

# 통계적 채널 Quality 정보를 이용한 직교 주파수분할 다중접속(OFDMA) Part-I: 시스템 및 채널 모델링

정회원 윤석현\*

## Orthogonal Frequency Division Multiple Access with Statistical Channel Quality Measurements Part-I: System and Channel Modeling

Seokhyun Yoon\* *Regular Member*

요 약

Part-I과 II를 포함하는 본 연구에서는 하향링크 직교 주파수분할 다중접속(OFDMA) 방식을 위한 실제적인 동적 채널할당 방법에 대해 논의한다. OFDMA 시스템은 채널의 상태정보 궤환을 위한 상향링크에서의 오버헤드를 줄이기 위해 부반송파들의 집합을 하나의 부채널로 정의하고 이를 채널의 상태정보 궤환, 사용자 다중화 및 전력/부호화율 할당의 단위로 사용하는데 본 논문(part-I)에서는 부채널의 일반화된 형태로 연속구조와 분산구조를 정의하고 이들 각 부채널구조의 통계적 특성을 살펴본다. 특히, 각 구조에 대해 부채널상에서의 신호대 잡음비(SNR) 분포를 라이스 분포로 모델링함으로써 각 부채널의 채널 상태를 채널이득의 순시 평균 및 분산의 1, 2차 모멘트로 나타내고 주어진 다중경로 채널 모델에 대해 이 두 파라미터 값의 확률 분포를 유도한다. 본 논문의 결과는 part-II에서 라이스 모델링에 기초한 일반화된 동적자원할당 알고리즘을 제시하고 성능분석을 수행하는데 사용된다.

**Key Words** : OFDMA, 동적 자원할당(Dynamic Resource Allocation), 비례공평성 스케줄링

ABSTRACT

In this two-part paper, we consider dynamic resource allocation in orthogonal frequency division multiple access(OFDMA). To reduce the reverse link overhead for channel quality information(CQI) feedback, a set of sub-carriers are tied up to a sub-channel to be used as the unit of CQI feedback, user-multiplexing and the corresponding power/rate allocation. Specifically, we focus on two sub-channel structures, either aggregated or distributed, where the SNR distribution over a sub-channel is modeled as Ricean in general, and the channel quality of a sub-channel is summarized as the mean and variance of channel gain envelop divided by noise standard deviation. Then, we develop a generalized two step channel/resource allocation algorithm, which uses the two statistical measurements, and analyze the spectral efficiency of the OFDMA system in terms of average frequency utilization. An extension to proportional fair algorithm will also be addressed. As confirmed by numerical results, the aggregated structure is preferred especially when intending aggressive link adaptation.

※ 이 연구는 2005학년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음.

\* 단국대학교 전기전자컴퓨터공학부 (syoon@dgu.edu)

논문번호 : KICS2005-08-327, 접수일자 : 2005년 8월 8일

## I. 서론

무선랜과 같은 고정망에서의 성공적인 적용과 함께, 직교 주파수분할 다중화(OFDM)은 광대역 무선 접속을 위한 하나의 핵심기술로 고려되고 있다. 다이버시티 이득(diversity gain)과 간섭에 대한 면역성이 적극적인 주파수 재사용과 Seamless 핸드오프의 중추 역할을 담당했던 부호분할 다중접속(CDMA) 방식과 비교할 때, OFDM은 적극적인 링크적용 기법과 사용자 다중화 이득(user multiplexing gain)을 얻는데 더 적합한 특성을 가지고 있다. 즉, 복소지수의 기저함수들은 임의의 circular shift에 대해서도 완벽한 상호 직교성을 보이며, 따라서, 단순히 cyclic prefix만을 이용함으로써 부반송파간 간섭(co-channel interference)을 피할 수 있다. 실제로, 각 OFDM 부반송파의 채널 quality는 신호대 배경잡음비에 의해서만 결정되며 (single-cell 시나리오의 경우) 주파수 다이버시티(frequency diversity)보다는 링크적용 기법과 사용자 다중화(user-multiplexing)의 사용이 보다 효과적이다.

한편, 무선랜에 적용된 OFDM의 경우 사용자 다중화는 시간분할 방식처럼 이루어지며(실제로는 CSMA이지만 한번에 한 사용자가 전대역을 모두 사용한다는 의미에서) 모든 부반송파에 동일한 신호 성좌가 사용된다는 의미에서 주파수 diversity 기법을 사용한다고 할 수 있다. 이러한 무선랜은 적응 변복조 및 부호화 등의 링크적용 기법을 주파수 영역에서의 water-filling의 형태로 적용함으로써 성능을 향상시킬 수 있다<sup>1)</sup>. 참고문헌 [2]에 보여진 바와 같이 단일 사용자만을 가정하는 point-to-point 통신에서는 주파수영역에서의 water-filling이 다중경로 페이딩 채널에 대한 mutual information을 최대화 한다는 의미에서 최적인 것으로 알려져 있다<sup>3)</sup>. 한편, water-filling 알고리즘은 비교적 최근에서야 실제 사용이 고려되기 시작하였는데 discrete multi-tone (DMT) 시스템과 관련하여 소위 '비트 로딩' 알고리즘이 그 예이다<sup>4)</sup>. 시간영역에서의 water-filling은 적응변복조의 명칭으로 [7-9]에서 고려되었다.

