
OFDMA 시스템에서 단말기의 위치정보를 이용한 상향링크 전력제어 및 부채널 할당

김대호* · 김환우*

Uplink Power Control and Sub-channel Allocation depending on the location of Mobile Station in OFDMA system

Daeho Kim* · Whan Woo Kim*

요 약

OFDMA 시스템에서 단말기는 기지국과 같이 최소 1개부터 최대일 때 부채널 전부를 사용할 수 있지만 단말기의 송신전력은 기지국보다 낮게 설계되기 때문에 부채널 전부를 사용할 수 있는 거리(FLR : full loading range)의 제한이 생기고 FLR 외부에 위치한 단말은 기존의 개방루프 전력제어 방식을 사용할 수 없는 문제가 발생한다. 본 논문에서는 OFDMA 시스템의 ranging 정보를 이용하여 단말기의 위치를 파악하고 단말기의 위치에 따라서 사용가능한 부채널수를 제한하고 PCG(power concentration gain)를 증가하는 방식을 제안하였다. 시뮬레이션을 통한 실험결과에서 제안된 방식은 단말기의 위치에 따라서 상향링크 무선자원의 최적 활용을 가능하게 하며 FLR 외부에서 개방루프 전력제어가 별도의 하드웨어 없이 가능함을 확인하였다.

ABSTRACT

In OFDMA system, even if the number of allocated sub-channel in mobile station varies from one to the whole sub-channel as in base station, while because of mobile station's transmit power is lower than that of base station, therefore full loading range(FLR) constraint occurs where whole sub-channel can be used and the conventional open-loop power control scheme can not be used beyond FLR. We propose a new scheme that limits the maximum sub-channel allocation number and uses power concentration gain(PCG) depending on location of mobile station, which is based on ranging in OFDMA system. Simulation results show that the proposed scheme provides solutions for optimum utilization of radio resource depending on the location of mobile station and enables open-loop power control beyond FLR without extra hardware complexity.

키워드

OFDMA, Sub-channel allocation, Uplink Power Control, Power Concentration Gain

I. 서 론

이동통신의 급속한 발달과 함께 멀티미디어에 대한 수요가 급격하게 늘어나게 됨에 따라 무선 고속 데이터 전송 방식에 대한 관심이 높아지고 있다. 직교주파수분할 다

중접속방식 (OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access)방식은 이러한 고속의 데이터 전송을 위한 기술로 주파수 선택적 페이딩 현상과 협대역 간섭에 강한 특성으로 인해 차세대 광대역 무선 다중 접속방식으로 제안되고 있다.[1,2] 국내에서는 TTA를 중심으로

OFDMA/TDD 방식을 근간으로 하는 IEEE 802.16 d/e BWA(Broadband Wireless Access) 규격과 호환성이 있는 고속휴대인터넷(HPI: High-speed Portable Internet) 규격을 작성하고 고속 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 시스템을 개발하고 있다.^[2,3,4]

이동통신 시스템에서 전력제어는 제한된 주파수 자원을 효율적으로 사용하기 위한 대표적인 무선자원 관리 기술 중 하나이며 원근문제(near-far problem)를 해결하기 위한 효과적인 방안으로써 시스템의 용량과 밀접한 관계를 가진다. CDMA(Code Division Multiple Access)시스템에서 단말기는 하나의 코드채널을 사용하기 때문에 단말기의 송신전력은 전력증폭기의 이득값에 의해서 결정되었다. 따라서 CDMA 시스템의 개방루프(open-loop) 전력제어는 크게 기지국과 단말기 사이의 거리에 따른 경로손실을 보상하는 방식을 통하여 이루어 졌다.^[5,6,7]

그러나 OFDMA 시스템에서 단말기는 사용자별로 다양한 데이터 전송율과 서비스 수준을 만족시키기 위하여 최소 하나의 부채널부터 최대일 때 부채널 전부를 사용할 수 있기 때문에 단말기의 송신전력은 상향링크에 할당된 부채널수 N_{SCH} (Number of allocated Sub-Channel) 와 전력증폭기의 이득값에 따라서 결정된다.^[8,9] 따라서 OFDMA 시스템의 전력제어는 기지국과 단말기 사이의 거리 변화에 따른 경로손실 및 N_{SCH} 를 종합적으로 고려하여야 한다. 그리고 link budget을 고려하여 단말기의 송신출력은 기지국보다 낮게 설계되기 때문에 단말기가 부채널 전부를 사용할 수 있는 최대거리(FLR)의 제한을 동시에 고려하여야 한다. 즉 FLR 이내에 있는 단말기는 기지국과 단말기 사이의 거리에 따라 전력증폭기 이득값이 조절되고 N_{SCH} 에 따라 DAC 출력신호의 전력이 비례하므로 CDMA 시스템과 동일한 방법으로 개방루프 전력제어를 수행하면서 페루프 전력제어를 수행할 수 있다.

