

논문 2012-49-12-3

중첩 융합 네트워크 환경을 고려한 STTC기반 이중 셀 시스템 분석 모델

(Performance Modeling of STTC-based Dual Virtual Cell System
under the Overlay Convergent Networks of Cognitive Networking)

최 유 미*, 김 정 호**

(YuMi Choi and Jeong-Ho Kim)

요 약

인지 기반 융합 중첩 네트워크 환경 하에서의 시스템의 성능이 중요한 이슈로 떠오르는 가운데 단말기의 기능성이 좋아짐에 따라 스마트한 지능을 기반으로 접속 자원의 효과적 활용에 적합한 개별 이중 네트워크의 특성분석과 특성을 반영하는 시스템 측면의 접속 최적화가 매우 중요하다고 할 수 있다. 본 논문에서는 기지국의 소형화와 다집적화, 가상화, 지능화가 진행되는 가운데 기지국 hotelling과 같은 기지국 집중화를 통한 통합적 최적화가 가능하므로 이에 대응한 이중 가상 셀 시스템의 특성에 대해 살펴보고 활용도 측면의 성능을 분석하고 향후 다뤄져야 할 사항들을 확인하였다.

Abstract

The newly introduced model of a STTC-based Distributed Wireless Communication System (DWCS) can provide the capability of joint control of the signals at multiple cells. This paper has considered the virtual cell systems: the Dual Virtual Cell (DVC), and also proposes DVC employment strategy based on DWCS network. The considered system constructs DVC by using antenna selection method. Also, for multi-user high-rate data transmission, the proposed system introduces multiple antenna technology to get a spatial and temporal diversity gain and exploits space-time trellis codes known as STTC to increase a spectral efficiency.

Keywords : Heterogeneous Networks, Cognitive Networking, Throughput, Radio Resource Management

I. 서 론

중첩 융합 이동통신은 음성은 물론 문자, 그림, 동영상 등의 멀티미디어 정보를 인터넷 망과의 연동을 통하여 고속, 고품질로 송/수신하는 서비스를 의미한다. 저속의 음성 및 패킷 데이터 통신 위주에서 고속 이동 중

에 최대 100Mbps, 정지 및 저속 이동 중에 155Mbps~1Gbps까지의 데이터 전송 속도를 기반으로 하여 유무선 통합에 의한 멀티미디어 통신이 가능토록 하는 데 1차적인 주안점이 있다^[1~4]. 그러나 빠른 전송 속도 뿐만 아니라 스펙트럼 효율성(spectral efficiency)의 향상, 커버리지(cell coverage) 확장, 서비스 품질(QoS)과 서비스 등급의 차별화, 효율적인 서비스 지원을 위한 단말기 재구성, 그리고 기존의 시스템과의 조화를 기반으로 한 중첩 융합 네트워크 환경 하에서의 최적화를 실현하는 것이 중요한 사안으로 떠오르고 있다^[3]. 단말 분야에서는 여러 가지 망을 효율적이고 편리하게 사용할 수 있도록 다양한 입출력 인터페이스 제공 기술, 다중 접

* 학생회원, ** 평생회원, 이화여자대학교 전자공학과
(Dept. of Electronics Engineering, Ewha Womans University)

※ 이 논문은 2010년 정부(교육과학기술부)의 재원으로
한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임
(2010-0008916)

접수일자: 2012년4월11일 수정완료일: 2012년11월26일

속 모드, 이동 단말기와 정보 기기의 융합, 저전력 장치, 배터리 기술 등이 다뤄지고 있다. 본 논문에서는 이러한 중첩 융합 이동통신시스템의 기술적인 과제를 해결하기 위한 구조로써^[5~7], 기존의 제안한 분산 무선 통신 시스템^[8]을 기반 환경으로 하여 제안된 DVCS에 STTC (space time trellis code)를 적용한 분석모델을 제시하고 제안 시스템의 특성을 규명하며 제안시스템에 대하여 주어진 환경에서 성능을 평가한다.