그러나, 이러한 형태의 알고리즘을 적용하더라도 전체 전송 대역폭중 적지않은 부분은 주파수 선택성 채널에서의 deep null 때문에 여전히 utilization이 매우 낮아 사실상 useless한 부분이며 coverage 영역이 커지고 RMS delay spread가 커짐에 따라 이러한 양상은 더 심할것으로 예상된다. 이 경우, useless한 주파수 채널을 다른 사용자에게 할당해

줌으로 네트워크면에서의 전체 주파수 효율을 향상시킬 수 있다. 이러한 상황을 고려할 때, 전체대역을 다중사용자가 동시에 사용하는 OFDMA가 한번에 한 사용자가 전체대역을 사용하고 시분할 방식으로 사용자 다중화를 하는 단일 사용자 OFDM보다는 더 좋을 것으로 예상된다. OFDMA에서 이러한 형태의 동적 주파수채널 할당을 통해 얻을 수 있는 throughput 이득을 사용자 다중화 이득이라 하며 이와 관련하여 주어진 사용자의 요구 부호화율에 대해 전송전력을 최소화하거나 혹은 주어진 전송전력에 대해 전체 네트워크의 throughput을 최대화하는 알고리즘을 포함하여 여러 형태의 joint 비트-부반송파 할당 알고리즘들에 대해 많은 연구가 수행되었다<sup>10-15)</sup>.

한편, [10-15]에서 논의된 방식들의 실제 구현을 위해서는 송신단에서 네트워크 내 모든 사용자에 대해 각 주파수채널의 상태, 즉, 채널상태정보(Channel Quality Information, CQI)를 알고있어야 하는데 특히 주파수분할 duplexing을 사용하는 경우에서 네트워크 내 모든 사용자가 자신의 주파수 채널상태정보를 기지국에 알려주어야 한다. 터미널 노드들이 움직이지 않는 고정 네트워크의 경우 채널상태는 거의 변하지 않을 것이고 초기 링크 셋업시에 한번 혹은 가끔씩 한번 CQI를 보고해줌으로써 CQI보고에 큰 부담없이 사용자 다중화 이득을 얻을 수 있으나 이동망의 경우에는 채널이 자주 변하게되고 이에 따라 CQI보고도 자주 해주어야 하는데 이 경우 상향링크 오버헤드에 많은 부담을 주게될 수도 있다. 결국 상향링크의 오버헤드 비율과 하향링크 throughput 이득 사이에는 tradeoff이 존재하고 적절한 수준에서 두 시스템 설계 파라미터값의 조정이 요구된다.

본 논문에서는, 이러한 tradeoff을 고려하여 우선 복수개의 부반송파를 하나의 부채널로 정의하고 이를 CQI 피드백, 사용자 다중화 및 전력/부호화율 할당의 단위로 사용하고, 하나의 부채널내에서 신호대 배경잡음비의 랜덤 변동을 고려하여 부채널의 채널상태정보를 주파수 이득의 1, 2차 모멘트로 정의한다. 즉, 주어진 하나의 부채널 내에서도 각각의 부반송파의 채널 quality (신호대 배경잡음비)가 서로 다를 수 있는데 이러한 랜덤 fluctuation이 존재하는 상태에서는 1차 모멘트인 평균 SNR만을 이용한 전력/부호화율의 할당은 부정확할 수 있어, 1차 모멘트에 부가적으로 고차 모멘트를 이용할 자원할당 방식의 논의가 요구된다. 좀 더 구체적으로 말하면 부채널상의 신호대 잡음비 벡터를 라이스 분포

의 랜덤 벡터로 모델링하고 부채널의 채널상태정보를 두개의 라이스 파라미터로 요약한다. 이후에 본 연구의 part-II에서는 이에 기초한 일반화된 2단계 자원 할당 알고리즘을 유도하고 이의 성능분석에 대해서도 논의한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선 다음의 2절에서는 시스템 모델과 두가지의 일반화된 부채널 구조에 대해서 논의하고, 3절에서는 부채널의 채널 상태정보를 라이스 분포의 두 파라미터로 모델링하고 주어진 다중경로 채널 모델에 대한 이들 파라미터의 통계적 속성을 알아본다. 마지막으로 4절에서는 결론을 제시한다.

최근 컴퓨터 기술의 급속한 발전으로 인해 기존의 텍스트 위주의 사용자 환경에서 벗어나 이미지, 그래픽, 오디오 및 비디오 데이터 등을 제공하는 멀티미디어 사용자 환경으로 변화하고 있다.

## II. 시스템 구성

본 연구에서는 하나의 기지국(base station, BS)와 다수의 이동단말(mobile terminal, MT)로 구성된 단순한 고품셀 시스템의 하향링크를 고려한다.