그러나 FLR 외부에서는 기지국과 단말기 사이의 거리가 증가하여도 전력증폭기의 이득은 최대값으로 고정되어 더 이상 증가하지 않으므로 상향링크 송신전력은 N_{SCH} 에 따라 변화되고, N_{SCH} 가 일정할 때는 기지국과 단말기 사이의 거리에 무관하게 송신전력이 일정해진다. 따라서 FLR 외부에서 송신한 상향링크 신호는 기지국 안테나에 수신되었을 때 부채널당 전력이 부족하여 $SNR_{required}$ 을 만족할 수 없는 문제점이 발생하며 이러한 문제점을 해결하기 위하여 부채널의 전력을 증가시키는 PCG를 사용한다.

그러나 이동무선환경에서는 단말기의 수신신호는 AWGN

(Additive White Gaussian Noise) 뿐만 아니라 경로손실(path loss), 다중경로 페이딩(multipath fading), 수신신호의 음영현상(shadowing)등에 의해 영향을 받아서 수신전력은 8 ~ 12 dB 정도의 표준편차가 발생하기 때문에 수신전력을 사용하여 FLR를 결정하는 방법은 아주 복잡하고 정확성이 떨어져서 상향링크 전력제어의 부정확성을 증가시켜 다른 사용자에게 간섭을 유발하고 상향링크 트래픽 성능을 크게 저하시킨다.^[5,6]

이러한 문제점을 극복하기 위하여 OFDMA 시스템의 레인징 정보를 이용하여 FLR를 결정하는 방법과 레인징 정보를 이용하여 단말기의 위치를 파악하고 단말기의 위치에 따라서 사용가능한 부채널 수를 제한하고 PCG를 인가하는 방법을 제안하고 시뮬레이션을 통하여 단말기의 위치에 따른 최적의 부채널 수 및 PCG값 등을 구하였다. 실험결과에서 제안된 방식은 FLR 외부에 위치한 단말기의 전력제어 정확성을 증가시키고 단말기의 위치에 따라 N_{SCH} 를 제한함으로써 트래픽 서비스 영역을 셀 경계까지 확보함은 물론 outage 확률, 상향링크 트래픽 성능 면에서 더 나은 성능을 보여준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 HPI 시스템의 상향링크 전송모델을 제시하고 전력제어에 영향을 미치는 변수들을 살펴보고 3장에서는 본 논문에서 제안한 부채널 할당 및 전력제어 알고리즘을 소개한다. 4장에서는 제안한 알고리즘의 성능을 실험을 통해서 알아보고 5장에서 결론을 맺는다.

II. 상향링크 채널구조 및 레인징

OFDMA/TDD 방식을 사용하는 HPI 시스템의 주요변수는 표 1과 같다.^[3]

표 1. HPI 시스템의 주요변수
Table 1. System parameters of HPI system

Parameter	Value
Frame Length	5 ms
Symbols/Frame	42(DL:27, UL:15)
Bandwidth	9 MHz
N_{FFT}	1024
N_{used}	864
OFDMA symbol time	115.2 us
TTG/RTG	121.2/40.4 us

상향링크 신호는 레인징, ACK 채널 그리고 CQI 채널이 전송되는 제어심볼과 다이버시티 심볼 그리고 AMC (adaptive modulation and coding) 심볼구간으로 구성된다. 송신 데이터는 Mapper 블록에서 변조방식에 따른 레벨값으로 매핑되고, 매핑된 신호는 주파수 선택적 페이딩 현상에 대한 연접예러를 방지하기 위한 부반송파할당이 이루어진 다음 1024-point IFFT 과정을 거치고 CP(cyclic prefix)를 순환확장하여 OFDMA 심볼이 생성되며 생성된 변조신호 $s(t)$ 는

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{\substack{k=-N_{used}/2 \\ k \neq 0}}^{N_{used}/2} c_k \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - T_g)} \right\} \quad (1)$$

으로 주어진다. 식 (1)에서 t 는 $0 < t < T_s$ 로 OFDMA 심볼 시작점 이후 경과한 시간이며, c_k 는 OFDMA 심볼 중 주파수 오프셋 인덱스가 k 인 부반송파에 전송되는 복소수 데이터이며 T_g 는 보호구간이고, T_s 는 보호구간을 포함한 OFDMA 심볼 시간이며, Δf 는 부반송파의 주파수 간격이다.

