

시분할 듀플렉싱 기반의 적응 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템에서 부대역-프레임 크기와 모드 변환점의 최적 결정 기법

정희원 신길호*, 이창석, 김정곤, 종신회원 김형명

An Optimal Determination of Subband-Frame Size and Mode Switching Level for Adaptive OFDM-TDD System

Kil-Ho Shin, Chang-Suk Lee, Jung-Gon Kim, Hyung-Myung Kim *Regular Members*

요약

이 논문에서는 주파수 선택적 시변 채널환경에서 시분할 듀플렉싱(TDD) 기반의 적응 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템(OFDM)에 적합한 최적의 부대역-프레임 크기와 모드 변환점 결정 기법을 제안하고 이를 분석하였다. 목표 BER을 만족시키면서, 주파수 선택성과 사용자의 이동성과 모드 변환 정보에 의한 시그널링 오버헤드를 고려한 스펙트럼 효율을 최대화하는 관점에서 최적화된 모드 변환점 및 이에 따른 부대역과 프레임 크기를 구하는 방법을 제시하였다. 이를 위해 부대역-프레임 크기가 고정값으로 주어진 상황에서, 목표 BER을 만족하면서 스펙트럼 효율이 최대화되는 모드 변환점을 찾은 후에, 다음으로 여러 후보군 중에서 스펙트럼 효율을 최대화시키는 부대역-프레임 크기가 결정될 수 있도록 하였다. 모의 실험 결과를 통해서 제안한 방식이 스펙트럼 효율과 BER 관점에서 기존의 방식보다 성능이 뛰어난 것을 보여준다.

Key Words : Adaptive OFDM, subband-frame size, mode switching level, rms delay spread, Doppler frequency

ABSTRACT

In this paper, an optimal determination method of the subband-frame size and mode-switching level is proposed for adaptive OFDM-TDD systems in frequency-selective time-varying channels. The optimization problem considering frequency selectivity, user's mobility, and the signaling overhead caused by the mode change information is formulated in the maximum spectral efficiency sense satisfying the target BER. Assuming that subband-frame size is given, the mode-switching level is first optimized so that the spectral efficiency can be maximized satisfying the target BER. The subband-frame size among candidates is then determined, which maximizes the spectral efficiency. Simulation results show that the proposed scheme outperforms conventional schemes, in terms of the spectral efficiency and the BER.

* 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (khshin@kaist.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-01-050, 접수일자 : 2005년 1월 28일

※ 본 논문은 정보통신부의 정보통신기초기술연구지원사업(정보통신연구진흥원)으로 수행한 결과입니다.

I. 서론

최근 4세대 이동통신 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되면서, 이동 멀티미디어 전송을 위한 데이터의 고속 전송을 지원하는 서비스에 대한 요구가 증가되고 있다. 그러나, 이동통신 환경에서의 고속 전송 통신은 다중 경로 환경으로 인한 심볼간 간섭(ISI)에 의해 많은 제한을 받게 되고, 이러한 다중 경로 감쇄를 극복하기 위해서, 다중 반송파를 사용하는 직교 주파수 분할 다중 접속 방식(Orthogonal frequency division multiplexing : OFDM)을 사용하는 것이 대안으로 고려되어 논의되고 있다 [1],[2]. 또한, 이러한 다중 감쇄 채널에서 OFDM 시스템의 스펙트럼 효율을 높이기 위한 하나의 구현방식으로서, 적응 변조 방식(adaptive modulation)을 적용하여 사용하는 것을 들 수 있는데, 이는, 수신단에서 추정된 채널 상태 정보에 기반을 두고, 각각의 반송파에서의 변조 모드를 적응적으로 변화시켜주는 기법이다. 일반적으로, 채널 상태 정보는 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio)를 주로 사용하며, 수신단에서 측정된 순간 SNR 정보가 피드백 채널을 통해서 전송되고 이는 송신단에서 변조 모드를 결정하는데 필수적인 정보로서 사용된다 [3]-[5]. 또한, 순간 SNR 측정을 위하여 PSAM (pilot symbol-assisted modulation) 기법이 제안되었다 [6].

일반적으로 모드 변환 기반의 적응 변조 시스템에서, 모드 변환점을 어떻게 설정하는가는 데이터 전송율과 BER 관점에서 성능을 향상 시키는데 가장 중요한 요인으로 여겨지고 있다. 지금까지, 적절한 모드 변환점을 찾기 위한 다양한 방식들이 시도되어 왔다. Webb과 Steele은 AWGN 채널에서 일정한 심볼 rate를 지닌 적응 QAM을 제안하였고, 이 방식에서 모드 변환점은 목표 BER을 만족하는 SNR값으로 결정이 되었다[7]. Goldsmith는 M-QAM의 근사화된 BER을 사용하여 부최적의 모드 변환점을 결정하였으며[8], Choi와 Hanzo는 M-QAM의 평균 BER의 정확한 표현을 이용하여 주파수 비선택적 채널에서 일정한 전력을 갖는 적응 변조 방식에서의 최적의 모드 변환점을 구하였다[9].

일반적으로, 다중 반송파 시스템에 적합한 반송파 기반의 적응 변조방식에서는, 모든 반송파에 대한 모드 변환 정보가 수신단으로 전송되어야 하는데, 이는 전송되는 정보량의 증가로 인하여 시그널링 오버헤드를 증가시키게 되고, 이는 또한 정보데이터

의 전송을 또는 스펙트럼 효율을 감소시키게 된다. 이러한 시그널링 오버헤드를 줄이기 위해서 블록 기반의 적응 변조 방식이 [10]과 [11]에 제안되었다. 이 두 방식에서, 반송파들은 같은 변조 모드를 사용하는 하나의 부대역으로서 정의된 주파수 블록으로 묶여진 후, 고정된 모드 변환점을 가진 상태에서, 최소의 BER 요구사항을 만족하기 위해서 하나의 부대역내의 최소의 SNR[10] 또는 평균 SNR[11]에 따라서 적응 변조를 적용하였다.

