

통계적 채널 Quality 정보를 이용한 직교 주파수분할 다중접속(OFDMA) Part-II: 성능분석

정회원 윤 석 현*

Orthogonal Frequency Division Multiple Access with Statistical Channel Quality Measurements Part-II: Performance Analysis

Seokhyun Yoon* *Regular Member*

요 약

본 논문의 part-I에서는 연속 및 분산의 두 가지 부채널 구조에 대해 부채널 상에서의 SNR분포를 라이스 분포로 모델링하고 이의 통계적 속성을 살펴보았다. 이번 Part에서는 직교 주파수분할 다중접속 시스템의 하향링크 전송을 위해 두 라이스 파라미터를 CQI정보로 이용하는 일반화된 2단계 자원할당 알고리즘을 제시하고 각 부채널 구조에 대해 시스템의 평균 주파수 효율 성능을 분석한다. 연속 부채널 구조의 경우 부채널 대역폭은 시스템 설계의 핵심적인 파라미터로서 이에 따른 주파수 효율 성능의 변화에 초점을 두고 분석을 수행하였다. 수치적인 분석결과에 의하면 연속 부채널 구조에서 부채널 대역폭이 채널 coherence 대역폭보다 작은 경우 정상적인 다중 사용자 이득(multiuser diversity gain)을 얻을 수 있으나 부채널의 대역폭이 채널 coherence 대역폭보다 커지면서 이득은 점차 줄어든다.

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

ABSTRACT

In part-I of the paper, two sub-channel structures, either contiguous or distributed, were considered. Modeling the SNR distribution over a sub-channel as Ricean in general, the statistical characteristics were investigated. In this part of the paper, we develop a generalized two step channel/resource allocation algorithm, which incorporates the two statistical measurements, and analyze the spectral efficiency of OFDMA in terms of average frequency utilization for the two sub-channel structures. In OFDMA with distributed structure, the key design parameter would be the sub-channel bandwidth. To give an insight into the impact on this parameter, we show in the numerical results the frequency utilization as a function of sub-channel bandwidth normalized to coherence bandwidth. As confirmed by numerical results, for contiguous sub-channel structure, we obtain the nominal multiuser diversity gain when the sub-channel bandwidth is smaller than the coherence bandwidth and lose the gain as it is getting larger.

I. 서 론

본 논문의 part-I에서는 실제적인 자원할당을 위해 복수개의 부반송파를 묶어 하나의 부채널로 정의하였는데 구체적으로는 두 가지의 generic한 구조,

즉 연속구조와 분산구조를 고려하였다. 하나의 부채널상에서의 empirical SNR 분포를 라이스 분포로 모델링하고 두 라이스 파라미터 쌍으로 부채널의 CQI를 구성하였다. 또한, 광대역 가정을 이용하여 이들 CQI의 통계적 속성을 간단히 요약하였다. 이

* 이 연구는 2005학년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음.

* 단국대학교 전기전자컴퓨터공학부 (syoon@dku.edu)

논문번호 : KICS2005-08-328, 접수일자 : 2005년 8월 8일

번 Part에서는 우선 라이스 파라미터를 이용한 CQI를 사용하는 2단계 자원할당 알고리즘을 제시하며 또한 part-I에서 얻은 이득 라이스 파라미터의 분포식을 이용하여 두 부채널 구조에 대한 OFDMA 시스템의 이론적 성능을 분석한다.

정보이론적 측면에서 볼 때, 가우시언 다중접속 채널(상향 링크)과 방송채널(하향링크)에서의 다중 사용자 water-filling은 [1]과 [2]에서 각각 논의되었으며 주파수 영역에서의 다중사용자 water-filling 기법에 대해서도 구체적으로 논의되었다. [1] 및 [2]에서의 최적 다중 사용자 water-filling과 비교 할 때, 본 논문에서 논의 하고자 하는([3-5]에서도 논의 되었던) 2단계 자원할당 알고리즘은 최적은 아니지만 매우 간단하면서도 실제 구현이 용이하다. 비록, 두 알고리즘을 합-용량(sum-capacity) 측면에서 비교 해보는 것도 흥미로운 주제일 것이나 [1]과 [2]에서 논의된 알고리즘을 3명 이상의 사용자를 갖는 다중 접속/방송채널로 확장하는 것은 쉽지 않아 본 논문에서는 그 보다는 2단계의 부최적(sub-optimal) 자원할당 알고리즘에만 초점을 맞추어 임의의 주어진 사용자 수를 갖는 하향링크 다중접속 채널에서 두 부채널 구조와 함께 사용될 때 어느 정도의 throughput 이득을 갖는지에 주목하고자 한다. 본 논문의 업적과는 독립적으로 최근 OFDMA에서의 다중사용자 이득의 분석에 관련된 연구가 활발히 진행되었으며 특히 적은 량의 채널상태정보 교환을 위한 리소스 할당 방식들이 논의되었다⁹⁻¹²⁾.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 다음의 II절에서는 이전 결과를 간단히 요약하고 III절에서는 일반화된 2단계 자원할당 알고리즘과 비례공평성(proportional fairness)를 고려한 변형된 알고리즘을 제시하며 IV절에서는 본 논문의 part-I에서 고려한 부채널 구조를 갖는 OFDMA 시스템의 이론적 throughput 성능을 평균 주파수효율의 기대치의 향으로 분석/평가한다. V절에서는 분석된 결과를 모의 실험을 통해 정당화하고 VI절에서 결론을 제시한다.