HPi시스템의 FFT 크기는 1024이며 유효부반송파의 개수는 864개로 구성되어 있다. 프레임 구조에서 상향링크 15심볼은 제어심볼(3심볼), 다이버시티 심볼(6심볼) 그리고 AMC 심볼(6심볼)구간으로 구성된다. 다이버시티 부채널을 구성하기 위한 기본 할당단위는 3개의 연속된 심볼구간에서 3개의 인접한 부반송파를 모아 구성된 타일(Tile)이며 다이버시티 부채널은 6개의 타일로 이루어져 있으며 각각의 타일은 다이버시티 효과를 최대로 하기 위하여 전체 주파수 대역에 분산된다. AMC 부채널을 구성하는 기본단위는 동일 심볼에서 인접한 9개의 부반송파로 구성된 빈(Bin)으로써 AMC 부채널은 유효부반송파($N_{used} = 864$)를 24개의 대역(Band)으로 나누고 동일대역(36개의 부반송파)에 존재하는 6개의 인접한 빈으로 구성된다. 제어심볼은 타일을 이용하여 구성된다.^[3] 그리고 상향링크에서는 link budget을 고려하여 타일과 빈을 이용하여 다이버시티 부채널과 AMC 부채널을 구성할 때 심볼축으로 먼저 할당이 이루어지기 때문에 한 심볼구간에는 최대 96(864/9)개의 부채널이 존재하며 그림 1은 부채널 수의 변화에 따른 IFFT 출력신호의 특성을 나타내고 있다.

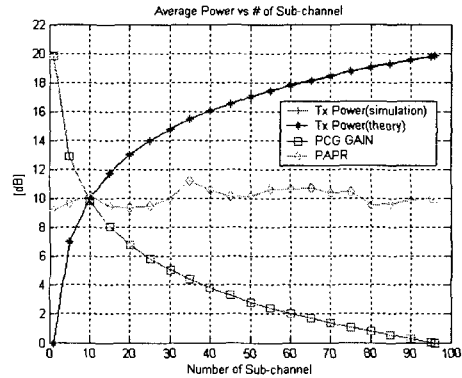


그림 1. 부채널수의 변화에 따른 변조기 출력신호의 특성
Fig. 1 Modulator output characteristics depending on NSCH

그림 1의 시뮬레이션에서 구한 $N_{SCH}=1$ 일 때의 전력으로 정규화한 평균전력은 이론치 $10\log N_{SCH}$ 와 거의 일치하는 것을 알 수 있고 96개의 부채널을 사용하면 19.8 dB($10\log 96$)의 전력이득을 가지게 되며 N_{SCH} 에 따른 최대 PCG값을 도출하였다. PCG는 부채널당 전력을 증가시키기 위하여 IFFT 출력신호에 인가하는 이득으로써

$$PCG = \frac{P(PA_{IN})}{P(N_{SCH})} \quad (2)$$

으로 주어지며 식 (2)에서 $P(PA_{in})$ 은 전력증폭기 입력단의 전력이며 $P(N_{SCH})$ 는 N 개의 부채널을 사용할 때 IFFT 출력신호의 전력이다. 부채널 수에 따라서 인가할 수 있는 최대 PCG는 $P(N_{MAX_SCH}) - P(N_{SCH})$ 로 정해진다. 그림 1에서 $N_{SCH}=1$ 일 때는 20 dB, $N_{SCH}=40$ 일 때는 3.8 dB의 PCG를 인가할 수 있음을 알 수 있다. 그리고 일반적인 OFDMA 시스템의 경우와 마찬가지로 N_{SCH} 와 무관하게 9~11 dB 정도의 PAPR(Peak to Average Power Ratio)값을 가진다.