본 논문에서는, 이동멀티미디어 전송을 위한 OFDM-TDD 시스템에서, 부대역-프레임 크기에 따라서 적응적으로 최적화된 모드 변환점을 가지는 부대역-프레임 기반의 적응 변조 방식을 주파수 선택적 시변 채널환경에서 고려하여 제안하고 이를 분석하였다. 부대역-프레임 길이는 주파수-시간 영역에서 같은 변조 모드를 사용하는 인접한 반송파와 심볼의 갯수를 나타낸다. 제안된 방식에서는, 부대역 크기는 주파수 선택성, 즉, rms지연 확산, 그리고 프레임 크기는 사용자의 속도, 즉, Doppler주파수에 따라서 결정된다. 만약 부대역-프레임 크기가 증가하면 시그널링 오버헤드는 감소한다. 그러나 하나의 부대역-프레임 내에서는 채널 크기의 변화에 의해서 평균 BER은 증가하게 되므로, 목표 BER을 만족하기 위해서 모드 변환점이 증가해야 할 것이며, 이로 인해 결과적으로 스펙트럼 효율은 감소하게 될 것이다. 따라서, 부대역-프레임 크기 증가와 모드 변환점 증가 사이에는 트레이드 오프 관계가 존재한다. 이러한 트레이드 오프 관계를 이용해서 목표 BER을 만족하면서, 스펙트럼 효율을 최대화시키는 관점에서 최적화 문제를 형성할 수 있으며, 본 논문에서는 이를 위해, 먼저 최적화된 모드 변환점을 도출한 후, 이를 이용해 최적의 부대역-프레임 크기가 결정될 수 있음을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 본 논문에서 고려하고 있는 적응 OFDM-TDD 시스템이 소개된다. 3장에서는 제안된 적응 OFDM-TDD 시스템에서 최적의 부대역-프레임 크기와 모드 변환점을 결정하는 방법을 기술한다. 4장에서는 모의 실험 결과와 성능 비교가 제시되고 마지막으로 5장에서 는 논문의 결론을 제시하였다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 적응 OFDM-TDD 시스템의 구성도가 그림 1에 나타나 있다. 우리는 L 개의

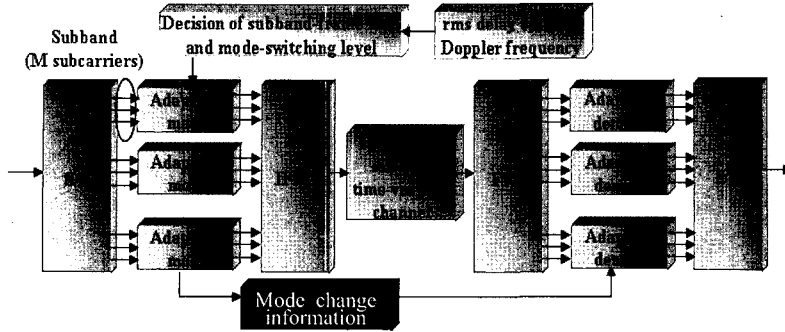


그림 1. 적응 OFDM-TDD 시스템 구성도

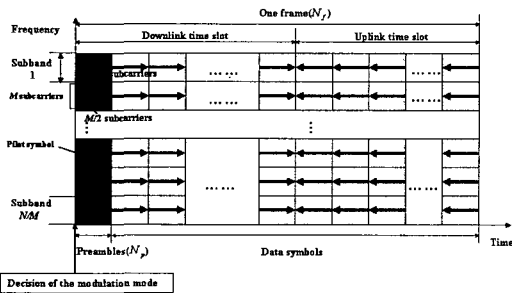


그림 2. OFDM-TDD 시스템의 부대역-프레임 구조

다중 경로를 갖는 단일 셀 기반 주파수 선택적 시변 채널에서의 단일 사용자 OFDM 시스템을 고려한다. 낮은 시스템 복잡도를 위해서 모든 반송파마다 같은 전력이 할당되고, 적응 변조를 위한 모드 변환 정보는 어러가 없으며, Doppler 주파수와 rms 지연 확산의 추정은 완벽하다고 가정하였다 [12], [13].

OFDM-TDD 시스템의 부대역-프레임 구조는 그림 2에 설명되어 있다. 하나의 프레임은 비율이 2:1인 하향 링크 타임 슬롯과 상향 링크 타임 슬롯으로 이루어진다. 하나의 프레임 내에서 인접한 심볼의 총 개수는 N_f 이다. 하향 링크 타임 슬롯의 시작점에, 초기 동기, 셀 탐색, 주파수 오프셋 및 채널 측정을 위한 프리앰블 심볼들이 들어가 있다. 하나의 부대역은 M 개의 인접한 반송파들로 이루어져 있다. 하나의 부대역내에는 $M/2$ 번째 반송파에 하나의 파일럿 심볼이 존재하고 파일럿 심볼의 위쪽 및 아래쪽에 같은 상관을 대칭적으로 갖는 $M/2 - 1$ 개의 데이터 심볼이 존재한다. 그리고 M 번째 반송파에 하나의 데이터 심볼이 존재한다. 부대역-프레임 크기는, (M, N_f) 와 같이 쌍으로 표현된다. 변조 모드는 프레임의 시작점에서의 각각의 부대역 내에 있는 한 개의 파일럿 심볼에 근거하여 결정된

다. 인접한 M 개의 반송파와 N_f 개의 심볼로 이루어진 하나의 부대역-프레임 내에서는 같은 변조 모드가 사용된다. TDD 시스템에서의 채널의 대칭성에 의해서 같은 변조 모드가 상향링크와 하향링크에 적용된다. 그래서 적응 변조를 위한 피드백 채널은 필요하지 않다. 또한 목표 BER은 상향링크와 하향링크에서 같다고 가정하였다.

III. 최적의 부대역-프레임 크기와 모드 변환점

3.1 문제 형성

5-모드 적응변조가 사용된다는 가정하에 BER 조건을 만족시키면서 스펙트럼 효율을 최적화하는 문제는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\max_{M, N_f, S(M, N_f)} SE(M, N_f, S(M, N_f)) \quad \text{subject to } P_{ave} \leq P_{th} \quad (1)$$

여기서 $SE(M, N_f, S(M, N_f))$ 는 스펙트럼 효율 (bit/sec/Hertz), M 은 부대역 크기, N_f 는 프레임 크기, $S(M, N_f)$ 는 모드 변환점 집합, P_{ave} 는 평균 BER, 그리고 P_{th} 는 목표 BER을 각각 나타내고 있다. 목표 BER 요구조건을 만족하기 위해서, 모드 변환점은 부대역-프레임 크기에 따라 변화되어야 한다. 실제적으로, 모드 변환점은 Doppler 주파수와 rms 지연 확산에 종속적이다. 특정 Doppler 주파수와 rms 지연 확산이 주어졌을 때, 최적의 모드 변환점이 결정된다. 따라서, 모드 변환점 집합은 다음과 같이 정의된다.

