma_w^2$  으로 모든 수신 심볼이 겪는 잡음이 균일하지만, 셀간 간섭이 있을 경우 수신 심볼이 위치한 자원 블록에 따라 잡음 분산이 다를 수 있다. 첫 번째 수신 반복에서는 부호화 비트  $c_{l,m}$  에 대한 확률 정보가 없으므로 사전 확률  $p_e(\cdot)$  는 1/2로 로그우도비 값에 영향을 미치지 않는다. 그러나, 채널을 재추정한 뒤의 복호 과정에서 각 부호화 비트에 대한 잉여 정보 (extrinsic information)  $L_e(\cdot)$  를 복호 출력 로그우도비에서 (7)을 빼 값으로 얻을 수 있다. 따라서, 송신 비트  $b \in \{0,1\}$  에 대한 사전 확률을  $p_e(c_{l,k} = b) = 1 / (1 + e^{(-1)^{1-b} L_e(c_{l,k})})$  로 추정한다.

이렇게 계산된 로그우도비로 합-곱 (sum-product) [7] LDPC 복호를 내부적으로 최대  $D$  번 반복하고 매 반복마다 복호 결과에 대한 신드롬을 계산한다. 신드롬이 모두 0이면 복호를 멈추고 최대 반복까지 신드롬이 0이 아니면 채널 추정, 복조, 복호 과정을 다시 수행한다. 반복 수신은 초기 수신을 포함하여 최대  $R$  번까지 수행한다.

### 3.3 채널 파라미터 추정

실제 시스템에서 채널 추정 필터로 위너 필터를 사용하려면 채널의 자기 상관 함수를 알아야 한다. 그러나, 동적으로 패킷을 할당하는 이동 셀룰러 시스템에서 채널의 상관 함수를 정확히 추정하기는 어렵다. 본 논문에서는 매 수신 패킷마다 시간 축에서의 채널 상관 계수를 추정하여 채널 변화율 정보를 얻는다. 채널 상관 계수  $\rho$  는 다음 식과 같이 자원 블록 내의 두 파일럿 심볼 위치에서의 순간 채널 추정 값을 상관하여 계산하고, 패킷이 전송된 데이터 채널의 모든 자원 블록에 대해 평균한다.

$$\rho = \frac{E\{h_{(t,f)}(i,j) h_{(t,f)}^*(i+\Delta,j)\}}{E\{|h_{(t,f)}(i,j)|^2\}} \approx \frac{\sum_{i=1}^{D_r} \sum_{j=1}^{D_c} Re\{\tilde{h}_{(t,f)}(i_p, j_p) \tilde{h}_{(t,f)}^*(i_p + \Delta, j_p)\}}{0.5 \sum_{i=1}^{D_r} \sum_{j=1}^{D_c} \sum_{l=0}^1 |\tilde{h}_{(t,f)}(i_p + \Delta, j_p)|^2} \quad (8)$$

여기서,  $Re\{\cdot\}$  는 복소수의 실수 값이다.

패킷 기반 시스템에서는 데이터 패킷 전송이 시간 슬롯마다 불연속적이므로 한 데이터 채널에 파일럿 심볼 수가 적은 경우 추정된 상관 계수에 오차가 발생한다. 따라서, 이렇게 추정된 상관 계수는

위너 필터의 정확한 계수를 계산하는 데 사용하지 않고 몇 가지 전형적인 필터 계수 행렬 가운데 알맞은 행렬을 선택하는 데 사용한다. 가장 단순한 예로 자원 블록 내의 파일럿 또는 데이터 위치의 순간 채널 추정 값을 평균화하는 특성의 필터와 순간 채널 추정 값을 보간하는 특성의 필터, 두 종류를 고려할 수 있으며, 상관 계수 추정 값으로 두 종류의 필터 계수 행렬 가운데 한 종류를 선택한다.