OFDMA 시스템의 상향링크 수신기는 안테나에 수신된 단말기들의 송신신호에 대해서 FFT를 수행한 후 각 사용자의 송신신호를 복조한다. 이때 기지국 안테나에 수신된 각 단말기들의 신호가 복조 기준시간으로부터 CP 구간 내에 도달하지 않으면 복조가 불가능해지며 복조 기준시간으로부터 멀어질수록 채널 추정기의 성능이 감소하므로 단말기들의 송신신호는 가능한 기준시간 가까이 도달하도록 단말기의 송신시간을 제어하며 이러한 과정

은 레인징을 통해서 이루어 진다. 레인징 채널은 초기 레인징, 주기적 레인징, 핸드오프 레인징 그리고 대역폭 요구 레인징으로 구성되며 각각의 레인징은 144개의 부반송파를 할당하여 BPSK 변조된 PN code를 전송함으로써 기지국이 단말기의 거리를 측정하여 단말기의 송신타이밍을 제어한다.^[3] 초기 레인징을 통하여 단말기의 송신타이밍을 결정한 후에는 주기적 레인징을 통하여 1초마다 단말기의 송신타이밍을 제어한다. 레인징을 통한 단말기의 송신타이밍은 0.1 us 단위로 조절되며 1초 간격으로 주기적 레인징이 이루어질 때 단말기가 최대속도 60 km/h 라면 레인징에 의한 거리오차는 최대 약 17 m 가 된다.

III. 제안된 부채널 할당 및 전력제어 방식

본 논문에서 제안한 OFDMA 시스템에서 단말기의 부채널 할당 및 전력제어를 위한 구조는 그림 2와 같다. 그림 2는 레인징 정보를 이용하여 단말기의 위치를 파악하고 FLR 내에서는 CDMA 시스템에서와 같이 개방루프와 폐루프 전력제어를 수행하고 FLR 밖에서는 단말기의 위치에 따라서 N_{SCH} 와 PCG를 제어하는 방식을 나타낸다. 단말기의 송신전력은 그림 2에서와 같이 N_{SCH} 에 따른 DAC 출력신호의 전력과 전력증폭기의 이득에 의해서 결정되며 수식(3)과 같이 표현된다.

$$TxPower(dBm) = \alpha P_1(N_{SCH}) + P_2(PA_{Gain}) \quad (3)$$

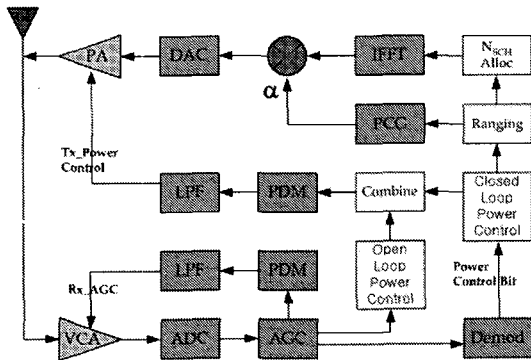


그림 2. OFDMA 시스템의 상향링크 전력제어 구조
Fig. 2 Uplink power control scheme in OFDMA system

식 (3)에서 α 는 PCG를 의미한다. OFDMA 시스템에서

단말기의 최대송신전력은 기지국보다 낮지만 기지국과 같이 부채널 전체를 사용할 수 있기 때문에 단말기의 위치에 따라서 최대 N_{SCH} 및 PCG 적용여부가 달라지며 기지국과 단말기 사이의 거리 및 N_{SCH} 에 따른 단말기의 송신전력은 그림 3과 같다. 그림 3(a)와 3(b)에서와 같이 FLR 이내에서는 기지국과 단말기 사이의 거리 및 N_{SCH} 에 따라 단말기의 송신전력은 비례하여 증가하므로 $\alpha=1$ 로 고정하고 개방루프 전력제어 알고리즘을 적용하여 송신출력을 제어한다. 그러나 그림 3(a)와 같이 PCG를 사용하지 않았을 경우 FLR 밖에서는 전력증폭기의 이득은 최대값으로 고정되기 때문에 상향링크 송신전력은 N_{SCH} 에 따라 변화하고 N_{SCH} 가 일정할 때는 기지국과 단말기 사이의 거리에 무관하게 송신전력이 일정하기 때문에 경로손실이 증가하여 기지국 안테나에 수신된 신호의 전력이 부족하여 $SNR_{required}$ 을 만족시키지 못한다.

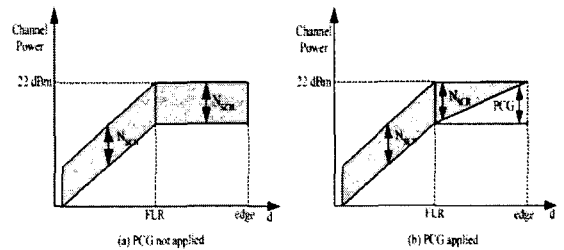


그림 3. OFDMA 시스템의 상향링크 송신전력
Fig. 3 Uplink transmit power in OFDMA system

그러나 그림 3(b)와 같이 FLR 외부에서 단말기의 위치에 따라 N_{SCH} 를 제한시키면 그림 2에서 나타낸 PCG를 사용할 수 있고 이때는 식 (3)의 α 값을 조절하여 부채널당 전력을 증가시킴으로써 기지국 안테나에 수신되는 신호의 부채널당 전력을 일정하게 유지할 수 있으므로 단말기의 위치에 따라서 N_{SCH} 와 PCG를 제어하면 상향링크 부채널 할당과 개방루프 전력제어가 동시에 이루어진다.