II. 신호 모델 및 이전 결과의 요약

본 논문에서는 하나의 기지국(base station, BS)과 다수의 이동단말(mobile terminal, MT)로 구성된 간단한 고립셀 시스템의 하향링크에 대해 사용자 다중화(주파수영역 스케줄링)와 water-filling 형태의 전력/부호화를 할당으로 얻을 수 있는 이득이 얼마나 될지를 평가해보고자 하는데 분석을 단순화하기

위해서 best effort 형태의 스케줄링만을 고려할 것이다. 물론, QoS 스케줄링과 멀티미디어 트래픽에 대한 각 사용자의 전송률 요구사항을 고려하는 것도 흥미로운 주제일 것이나 본 논문에서는 비실시간의 데이터 트래픽만을 고려하고 다중접속 네트워크의 전체 throughput 혹은 평균 주파수효율의 극대화에 초점을 맞추고자 한다.

2.1 2단계 자원할당 알고리즘

신호모델은 논문 part-I의 모델을 그대로 사용하고 우선 일반적인 2단계 자원할당 알고리즘³⁻⁵⁾을 간략히 살펴본다. part-I의 신호모델에 대해 [3-5]에서 논의되었던 2단계 자원할당 알고리즘을 간단히 살펴보자. 1단계는 부반송파 할당단계로 각 부반송파에 대해 그 부반송파의 채널 quality가 가장 좋은 사용자에게 그 부반송파를 할당하며 2단계에서는 1단계에서 할당된 부반송파-사용자 pair에 대해 전체의 합용량이 최대가 되도록 송신전력을 각 부반송파에 분배한다. 분석의 단순화를 위하여 1단계의 사용자 할당은 각 부반송파에 대해 상호 독립적으로 이루어진다고 가정한다. p_n 을 n 번째 부반송파에 할당된 송신전력이라 하면 2단계의 자원할당 알고리즘은 다음과 같이 표현될 수 있다. 우선, n 번째 부반송파에 대한 주어진 채널 quality값의 집합 $\{ \gamma_n^{(k)}; k=1, 2, \dots, K \}$ 에 대해

$$\text{Step 1: } \kappa_n = \arg \max_{1 \leq k \leq K} \gamma_n^{(k)} \quad (1)$$

그리고 집합 $\{ \gamma_n^{(k_n)}; n=0, 1, \dots, N-1 \}$ 에 대해

$$\text{Step 2: } \{ P_n; n=0, 1, \dots, N-1 \} = \arg \max_{\{ P_0, P_1, \dots, P_{N-1} \}} \sum_{n=0}^{N-1} V(P_n \gamma_n^{(k_n)}) \quad (2)$$

$$\text{subject to } \sum_{n=0}^{N-1} P_n \leq NP \text{ (constant).}$$

여기서 $V(a)$ 는 주어진 SNR a 를 갖는 채널에서 지원 가능한 최대 전송율이며 일반적으로 a 의 단조증가 함수인데 분석의 단순화를 위해 Shannon의 용량 공식 $V(a) = \log_2(1+a)$ 을 사용한다.

2.2 부채널 구조와 통계적 CQI

본 부절에서는 독자의 편의를 위해 본 논문 part-I의 내용을 간단히 요약한다. 본 논문의 part-I에서는 상향링크의 오버헤드를 줄이기 위해 복수개의 부반송파를 묶어 하나의 부채널로 정의하였고

연속구조와 분산구조를 고려하였는데 하나의 부채널 상에서의 empirical SNR 분포를 다음의 라이스 분포로 모델링하였다.

$$\frac{g(m, \rho)}{\sqrt{N_0}} \sim R_{A_m^{(k)}, B_m^{(k)}}(r) \text{ for } r \geq 0 \quad (3)$$

여기서, $R_{A_m^{(k)}, B_m^{(k)}}(r)$ 은 본 논문 part-I(15)에 정의되어 있다. 이러한 모델링을 근거로 두 라이스 파라미터쌍 $(A_m^{(k)}, B_m^{(k)})$ 로 부채널의 CQI를 구성하였는데 광대역 가정을 이용하여 얻은 이들 CQI의 통계적 속성은 연속 부채널 구조에 대해

$$A_m^{(k)} \sim \frac{1}{\Omega(L)/N_0} \exp\left(-\frac{a}{\Omega(L)/N_0}\right) \quad (4.a)$$

$$B_m^{(k)} \sim \delta(b - (1 - \Omega(L))/2N_0) \quad (4.b)$$

그리고 분산구조에 대해서는

$$A_m^{(k)} \sim \delta(a) \quad (5.a)$$

$$B_m^{(k)} \sim \delta(b - 1/2N_0) \quad (5.b)$$

로 요약될 수 있었다. (4.a) 및 (4.b)에서 $\Omega(L)$ 은 본 논문 part-I에서 정의된 대로 부채널 구조와 전력-지연 profile에 의해 결정되는 실수이다.

III. 2단계 자원할당 알고리즘의 일반적 공식화

MT로부터 보고된 라이스 파라미터쌍을 CQI로 이용하는 일반화된 동적 자원할당 알고리즘을 공식화하기 위해 전력 P , 라이스 파라미터 (a, b) 를 갖는 부채널의 주파수 효율을 다음과 같이 정의한다.

$$U(P, a, b) \equiv \int_0^\infty V(Pr^2) R_{a, b}(r) dr \quad (6)$$

$$= \int_0^\infty \log_2(1 + Pr^2) R_{a, b}(r) dr$$

위의 주파수 효율은 주어진 P, a, b 에 대해 지원 가능한 최대 전송율을 의미하며, 라이스 파라미터 (a, b) 가 정해진 경우 P 에 대한 단조 증가함수이다. 이를 이용하면 다음의 일반화된 2단계 자원 할당 알고리즘을 얻을 수 있다.