$$S(M, N_f) = \{s_1(M, N_f), s_2(M, N_f), s_3(M, N_f), s_4(M, N_f)\} \quad (2)$$

스펙트럼 효율과 평균 BER은 각각 다음과 같다.

$$SE(M, N_f, S(M, N_f)) = \frac{(N_f - N_p)(M-1)(N/M) \sum_{i=0}^4 b_i \int_{s_0(M, N_f)}^{s_1(M, N_f)} f(\gamma) d\gamma - N/M(\lceil \log_2 5 \rceil)}{N_f T_s N \Delta f} \quad (3)$$

$$P_{ave} = \frac{(N/M) \sum_{i=0}^4 b_i \int_{s_0(M, N_f)}^{s_1(M, N_f)} \bar{p}_m(\gamma) f(\gamma) d\gamma}{(N_f - N_p)(M-1)(N/M) \sum_{i=0}^4 b_i \int_{s_0(M, N_f)}^{s_1(M, N_f)} f(\gamma) d\gamma} \leq P_{th} \quad (4)$$

여기서 N 은 전체 부캐리어 개수, N_p 는 프리앰블 심볼 개수, T_s 는 심볼 시간, Δf 는 부캐리어 간격, $s_i(M, N_f)$ 는 모드 i 로 심볼을 전송하기 위해 필요한 모드 변환점이고, $s_0(M, N_f) = -\infty$ dB, $s_5(M, N_f) = \infty$ dB 이다. $(N/M)(\lceil \log_2 5 \rceil)$ 은 5개의 전송 모드를 나타내기 위해 요구되는 전체 모드 변환 정보 비트수, 여기서 $\lceil x \rceil$ 는 x 보다 크거나 같은 최소 정수, b_i 는 모드 i 에서의 심볼당 비트수를 나타내며, 그리고 $f(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$ 은 평균 채널 SNR $\bar{\gamma}$ 을 가지는 Rayleigh 감쇄 채널에서의 순시 채널 SNR의 확률밀도함수를 나타낸다. 식 (4)의 분모와 분자는 각각 한 프레임 구간 동안의 모든 부대역에서의 전체 평균 전송 비트수와 전체 평균 오류 비트수를 나타낸다.

변조 모드 i 가 적용되었을 때 하나의 부대역-프레임 내의 평균 BER의 합을 $\bar{p}_m(\gamma)$ 로 정의하자.

$$\bar{p}_m(\gamma) = \begin{cases} 2 \sum_{n=N_p}^{N_f} \sum_{k=1}^{M/2-1} \int BER_m(\gamma) f_{\gamma(k,n)}(\gamma) d\gamma \\ + \sum_{n=N_p}^{N_f} \int BER_m(\gamma) f_{\gamma(M/2,n)}(\gamma) d\gamma & (M \neq 2) \\ \sum_{n=N_p}^{N_f} \int BER_m(\gamma) f_{\gamma(l,n)}(\gamma) d\gamma & (M = 2), \end{cases} \quad (5)$$

여기서, $BER_m(\gamma)$ 은 AWGN 채널에서의 모드 i 의 BER을 $f_{\gamma(k,n)}(\gamma)$ 은 파일럿 심볼의 순시 SNR이 γ 로 주어졌을 때 파일럿 부반송파로부터 k 개의 부반송파만큼, 파일럿 심볼로부터 n 심볼만큼 떨어진 지점에 대한 순시 채널 SNR γ 의 조건부 확률밀도 함수를 나타낸다.

$$f_{\gamma(k,n)}(\gamma|\bar{\gamma}) = \frac{1}{\bar{\gamma}(1-|r_H(k,n)|^2)} \exp\left(-\frac{\gamma + |r_H(k,n)|^2 \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}{1-|r_H(k,n)|^2}\right) I_0\left(\frac{2|r_H(k,n)|\sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}}{1-|r_H(k,n)|^2}\sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}\right) \quad (6)$$

여기서 $I_0(x)$ 는 1종의 0차 변형 베셀 함수(the zeroth order modified Bessel function of the first kind)이고 $r_H(k,n)$ 는 파일럿 부반송파로부터 k 개의 부반송파만큼, 파일럿 심볼로부터 n 심볼만큼 떨어진 지점에 대한 채널 상관함수이며 다음과 같이 주어진다.

$$r_H(k,n) = \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 e^{-j2\pi n \Delta f \tau_l} J_0(2\pi f_d n T_s) \quad (7)$$

여기서, L , σ_l^2 , τ_l , f_d 는 각각 다중경로 개수, l 번째 경로의 채널이득 전력, l 번째 경로의 지연 확산, 그리고 Doppler 주파수를 나타내고 $J_0(x)$ 는 1종의 0차 베셀 함수(the zeroth order Bessel function of the first kind)이다 [14]. (6)에 대한 유도시 아래의 성질이 사용되고 자세한 유도 과정은 부록 A에 기술되어 있다.

성질 1. 주파수 영역에서 ODFM 시스템에서 시간 t 의 m 번째 부반송파의 레일리히 페이닝(Rayleigh fading) 채널 이득을 알 수 있다면, 시간 $t+nT_s$ 의 $(m+k)$ 번째의 부반송파의 채널 이득은 라이치안 분포(Rician distribution.)를 가진다.

스펙트럼 효율은 모드 변환점과 부대역-프레임 크기에 종속적이다. 또한, 모드 변환점은 부대역-프레임 크기에 종속적이므로, 부대역-프레임 크기 및 모드 변환점을 결합적으로 유도하는 것은 수학적으로 접근하기 쉽지 않다.

우리는 그림 3과 같은 다른 접근방식을 제안한다. 주어진 부대역-프레임 크기들에서 목표 BER을 만

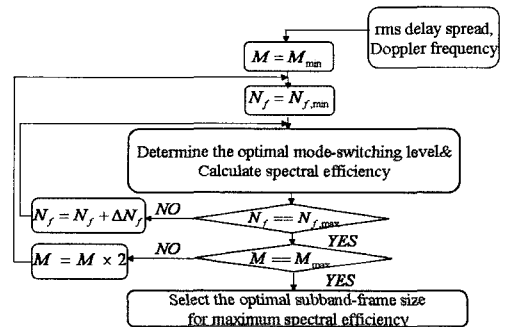


그림 3. 제안된 적응 변조 기법

족시키면서 스펙트럼 효율을 최대가 되도록 하는 모드 변환점들을 구하고 다음으로 부대역-프레임 후보군 중에 스펙트럼 효율을 최대화시키는 부대역-프레임 크기를 결정한다.