### 2.1 신호 모델

$\mathbf{x}^{(k)} = [x_0^{(k)}, x_1^{(k)}, \dots, x_{N-1}^{(k)}]$ 를 k번째 MT에서 수신된 OFDM 심볼 벡터라 하자. 여기서, N은 유용한 부반송파의 수이며 편의상 FFT point수와 같다고 가정한다. 벡터의 각 요소는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$x_n^{(k)} = g_n^{(k)} \sqrt{P_n} s_n + n_n^{(k)} \quad (1)$$

여기서,  $g_n^{(k)}$ 는 n번째 부반송파의 복소 채널이득이며,  $P_n$ 는 n번째 부반송파에 할당된 전송신호의 전력,  $s_n$ 은 n번째 부반송파로 전송된 데이터 심볼,  $n_n^{(k)}$ 는 n번째 부반송파에 대한 평균 0, 분산  $N_0$ 의 복소 가우시언 잡음신호이다. 기지국에 K명의 사용자 데이터가 서비스받기를 기다리고 있다고 하자.  $\mathbf{y}_n^{(k)}$ 를 k번째 사용자(MT)의 n번째 부반송파의 채널 quality라하고 다음과 같이 정의한다.

$$\gamma_n^{(k)} = |g_n^{(k)}|^2 / N_0 \quad (2)$$

채널 quality는 신호대 잡음비와는 다르며 신호대

잡음비는 다음과 같이 정의된다.

$$\beta_n^{(k)} = P_n \gamma_n^{(k)}$$

### 2.2 부채널 구조: 분산 및 연속구조

일반적으로 OFDMA 시스템에서 부반송파 단위 자원할당을 위해서는 각 부반송파의 채널 quality의 완전한 지식을 송신단이 가지고 있어야 하는데 이는 상향링크의 오버헤드를 크게 증가시킬 수 있다. 상향링크를 통해 보고되어야 하는 CQI 보고량을 줄이기 위한 하나의 방법은 앞서 언급했듯이 복수개의 부반송파를 하나의 부채널로 정의하고 요약된 부채널의 CQI만을 기지국에 보고하는 것인데 이 때 그림1에 나타난 것과 같은, 분산구조와 연속구조의 두 가지의 일반화된 부채널 구조를 생각해 볼 수 있다. 그림 1의 채널구조들은 각각 Wibro<sup>[16]</sup> 및 802.16<sup>[17]</sup> 등에서 고려되고 있는 Diversity 채널과 Block AMC 채널로 볼 수 있다. 편의상 이들 구조를 일반화하여 그림 1에 도시하였으나 구체적인 부분에서 약간 다르다하더라도 전체 시스템 성능면에서는 큰 차이가 없을 것으로 판단되며 본 논의의 결과가 Wibro 시스템등에도 그대로 적용가능할 것으로 생각된다. 분산구조의 경우는 각 부채널에 속하는 부반송파들이 물리적으로 전체 대역에 분산되어 있어 일차적으로 주파수 다이버시티를 얻기에 적합한 구조로 안정적인 링크 quality를 확보하는데 적당한 구조이다.

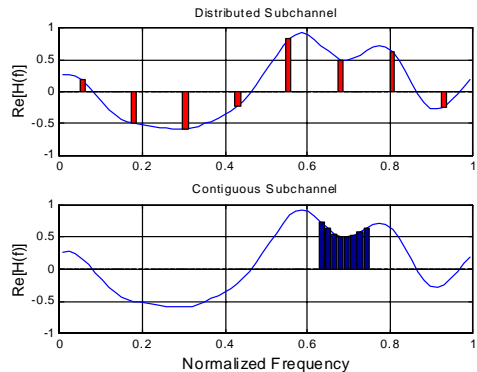


그림 1. 연속 및 분산, 두 부채널구조에 대한 일러스트레이션, (a) 분산구조 (b) 연속구조

한편, 연속구조의 경우 하나의 부채널에 속해있는 부반송파들은 물리적으로 인접해 있어 동적 채널할당 및 적응변복조/부호화 방식등의 링크적응기법을 적용하기에 적합한 구조이다. 실제로, 인접한

부반송파를 하나의 부채널로 정의하는것은 (효과적으로는 약간 다르지만) 부반송파의 대역폭을 확장한 것으로 볼 수도 있다. 비록, 이러한 형태의 부채널 구조가 (뒤에서도 논의 될 것이지만) 사용자 다중화와 water-filling 형태의 지원할당으로 얻을 수 있는 throughput 이득을 감소시킬 수도 있지만 부채널의 대역폭이 채널의 coherence 대역폭보다 충분히 작다면 throughput 이득의 감소는 크지않을 것으로 예상된다.

### III. 채널 모델링

앞절에서 복수개의 부반송파를 하나의 부채널로 정의하였고 부채널의 일반적 구조로서 분산구조와 연속구조의 두가지 구조를 살펴보았다. 앞서 언급했듯이 연속부채널구조에 대해서도 coherence 대역폭이 부채널 대역폭보다 훨씬 크지않다면 하나의 부채널상에서의 채널 quality는 각 부반송파마다 다른 값을 가질 수 있다. 이번 절에서는 이러한 부채널상에서의 채널 quality fluctuation을 적절히 표현하기 위한 통계적 모델에 대해서 논의한다.

#### 3.1 채널 모델 및 정의

지수함수의 지연-전력 profile을 갖는 다중경로 페이딩 채널을 고려하고 각 경로의 envelope가 Rayleigh 분포를 갖는다고 가정하자. 또한 wide-sense stationary uncorrelated scatter(WSSUS)를 가정하고 tapped delay line 모델을 이용하면 채널의 임펄스 응답  $v_d$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.<sup>1)</sup>

$$v_d = Vexp(-d/2D)w_d, \quad d=0,1,\dots,D_{max} \quad (5)$$

여기서  $D$ 는 RMS delay spread이고  $D_{max}$ 는 최대 delay spread,  $w_d$ 는 평균 0, 분산 1의 circularly symmetric 복소 가우시안 랜덤 변수이다.  $w_d$ 는 각각 서로 독립이라고 가정하며 따라서  $E[w_i^*w_j] = \delta_{ij}$  ( $\delta_{ij}$ 는 Kronecker delta 함수)이다.  $V$ 는 정규화 인자이며  $\sum_{d=0}^{D_{max}} E|v_d|^2 = 1$ 이 되도록 설정된다.  $v_d$ 의 N-point FFT는 복소의 채널 주파수 이득으로 다음과 같다.