Step 1: $\kappa_m = \arg \uparrow @_k U(P, A_m^{(k)}, B_m^{(k)}) \quad (7)$

그리고, 집합 $\{\kappa_m; m=0, 1, \dots, M-1\}$ 에 대해

Step 2: $\{P_m; m=0, 1, \dots, M-1\} =$

$$\arg \uparrow @_{P_0, \dots, P_{M-1}} \sum_{m=0}^{M-1} U(P_m, A_m^{(\kappa_m)}, B_m^{(\kappa_m)}) \quad (8.a)$$

$$\text{subject to } \sum_{m=0}^{M-1} P_m \leq MLP \quad (8.b)$$

2.3 비례공평성을 위한 변형된 알고리즘

(7)에서의 알고리즘이 네트워크 throughput의 향상을 가져올 수 있는 반면 실제 셀 환경에서는 사용자 간 평균 SNR의 큰 격차로 불공평한 자원할당을 초래할 수 있다. 이러한 환경에서도 어느 정도의 공평성을 보장해 주기 위해 간단한 비례공평 스케줄링 알고리즘이 제안되었는데^[6-8] 여기서는 지원 가능한 전송율 자체를 priority criteria로 사용하는 대신 이를 평균 서비스 전송율로 나눈 값을 이용하여 자원을 할당한다. 우선 하나의 시간-주파수셀을 시간-주파수 평면상에서의 유한 공간으로 정의하고 부채널 인덱스 m 과 시간슬롯 n 에 해당하는 시간-주파수 셀의 인덱스를 (m, n) 로 나타내자. 앞서 언급했듯이 (6)에서 정의된 주파수 효율은 주어진 P, a, b 에 대해 지원 가능한 최대 전송율을 의미하므로 [8]에서의 비례공평 알고리즘은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\kappa_m = \arg \uparrow @_k \frac{U(P, A_m^{(k)}, B_m^{(k)})}{[T_k(n)]^a} \quad (9)$$

여기서, a 는 공평 지수(fairness exponent)이며 $T_k(n)$ 은 k 번째 사용자의, 모든 부채널에 대해 합산하여 시간 평균한, throughput 인데, [8]에서 제안한 것처럼, 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$T_k(n+1) = (1-w)T_k(n) + w \sum_m U(P_m, A_m^{(k)}(n), B_m^{(k)}(n)) \delta(k - \kappa_m(n)) \quad (10)$$

여기서, $1/w$ 는 유효 윈도우 길이이다. 대개의 경우는 비례공평성을 위해서는 1로, 최대 throughput을 위해서는 0으로 놓는다. 채널의 시간 변화와 MT로부터의 주기적인 CQI 피드백을 고려하여 라이스 파라미터 $(A_m^{(k)}, B_m^{(k)})$ 와 채널/전력 할당 κ_m 및 P_m 에 시간 인덱스 n 을 추가적으로 사용하였다. 일단, 위의 방식으로 채널할당이 이루어지면 전력할당은 동일하게 (8.a) 및 (8.b)에 의해 결정된다.

2.4 실제적인 자원할당 : Greedy 알고리즘

이론적으로는 일단 각 부채널 전력이 할당되면 전송율은 자동적으로 (6)에 의해 결정이 되는데, 실제적으로 정보 전송율의 할당단위가 유한한 크기를 갖기 때문에 water-filling형의 전력/전송율 할당은 불가능하며 따라서, 이론적인 Water-filling 형의 전력할당 대신에 소위 ‘비트 로딩’ 알고리즘이라는 greedy 접근방식이 사용되는데 여기서는 라이스 파라미터쌍의 함수로 정의되는 (6)의 주파수 효율을 이용하여 변형된 ‘비트 로딩’ 알고리즘을 제시한다. 우선 주파수 효율 $U(P, A_m^{(k)}, B_m^{(k)})$ 의 granularity가 유한하면서 일정한 값을 갖는다고 가정하고 각 부채널에는 한번에 β 비트만큼씩 비트 할당이 가능하다고 하면, ‘비트 로딩’ 알고리즘은 각 할당 스텝에서 가장 작은 추가 전력으로 추가적인 β 비트를 보낼 수 있는 부채널을 골라 이에 전력을 할당한다. $\Delta P_m(u)$ 를 m 번째 부채널을 통해, u 할당된 비트에 추가적으로 β 비트를 보내는데 요구되는 추가적인 전력이라 하면 다음의 식이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \Delta P_m(u) &= P_m(u + \beta) - P_m(u) \\ &= U^{-1}(u + \beta | A_m^{(k)}, B_m^{(k)}) \\ &\quad - U^{-1}(u | A_m^{(k)}, B_m^{(k)}) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, U^{-1} 은 주어진 파라미터 $(A_m^{(k)}, B_m^{(k)})$ 에 대한 U 의 역함수이다. 함수 U 는 전력 P 의 단조 증가 함수이므로 이의 역함수는 유일하게 존재함을 알 수 있다. 이들 notation을 이용하면 변형된 비트 로딩 알고리즘은 다음과 같다.