3.2 최적의 모드 변환점의 결정

고정된 Doppler 주파수와 rms 지연 확산을 가지는 채널에서 특정 부대역-프레임 크기가 주어졌을 때, 목표 BER을 만족하면서 스펙트럼 효율을 최대화시키는 모드 변환점을 유도할 수 있다. 최적화 문제 (1)을 해결하기 위해 스펙트럼 효율을 최대화시키는 Lagrangian 곱수를 사용하면, 수정된 비용함수는 다음과 같이 주어진다.

$$Z = SE(M, N_f, S(M, N_f)) + \lambda \left\{ \begin{aligned} & (N/M) \sum_{i=0}^4 b_i \int_{s_i(M, N_f)}^{s_{i+1}(M, N_f)} \bar{p}_{m_i}(\gamma) f(\gamma) d\gamma \\ & - P_{th}(N_f - N_p)(M-1)(N/M) \sum_{i=0}^4 b_i \int_{s_i(M, N_f)}^{s_{i+1}(M, N_f)} f(\gamma) d\gamma \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

최적의 모드 변환점을 결정하기 위해서, 다음과 같은 조건을 만족해야만 한다.

$$\frac{\partial Z}{\partial s_i(M, N_f)} = 0, \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (9)$$

$$\frac{\partial Z}{\partial \lambda} = 0 \quad (10)$$

식 (10)을 다시 정리하면, 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial Z}{\partial s_i(M, N_f)} = \frac{(N_f - N_p)(M-1)/M(b_{i-1} - b_i)f(s_i(M, N_f))}{N_f T_s \Delta f} + \lambda \{ -b_i \bar{p}_{m_i}(s_i(M, N_f)) + b_{i-1} \bar{p}_{m_{i-1}}(s_i(M, N_f)) \} f(s_i(M, N_f)) - \lambda P_{th}(N_f - N_p)(M-1)(b_{i-1} - b_i)f(s_i(M, N_f)) = 0. \quad (11)$$

식 (11)로부터, 다음 식을 또한 얻을 수 있다.

$$f(s_i(M, N_f)) \left[\begin{aligned} & (N_f - N_p)(M-1)(b_{i-1} - b_i) \left(\frac{1}{MN_f T_s \Delta f} - \lambda P_{th} \right) \\ & + \lambda \{ -b_i \bar{p}_{m_i}(s_i(M, N_f)) + b_{i-1} \bar{p}_{m_{i-1}}(s_i(M, N_f)) \} \end{aligned} \right] = 0 \quad (12)$$

식 (12)에서 $f(s_i(M, N_f)) = 0$ 의 경우는 자명해(trivial solution)가 얻어지므로 고려하지 않는다. $i=1$ 인 경우 식 (12)를 재정리하고 Lagrangian 곱

수 λ 를 제거하면, 식 (12)는 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{p}_{m_i}(s_i(M, N_f)) = \frac{b_i \bar{p}_{m_i}(s_i(M, N_f)) - b_{i-1} \bar{p}_{m_{i-1}}(s_i(M, N_f))}{b_i - b_{i-1}} \quad (13)$$

만일 식 (13)의 좌변과 우변을 $Y_i(s_i(M, N_f))$ 과 $Y_i(s_i(M, N_f))$ 로 각각 정의하면 다음을 얻을 수 있다.

$$Y_i(s_i(M, N_f)) = Y_i(s_i(M, N_f)) \quad \text{for } i = 2, 3, 4, \quad (14)$$

만일 $Y_i(s_i(M, N_f))$ 가 단조 특성을 가진다면, $Y_i(s_i(M, N_f))$ 의 역함수가 존재하고 $Y_i(s_i(M, N_f))$ 로부터 유일한 $s_i(M, N_f)$ 를 결정할 수 있다. 그러므로, $Y_i(s_i(M, N_f))$ 의 역함수가 존재하는지 고찰해 보자.

$\beta_i(\gamma)$ 와 $\beta_i(\gamma)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\beta_i(\gamma) = BER_{m_i}(\gamma) \quad (15)$$

$$\beta_i(\gamma) = \frac{b_i BER_{m_i}(\gamma) - b_{i-1} BER_{m_{i-1}}(\gamma)}{b_i - b_{i-1}} \quad (16)$$

그러면, $Y_i(s_i(M, N_f))$ 와 $Y_i(s_i(M, N_f))$ 는 다음과 같이 다시 정의된다.

$$Y_i(s_i(M, N_f)) = \begin{cases} \int_{s_i}^{\gamma} \beta_i(\gamma) \left[\sum_{n=N_f}^{N_f} \left(2 \sum_{l=1}^{M/2-1} f_{r_{l,n}}(\gamma) |s_i(M, N_f)| \right) + f_{r_{(M/2,n)}}(\gamma) |s_i(M, N_f)| \right] d\gamma & (M \neq 2) \\ \int_{s_i}^{\gamma} \beta_i(\gamma) \left[\sum_{n=N_f}^{N_f} f_{r_{l,n}}(\gamma) |s_i(M, N_f)| \right] d\gamma & (M = 2), \end{cases} \quad (17)$$

$$Y_i(s_i(M, N_f)) = \begin{cases} \int_{s_i}^{\gamma} \beta_i(\gamma) \left[\sum_{n=N_f}^{N_f} \left(2 \sum_{l=1}^{M/2-1} f_{r_{l,n}}(\gamma) |s_i(M, N_f)| \right) + f_{r_{(M/2,n)}}(\gamma) |s_i(M, N_f)| \right] d\gamma & (M \neq 2) \\ \int_{s_i}^{\gamma} \beta_i(\gamma) \left[\sum_{n=N_f}^{N_f} f_{r_{l,n}}(\gamma) |s_i(M, N_f)| \right] d\gamma & (M = 2). \end{cases} \quad (18)$$

비중심성(noncentrality) 파라미터 S 와 분산 V 는 다음과 같이 정의된다.