한편, LDPC 복호를 위해 로그우도비를 계산할 때 수신 심볼이 겪는 잡음 분산을 추정하여야 한다. 그러나, 다중 셀 환경에서는 수신 심볼마다 겪는 셀간 간섭이 주파수 도약과 주파수 선택적 페이딩에 의해 자원 블록에 따라 크게 다를 수 있다. 그러므로, 셀간 간섭이 두드러지는 환경에서 LDPC 복호를 올바르게 수행하려면 각 수신 심볼이 겪은 잡음 분산의 세기를 알아야 한다. 본 논문에서는 반복 수신 시 잡음 분산을 자원 블록 단위로 다음과 같이 추정하여 로그우도비에 반영한다.

$$\sigma_{z,(t,f)}^2 = E\{|z_{(t,f)}(i,j)|^2\} \approx \frac{1}{B_T B_F} \sum_{i=1}^{B_T} \sum_{j=1}^{B_F} |r_{(t,f)}(i,j) - \hat{h}_{(t,f)}(i,j) \hat{x}_{(t,f)}(i,j)|^2 \quad (9)$$

여기서,  $\hat{x}_{(t,f)}(i,j)$ 는 파일럿 심볼 또는 잠정적으로 결정된 데이터 심볼이다. 데이터 심볼은 LDPC 복호를 수행하지 않은 초기 단계에서는  $\hat{h}_{(t,f)}^*(i,j) r_{(t,f)}(i,j)$ 로 결정하고, 재추정 단계에서는 이전 단계의 LDPC 복호 출력으로 결정한다.

표 1. 시스템 파라미터.

파라미터	값
중심 주파수	2 GHz
OFDM 심볼 길이 ( $T_s$ )	100 $\mu$ s
표본 주파수	25 MHz
FFT 크기	2048
사용 부반송파 수	1536
데이터 채널 당 자원 블록 수( $D_T \times D_F$ )	$1 \times 128$
자원 블록 크기 ( $B_T \times B_F$ )	$6 \times 2$
변조 방식	QPSK

#### IV. 모의실험 결과

본 절에서는 모의실험으로 제안한 반복 수신 기법의 성능을 고찰한다. 시스템 파라미터는 표 1과

같고 시간 슬롯은 자원 블록의 시간 길이와 동일하며, 6데이터 채널로 구성된다. LDPC 부호 크기는 (2560,  $K$ )이며, 부호율에 따라 입력 데이터  $K$ 를 조정한다. 이 때 LDPC 부호의 패리티 검사 행렬은 블록 형태의 이진 비정규 (irregular) 행렬을 사용하였다<sup>8)</sup>. 채널 모형으로 ITU-R 보행자 A (ped A) 다중경로 전력 밀도를 사용하고, 두 셀 환경에서 셀간 간섭을 발생시켰다. 또한, 향후 적응변조 부호화를 적용하기 위하여 패킷 송신 시 기지국에서 수신된 신호대잡음비가 (SNR) 목표값이 되도록 송신 전력을 조정하였다.

그림 3은 단말 이동 속도가  $v=3$  km/h일 때 반복 수신 횟수  $R$ 과 LDPC 복호기의 내부 반복 횟수  $D$ 에 따른 반복 수신기의 성능을 보인 것이다. 이 때 LDPC 부호는  $K=1440$ 이고 부호율이 0.56이다. 그림에서 볼 수 있듯이 반복 수신 시 첫 번째 시행 시에 ( $R=1$ ) 채널 복호의 반복 횟수를  $D=5$  또는 10으로 설정할 때보다  $D=20$ 로 설정할 때 성능이 훨씬 뛰어나다. 이는 LDPC 내부 복호 수를 증가시키면 복호에 의한 오류 정정 성능이 향상되기 때문이다. 그러나, 반복 수신 횟수가 ( $R$ ) 증가함에 따라  $D=20$ 일 때의 성능 개선은  $D=5$  또는 10일 때의 성능 개선보다 오히려 작음을 볼 수 있다. 이는  $D=20$ 인 경우 LDPC 복호기가 이미 잘못된 특정 부호어로 수렴하여 채널을 재추정하더라도 부호어가 다른 값으로 바뀌지 않기 때문이다. 한편,  $D=5$ 로 설정하면 반복 수신 시행에 따른 수렴 속도가 느려서 원하는 성능을 얻기까지 시간 지연이 커진다. 이러한 손익 관계를 절충하기 위해 이후 결과는 반복 수신 시행 횟수와 복호 횟수를 각각  $R=5$ ,  $D=10$ 으로 하였다.