초기화: $P_c = 0, u_m = 0; \forall m$
 $\Delta P_m = P_m(u_m + \beta); \forall m$

비트 할당 loop: $P_c < P_T$ 인 동안 다음을 반복

$$\begin{aligned} m^* &= \arg \min_m \Delta P_m \\ u_{m^*} &= u_{m^*} + \beta \\ P_c &= P_c + \Delta P_{m^*} \\ \Delta P_{m^*} &= P_m(u_{m^*} + \beta) - P(u_{m^*}) \end{aligned}$$

IV. 성능 분석

본 절에서는 OFDMA 시스템이 이론적으로 얻을 수 있는 평균 주파수 효율 성능을 분석한다. 연속 및 분산 부채널 구조에 대해 식 (7)과 (8)에 정의된

2단계 자원할당 알고리즘이 얻을 수 있는 평균 주파수 효율을 분석하는데 적절한 비교를 위하여 다른 옵션, 즉 (7), (8)대신으로 랜덤 채널할당과 균일 전력할당에 대해서도 분석을 수행한다. 랜덤 채널할당은 각 부채널의 채널 상태를 고려하지 않으므로 round robin 스케줄링으로 볼 수 있다. 분석의 단순화를 위해서 모든 사용자의 채널 상태에 대해 동일한 모델을 사용하는(평균 수신전력과 RMS 지연이 모두 같은 값으로 주어지나 채널응답은 독립적인) homogeneous한 사용자 집합을 가정한다.

우선 $\underline{x}_m = \gamma^{(k_m)} = [\gamma_{m,0}^{(k_m)}, \gamma_{m,1}^{(k_m)}, \dots, \gamma_{m,L-1}^{(k_m)}]$ 이 m 번째 부채널의 채널 quality 벡터라 하고 합성 벡터 $\underline{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]$ 를 정의한다. 이의 주파수 효율을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} U(\underline{x}) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} U_m(\underline{x}_m) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \log_2(1 + P_m \gamma_{m,l}^{(k_m)}) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서, k_m 와 P_m 는 각각 특정 자원할당 정책에 상응한 채널 및 전력할당 값이며 식 (3)의 모델링을 적용하면 (12)는 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$U(\underline{x}) \approx \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} U(P_m, A_m^{(k_m)}, B_m^{(k_m)}) \quad (13)$$

평균 주파수 효율은 식 (13)의 기대치, $E[U(\underline{x})]$ 로 정의된다. 식 (13)에서 P_m 은 라이스 파라미터쌍의 집합 $\{(A_m^{(k)}, B_m^{(k)}); m=0, 1, \dots, M-1\}$ 의 함수인데 이 때문에 $E[U(\underline{x})]$ 을 직접적으로 계산하는 것은 매우 어렵다. 더욱이, 서로 다른 $B_m^{(k)}$ 값을 갖는 두 부채널에 대해서도 SNR $\Gamma_m^{(k)} = A_m^{(k)} + B_m^{(k)}$ 이 크다고 해서 주파수 효율도 큰 값을 갖는 것은 아니므로 $E[U(\underline{x})]$ 의 분석은 더욱 어렵다.

그러나 homogeneous한 사용자 집합에 대해서는 (4)와 (5)에서 주어진 $A_m^{(k)}$ 와 $B_m^{(k)}$ 의 통계적 특성을 이용함으로써 연속 및 분산 부채널 구조에 대한 $E[U(\underline{x})]$ 의 분석이 가능해진다. 즉, (4.b)와 (5.b)은 모든 m 에 대해 $B_m^{(k)}$ 이 동일한 값을 갖는다는 것을 의미하므로 식 (7)의 사용자 선택과정은 가장 큰 $A_m^{(k)}$ 값을 갖는 사용자를 선택하는 것과 동일하며 따라서 식 (8.a)와 (13)에서의 전력 할당 P_m 은

$\{A_m^{(k)}; m=0, 1, \dots, M-1\}$ 만의 함수가 되고 $E[U(\underline{x})]$ 의 분석은 훨씬 간단해진다. 특히, 분산 부채널 구조에 대해서는 $A_m^{(k)}$ 와 $B_m^{(k)}$ 가 식 (5)에 나타난 바와 같이 모든 사용자와 모든 부채널에 대해 동일하며 따라서 (8.a)의 전력할당 역시 사용자 선택과는 상관없이 균일할당으로 주어진다.

표현식을 단순화하기 위하여 (a_1, a_2, \dots, a_M) 을 $\{A_m^{(k)}; m=0, 1, \dots, M-1\}$ 의 한 realization이라 하고 (13)의 전력 할당 $P_m \equiv P_m(a_1, a_2, \dots, a_M)$ 로 정의하면 $E[U(\underline{x})]$ 은 다음과 같다.

$$E[U(\underline{x})] = E\left[\frac{1}{M} \sum_m U(P_m(a_1, \dots, a_M), a_m, B)\right]$$

$$= \frac{1}{M} \int_{a_1} \dots \int_{a_M} \sum_m U(P_m(a_1, \dots, a_M), a_m, B) \cdot p_k(a_1, \dots, a_M) \cdot da_1 da_2 \dots da_M$$

여기서, $P_m(a_1, a_2, \dots, a_M)$ 은 주어진 채널할당 정책 $\kappa(\cdot)$ 에 대한 (a_1, a_2, \dots, a_M) 의 확률분포함수이다. 위의 식은 여전히 분석이 어려우나 광대역 가정을 이용하여 매우 큰 값의 M 에 대해 a_i 의 empirical 분포가 확률분포에 수렴한다고 하면 모든 가능한 조합의 (a_1, a_2, \dots, a_M) 에 대해 empirical 분포와 평균 주파수 효율은 모두 동일할 것이며 따라서 임의의 realization (a_1, a_2, \dots, a_M) 에 대해

$$(1/M) \sum_m U(P_m(a_1, a_2, \dots, a_M), a_m, B) \rightarrow E\left[(1/M) \sum_m U(P_m(a_1, a_2, \dots, a_M), a_m, B)\right]$$