1) 비록, 여기서는 지수함수 형태의 delay profile만을 고려할 것이나 (5)를 다른 delay profile로 대체하여 임의의 형태를 갖는 delay profile에 대해서도 본 논문에서 얘기하고자하는 논리가 동일하게 적용될 수 있다.

$$g_n = DFT_N[v_d] = \sum_{d=0}^{D_{max}} v_d exp(-j2\pi dn/N) \quad (6)$$

(6)은  $v_n \equiv DFT_N[w_d]$ 와 다음의 식(7)의 circular 콘볼루션으로 정의되는 수열이다.

$$g_n = DFT_N[Vexp(-d/D_s)] \quad (7)$$

또한, 정규화에 의해 (6)의 수열이 다음의 식을 만족함 알 수 있다.

$$E[g_n] = 0 \text{ and } Var[g_n] = 1 \quad (8)$$

이후의 절에서 보게되겠지만 위의 두 조건은 성능분석과정을 매우 단순화한다.

**Coherence 대역폭:**  $\psi_n$ 를  $g_n$ 의 자기상관함수로 (즉,  $\psi_n \equiv E[\sum_l g_l^* g_{l+n}]$ ), ncbw를 임의의 주어진 양의실수  $\rho$ 에 대해  $Re[\psi_{n_{cbw}}]/\psi_0 \approx \rho$ 이 되는 정수로 정의하면, 부반송파 대역폭의 단위로 나타낸 coherence 대역폭은  $2ncbw$  이다. 일반적으로 3dB coherence 대역폭에 대해  $\rho$  값으로 0.5가 사용된다. 본 논문에서는 신호 대역폭으로 정규화한 정규화된 coherence 대역폭을  $fcbw = ncbw/N$ 으로 정의하고 이후부터는 정규화된 coherence 대역폭을 사용할 것이다.

#### 3.1.1 광대역 가정(Large bandwidth assumption)

본 논문에서는 분석의 단순화를 위하여 (8)식의 조건 이외에 '광대역 가정'이라는 보다 엄격한 가정을 사용하는데 여기서는 실제 RMS delay spread가 크지않다 하더라도 신호의 대역폭이 충분히 크고 resolvable 경로도 충분히 많아서 전체 대역상에서 볼때 주파수 선택성이 충분히 존재한다고 가정한다 (즉,  $ncbw \ll N$ ). 이 경우 각 부반송파가 갖는 채널 주파수 이득의 empirical distribution<sup>2)</sup> 이 복소 가우스 분포에 수렴할 것이며, 따라서, 큰수의 법칙 (law of large number)에 의해서, 큰  $N$ 값과 상대적으로 작은  $ncbw$ 에 대해 다음의 식(9)의 조건이 만족된다고 가정할 것이다.

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g_n \rightarrow E[g_n] = 0 \text{ 및 } \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |g_n|^2 \rightarrow Var[g_n] = 1 \quad (9)$$

2) 'empirical'의 의미는 분포함수가 하나의 realization에 대해 측정된 것을 나타내는데 여기서는 벡터로 주어지는 채널 이득의 한 realization에 대한 분포를 지칭한다.

본 논문에서는 (9)의 두 식의 좌변을 ‘global 평균’이라고 할 것인데 이는 이후에 정의될 부채널상에서의 평균인 ‘local 평균’과 구분하기 위한 것이다.

### 3.1.2 부채널 맵핑과 채널 quality 벡터

$g_{m,l}^{(k)}$ 를 k번째 사용자의 m번째 부채널의 l번째 부반송파의 채널 주파수 이득이라 하고 L을 하나의 부채널에 속한 부반송파의 갯수라 하자. k번째 사용자의 m번째 부채널의 복소 채널 이득 벡터를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{g}_{m}^{(k)} = [g_{m,1}^{(k)}, g_{m,2}^{(k)}, \dots, g_{m,L}^{(k)}], m=0,1,\dots,M-1 \quad (10)$$

여기서  $M = N/L$ 는 부채널의 갯수이며 편의상 정수값의  $N/L$ 만을 고려한다. 분산 및 연속 부채널 구조에 대해 다음과 같은 맵핑률을 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{연속 부채널구조: } g_{m,l}^{(k)} &= g_{mL+l}^{(k)} \\ \text{분산 부채널구조: } g_{m,l}^{(k)} &= g_{m+Ml}^{(k)} \end{aligned}$$

또한, 이와 상응한 채널 quality 벡터를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{y}_m^{(k)} \equiv [y_{m,1}^{(k)}, y_{m,2}^{(k)}, \dots, y_{m,L}^{(k)}] \text{ with } y_{m,l}^{(k)} \equiv |g_{m,l}^{(k)}|^2 / N_0$$

Local 평균과 부채널 상에서의 local fluctuation: k번째 사용자의 m번째 부채널상에서 채널 주파수 이득의 local 평균을 다음과 같이 정의한다.

$$G_m^{(k)} \equiv \sum_{l=0}^{L-1} g_{m,l}^{(k)} \quad (11.a)$$

평균값이 제거된 fluctuating 요소는 다음과 같다.

$$h_{m,l}^{(k)} \equiv g_{m,l}^{(k)} - G_m^{(k)}, l=0,1,\dots,L-1 \quad (11.b)$$

다음에서는 성능 분석에 유용하게 사용될 채널 주파수이득의 라이스 분포 모델링을 위해 이들 정의를 이용하여 각 요소들(local 평균과 fluctuating 요소)을 통계적으로 특성화 한다.