따라서 FLR 외부에서 단말기의 위치에 따른 최대 N_{SCH} 와 그에 따른 최적의 PCG값은 상향링크 트래픽 성능을 결정짓는 중요한 변수가 된다

IV. 시뮬레이션 및 결과

본 연구의 시뮬레이션을 위한 HPI 시스템의 셀 반경은 1km로 설정하였으며 Link budget 설계를 위한 경로손실

(path loss) 모델은 IEEE 802.16 BWA WG에서 제시한 SUI(Stanford University Interim) 모델을 사용하였고 log normal 분포 표준편차 값은 10.6 dB를 사용하였으며 그림 4는 Hata 모델과 SUI-A,B,C 모델의 경로손실을 보여준다.^[11] 그림4에서 Hata 모델은 macrocellular 환경에서 널리 사용되는 경로손실 모델로써 HPI 환경에는 적합하지 않지만 비교를 위하여 SUI 모델과 함께 나타냈다. 표 2와 표3은 SUI 모델의 경로감쇄를 이용한 하향링크와 상향링크의 link budget을 나타낸다. 표 2의 하향링크에서는 경로손실이 가장 심한 SUI-A 환경에서 QPSK 방식일 때 1 km 셀 반경을 확보하기 때문에 기지국이 부채널 전부를 사용하더라도 단말기는 하향링크 신호를 복조할 수 있다. 16QAM 방식을 사용할 때는 SNR_{required} 값이 증가하여 서비스 반경이 700m로 감소하기 때문에 셀 가장자리에서는 QPSK 방식만을 사용할 수 있다. 그리고 교외의 평지 지역인 SUI-C 환경에서는 서비스 반경이 1.4 km 까지 확보됨을 알 수 있다.

그러나 상향링크에서는 단말기의 송신전력이 22 dBm으로 감소함에 따라서 SUI-A 환경에서 FLR는 QPSK 방식일 때 0.5 km, 16QAM 방식일 때는 350 m로 감소됨을 알 수 있다. 따라서 FLR 외부에 있는 단말기가 부채널 전부를 사용하면 SNR_{required}를 만족할 수가 없기 때문에 폐회로 전력제어 명령에 의해서 송신전력을 증가시킬 것을 요구받아도, 전력증폭기는 이미 최대의 이득값을 사용하고 있기 때문에, 송신전력을 증가시킬 수 없어서 outage 상태에 빠지게 된다.

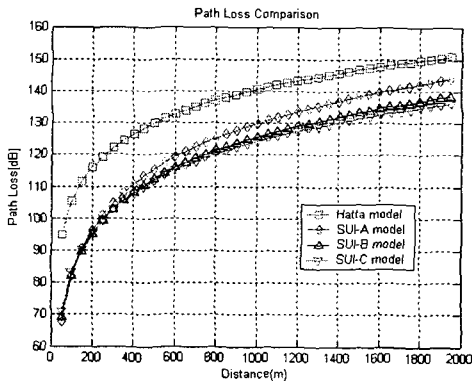


그림 4. 경로손실 모델비교
Fig. 4 Comparison of path-loss models

표 2. 하향링크 링크예산 설계
Table 2. Design of Downlink link budget

Parameter	Value
BS Tx Power[dBm]	43
Tx Antenna Gain [dB]	17
Cable loss[dB]	6
Rx Noise Power [dBm]	-98.98
SNR excluding PL [dB]	152.98
Target Es/No [dB]	10 for QPSK 17 for 16QAM
Required SNR [dB] (Target Es/No+Margin)	23 for QPSK 30 for 16QAM
Cell Radius(SUI-A) [m]	1008 for QPSK 721 for 16QAM
Cell Radius(SUI-B) [m]	1258 for QPSK 871 for 16QAM
Cell Radius(SUI-C) [m]	1383 for QPSK 935 for 16QAM

따라서 FLR 외부에서는 N_{SCH}를 감소시키면서 PCG를 사용하여 통화환경을 증가시킬 수 있으며 그림 5는 단말기의 위치와 변조방식에 따라서 사용가능한 최대 N_{SCH}와 PCG를 보여준다. 그림 5에서 FLR 내에서는 PCG = 0을 사용하고 최대 PCG는 N_{SCH} = 1 일때의 20 dB로 제한되며 단말기의 위치에 따른 최대 N_{SCH}를 동시에 나타냈다. 기지국으로부터 800m 떨어진 단말기는 SUI-A 환경에서 QPSK 방식을 사용할 때 최대 10개의 부채널을 사용할 수 1000m 떨어진 단말기는 최대 4개의 부채널을 사용할 수 있다.