II. 본 문

현재의 다중안테나 시공간 프로세싱(Space-cTime Processing) 기술은 전형적으로 송/수신단에서 복수 개의 안테나를 사용하여 다중경로 현상을 발생시키는 고 밀도의 스퀘터링 환경에서 채널을 공간적으로 분리시킴으로써 안테나별 데이터가 공간 다이버시티를 얻게 하여 전송 품질을 향상시키는 데이터 다이버시티 최대화 기술과 다수의 송신안테나를 이용하여 다수의 데이터 심볼을 동시에 송신하여 전송률을 향상시키는 공간 다중화 기술, 그리고 이러한 두 가지 방식을 적절하게 결합하여 각각의 장점을 얻고자 하는 두 방식의 트레이드 오프(tradeoff) 관계를 이용한 방식이 있다.

1. 시스템 모델의 구성

다이버시티는 다이버시티 이득을 송신단에서 얻느냐 수신단에서 얻느냐에 따라 다시 송신 다이버시티와 수신 다이버시티로 구분되며, 송신 안테나의 개수가 M_T 이고 수신안테나가 M_R 개 있는 경우 최대 $M_T M_R$ 개의 독립된 페이딩 채널을 결합시킬 수 있으므로 이 때 얻을 수 있는 최대 다이버시티 이득은 $M_T M_R$ 이다. STTC는 수신단으로부터 송신단으로 피드백 되는 정보가 없는 개루프 방식으로 송신 안테나의 개수가 늘어날 때에 복호 복잡도가 안테나 수와 전송률에 비례하여 지수적으로 증가하는 문제점이 있으나, 최대 다이버시티 이득인 $M_T M_R$ 을 얻을 수 있다. 그리고 STBC 역시 수신단으로부터 송신단으로 피드백되는 정보가 없는 개루프 방식이며 송신단에서 직교 행렬을 이용한 방식으로 인코딩과 디코딩이 매우 간단하며 디코딩은 최대우도검출(Maximum Likelihood detection) 기술로 유도할 수 있는 장점이 있다. TxAA 방식은 수신단으로부터 송신단으로 피드백되는 정보를 이용하는 페루프 방식으로

송신안테나 개수만큼의 다이버시티 이득을 얻는 동시에 송신안테나의 수를 하나씩 증가시킬 때마다 평균 신호 대 잡음비(SNR, Signal-to- Noise Ratio)가 3dB 증가하는 array gain을 추가로 얻기 때문에 개루프 방식 보다 우수한 성능을 나타내는 기술이다.

다이버시티 기술들의 단위시간당 심볼 전송률이 1이 하인 반면, 공간다중화(Spatial Multiplexing) 기법은 다중안테나에 의해 공간적으로 독립적인 부채널들로 서로 다른 데이터를 동시에 전송하여 데이터 전송률을 최대화하는 기술이다. 이 기술은 송신기에서 각 송신안테나를 통해 서로 다른 데이터를 전송하고 수신기에서는 적절한 신호처리를 통해 송신 데이터를 구분해낸다. 따라서 송/수신 안테나의 수를 동시에 증가시킴에 따라 채널 용량이 증가하여 보다 많은 데이터 전송을 가능하게 한다. 공간다중화 기술에는 ZF(Zero Forcing) 기법, MMSE(Minimum Mean Square Error) 기법, V-BLAST (Vertical-Bell lab. Layered Space-Time), D-BLAST (Diagonal-Bell lab. Layered Space-Time) 등의 기법을 고려할 수 있으며 각 방법은 주어진 환경에 따라 그 특성이 다르게 나타나며, 본 연구에서는 이들 방법 중에서 성능을 최대화 할 수 있는 방법을 선택하여 적용하고자 한다. ZF 기법은 송신단에서 서로 다른 신호를 각각의 송신 안테나를 통해 전송하고 채널을 겪은 전송 신호들이 수신안테나를 통해 서로 중첩된 형태로 수신 되었을 때, 각 송신안테나로부터 전송된 신호를 복원하기 위하여 수신단은 수신안테나들의 신호들을 선형 조합하여 복원하고자 하는 송신안테나 외의 안테나로부터 전송된 신호들을 제거하는 기법으로 안정된 채널상태를 유지하고 있을 때 효과적인 방법이라고 할 수 있다[4]. MMSE 기법은 ZF와 유사한 선형수신기로 수신단에서 더해지는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)의 분산을 고려하여 신호의 평균 제곱 오차(mean square error)가 최소가 되도록 송신 신호들을 추정하는 방식이다. 다중안테나 시스템은 이 두 가지 기법의 장점을 동시에 얻기 위하여 안테나의 일부를 목표로 하는 전송률을 얻기 위해 사용하고, 나머지 안테나는 링크 품질 향상을 위한 다이버시티 이득을 얻는데 사용하는 등으로 활용할 수 있으며, 이 경우 두 가지 기법의 이득 간에는 트레이드오프(trade-off) 관계가 있어서 시스템 성능을 최대화하는 방향으로 안테나의 운용을 수식화 하는 연구가 진행되고 있다. 사용자 링크 품질의 지속적인 관