### 3.2 연속 부채널구조의 채널 모델링

먼저 정규화된 부채널 대역폭  $f_{sub-ch} L/N$ 를 갖는 연속 부채널 구조를 고려해 보자. 두 가지의 극한 상황을 고려해볼 수 있다. 즉, (1)  $f_{cbw} \gg f_{sub-ch}$

인 경우와 (2)  $f_{cbw} \ll f_{sub-ch}$  인 경우. 첫번째의 경우는 RMS delay spread가 매우 작아 하나의 부채널내에서 각 부반송파에 대한 수신 신호전력이 거의 동일한 경우이며, 두번째는 그반대의 경우로 하나의 부채널내에서도 각 부반송파에 대한 수신 신호전력의 상관도가 매우 작은 경우이다. 두 가지의 극한 상황에 대해 수신 신호전력을 통계적으로 다음과 같이 요약해볼 수 있다. 우선  $f_{cbw} \gg f_{sub-ch}$ 인 경우  $g_{m,l}^{(k)}$ 은 모든 m에 대해 거의 일정한 값을 갖는다. 즉, 하나의 부채널 상에서 백색의 전력 스펙트럼을 보일 것이며 평균값이 제거된 fluctuating 요소는  $h_{m,l}^{(k)} \approx 0 \forall l$ 이 될 것으로 예상되며 이 경우 이전 절에서 논의한 동적 채널할당 방식을 이용하여 적절한 이득을 얻을 수 있다. 한편, 이와 반대인  $f_{cbw} \ll f_{sub-ch}$ 의 경우,  $g_{m,l}^{(k)}$ 의 empirical 분포는 평균 0의 복소 가우시안 분포를 갖을 것이며 (즉,  $G_m^{(k)} \approx 0 \forall m$ ), 또한, 전체대역의 scope에서 볼 때  $G_m^{(k)}$ 의 분산은 0가 될 것으로 기대된다. 환언하면, 이 경우의 채널의 주파수 응답은 하나의 부채널 내에서도 많은 영교차점을 갖고 0를 중심으로 fluctuation할 것이며 따라서 하나의 부채널 상에서의 평균이 0으로 수렴할 것으로 예상된다. 즉,

$$G_m^{(k)} \equiv \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} g_{m,l}^{(k)} \rightarrow 0 \text{ when } f_{cbw} \ll f_{sub-ch}$$

따라서,  $h_{m,l}^{(k)} \equiv g_{m,l}^{(k)} - G_m^{(k)} = g_{m,l}^{(k)}$ 이 성립할 것이고  $h_{m,l}^{(k)}$ 의 분산은  $g_{m,l}^{(k)}$ 의 분산과 같게 될 것이 예상된다.

이제 이 두 극한 경우의 중간인 보다 일반적인 경우를 고려해 보자. (11.a)의 정의와 (9)에서의 조건에 주목하면  $G_m^{(k)}$ 는 복소 채널이득  $g_n^{(k)}$ 의 local 평균이므로 마찬가지로 평균 0의 복소 가우시안 랜덤 변수일 것이나 이의 분산은 (coherence 대역폭에 따라 다르긴하겠지만)  $g_n^{(k)}$ 의 분산 보다는 작은 값이 될 것이다. 일반적으로,  $g_{m,l}^{(k)}$ 은 (9)에서와 같이 전체 대역에서 볼 때는 평균 0가 되는 반면 임의의 주어진 m에 대해서는 (local) 평균이 0이 아닌 복소 가우시안 랜덤 변수로 근사화 될 수 있으며<sup>3)</sup>, 이러한 관찰 결과를 요약하면 다음과 같다.

3) 0이 아닌 local 평균은 1차적으로 인접 부반송파간 채널 이득의 상관성에 기인한다.

$$E[G_m^{(k)}]=0, \quad Var[G_m^{(k)}]=\Omega(L) \quad (12.a)$$

$$E\left[\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l}^{(k)}\right]=0, \\ E\left[\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,l}^{(k)}|^2\right]=1-\Omega(L) \quad (12.b)$$

여기서

$$\Omega(L)=\sum_n |e_n \otimes u_n^{(L)}|^2 \quad (13)$$

이고  $\otimes$ 는 circular 콘볼루션 연산자이며  $u_n^{(L)}$ 은

$$u_n^{(L)} = \begin{cases} 1/L & \text{for } n \in K_m \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

여기서,  $K_m$ 은  $m$ 번째 부채널에 속하는 부반송파의 인덱스의 집합이다. (13)으로부터 알 수 있듯이  $\Omega(L)$ 는 부채널 대역폭  $L$ 과 채널의 power-delay profile에 의존하는 값이며 (5)식의 정규화 인자  $V$ 를 고려하면  $\Omega(L) \leq 1$ 이 됨을 쉽게 알 수 있다. 또한, (12.a), (12.b) 및 (13)의 조건은 연속 부채널 구조뿐 아니라 분산 구조에 대해서도 성립한다.