$$S = |r_H(k, n)| \sqrt{\frac{s_i(M, N_f)}{\bar{\gamma}}} \quad (19)$$

$$V = \frac{1}{2} (1 - |r_H(k, n)|^2). \quad (20)$$

또한 누적 분포 함수 $F_{Y(k,n)}(t|s_i(M, N_f))$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$F_{Y(k,n)}(t|s_i(M, N_f)) = \int_{f_{Y(k,n)}(y|s_i(M, N_f))} dy, \quad t > 0 \quad (21)$$

k, n 이 고정되었을 때, $f_{Y(k,n)}(y|s_i(M, N_f))$ 은 y 가 비중심성 파라미터 S 일 때 최대값을 가지므로 식 (21) 은 $s_i(M, N_f)$ 에 대한 단조 감소함수이다. 그림 4는 $\beta_1(y)$ 와 $\beta_2(y)$ 가 y 에 대한 단조감소함수임을 보여준다. $s_1(M, N_f)$ 와 $s_2(M, N_f)$ 가 증가됨에 따라 $Y_1(s_1(M, N_f))$ 과 $Y_2(s_2(M, N_f))$ 또한 각각 단조감소한다. 하지만 $\beta_3(y)$ 와 $\beta_4(y)$ 는 그림 4에서 보여진 것처럼 단조 감소하지 않는다. 따라서, $Y_3(s_3(M, N_f))$ 와 $Y_4(s_4(M, N_f))$ 는 각각 $s_3(M, N_f)$ 와 $s_4(M, N_f)$ 에 대한 단조 감소함수가 아니다. 따라서, 식 (14)를 만족하는 다중해가 존재하게 된다. 낮은 모드 변환점은 높은 평균 채널 SNR을 의미함에 주목하라.

전통적인 적응변조 방식에서 매우 자주 사용되는 Webb 방식 [6] 에서, $s_3(M, N_f)$ 와 $s_4(M, N_f)$ 의 값은 각각 16.57dB 와 22.95dB 이다. 만일 $s_3(M, N_f)$ 와 $s_4(M, N_f)$ 가 각각 -12.3dB 와 -0.4dB 이하라면, 이러한 경우의 평균 채널 SNR 값은 관심 범위(7~30dB)에서 제외된다. 따라서, $s_3(M, N_f)$ 와 $s_4(M, N_f)$ 는 각각 -12.3dB 와 -0.4dB 보다 커야 한다. 따라서, $Y_3(s_3(M, N_f))$ 와 $Y_4(s_4(M, N_f))$ 는 관심 범위의 모드 변환점에 대해서 단조 감소한다고 결론을 내릴 수 있다. 그림 5는 식 (14)를 만족하는 다중해가 없음을 보여준다.

따라서, 모드 변환점 집합은 $s_1(M, N_f)$ 에 종속적이며 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(M, N_f) &= \mathbf{S}(s_1(M, N_f)) \\ &= \{s_1(M, N_f), s_2(s_1(M, N_f)), s_3(s_1(M, N_f)), s_4(s_1(M, N_f))\} \end{aligned} \quad (22)$$

이제 목표 BER을 만족하는 최적의 $s_1(M, N_f)$ 를 결정해야만 한다. 식 (4)의 좌변의 분모를 식 (4)와 곱하고 우변을 좌변으로 이항하면, $\mathbf{S}(s_1(M, N_f))$ 를 이용하여 $T(\mathbf{S}(s_1(M, N_f)))$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$T(\mathbf{S}(s_1(M, N_f))) = E(\mathbf{S}(s_1(M, N_f))) - P_n B(\mathbf{S}(s_1(M, N_f))) \quad (23)$$

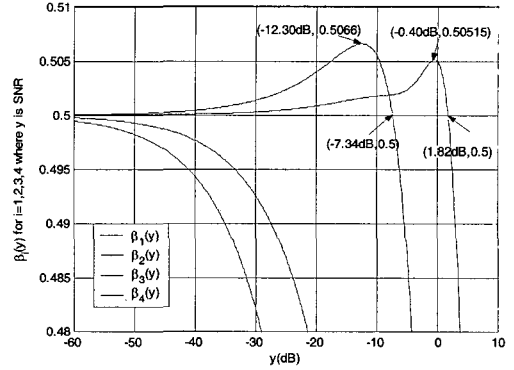


그림 4. $\beta_i(y)$ for $i=1,2,3,4$ 대 SNR

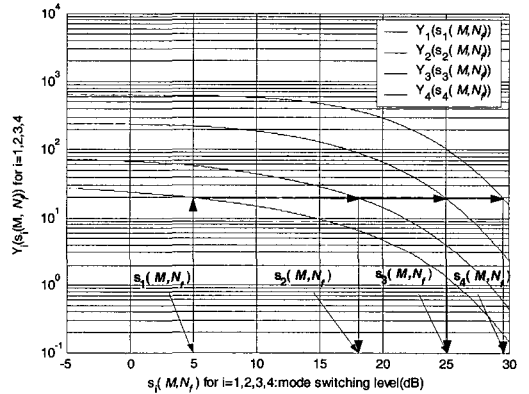


그림 5. $Y_i(s_i(M, N_f))$ 대 $s_i(M, N_f)$
($f_a = 50\text{Hz}$, $\tau_{ms} = 630\text{nsec}$, $M = 64$, $N_f = 54$, $\bar{\gamma} = 20\text{dB}$)

여기서

$$E(\mathbf{S}(s_1(M, N_f))) = (N/M) \sum_{i=0}^4 b_i \int_{s_i(M, N_f)}^{s_{i+1}(M, N_f)} \bar{p}_m(\gamma) f(\gamma) d\gamma, \quad (24)$$

$$\begin{aligned} B(\mathbf{S}(s_1(M, N_f))) &= (N_f - N_p)(M-1)(N/M) \sum_{i=0}^4 b_i \int_{s_i(M, N_f)}^{s_{i+1}(M, N_f)} f(\gamma) d\gamma. \end{aligned} \quad (25)$$

목표 BER 요구조건을 만족시키기 위하여, 모드 변환점 집합은 다음을 만족해야 한다.

$$T(\mathbf{S}(s_1(M, N_f))) \leq 0. \quad (26)$$

스펙트럼 효율을 최대화시키기 위하여, 식(26)을 만족하는 가장 작은 $s_1(M, N_f)$ 가 최적의 모드 변환점으로 선택되어야 하며, 그림 6에 $s_{1,opt}(M, N_f)$ 로

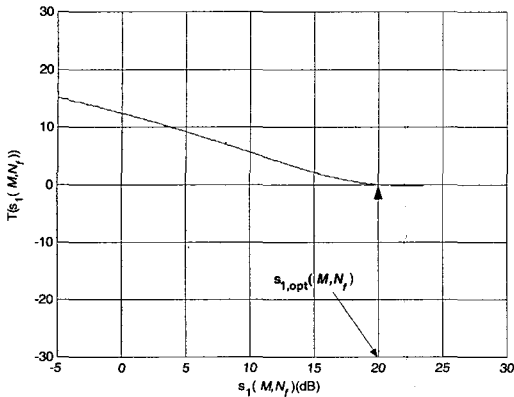


그림 6. $T(S(s_1(M, N_f)))$ 대 $s_1(M, N_f)$
 ($f_d = 50\text{Hz}$, $\tau_{rms} = 630\text{nsec}$, $M = 64$, $N_f = 54$, $\bar{\gamma} = 20\text{dB}$)

표시되었다. $s_{1,opt}(M, N_f)$ 가 결정되면, 유일한 $s_{2,opt}(M, N_f)$, $s_{3,opt}(M, N_f)$, and $s_{4,opt}(M, N_f)$ 값 들을 결정 할 수 있다.