이 되어 어떤 한 realization에 대한 평균 주파수 효율만을 계산함으로써 얻어질 수 있다. 또한, 같은 $A_m^{(k)}$ 값을 갖는 모든 부채널은 동일한 전력이 할당될 것이므로 위식은 다음과 같이 단순화된다.

$$\frac{1}{M} \sum_m U(P_m(a_1, a_2, \dots, a_M), a_m, B)$$

$$= \frac{1}{M} \sum_m U(P_m(a_m), a_m, B)$$

$$\rightarrow \int U(\lambda(a), a, B) \cdot p_k(a) \cdot da$$

위식의 마지막 줄에서 m 번째 부채널의 전력할당 $P_m(a_m)$ 은 $\lambda(a)$ 로 바꾸어 표현하였으며 따라서 $\sum_{m=0}^{M-1} P_m = P_T \rightarrow \int \lambda(a) p_k(a) da = P_T$ 로 되고

평균 주파수 효율은 다음과 같이 표현된다.

$$E[U(\underline{x})] = U(\kappa, \lambda)$$

$$= \int_0^\infty U(\lambda(a), a, B) \cdot p_k(a) \cdot da \quad (14)$$

$$\text{with } \int_0^\infty \lambda(a) p_k(a) da = P_T$$

앞에서도 언급한 바와 같이, 식(7)의 할당 문제는 $B_m^{(k)}$ 이 모든 m 에 대해 동일한 값을 갖기 때문에 가장 큰 값의 $A_m^{(k)}$ 를 갖는 사용자를 선택하는 것과 동일하며 (4.a)식을 이용하면 식 (7)의 사용자 할당에 대한 $A_m^{(k)}$ 의 확률분포 $p(a)$ 는 다음과 같다.

$$P_k(a) = \frac{d}{da} \Pr(\max_m A_m^{(k)} \leq a)$$

$$= \frac{K}{\Omega(L)/N_0} \exp\left(\frac{-a}{\Omega(L)/N_0}\right) \cdot \left[1 - \exp\left(\frac{-a}{\Omega(L)/N_0}\right)\right]^{K-1} \quad (15)$$

식 (15)에서 $K=1$ 인 경우는 랜덤 채널 할당과 동일한데 이는 사용자 선택의 자유도가 없으므로 식 (7)의 사용자 선택이 채널 조건과는 무관하게 되기 때문이다. 한편, 분산 부채널 구조에 대해서는 $A_m^{(k)}$ 와 $B_m^{(k)}$ 가 식 (8.a)와 (8.b)에 나타난 바와 같이 모든 사용자와 부채널에 대해 동일하며 따라서 $p(a)$ 는 채널할당 정책과 상관없이 다음과 같이 주어진다.

$$p_k(a) = \delta(a) \quad (16)$$

일단 $p(a)$ 가 얻어지면 $\lambda(a)$ 는 (14)의 우변이 최대가 되도록 유일하게 결정이 되는데 (8.a)에 정의된 전력할당 정책에 대해서 다음과 같다.

$$\Lambda(a) = \arg \max_{\lambda(a)} \int \log_2(1 + \lambda(a)r^2) \cdot R_{a,B}(r) p_k(a) dr da \quad (17.a)$$

$$\text{subject to } \int_0^\infty \lambda(a) p_k(a) da = P \quad (17.b)$$

일반적으로 연속 부채널 구조에 대해 식 (17.a) 및 (17.b)는 closed-form의 해로 표현되지 않으나 본 논문의 part-I에서 언급한 두 극한의 경우 closed-form 해를 얻을 수 있다. 즉, $f_{cbw} \gg f_{sub-ch}$ 인 경우 $B=0!$ 이 되며 $R_{a,B}(r) = R_{a,0}(r) = \delta(r -$

1) 이는 연속 부채널구조에서 $f_{cbw} \gg f_{sub-ch}$ 인 경우 한 부채널에 속하는 모든 부분송파가 동일한 SNR을 갖음을 의미한다.

\sqrt{a} 가 되어 식 (17.a)의 $\Lambda(a)$ 는

$$\Lambda(a) = \arg \min_{\lambda(a)} \int \log_2(1 + \lambda(a)a) p_{\kappa}(a) da \quad (18)$$

와 같이 단순화되고 이의 해는 다음의 식으로 주어지는 water-filling 해가 된다.

$$\Lambda(a) = \begin{cases} 1/a_0 - 1/a & \text{for } a \geq a_0 \\ 0 & \text{for } a < a_0 \end{cases}$$

여기서, a_0 는 위 식을 (17.b)에 대입하여 주어지는 방정식을 풀어서 얻는다. 위 식을 이용하면 (14)는 다음과 같다.

$$E[U(\underline{x})] = \int_0^{\infty} \log_2(1 + \Lambda(a)a) p_{\kappa}(a) da \quad (19)$$

한편, $f_{cbw}/f_{sub-ch} \ll 1$ 인 경우는 $A=0$, $B=1/2N_0$ 이 되는데 이는 식 (5)에 나타난 분산 부채널 구조에 대한 조건과 일치한다. 이 경우 채널의 통계적 특성은 모든 부채널에 대해 동일하며 따라서 식 (8)의 전력 할당 알고리즘은 모든 부채널에 동일한 전력을 할당할 것이다. 즉, $\Lambda(a) = P(\text{상수})$. 식 (5)와 (16)의 조건으로부터 (14)는 다음과 같이 표현된다.

$$E[U(\underline{x})] = \int \log_2(1 + Pr^2) R_{0, \frac{1}{2N_0}}(r) dr \quad (20)$$

분산 부채널 구조에 대해서는, 앞서 언급했듯이 $A_m^{(k)}$ 와 $B_m^{(k)}$ 의 통계적 속성이 연속 부채널 구조에서 $f_{cbw}/f_{sub-ch} \ll 1$ 인 경우와 동일하므로 위와 마찬가지로 $\Lambda(a) = P(\text{상수})$ 이 되며 성능 또한 채널/전력 할당 정책에 상관없이 식 (20)에 의해 주어진다.