본 논문에서는, (12.a) 및 (12.b)에 근거하여, 다음의 가우시안 근사화를 이용할 것이다.

$$G_m^{(k)} \sim CN(0, \Omega(L)) \quad (14.a)$$

$$h_{m,l}^{(k)} \sim CN(0, 1-\Omega(L)) \quad (14.b)$$

여기서,  $CN(a, b)$ 는 평균  $a$ , 분산  $b$ 를 갖는 복소 가우시안 분포함수를 나타내는데 (14.a)는 실제 분포인 반면 (14.b)는 근화화된 분포이다. 사실상, (12.b)의 두번째식은 필연적으로  $E|h_{m,l}^{(k)}|^2 = 1 - \Omega(L)$  혹은 (14.b)로 귀결될 이유는 없으나, 이후에 보여질 것처럼 (14.b)의 근사화로 시스템 성능 분석을 간단히 할 수 있다. 물론, 이들 가정 및 근사화의 정당성은 그들을 통해 얻어진 성능분석 결과의 유효성을 보임으로써 입증할 수 있을 것이며, 따라서, 부가적인 모의실험 결과를 분석 결과와 비교해 보아야 할 것이다.

(8)과 (9)의 조건을 이용해서 이제까지의 논의를 요약하면 다음의 세가지 가정을 얻는다. 즉,

- 1) 임의의 주어진  $m$ 에 대해,  $g_{m,l}^{(k)} (l=0,1,\dots,L-1)$ 는 평균  $G_m^{(k)}$ , 분산  $1-\Omega(L)$ 을 갖는 복소 가우시안 랜덤 변수의 열이다.

- 2)  $G_0^{(k)}, G_1^{(k)}, \dots, G_{M-1}^{(k)}$ 는 평균 0, 분산  $\Omega(L)$ 의 가우시안 랜덤 변수의 열이며, (9)의 조건으로부터,  $G_m^{(k)}$ 의 empirical 분포는 (14.a)의 확률 분포로 수렴한다. 즉,

$$\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} G_m^{(k)} \rightarrow 0 \quad \text{and} \quad \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |G_m^{(k)}|^2 \rightarrow \Omega(L)$$

- 3) 위의 두 가정으로부터, 임의의  $m$ 에 대해,  $h_{m,0}^{(k)}, h_{m,1}^{(k)}, \dots, h_{m,L-1}^{(k)}$ 는 평균 0, 분산  $1-\Omega(L)$ 을 갖는 복소 가우시안 랜덤 시퀀스이다. 성능분석의 단순화를 위한 보다 엄격한 조건으로서 이들 시퀀스의 local 분산은 상응한 앙상블 분산에 수렴한다고 가정할 것이다. 즉,

$$\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,l}^{(k)}|^2 \rightarrow 1 - \Omega(L)$$

위의 세가정 중 마지막 가정은 성능분석의 단순화를 위한 것이다. 실제로 하나의 부채널 상에서 정의되는  $h_{m,l}^{(k)}$ 의 local 분산값은 부채널마다 다른값을 가질수 있으나, 본 연구 part-II의 모의실험 결과에서 볼 수 있듯이 이들 가정을 통한 분석 결과와 모의실험 결과가 상당히 유사하게 나타나고 있으며 이는 위의 가정과 근사화가 실제적인 정당성을 갖고 있음을 간접적으로 보여준다. 위의 가정을 이용하면, 하나의 부채널의 주파수 이득에 대한 empirical 분포는 다음과 같이 정규화된 라이스 분포로 근사화할 수 있다. 즉, 임의의  $m$ 에 대해,

$$g_{m,l}^{(k)} \sim R_{A_m^{(k)}, B_m^{(k)}}(r) \\ \equiv \frac{r}{B_m^{(k)}} I_0\left(\frac{\sqrt{A_m^{(k)}} r}{B_m^{(k)}}\right) \cdot \exp\left(-\frac{r^2 + A_m^{(k)}}{2B_m^{(k)}}\right), \quad r \geq 0 \quad (15)$$

여기서  $I_0(z) = (2\pi)^{-1} \int_0^{2\pi} \exp(z \cos(u)) du$ 이고 라이스 인자  $R$ 은 음이 아닌 두 실수  $A_m^{(k)}$ 와  $B_m^{(k)}$ 에 대해  $R = A_m^{(k)}/B_m^{(k)}$ 로 정의된다.