3.3 부대역-프레임 크기의 결정

3.2에서 프레임 크기가 후보군 중에서 주어진다고 가정하면, BER 요구조건을 만족하면서 스펙트럼 효율을 최대화시키는 모드 변환점을 결정하였다. 결정된 모드 변환점 집합을 기반으로, 스펙트럼 효율을 계산할 수 있고 다음과 같이 후보군 중에서 스펙트럼 효율을 최대화시키는 최적의 부대역-프레임 크기를 결정할 수 있다.

$$(M_{opt}, N_{f,opt}) = \arg \max_{M, N_f} SE(M, N_f, S_{opt}(M, N_f)) \quad (27)$$

여기서 $S_{opt}(M, N_f)$ 은 주어진 M 과 N_f 에 대한 최적의 모드 변환점 집합이다.

IV. 모의 실험 결과

모의 실험을 위해, $N_p = 2$, 부대역 크기의 후보군은 {2,4,6,8,16,32,64}이고, 최소의 프레임 크기는 12, 최대의 프레임 크기는 54, 프레임 증분 크기는 6, 그리고 목표 BER은 10^{-3} 으로 가정한다. 다른 모의실험 파라미터는 표 1과 같다.

그림 7은 모드 변환점과 부대역-프레임 크기 간의 관계를 보여준다. 그림 7로부터, 주파수 선택적 시변 채널에서 부대역-프레임 크기가 증가함에 따라, 각 모드 변환점이 증가됨을 알 수 있다.

성능 비교를 위하여, 표 2에 보여진 4가지 전통적인 적응변조 기법을 고려한다. Choi의 방식에서 사용된

표 1. 모의실험 파라미터

반송파 주파수	2.3 GHz
전체 대역폭	10 MHz
FFT 사이즈	1024
심볼 시간	102.4 μsec
평균 채널 SNR	20dB
부반송파 간격	9.766kHz
채널 모델	ITU-R pedestrian channel B

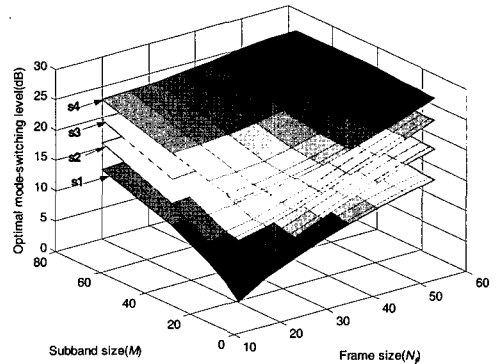


그림 7. 최적의 모드 변환점 대 부대역-프레임 크기
 ($f_d = 50\text{Hz}$, $\tau_{rms} = 630\text{nsec}$, $\bar{\gamma} = 20\text{dB}$)

표 2. 기존 방식

	모드 결정 방식	사용된 모드 변환점 결정 방식
방식 1	One pilot's SNR in a subband	Webb's scheme [7]
방식 2	Each subcarrier's SNR	Webb's scheme [7]
방식 3	One pilot's SNR in a subband	Choi's scheme [9]
방식 4	Each subcarrier's SNR	Choi's scheme [9]

모드 변환점 집합은 (4.05dB, 7.88dB, 14.52dB, 20.95dB)이고 Webb의 방식에서 사용된 모드 변환점 집합은(6.81dB, 9.82dB, 16.57dB, 22.95dB)이다.

그림 8로부터, 부대역-프레임 크기가 증가함에 따라 방식 1과 3은 목표 BER을 만족하지 못하지만, 제안된 방식은 부대역-프레임 크기에 관계없이 목표 BER을 만족함을 알 수 있다.

그림 9에서 보면 rms 지연 확산이 0-1000nsec범위일 때 제안된 방식이 방법 2보다 29-32%정도, 방법 4보다는 12-20%정도 스펙트럼 효율을 향상시킬 수 있다. 그림 10에서는 Doppler 주파수가 0-50 Hz일 때 제안된 방식이 방법2보다 4-20%, 방

V. 결론

본 논문에서는 주파수 선택적 시변 채널환경에서 단일 사용자 적응 OFDM-TDD 시스템에 적합한 최적의 부대역-프레임 크기와 모드 변환점을 결정하는 방식을 제안하고, 이를 적용하여 성능을 분석하였다. 고정된 모드 변환점을 이용하여 부반송파별로 적응 변조를 하는 기존의 방식과는 달리, 제안된 방식에서는 모드 변환 정보에 따른 시그널링 오버헤드, 주파수 선택성, 사용자의 이동성이 고려되었다.