표 3. 상향링크 링크예산 설계
Table 3. Design of uplink link budget

Parameter	Value
MS Tx Power[dBm]	22
Rx Antenna Gain [dB]	17
Rx Noise Power [dBm]	-98.98
SNR excluding PL [dB]	137.98
Target Es/No [dB]	10 for QPSK 17 for 16QAM
Required SNR [dB] (Target Es/No+Margin)	23 for QPSK 30 for 16QAM
Cell Radius(SUI-A) [m]	491 for QPSK 351 for 16QAM
Cell Radius(SUI-B) [m]	572 for QPSK 396 for 16QAM
Cell Radius(SUI-C) [m]	598 for QPSK 404 for 16QAM

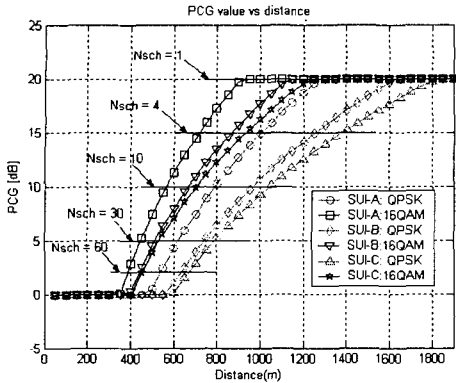


그림 5. 단말기의 위치에 따른 최대 NSCH 및 PCG
Fig. 5 Maximum NSCH and PCG depending on the location of mobile station

그림 5에서 N_{SCH} 를 감소시키면서 PCG를 증가하면 통화 반경이 증가하며 QPSK 방식을 사용할 때 $N_{SCH}=1$ 로 제한하고 20dB의 PCG를 증가하면 SUI-A 환경에서 통화 반경이 1.3km로 증가하며 SUI-C 환경에서는 1.8 km까지 증가함을 알 수 있다. 기지국으로부터 800m 떨어진 단말기는 SUI-A 환경에서 QPSK 변조방식을 사용할 때 10 dB의 PCG를 증가하면 최대 10개의 부채널을 사용할 수 있으며 16QAM 변조방식을 사용할 때는 17 dB의 PCG를 증가하면 2개의 부채널을 사용할 수 있음을 알 수 있다. 그리고 기지국으로부터 1000m 떨어진 셀 경계에 있는 단말기는 SUI-A 환경에서 QPSK 변조방식을 사용할 때 약 19 dB의 PCG를 사용하면 한 개의 부채널을 사용할 수 있기 때문에 단말기의 위치에 따라 변조방식과 부채널수를 제한하고 적절한 PCG를 사용하면 셀 경계에서도 상향링크 통화가 가능함을 알 수 있다. 동일한 조건에서 16QAM 변조방식을 사용하면 최대의 PCG를 증가하여도 최대 서비스 반경이 850m로 제한되기 때문에 셀 경계지역에서는 16QAM 변조방식은 사용될 수 없음을 보여준다. 따라서 셀 경계 지역에 위치한 단말기는 상향링크를 통한 고속 데이터 전송에 제한이 생긴다.

N_{SCH} 에 따른 최대통화반경을 나타낸 그림 6에서 $N_{SCH}=96$ 일 때 FLR를 확인할 수 있으며 N_{SCH} 를 감소시키면 상향링크 통화반경이 증가함을 알 수 있다.

그림 7은 변조방식과 단말기의 위치에 따라서 그림 2에 나타낸 PCG를 증가하였을 때 사용할 수 있는 최대 부채널수를 보여주고 있다. 단말기의 위치와 변조방식에 따라서 최대 부채널수가 그림 7과 같이 제한되기 때문에 최대 N_{SCH} 이상의 부채널을 사용하면 부채널당 SNR_{required}