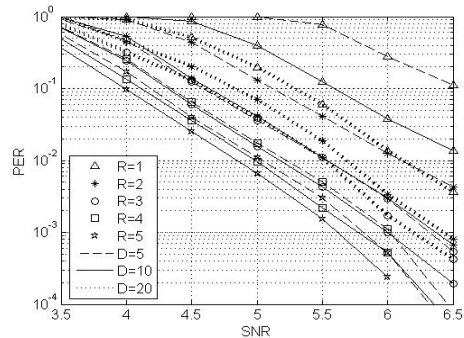


그림 3. 부호율이 0.56일 때 속도가  $v=3$  km/h인 채널에서 반복 수신 횟수  $R$ 과 복호 내부 반복 횟수  $D$ 에 따른 수신기의 패킷 오류율.

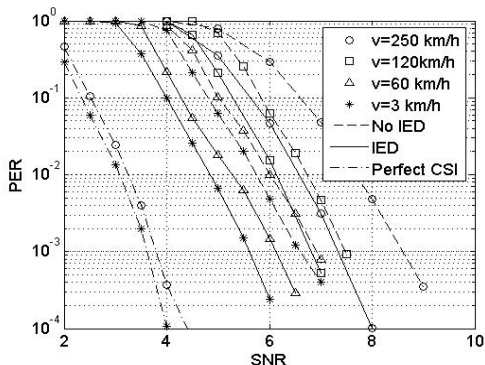


그림 4. 부호율이 0.56일 때 다양한 이동 속도에서 기존의 반복이 없는 수신기와 반복 채널 추정 및 복호 수신기의 성능 비교

그림 4는 부호율이 0.56이고 단말의 속도가  $v = 3, 60, 120$  또는  $250$  km/h 일 때 반복 수신을 하지 않는 기존의 수신기와 ('No IED') 제안하는 반복 수신기의 ('IED') 성능을 비교한 것이다. 채널 상태 정보를 완벽하게 알고 있을 때와 ('Perfect CSI') 기존의 수신기는 충분히 수렴된 LDPC 복호 성능을 제공하도록 복호 반복 횟수를  $D = 50$ 으로 설정하였다. 이 때 채널 모형은 보행자 속도 환경이나 주파수 선택성이 같은 환경에서 도플러에 따른 성능을 관찰하기 위하여 고속의 이동 속도를 함께 고려하였으며, 각 이동 속도에 대해 알맞은 위너 필터 계수 행렬을 사용하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안하는 반복 수신기는  $10^{-2}$ 의 패킷 오류율에서 파일럿 전력을 높이지 않고도 기존의 수신기보다 1 dB의 성능 이득을 제공한다. 한편, 채널 상태 정보를 알고 있을 때의 수신 성능과 비교하면 1 dB 이상의 성능 차이가 있는데, 이는 LDPC 복호 시 판정 오류가 다음 단계의 채널 추정, 복조에 영향을 미치기 때문이다. 한편, 성능 향상이 매우 크지 않으나 비용이나 전력 소모 문제가 큰 단말의 복잡도나 송신 전력의 증가 없이 기지국의 수신 복잡도를 증가하여 성능을 향상시키므로 상향 링크에 좀 더 바람직하다.

그림 5는 그림 4에서처럼 속도에 따라 알맞은 필터 계수 행렬을 적용한 반복 수신기와 ('IED') 단말 속도에 상관없이  $v=3$  km/h에서 설계된 필터 계수 행렬을 동일하게 적용한 반복 수신기의 ('IED w. fixed filter') 성능을 비교한 것이다. 낮은 속도에서는 필터 계수 행렬이 순간 채널 추정 값을 평균하기 때문에 채널 추정에 대한 신호대잡음비를 향상시키나 이동 속도가 높을 때는 채널 변화를 반영하

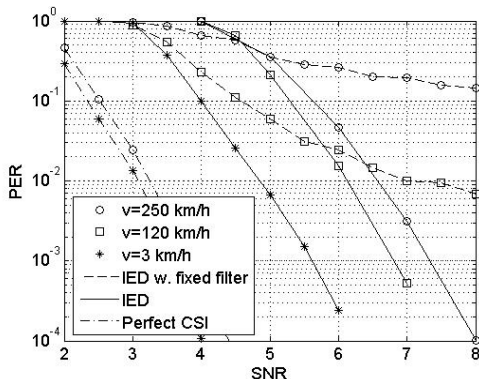


그림 5. 부호율이 0.56일 때 단말 이동 속도에 따라 알맞은 필터 계수 행렬을 적용한 경우와 이동 속도에 상관 없이 고정 필터 계수 행렬을 적용한 경우의 반복 수신기 성능 비교

지 못하여 오차가 발생한다. 그러므로, 속도에 상관 없이 낮은 속도에 설계된 필터 계수 행렬을 사용할 경우 차량 속도가 증가하거나 채널 변화가 두드러지는 신호대잡음비가 높은 환경에서 오류 마루가 발생한다.