V. 수치 분석 결과

본 절에서는 IV절에서 유도된 분석결과에 의거하여 수치적 성능을 보이고 간략화된 모의실험을 수행하여 결과의 정당성을 보여준다. 직관적으로 생각해 볼 때(L값의 선택에 따른) 시스템의 복잡성과 주파수 효율 간에는 tradeoff이 존재할 것으로 판단되는데 부채널 구조를 갖는 OFDMA 시스템의 적절한 설계를 위해서는 하나의 부채널로 정의되는 부반송파의 개수(즉, 부채널 대역폭)가 채널의 coherence 대역폭에 따라 적절하게 선택되어야 한다. 따라서 이번절의 주된 목적은 주파수 효율의 큰 감소가 없이 몇 개의 부반송파까지를 하나의 부채널로

사용할 수 있을지를 따져보는 것이며 이는 주파수 효율을 여러 가지의 가능한 설계/환경 파라미터들, 예를들면 평균 SNR, 시스템내 사용자수(다중사용자 다이버시티 order), coherence 대역폭 그리고 부채널 대역폭 등의 함수로 나타냄으로써 가능할 것이다.

앞에서 분석의 단순화를 위하여 시스템내 모든 사용자의 채널이 동일한 통계적 특성을 갖는다고 가정하였는데 이는 이번절의 수치결과에도 그대로 적용한다. 즉, 모든 사용자 채널의 주파수 이득은 동일한 평균 채널quality와 동일한 coherence 대역폭을 가지는 독립적인 Rayleigh 랜덤 벡터로 가정한다. 모의실험 결과에 대해서 신호 대역폭은 10MHz, RMS delay spread 1 μ s의 지수함수 전력-지연 profile을 사용하였다. RMS delay spread 1 μ s는 200kHz² 정도의 coherence 대역폭에 상응한 값이다. 모의실험에서는 우선 RMS delay spread 1 μ s의 지수함수 전력-지연 profile을 사용하여 랜덤한 delay spread profile을 생성하고 주어진 부채널 구조와 자원할당 정책에 대해 식 (12)로 정의되는 평균 주파수 효율을 계산하였다. 식 (13)을 사용하지 않고 (12)를 사용한 것은 주파수 효율에 대한 보다 실제적인 측정값을 얻기 위한 것이며 (13)에 대한 분석결과와 (12)를 이용한 모의실험 결과의 차이는 본 논문 part-I에서 도입된 가정들(라이스 모델링, 광대역 가정 등)의 정당성에 대한 평가지표가 될 수 있다. 동적 자원할당 방법에 대해서는 다음의 네 가지 경우를 고려하였다.

- (a) 완전한 CQI정보를 이용한 채널할당 + water-filling형 전력할당: 기지국 송신단은 모든 사용자/부채널에 대한 완전한 정보를 알고 있는 경우로 송신단은 (1)과 (2)의 2단계 채널할당/전력 분배 알고리즘을 그대로 사용한다.
- (b) 통계적 CQI정보를 이용한 채널할당 + water-filling형 전력할당: 기지국 송신단은 모든 사용자/부채널에 대한 통계적 CQI 정보(두개의 라이스 파라미터)를 알고 있는 경우로 송신단은 (7)과 (8)의 2단계 알고리즘을 사용한다. 두번째 단계의 전력분배를 위해서 III절에 보인 greedy 알고리즘을 사용. $L=1$ 인 경우 (a)와 동일하다.
- (c) 완전한 CQI정보를 이용한 채널할당 + 균일 전력 할당: 기지국 송신단이 완전한 정보를 알고

2) 여기서는 일반적으로 널리 사용되는 공식 $f_{cbw} \approx 1/(5 * \tau_{rms})$ 을 사용하였다. τ_{rms} 는 RMS delay spread이다.

있는 경우, 식 (1)의 채널할당 방법은 그대로 사용하나 식 (2)의 전력분배대신에 각 부반송파에는 P_{η}/N 의 동일한 전력이 할당된다.

- (d) 통계적 CQI정보를 이용한 채널할당 + 균일 전력 할당: 기지국 송신단이 통계적 CQI 정보를 알고 있는 경우, 식 (7)은 그대로 사용하나 식 (8)의 전력분배대신에 각 부반송파에는 P_{η}/ML 의 동일한 전력이 할당된다.

동적 채널할당의 효과: 그림 1은 (c)의 경우에 대한 OFDMA 시스템의 주파수 효율을 평균 수신 SNR의 함수로 나타내었으며 이 때 다이버시티 order, K 는 각각 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 및 128로 놓았다. 'ideal'은 연속 부채널 구조에서 $f_{cbw} \gg f_{sub-ch}$ 의 경우를 의미한다. 앞 절의 논의로부터 다이버시티 order 1에 대한 연속 부채널 구조의 OFDMA 성능은 분산 부채널 구조의 성능과 동일하다(분산 부채널 구조의 성능은 다이버시티 order와는 무관하게 모두 동일한 곡선으로 나타남). 분석결과의 정확성을 보기 위해 모의실험 결과와도 비교를 해보았는데 그림 1에는 * 마크로 표시하였다.