리를 목적으로 하는 제안시스템에서 다중 안테나 기술과 채널 부호화 기술이 결합된 시공간 부호화 기술을 도입한다면 열악한 무선 환경에서 주파수 효율과 신뢰도의 개선을 얻을 수 있을 것이며 수신 단에서 시공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 추가적인 대역폭의 확장 없이 부호화 이득(Coding Gain)을 얻을 수 있어 채널 용량을 크게 개선시킬 수 있는 장점이 있으므로 V.Tarokh 등에 의해 제안된 시공간 트래블리스 부호화를 적용하고자 한다^[5].

2. 시스템 해석모델

STTC는 Maximum Likelihood Decoder의 computational complexity가 안테나 수와 전송률에 지수적으로 비례하여 증가하는 단점이 있으나, 송/수신 안테나의 곱에 해당하는 최대 다이버시티 이득과 추가적인 부호화 이득을 얻을 수 있는 장점이 있다. 각각의 송신 안테나에서는 서로 다른 M_T 개의 신호를 동시에 전송하며, 송신 신호는 quasi-static flat fading 채널에 의해 왜곡되어 수신단으로 전송되고, 각 수신안테나마다 가우시안 노이즈가 더해지는 시스템이다.

$$P(s \rightarrow e | h_{j,i}, i=1,2,\dots,M_T, j=1,2,\dots,M_R) = Q\left(\frac{d(s,e)}{2\sigma}\right) \leq \exp(-d^2(s,e)E_s/4N_0) \quad (1)$$

이 때, 특정 순간 t 시점에 i 번째 안테나를 통해 전송되는 신호를 $s_{t,i}$ 라고 하면, 시간 t 에 $j(j=1,2,\dots,M_R)$ 번째 안테나를 통해 수신되는 신호, $r_{t,j}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{t,j}^j = \sum_{i=1}^{M_T} h_{j,i}' s_{t,i}^i + n_t^j \quad (2)$$

여기서 $h_{j,i}$ 는 채널 행렬의 채널 gain으로 i 번째 송신안테나에서 j 번째 수신안테나로 가는 경로의 페이딩 감쇄 coefficient를 나타내고, n_t^j 는 시간 t 에 j 번째 수신안테나에서 더해지는 잡음 성분으로 i.i.d. (independently and identically distributed) Gaussian 랜덤 변수이다. 제안하는 시스템에서는 quasi-static flat fading 채널을 가정하였으므로 한 프레임 구간동안은 채널은 constant하고 프레

임 단위로 변한다.

각 안테나에서 전송되는 데이터 frame 길이가 L 일 때, space-time code word matrix $M_T \times L$ 은 다음과 표현할 수 있다.

$$S = [s_1, s_2, \dots, s_L] = \begin{bmatrix} s_1^1 & s_2^1 & \dots & s_L^1 \\ s_1^2 & s_2^2 & \dots & s_L^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1^{M_T} & s_2^{M_T} & \dots & s_L^{M_T} \end{bmatrix} \quad (3)$$

matrix S 의 각 row는 각 송신 안테나로부터 전송되는 데이터 시퀀스를 나타내며, matrix S 의 각 column은 시간 t 시점의 space-time symbol이다.

위와 같이 신호 s

$$= s_1^1 s_1^2 \dots s_1^{M_T} s_2^1 s_2^2 \dots s_2^{M_T} \dots s_L^1 s_L^2 \dots s_L^{M_T}$$

가 전송되었을 때, 최대 우도 복호기(maximum likelihood decoder)가 신호에 대한 추정으로 오류신호 $e = e_1^1 e_1^2 \dots e_1^{M_T} e_2^1 e_2^2 \dots e_2^{M_T} \dots e_L^1 e_L^2 \dots e_L^{M_T}$ 을 선택할 확률을 pairwise error probability(PEP)라고 하고, 이것은 다음과 같은 경우에 일어난다.