이와 같은 라이스 분포 모델을 실제 시스템 제어에 사용하려는 이유는 다음과 같다. 여러 개의 부반송파가 하나의 부채널로 정의되는 실제적인 OFDMA 시스템에서 하나의 부채널 상에서 채널 quality가 변하고 이 모든 정보를 BS에 피드백하는 것은 불가

능하기 때문에 어떤 형식이든 부채널의 채널 quality를 요약할 필요가 있다. 물론 가장 간단한 방법은 평균 SNR만을 피드백하는 것이지만 실제적인 채널부호의 성능을 볼 때 (특히 연속 부채널 구조에 대해서는) 1차와 2차의 모멘트 모두를 사용할 것이 요구된다. 실제로 라이스 분포의 SNR을 갖는 fully-interleaved 채널의 성능을 볼 때, 평균 SNR이 같아 하더라도 SNR의 변동분에 따라 2~5dB 정도의 부호화 이득의 차이를 보이며 1차 모멘트인 평균 SNR만을 사용할 경우 2~5dB의 손해를 보고 worst case에 맞추어 CQI 피드백을 해야 한다. 이러한 상황은 그림2를 통해 알 수 있는데 그림2는 1/3의 터보코드를 Mother코드로 사용하고 길이 256 정보 비트에 대한 Target PER 0.01에 대해 모의 실험을 통해 얻은 주파수 효율곡선을 보여준다. 그림에서  $a = R/(1+R)$ 로 정의되며 여기서  $R$ 은 사용된 채널에 대한 라이스 인자이며  $a=0$ 이면 하나의 패킷내에서 SNR의 변동이 없는 경우이며  $a=1$ 이면 하나의 패킷내에서 SNR이 Rayleigh분포를 갖는 경우이다. 그림에서 볼 수 있듯이 채널의 변동량에 따라 적게는 2dB에서 많게는 5dB이상의 요구 SNR 차이를 보여준다.

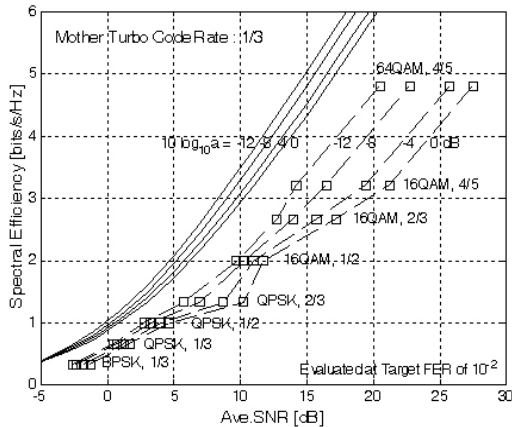


그림 2. 채널 SNR의 변동에 따른 실제적 전송 시스템의 주파수효율

이러한 이유로 본 논문의 Part-II에서는 다음과 같이 정의되는 채널 envelope의 1, 2차 모멘트

$$A_m^{(k)} = \frac{|G_m^{(k)}|^2}{N_0} \quad \text{및}$$

$$B_m^{(k)} = \frac{1}{2N_0L} \sum_{l=0}^{L-1} |g_{m,l}^{(k)} - G_m^{(k)}|^2 \quad (16)$$

에 해당하는 라이스 분포 파라미터 쌍을 CQI로 사용하고 시스템내의 모든 MT로부터 보고된 이 두 라이스 파라미터쌍에 근거하여 BS에서는 동적으로 채널/전력을 할당하는 시스템 운영 방법을 제시 한다(그림 2). 자세한 자원할당 알고리즘은 본 논문 part-II에서 다룬다. 위의 식 (16)에서 평균 채널 quality와 평균 수신 SNR은 각각  $\Gamma_m^{(k)} = A_m^{(k)} + 2B_m^{(k)}$ 와  $P_m \Gamma_m^{(k)}$ 로 정의됨에 주목하라.

이제 성능분석을 위하여 위의 두 라이스 파라미터  $A_m^{(k)}$ 와  $B_m^{(k)}$ 의 분포를 고려해 보자. 위에서의 세 가정을 이용하면 연속 부채널 구조에 대해 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$A_m^{(k)} \sim \frac{1}{\Omega(L)/N_0} \exp\left(-\frac{a}{\Omega(L)/N_0}\right) \quad (17.a)$$

$$B_m^{(k)} \sim \delta(b - (1 - \Omega(L))/2N_0) \quad (17.b)$$

여기서  $\delta(x)$ 는 델타 함수이며, 따라서, (17.b)에서  $B_m^{(k)}$ 은 주어진 값  $\Omega(L)$ 에 대해 일정한 값을 가진다는 것을 의미한다.

### 3.3 분산 부채널구조의 채널 모델링

본 부절에서는 위에서의 논의를 분산 부채널구조에 적용한다. 앞서 언급했듯이 분산구조는 부채널 인덱스에 해당하는 값의 오프셋을 갖고 일정한 주기로 이격된 부반송파들로 하나의 부채널이 구성되는데 이 경우 부채널 상에서의 채널 주파수이득 벡터는 전체대역에서 정의되는 원 주파수이득 벡터를 특정 offset을 가지고 resample하여 얻어진 벡터이며 따라서 광대역 가정을 적용하면  $G_m^{(k)} \approx 0 \forall m$ 이고  $h_{m,l}^{(k)}$ 은 통계적으로 볼 때 모든 k에 대해 동일한 분포를 가질 것으로 예상된다. 이를 요약하면 앞서 언급했던 세가지 가정에서  $\Omega(L) \rightarrow 0$ 이 됨을 알 수 있다. 또한, 이는 식(15)가 Rayleigh 분포가 되는 것을 의미하며 (17)의 경우 다음과 같이 바뀐다.

$$A_m^{(k)} \sim \delta(a) \quad \text{및} \quad B_m^{(k)} \sim \delta(b - 1/2N_0) \quad (18)$$

위 식은 모든 부채널의 quality가 동일함을 의미하며 또한,  $f_{cbw} \ll f_{sub-ch}$ 인 경우의 (17)과도 동일함에 주목하라. 이는 분산 부채널 구조의 성능이 연속 부채널 구조가  $f_{cbw} \ll f_{sub-ch}$ 인 경우에 보일 성능과 동일해 진다는 것으로 해석할 수도 있는데 이에 대해서는 본 논문 part-II에서 자세히 논의될 것이다.