그림 6은 그림 4에서처럼 수신기에서 단말 이동 속도를 알고 해당 속도에 설계된 필터 계수 행렬을 사용한 반복 수신기와 ('Known CP') 채널 파라미터

터 (상관 계수) 추정하여 그에 따라 두 종류의 필터 계수 행렬 가운데 알맞은 행렬을 선택하여 채널 추정을 수행하는 반복 수신기의 ('CP Est') 성능을 함께 보인 것이다. 이 때 두 종류의 필터 계수 행렬은 속도가 3 km/h와 250 km/h일 때 각각 설계한 것으로, 이 가운데 한 종류의 행렬을 선택하는 기준은 속도 90 km/h에서의 상관 계수 값이다. 그림에서 볼 수 있듯이 이동성이 낮을 때 채널 파라미터 추정에 의한 성능 손실이 크다. 그 이유는 이

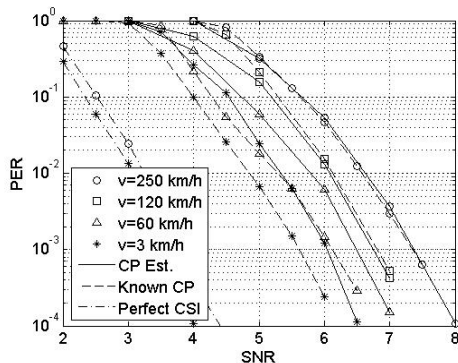


그림 6. 부호율이 0.56일 때 다양한 이동 환경에서 채널 상관 계수를 알고 정확한 필터를 적용한 경우와 채널 상관 계수를 추정하여 두 종류의 필터 가운데 한 종류를 선택하는 경우의 반복 수신기 성능 비교

동성이 낮을 때에는 동작하는 신호대잡음비가 낮기 때문에 가산 잡음으로 말미암아 채널의 상관 계수 추정 값이 실제 값보다 작게 추정되어 수신기가 채널 변화율이 높은 것으로 인식되기 때문이다. 이 때 상관 계수 추정은 하나의 데이터 채널만으로 수행하였으나 여러 슬롯에 걸쳐 데이터를 전송하는 경우 여러 슬롯에 걸쳐 상관 계수를 추정하면 채널 파라미터 추정에 의한 성능 손실을 줄일 수 있다.

그림 7은 두 셀 환경에서 셀간 간섭이 있을 때 잡음 분산을 재추정하는 반복 수신기의 성능을 보인 것이다. 단말 이동 속도는 3 km/h이고, 인접 셀에서 시간 슬롯 내의 전체 자원 가운데 1/6 (16% 로딩) 또는 1/3이 (33% 로딩) 데이터를 전송함으로써 간섭을 일으킨다. 따라서, 기지국에서 원하는 패킷을 수신할 때 패킷의 16 % 또는 33 %가 원하는 심볼과 같은 세기의 간섭을 겪는다. 부호율은 0.15로 간섭을 효과적으로 대처할 수 있는 낮은 적응 변조/부호화 옵션을 고려하였다. 그림에서 잡음 분산을 추정하는 방법으로, 기존의 첫 번째 반복 수신 시에만 데이터 채널의 모든 심볼이 겪은 잡음 분산을 평균하여 추정하고 잡음 분산을 재추정하지 않는 방법 ('All'), 첫 번째 반복 수신에는 평균 잡음 분산을 추정하고 재추정 단계에서는 자원 블록마다 잡음 분산을 독립적으로 추정하는 방법 ('All/RB'), 그리고 첫 번째 반복 수신을 포함한 반복 수신 시 행마다 자원 블록 단위로 잡음 분산을 추정하는 제안한 방법 ('RB/RB') 함께 비교하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 셀간 간섭이 없을 때에는 ('No Loading') 수신 심볼이 겪는 잡음 세기가 균일하므로 잡음 추정 시 표본 수가 가장 많은 기존의 방법이 가장 우수한 성능을 보인다. 그러나, 수신 심볼마다 잡음 분산 세기가 다른 비균일한 간섭 환경에서 잡음 분산의 평균을 사용하면 추정한 잡음 분산과 실제 잡음 분산의 불일치로 복호 성능이 나빠진다. 한편, 잡음 분산을 자원 블록 단위로 추정하면 추정 시의 표본 수가 적어 추정 오차는 커질 수 있으나 자원 블록마다 다른 잡음 분산 세기를 로그우도비에 반영할 수 있다. 특히, 반복 수신 시 이전 복호 결과를 이용하여 잡음 분산을 재추정함에 따라 분산 추정 값의 신뢰도가 향상되어 복호 오류를 줄인다. 그림에서 볼 수 있듯이 수신 심볼의 33%가 셀 간섭으로 영향을 받을 경우 기존의 방식은 신호대잡음비가 증가해도  $10^{-2}$ 의 패킷 오류율을 얻기 어려우나, 자원 블록 단위로 잡음 분산을 재추정하면 1 dB에서 그 성능을 얻을 수 있다.