그림 2는 (d)의 경우에 대한 OFDMA 시스템의 주파수 효율을 coherence 대역폭 대 부채널 대역폭의 비 f_{cbw}/f_{sub-ch} (혹은 등가적으로 n_{cbw}/L)의 함수로 나타내었다. 그림에서 $f_{cbw} > 4 * f_{sub-ch}$ 의 경우는 (d)의 방식을 이용하여 'ideal'한 경우에 얻을 수 있는 정상적인 주파수 효율 이득을 얻을 수 있으나 f_{cbw} 이 $4 * f_{sub-ch}$ 보다 좁아지면서 주파수 효율의 이득은 점차 감소하게 되고 f_{cbw} 이 $f_{sub-ch}/16$ 보다 더 좁아지면 주파수 효율의 이득은 거의 없어져 분산 부채널 구조의 성능에 수렴하게 된다. 이 경우에도 분석결과의 정확성을 보기 위해 앞서 언급한 방식으로 모의

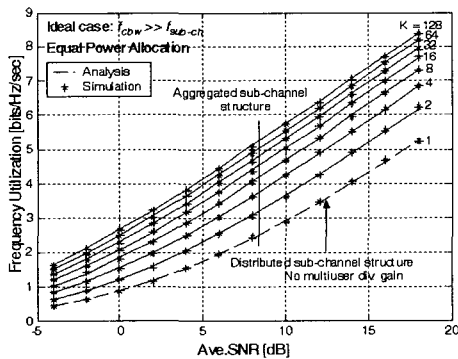


그림 1. (c)의 경우, SNR의 함수로 나타낸 주파수 효율(완전한 CQI정보를 이용한 채널할당 + 균일 전력할당)

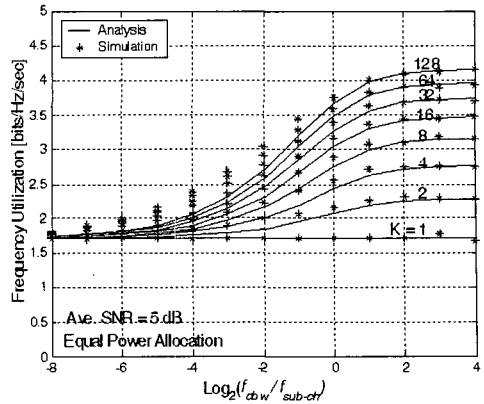


그림 2. (d)의 경우, $\log_2(f_{cbw}/f_{sub-ch})$ 의 함수로 나타낸 주파수 효율(통계적 CQI정보를 이용한 채널할당 + 균일 전력 할당, 연속 부채널구조)

실험을 수행하였다. 비록 모의실험 결과가 그림 1에서 만큼 가깝게 매치되지는 않지만 커브의 경향을 볼 때 상당히 근접한 결과임을 알 수 있다.

전력분배의 효과: 그림 3은 $f_{cbw} \gg f_{sub-ch}$ 의 'ideal' 조건을 가정하고 (a)의 경우에 대한 OFDMA 주파수 효율을 평균 수신 SNR의 함수로 도시하였다(색선). 사용자 다중화 이득에 비교해 볼 때 water-filling형의 전력분배는 성능향상에 크게 기여하지는 못하는 것으로 판단되며 SNR이 매우 낮은 부분에서만 부분적으로 가시적인 성능향상을 보이고 있다. 그러나 다이버시티 order가 큰 경우 낮은 SNR의 영역에서도 water-filling형의 전력분배에 의한 성능향상은 거의 나타나지 않는데 이러한 결과는 [3]에서의 결과와도 일치한다.

비록 전력분배가 완전한 CQI를 사용한 채널할당에서는 성능향상에 크게 기여하지는 않으나 통계적 CQI를 사용하여 채널할당을 하는 경우에 대한 결과

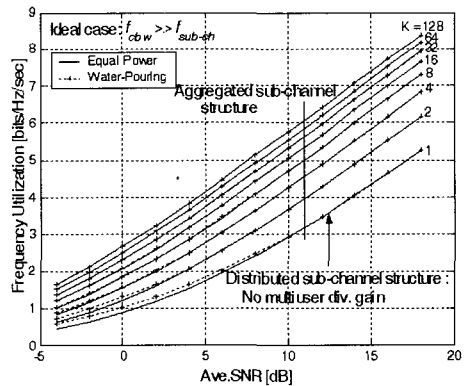


그림 3. (a)의 경우, SNR의 함수로 나타낸 주파수 효율(완전한 CQI정보를 이용한 채널할당+water-filling 전력할당)

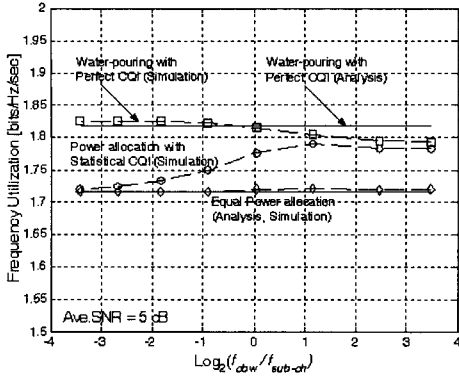


그림 4. (b)의 경우, $\log_2(f_{cbw}/f_{sub-ch})$ 의 함수로 나타낸 주파수 효율(통계적 CQI정보를 이용한 채널할당+water-filling 형태의 전력할당, 연속 부채널구조, 평균 SNR=5dB)