#### IV. 결론

본 논문에서는 우선, 실제적인 자원할당을 위해 복수개의 부반송파를 묶어 하나의 부채널로 정의하였는데 구체적으로는 두가지의 generic한 구조, 즉 연속구조와 분산구조를 고려하였다. 하나의 부채널 상에서의 empirical SNR 분포를 식 (15)로 주어지는 라이스 분포로 모델링하고 두 라이스 파라미터 쌍으로 부채널의 CQI를 구성하였다. 또한, 광대역 가정을 이용하여 이들 CQI의 통계적 속성을 간단히 요약하였는데 연속구조에 대해서는 식 (17.a) 및 (17.b)로, 분산구조에 대해서는 식 (18)의 간단한 분포식으로 유도할 수 있었다. 본 연구의 part-II에서는 라이스 파라미터를 CQI로 사용하는 2단계 자원 할당 알고리즘을 제시하며 이들의 분포식 ((17.a), (17.b) 및 (18))을 이용하여 두 부채널 구조에 대한 OFDMA 시스템의 이론적 성능을 분석한다.

#### 참고 문헌

[1] T. M. Cover, *Elements in Information Theory*, Wiley Interscience, 1991.

[2] W. Hirt and J.L. Messey, Capacity of the Discrete-Time Gaussian Channel with Intersymbol Interference, *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol.34, No.3, pp.380-388, May 1988.

[3] G.. Strang, *Linear Algebra and its Applications*, 1989.

[4] P.S. Chow and J.M. Cioffi, Bandwidth optimization for high speed data transmission over channels with severe intersymbol interference, *Proc. of Globecom 1992*. Vol.1, pp. 59-63, Dec.6-9, 1992.

[5] P.S. Chow, J.M. Cioffi and J.A.C. Bingham, A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels, *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.43, No.234, pp.773-775, Feb./ March/April 1995.

[6] J. Campello, *Discrete Bit Loading for Multi-carrier Modulation Systems*, Ph.D. dissertation, Stanford, 1999.

[7] A. Goldsmith and P. Varaiya, Increasing spectral efficiency through power control,

*Proc. of ICC'93*, pp. 600-604, June 1993.

[8] A. Goldsmith and S. Chua, Variable-Rate Variable-Power MQAM for Fading Channels, *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.45, No.10, pp.1218-1230, Oct. 1997.

[9] A. Goldsmith and S. Chua, Adaptive Coded Modulation for Fading Channels, *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.46, No.5, pp.595-602, May 1998.

[10] R. Knopp and P.A. Humblet, Multiple Accessing over Frequency Selective Channels, *Proc. of PIMRC'95*, pp.1326-1330.

[11] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letaief and R. D. Murch, Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit and Power Allocation, *IEEE JSAC*, Vol.17, No.10, pp.1747-1758, Oct. 1999.

[12] H. Yin, H. Liu, "An efficient multiuser loading algorithm for OFDM-based broadband wireless systems," *Proc. of Globecom '00*, Vol.1, pp.103-107, San Francisco, USA, 2000.

[13] S. Pfletschinger, G. Mnz, J. Speidel, "Efficient Subcarrier Allocation for multiple access in OFDM Systems", *Proc. of 7th International OFDM-Workshop*, pp.21-25, Sep. 2002, Hamburg.

[14] W. Rhee and J.M. Cioffi, Increase in Capacity of Multiuser OFDM System Using Dynamic Sub-Channel Allocation, *Proc. of VTC'00-Spring*, Vol.2, pp.15-18 May 2000.

[15] J. Jang and K. Lee, Transmit Power Adaptation for Multiuser OFDM Systems, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.21, No.2, pp.171-178, Feb. 2003.

[16] 조용수, *휴대인터넷 무선접속 표준 기술*, TTA 저널 제93호, TTA, 2004. 6.

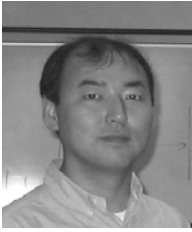
[17] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, <http://standards.ieee.org/getieee802/>

[18] 3GPP TSG-RAN, TR25.892 v1.1.0, Feasibility Study for Enhanced Uplink for UTRA, March 2004.



윤 석 현 (Seokhyun Yoon)

정회원



1992년 2월 성균관대학교 전자  
공학 학사

1996년 2월 성균관대학교 전자  
공학 석사

1999년 3월~8월 한국전자통신  
연구원 선임연구원

2003년 1월 New Jersey Insti-  
tute of Technology, 전기 및 컴퓨터 공학과 박사

2003년 3월~2005년 2월 삼성전자 정보통신총괄 통  
신연구소 책임연구원

2005년 3월~현재 단국대학교 전기전자컴퓨터 공학부  
전임강사

<관심분야> 무선 전송/접속, 채널부호, 다중안테나