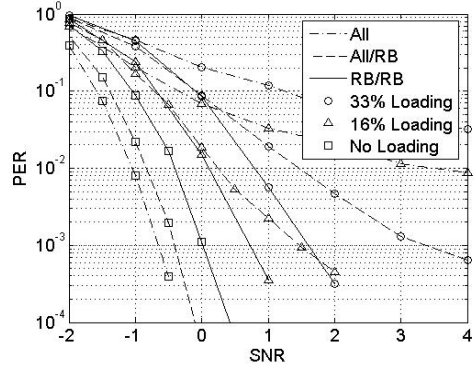


그림 7. 두 셀 환경에서 부호율이 0.15이고 신호대간섭비가 0dB일 때 인접셀에 데이터 채널 로딩에 따른 잡음 분산 재추정을 수행하는 반복 수신기의 성능.

### V. 결론

본 논문에서는 이동 셀룰러 시스템의 상향 링크에서 주파수 도약 OFDMA를 적용할 때 코히어런트 복조를 위해 LDPC 부호를 기반으로 한 반복 수신 기법을 제안하였다. 제안한 방식은 파일럿 심볼과 채널 복호 중간 결과를 함께 이용한 반복 수신 기법으로 파일럿 심볼의 송신 전력 증가 없이 채널 추정 성능을 향상시키는 한편, 채널 상관 계수와 잡음 분산과 같은 채널 파라미터를 추정하여 이동 셀룰러 환경에서 동적으로 변하는 채널 변화 및 셀간 간섭 등을 효과적으로 대처한다. 제안한 수신 기법은 목표로 하는 패킷 오류율이  $10^{-2}$ 일 때 셀간 간섭이 없을 때 반복 수신을 하지 않은 경우보다 약 1 dB의 성능 향상이 있으며, 셀간 간섭이 있을 경우 오류 마루를 크게 줄이는 것을 볼 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] IEEE Std 802.16<sup>TM</sup>-2004, *Air interface for fixed broadband wireless access systems*, Oct. 2004.
- [2] TTA PG302 표준, *2.3 GHz 휴대 인터넷 표준-물리 계층*, 2004년 12월.
- [3] P.Hoeher, S.Kaiser, and P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," *IEEE ICASSP*, 3, pp.21-24, Apr. 1997.
- [4] Y. Li, L.J. Cimini, Jr., and N.R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading

channels.” *IEEE Trans. Comm.*, 46 (7), pp. 902-915, July 1998.

- [5] Y. Li, “Pilot-symbol-aided channel estimation of OFDM in wireless systems,” *IEEE Trans. Vehic. Techn.*, 49 (4), pp. 1207-1215, July 2000.
- [6] M.C. Valenti and B.D. Woerner, “Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted turbo codes over flat-fading channels,” *IEEE J. Select. Areas Comm.*, 19 (9), pp. 1697-1705, Sep. 2001.
- [7] D.J.C. MacKay, “Good error correcting codes based on very sparse matrices,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 45 (2), pp. 399-431, Mar. 1999.
- [8] K.S. Kim, S.H. Lee, Y.H. Kim, and J.Y. Ahn, “Design of a good binary LDPC code using cyclic shift matrices,” *IEE Electr. Letters*, 40 (5), pp. 325-326, Mar. 2004.

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 이론, 채널 부호화, 통계학적 신호처리