와 비교해보는 것은 분석 결과의 일관성에 대한 지표가 될 수 있는데 그림 4에는 (b)의 경우에 대한 OFDMA 주파수 효율을 coherence 대역폭 대 부채널 대역폭 비 f_{cbw}/f_{sub-ch} (혹은 등가적으로 n_{cbw}/L)의 함수로 나타내었다(쇄선으로 표시한 곡선). 앞 절에서 언급한 바와 같이 이 경우에 대한 수치적 분석은 불가능하므로 III절에서 보인 전력/비트 로딩 알고리즘(greedy 알고리즘)을 이용하여 모의실험을 수행하였는데 이때 $\beta = 0.01$ 로 놓았다. 그림 2의 결과로부터도 유추해 볼 수 있듯이 $f_{cbw} \ll f_{sub-ch}$ 의 경우 시스템 성능은 균일 전력할당을 하는 경우의 성능에 가까워지는데 이는 $f_{cbw} \ll f_{sub-ch}$ 의 경우 모든 부채널의 리스 파라미터가 모두 동일하게 되어 전력분배를 하여 얻을 수 있는 이득이 없어지기 때문이다. 반면, 그반대인 $f_{cbw} \gg f_{sub-ch}$ 의 경우 (b)의 성능은 (a)의 성능에 가까워지게 된다.

VI. 결론

본 논문에서는 직교 주파수분할 다중접속 방식(OFDMA)에서 사용자 다중화와 전력할당으로 얻을 수 있는 성능이득에 대해 분석을 수행하고 부대역 구조를 갖는 OFDMA 시스템의 설계를 위한 가이드 라인을 제시하였다. 수치적 분석 결과에 의하면, 적극적인 동적 자원할당의 적용을 위해서는 연속 부채널 구조가 분산 부채널 구조에 비해 우수한 것으로 판단되며 특히, coherence 대역폭이 연속 부채널 구조의 부채널 대역폭에 비해 큰 경우 최대의 이득을 얻을 수 있다. 그러나 부채널 대역폭이 커짐에 따라 연속 부채널 구조가 동적 자원할당을 통해 얻을 수 있는 이득은 감소하게 되고 $f_{cbw} < f_{sub-ch}/16$ 정

도가 되면 분산 부채널 구조의 성과와 별 차이가 없어진다.

참고 문헌

- [1] R.S. Cheng and S. Verdu, "Gaussian Multiaccess Channels with ISI: Capacity Region and Multiuser Water-Filling", IEEE Trans. on Information Theory, Vol.39, No.3, pp. 773-785, May 1993.
- [2] A.J. Goldsmith and M. Effros, "The Capacity Region of Broadcast Channels with Intersymbol Interference and Colored Gaussian Noise", IEEE Trans. on Information Theory, Vol.47, No.1, pp.219-240, Jan. 2001.
- [3] J. Jang and K. Lee, "Transmit Power Adaptation for Multiuser OFDM Systems," IEEE Journal on Selected Areas in Comm., Vol.21, No.2, pp.171-178, Feb. 2003.
- [4] S. Pfletschinger, G. Münz, J. Speidel, "Efficient Subcarrier Allocation for multiple access in OFDM Systems", Proc. of 7th Intl. OFDM-Workshop, pp.21-25, Sep. 2002.
- [5] W. Rhee and J.M. Cioffi, "Increase in Capacity of Multiuser OFDM System Using Dynamic Sub-Channel Allocation", Proc. of VTC'00-Spring, Volume: 2, 15-18 May 2000.
- [6] A Jalali, R. Padovani and R. Pankaj, "Data Throughput of CDMA HDR a High-Efficiency High Data Rate Personal Wireless Communication System", Proc. of VTC'00 Spring, pp.1854-1858.
- [7] J.M. Holtzman, "Asymptotic Analysis of Proportional Fair Algorithm", Proc. of PIMRC'01, pp. F-33~F-37.
- [8] P. Viswanath, D.N.C. Tse and R. Laroia, "Opportunistic Beamforming using Dumb Antennas", IEEE Trans. on Info. Theory, Vol.48, No.6, pp.1277-1294, June 2002.
- [9] D. Gesbert and S. Alouini, "Selective multiuser diversity", Proc. of Intl. Symp. on Sig. Proc. and Info. Tech. 2003(ISSPIT'03), Dec. 2003, Darmstadt, Germany.
- [10] P. Svedman, S.K. Wilson, L. Cimini and B. Ottersten, "A Simplified feedback and sche-

duling scheme for OFDM”, *Proc. of VTC* 2005 Spring, May 17-19, 2004, Milan.

- [11] S. Sanayei, A. Nosratinia and N. Aldhahir, “Opportunistic dynamic subchannel allocation in multiuser OFDM networks with limited feedback”, *Proc. of IEEE Info. Theory Workshop 2004(ITW04)*, Oct. 2004, San Antonio, Texas.
- [12] S. Sanayei and A. Nosratinia, “Exploiting multiuser diversity with only 1-bit feedback”, *Proc. WCNC 2005*, March. 2005, Los Angeles, CA.

윤석현 (Seokhyun Yoon)

정회원



1992년 2월 성균관대학교 전자공학 학사

1996년 2월 성균관대학교 전자공학 석사

1999년 3월~8월 한국전자통신연구원 선임연구원

2003년 1월 New Jersey Institute of Technology, 전기 및 컴퓨터 공학과 박사

2003년 3월~2005년 2월 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 책임연구원

2005년 3월~현재 단국대학교 전기전자컴퓨터 공학부 전임강사

<관심분야> 무선 전송/접속, 채널부호, 다중안테나