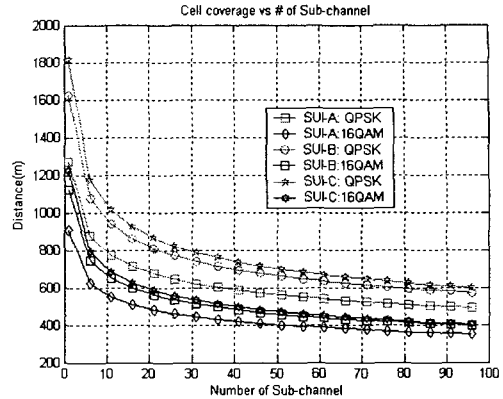


그림 6. NSCH에 따른 최대 통화반경
Fig. 6. Maximum cell boundary depending on NSCH

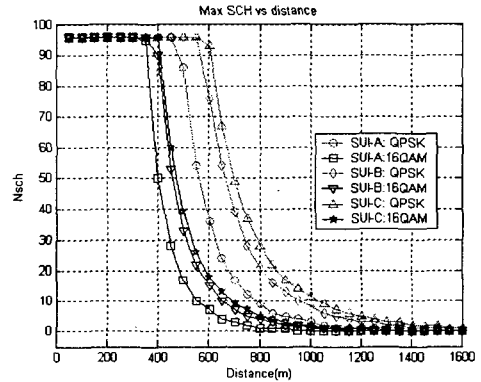


그림 7. 단말기의 위치에 따른 최대 부채널 사용상한 값
Fig. 7. Maximum NSCH depending on the location of mobile station

를 만족하지 못하여 해당 단말기는 outage 상태에 빠지게 되며 최종적으로는 셀 전체의 서비스 영역을 확보하지 못하는 호 끊김현상이 발생한다. 따라서 FLR 안에서는 하향링크 신호의 수신세기에 따라 전력증폭기의 이득을 제어하는 기존의 개방루프 전력제어 방식을 사용하여 상향링크 송신출력을 제어하고 FLR 외부에서 본 논문의 결과를 이용한 레인징 정보를 이용하여 단말기의 위치에 따라 부채널수를 제한하면서 PCG를 사용하면 상향링크의 서비스 반경을 셀 전체로 확보할 수 있음을 알 수 있다.

레인징을 이용한 단말기의 송신 타이밍 조절은 0.1 us 단위로 조절되기 때문에 단말기의 위치는 30 m 간격으로 파악이 가능하며 주기적 레인징이 1 sec 단위로 이루어질 때 단말기가 최대속도 60 km/h 라면 레인징에 의한 단말

기의 위치확인에는 최대 47 m 오차가 발생할 수 있다. 경로손실 모델에서 FLR 밖에서는 50m 거리에서 최대 2 dB의 경로손실이 발생하므로 상향링크 개방루프 전력제어에서 2 dB의 오차가 발생하며 이는 폐회로 전력제어를 통하여 교정이 이루어진다. 그러나 FLR 밖에서 단말기가 동일한 부채널을 사용하면서 PCG를 사용하지 않고 기존의 개방루프 전력제어 방식대로 전력증폭기의 최대 이득값을 사용한다면 최대 16 dB의 전력제어 오차가 발생하여 간섭량이 증가하고 폐회로 전력제어를 통한 교정에 약 8배의 시간이 필요하다. 따라서 단말기의 위치에 따라 N_{Sch} 와 PCG를 동시에 제어하는 방법을 사용하면 개방루프 전력제어 오차를 줄이고 폐회로 전력제어를 통한 교정 시간이 단축됨을 알 수 있다.

V. 결론

OFDMA/TDD 방식을 사용하는 휴대인터넷 시스템에서 단말기는 최소 1개부터 최대 일 때 부채널 전부를 사용할 수 있지만 단말기의 송신전력은 기지국보다 낮기 때문에 상향링크 데이터 전송을 위하여 상향링크에서 부채널 전체를 사용할 수 있는 거리(FLR)의 제한이 생기고 FLR에서 전력증폭기는 최대의 이득값을 가지므로 FLR 외부에 위치한 단말은 기존의 개방루프 전력제어 방식을 사용할 수 없는 문제가 발생한다.

본 논문에서는 OFDMA 시스템의 레인지 정보를 이용하여 단말기의 위치를 파악하고 단말기의 위치에 따라서 사용가능한 부채널수를 제한하고 PCG를 인가하는 방식을 제안하였다. SUI-A 경로손실 모델을 이용한 상향링크 링크예산 설계에서 QPSK 변조방식을 사용할 때 FLR는 약 500m 그리고 16QAM 변조방식을 사용할 때 FLR는 350m로 제한되지만, QPSK 변조방식을 사용할 때 부채널 2개를 사용하면서 18 dB PCG를 인가하면 통화반경이 1000m 까지 증가하며 16QAM 변조방식을 사용할 때는 부채널 1개를 사용하면서 20 dB PCG를 인가하면 통화반경이 850m 까지 증가함을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 구한 단말기의 위치에 따른 최대 부채널수와 그에 따른 PCG 값을 사용하면 단말기의 위치에 따라서 최적의 무선자원 활용이 가능해진다. 그리고 단말기의 위치에 따라서 PCG 값을 제어하므로 별도의 하드웨어 없이 상향링크 전력제어가 이루어지는 장점이 있다.