부대역-프레임 크기와 목표 변환점을 최적화시키는 문제가 목표 BER을 만족하면서 최대의 스펙트럼 효율을 내는 관점에서 다루어졌다. 여기에서, 스펙트럼 효율은 모드 변환 정보에 영향을 주는 부대역-프레임 크기뿐만 아니라 모드 변환점에도 영향을 받는다. 시그널링 오버헤드가 부대역-프레임 크기에 반비례하는 반면, 모드 변환점은 목표 BER을 만족하기 위해서 부대역-프레임 크기에 비례한다. 부대역-프레임 크기와 모드 변환점 사이의 트레이드-오프 관계를 고려하여, 최적의 부대역-프레임 크기와 모드 변환점이 유도되었다. 4장에서의 모의 실험 결과를 통해서 살펴보면, 제안된 방식이 고정된 모드 변환점을 사용하여 반송파 또는 부대역 기반의 적응 변조 방식을 사용하는 기존의 방식보다 스펙트럼 효율과 BER 관점에서 성능이 뛰어난 것을 알 수 있었다. 부대역 크기는 파일럿 오버헤드와 밀접한 관계가 있고, 실제 통신 시스템에서 파일럿 심볼의 전력은 데이터 심볼의 전력보다 일반적으로 더 높다. 이러한 파일럿 심볼의 전력은 멀티셀 환경에서는 간섭으로 존재할 수 있는데, 본 논문에서 최적의 부대역 크기를 구함으로써 파일럿 심볼 전력을 최소화할 수 있고, 이를 통해 적절한 간섭 수준을 유지할 수 있을 것이다. 부가적으로, 제안된 방식을 적용하여 시그널링 오버헤드를 줄일 수 있고 시스템의 자원을 효과적으로 사용할 수도 있을 것이다. 본 논문에서는 여러 사용자가 존재하는 경우는 고려하지 않고 하나의 사용자만이 존재한다고 가정하였다. 실제 여러 사용자가 동시에 사용하는 경우에는 사용자의 속도에 따라서 프레임 크기를 다르게 하는 것은 시스템 설계상 힘들 수도 있다. 그렇지만 프레임 크기에 대한 candidate들이 연속적인 값들이 아니라면, 속도에 따른 최적의 프레임 크기는 사용자들의 속도의 범위가 어느 정도 bound내에서는 최적의 프레임 크기는 같을 수 있다. 예를 들면 고속도로 같은 경우네는 이동하는 차량의 속도는 어느 정

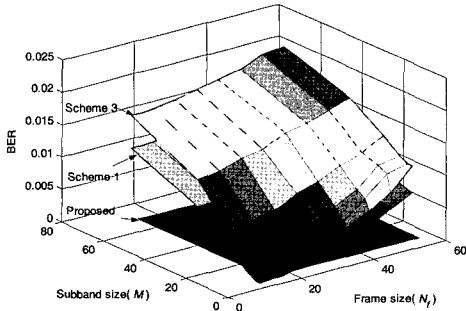


그림 8. BER 대 부대역-프레임 크기 ($f_d = 50\text{Hz}$, $\tau_{rms} = 1260\text{nsec}$, $\bar{\gamma} = 20\text{dB}$)

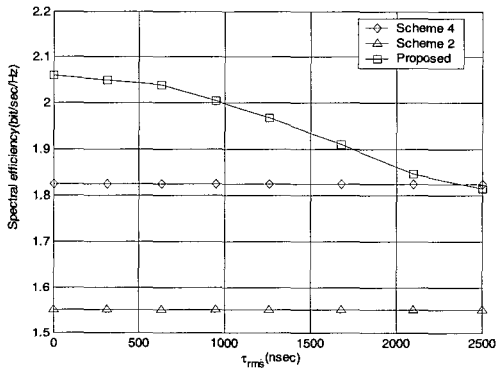


그림 9. 스펙트럼 효율 대 rms 지연 확산 ($f_d = 0\text{Hz}$, $M = 8$, $N_f = 24$)

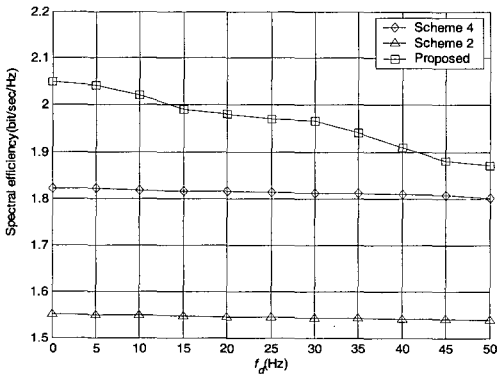


그림 10. 스펙트럼 효율 대 Doppler 주파수 ($\tau_{rms} = 0\text{nsec}$, $M = 8$, $N_f = 24$)

법 4보다는 23-32%정도 스펙트럼 효율을 향상시킬 수 있다. 그림 9과 10에서 보여진 스펙트럼 효율의 향상에 대한 주요 이유는 방식 2 및 4에 비하여 제안된 방식은 부대역-프레임에 따른 최적의 모드 변환점을 사용하여 부대역-프레임 기반의 적응 변조를 통해 시그널링 오버헤드를 줄일 수 있기 때문이다.

도 범위내에서 존재한다. 그러므로 이러한 경우 다중 사용자 환경에서도 그 속도 범위내에서 최적의 프레임 크기를 구할 수 있다. 그러므로 제안된 방식에서 얻어진 부대역-프레임 크기와 모드 변환점이 향후 도래할 4 세대 이동통신 시스템에서 사용될, OFDM-TDD 방식에 대한 설계를 수행하는데 성능 분석 및 기초기술 자료로서 중요한 역할을 할 수 있을 것이라 생각된다.

부록 A

성질 1)

주파수 영역에서 OFDM 시스템에서 시간 t 의 m 번째 부반송파의 에일리히 페이딩(Rayleigh fading) 채널 이득은 다음과 같다.

$$H_m(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j \frac{2\pi m \tau_l}{NT_s}}, \quad \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 = 1 \quad (28)$$

여기서 T_s 는 표본 시간(sampling time, σ_l^2 는 l 번째 채널 이득의 전력이다.

만약 $\alpha_l(t)$ 가 평균이 0이고 분산이 σ_l^2 인 복소 정규 랜덤 과정(complex Gaussian random process)이고 $\alpha_l(t)$ 와 $\alpha_{l'}(t)$ $l \neq l'$ 일 때 통계적으로 독립적이라면, 고속 푸리에 변화(FFT)는 선형 operation이므로, $H_m(t)$ 는 또한 평균이 0이고 분산이 1인 복소 정규 랜덤 과정이다. 시간 $t+nT_s$ 에서 $(m+k)$ 번째 부반송파의 레일리히 페이딩(Rayleigh fading) 채널 이득은 다음과 같다.

$$H_{m+k}(t+nT_s) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t+nT_s) e^{-j \frac{2\pi(m+k)\tau_l}{NT_s}} \quad (29)$$

$H_{m+k}(t+nT_s)$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 복소 정규 랜덤 과정이고 $H_m(t)$ 과 $H_{m+k}(t+nT_s)$ 사이의 상관도는 (7)과 같다. 그러므로 $H_m(t)$ 이 주어졌을 때, $\text{Re}[H_{m+k}(t+nT_s)]$ 은 평균이 $|r_H(k,n)| \text{Re}[H_m(t)]$ 이고 분산이 $\frac{1}{2}(1-|r_H(k,n)|^2)$ 인 복소 정규 과정이고 $\text{Im}[H_{m+k}(t+nT_s)]$ 은 또한 평균이 $|r_H(k,n)| \text{Im}[H_m(t)]$ 이고 분산이 $\frac{1}{2}(1-|r_H(k,n)|^2)$ 인 복소 정규 과정이다. 그리고 비중심성(noncentrality) parameter S 는 다음과 같다.