즉 최대 부채널 범위 내에서 부채널수가 고정일 때는 단말기의 위치에 따라서 PCG가 가변하기 때문에 단말기의 송신출력이 제어되는 개방루프 전력제어가 이루어진다.

레인지 정보를 이용한 거리측정의 최대오차에서도 기존의 전력제어 방식을 이용한 상향링크 전력제어 방식보다 전력제어 정확성면에서 우수한 결과를 보여준다.

따라서 레인지 정보를 이용하여 단말기의 위치에 따라서 부채널수를 제한하고 PCG를 인가하면 상향링크 통화반경을 셀 경계지역까지 확보하면서 무선자원의 최적 활용이 가능하며 상향링크 개방루프 전력제어가 별도의 하드웨어 없이 가능함을 알 수 있다.

참고문헌

- [1] Richard van Nee and R. Prasad, "OFDM for wireless Multimedia Communications," *Artech House*, 2000
- [2] 홍대형, 강충구, 조용수, "휴대인터넷 표준화 현황", *한국통신학회지*, 21권2호, pp.23-37. 2004년2월
- [3] 한국정보통신기술협회, "2.3 GHz 휴대인터넷 표준", 2004년6월
- [4] IEEE 802.16 d/D6, "Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems", 2004
- [5] Andrew J. Viterbi, "CDMA Principles of Spread Spectrum Communication", *Addison Wesley*, 1995
- [6] T.S. Rappaport, "Wireless Communications", *Prentice-Hall*, 1996
- [7] John B. Groe, Lawrence E. Larson, "CDMA Mobile Radio Design", *Artech house*, 2000
- [8] C.Y. Wong, R.S. Cheng, K.B. Letaif, R.D. Murch, "Multiuser OFDM with Adaptive Subscriber, Bit and Power allocation", *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, October 1999
- [9] 김대호, 박윤옥, 김환우, "고속휴대인터넷을 위한 802.16a 기반의 OFDM 모델설계 및 성능분석", *제14회 통신정보합동학술대회 논문집*, 1권, 2004년 4월.
- [10] Daeho Kim, Whan Woo Kim, "Design and Implementation of 802.16a-Based OFDM MODEM for High-speed Portable Internet," *4th IASTED*, July 2004
- [11] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working

Group, "Channel Models for Fixed Wireless Applications (IEEE 802.16.c-01/29r2)"

- [12] D. Kivanc and Hui Liu, "Subcarrier Allocation and Power Control for OFDMA," in *Proc 34th Asilomar*, Vol 1, pp.147-151, Oct. 2000.
- [13] D. Kivanc, G. Li and Hui Liu, "Computationally Efficient Bandwidth Allocation and Power Control for OFDMA," *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, Vol 2, No 6, pp.1150-1158, Nov. 2003.
- [14] K. Kim, Y. Han and S. Kim, "Joint Subcarrier and Power Allocation in Uplink OFDMA Systems," *IEEE Comm. Letters*, Vol 9, Issue 6, pp. 526-528, June 2005.
- [15] K. Kim, H. Kim and Y. han, "Subcarrier and Power Allocation in OFDMA Systems," in *Proc VTC2004-Fall*, Vol 2, pp.1058-1062, Sep. 2004.
- [16] X. Fu and H. Minn, "Initial Uplink Synchronization and Power Control (Ranging process) for OFDMA Systems," in *Proc GLOBECOM'04*, Vol 6, pp. 3999-4003, Dec 2004.

저자소개

김대호(DaehoKim)



1989년 2월: 경북대학교 전자공학과 졸업
1991년 2월: 경북대학교 전자공학과 석사
1997년 3월~현재: 충남대학교 정보통신공학과 박사과정

1991년~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원
※ 관심분야: 디지털 신호처리, CDMA, OFDMA

김환우(WhanWooKim)



1977년 2월: 서울대학교 전자공학과 학사
1979년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
1988년 6월: University of Utah 전자공학과 박사

1980년 6월~현재: 충남대학교 정보통신공학부 교수
※ 관심분야: 디지털 신호처리, 초고속 디지털 통신