$$S^2 = |r_H(k,n)|^2 (\text{Re}[H_m(t)]^2 + \text{Im}[H_m(t)]^2) = |r_H(k,n)|^2 |H_m(t)|^2 \quad (30)$$

그러므로 $|H_{m+k}(t+nT_s)|$ 는 라이시안 분포(Rician distribution)를 가지며 확률 밀도 함수는 아래와 같이 표현된다.

$$f_{|H_{m+k}(t+nT_s)|}(h) = \frac{2h}{1-|r_H(k,n)|^2} \exp\left(-\frac{h^2+S^2}{1-|r_H(k,n)|^2}\right) I_0\left(\frac{2hS}{1-|r_H(k,n)|^2}\right) \quad (31)$$

여기서 $I_0(x)$ 는 1종의 0차 변형 베셀 함수 the 0th-order modified Bessel function of the first kind.)이다.

(31)로부터 만약 채널 SNR이 $\bar{\gamma}$ 이고 평균 심볼 전력이 1로 정규화되었다면, 잡음 전력은 $1/\bar{\gamma}$ 이다. 그러므로 S^2 은 다음과 같다.

$$S^2 = |r_H(k,n)|^2 |H_m(t)|^2 = |r_H(k,n)|^2 \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \quad (32)$$

여기서 $\gamma(= \bar{\gamma}|H_m(t)|^2)$ 는 시간 t 의 m 번째 부반송파의 순시 채널 SNR이다. $W = |H_{m+k}(t+nT_s)|^2$ 로 정의하면 그것의 확률 밀도 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$f_W(w) = \frac{1}{1-|r_H(k,n)|^2} \exp\left(-\frac{w+S^2}{1-|r_H(k,n)|^2}\right) I_0\left(\frac{2\sqrt{w}S}{1-|r_H(k,n)|^2}\right) \quad (33)$$

Y 를 시간 $t+nT_s$ 의 $(m+k)$ 번째 부반송파의 순시 채널 SNR이라 하면 Y 는 다음과 같다.

$$Y = W\bar{\gamma} \quad (34)$$

그러므로 Y 의 확률 밀도 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$f_{Y(u,\infty)}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}(1-|r_H(k,n)|^2)} \exp\left(-\frac{\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^2 + |r_H(k,n)|^2 \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}{1-|r_H(k,n)|^2}\right) I_0\left(\frac{2|r_H(k,n)|\sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}}{1-|r_H(k,n)|^2} \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}\right) \quad (35)$$

참 고 문 헌

[1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.

[2] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, pp. 665-675, July 1995.

[3] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation*. New York: Wiley; IEEE Press, 2000.

[4] J. F. Hayes, "Adaptive feedback communications," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. 16, pp. 29-34, Feb. 1968.

[5] L. Hanzo, C. Wong, and M. Yee, *Adaptive Wireless Transceivers*. New York: Wiley; IEEE Press, 2002.

[6] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.

[7] W. T. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2223-2230, July 1995.

[8] S. T. Chung and A. J. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1561-1571, Sep. 2001.

[9] B. J. Choi and L. Hanzo, "Optimum mode-switching-assisted constant-power single- and multicarrier adaptive modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 52, pp. 536-560, May 2003.

[10] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, pp. 1893-1906, Sep. 2000.

[11] R. Grunheid, E. Bolin, and H. Rohling, "A blockwise loading algorithm for the adaptive modulation technique in OFDM systems," in *Proc. Veh. Technol. Conf. 2001 Fall*, vol. 2, pp. 948-951, Oct. 2001.

[12] C. Tepedelenlioglu and G. B. Giannakis, "On velocity estimation and correlation properties of narrow-band mobile communication channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 1039-1052, July 2001.

[13] M. S. Varela and M.G. Sanchez, "RMS delay and coherence bandwidth measurements in indoor radio channels in the UHF band," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 515-525, Mar. 2001.

[14] Y. Li, L. J. Cimini Jr., and N. R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM Systems with rapid dispersive fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 902-915, July 1998.

신 길 호 (Kil-Ho Shin)

정회원



2003년 2월 고려대학교 전기전
자전파공학부(공학사)
2005년 2월 KAIST 전기 및 전
자공학과 공학석사
2005년 3월~현재 삼성전자 통
신연구소 차세대 기술팀 연구
원

<관심분야> 무선 통신 시스템 물리 계층 설계 및 성능 분석, Radio resource management, subcarrier allocation and adaptive modulation, MIMO-OFDM

이 창 석 (Chang-Suk Lee)

정회원



1991년 2월 고려대학교 전자공
학과(공학사)
1993년 2월 고려대학교 전자공
학과(공학석사)
1993년~1998년 현대전자 연구소
1999년~2004년 한국산업기술대
학교 전자공학과 겸임교수

2005년 2월 고려대학교 전자공학과 공학박사
2005년 3월~현재 삼성전자 통신연구소 책임연구원
<관심분야> 무선통신 시스템 물리계층기술, 다중사용자 검출 기술, 모뎀 SOC 기술

김 정 곤 (Jeong-Gon Kim)

정회원



1991년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과(공학사)
1993년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과(공학석사)
1998년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과(공학박사)
1998년 6월~1999년 5월 미국

University of Hawaii 전기공학과 Post-Doc.

1999년 6월~2001년 3월 LG 텔레콤 차세대 통신 연구소 선임연구원

2001년 4월~2003년 2월 삼성전자 통신 연구소 표준 연구팀 책임연구원

2003년 3월~현재 한국산업기술대학교 전자공학과 조교수

<관심분야> 4G 이동통신 시스템 물리계층 설계 및 성능분석, 3G/4G 이동통신 표준화, WPAN 관련 무선전송기술

김 형 명 (Hyung-Myung Kim)

종신회원



1974년 2월 서울대학교(공학사)
1982년 4월 미국 Pittsburgh 대학교 전기공학과(공학석사)
1985년 12월 미국 Pittsburgh 대학교 전기공학과(공학박사)
1986년 4월~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수

<관심분야> 디지털 통신 신호처리, 이동통신 기술, 다중사용자 검파기 다차원 시스템 이론, 디지털 신호와 영상처리 및 부호화