$$\sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^{M_R} \left| r_{t,j}^j - \sum_{i=1}^{M_T} h_{j,i}' s_{t,i}^i \right|^2 \geq \sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^{M_R} \left| r_{t,j}^j - \sum_{i=1}^{M_T} h_{j,i}' e_{t,i}^i \right|^2 \quad (4)$$

이것은 다시 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^{M_R} 2\text{Re} \left\{ (n_t^j)^* \sum_{i=1}^{M_T} h_{j,i}' (e_{t,i}^i - s_{t,i}^i) \right\} \geq \sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{i=1}^{M_T} |h_{j,i}' (e_{t,i}^i - s_{t,i}^i)|^2 \quad (5)$$

수신단에서 채널에 대한 완벽한 정보를 가지고 있다고 가정할 경우, 송신 신호 s 에 대하여 오류 신호 e 로의 PEP는 다음 주어진 식과 같이 upper-bounded된다.

여기서 $Q(x)$ 는 $Q(x) = \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 로 complementary error function을 의미한다. 그리고

$$d^2(s,e) = \sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{i=1}^{M_T} \sum_{i'=1}^{M_T} h_{j,i} \overline{h_{j,i'}} (s_{t,i}^i - e_{t,i}^i) \overline{(s_{t,i'}^{i'} - e_{t,i'}^{i'})} \quad (6)$$

이다. 만약 $\Omega_j = (h_{j,1}, h_{j,2}, \dots, h_{j,M_T})$ 라고 한다면,

$$d^2(s, e) = \sum_{j=1}^{M_R} \Omega_j A \Omega_j^+ \quad (7)$$

과 같이 표현할 수 있다. 여기서 Ω_j^+ 는 Ω_j 의 Hermitian transpose를 나타내며, $A=A(e, s)$ 는 시간에 독립적인 $MT \times MT$ matrix이다.

$$A_{p,q} = \sum_{t=1}^L (s_t^p - e_t^p) \overline{(s_t^q - e_t^q)} \quad (8)$$

따라서, PEP는 다음과 같이 된다.

$$P(s \rightarrow e | h_{j,i}, i=1,2,\dots, M_T, j=1,2,\dots, M_R) \leq \prod_{j=1}^{M_R} \exp\left(-\frac{\Omega_j A \Omega_j^+ E_s}{4N_0}\right)$$

여기서, A는 Hermitian matrix이므로, $VAV^+ = D$ 이다.

다음 식을 만족하는 unitary matrix $V(VV^+=I)$ 와 실 대각행렬 D 가 존재한다. 여기서 V 의 row들은 A 의 eigenvector들이며, MT 차원 vector space의 완벽한 직교 basis이다. 게다가 대각행렬 D 의 원소들은 A 의 eigenvalue, λ_i 들이다. Difference matrix B 를 다음과 같이 정의하면,

$$B(s, e) = \begin{pmatrix} e_1^1 - s_1^1 & e_2^1 - s_2^1 & \dots & e_L^1 - s_L^1 \\ e_1^2 - s_1^2 & e_2^2 - s_2^2 & \dots & e_L^2 - s_L^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e_1^{M_T} - s_1^{M_T} & e_2^{M_T} - s_2^{M_T} & \dots & e_L^{M_T} - s_L^{M_T} \end{pmatrix}$$

B 는 A 의 제곱근 행렬이 된다. 즉, $A=BB^+$.

다음으로 $d^2(s, e)$ 를 A 의 eigenvalue들로 표현해보자.

우선 $(\beta_{j,1}, \beta_{j,2}, \dots, \beta_{j,M_T}) = \Omega_j V^+$ 라고 하면,

$$\Omega_j A \Omega_j^+ = \Omega_j V^+ D V \Omega_j^+ = \sum_{i=1}^{M_T} \lambda_i |\beta_{j,i}|^2$$

$$\therefore d^2(s, e) = \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{i=1}^{M_T} \lambda_i |\beta_{j,i}|^2 \quad (9)$$

이다. $h_{j,i}$ 가 평균이 $Eh_{j,i}$ 인 complex Gaussian random variable이므로, K_j 를 아래와 같이 정의하면, 다음과 같이 되고,

$$K_j = (Eh_{j,1}, Eh_{j,2}, \dots, Eh_{j,M_T}) \quad (10)$$

V 는 unitary matrix이므로, $\beta_{j,i}$ 는 분산이 0.5이고 평균이 $K_j^j \cdot v_i$ 인 independent complex Gaussian random variable이 된다.

그리고 quasi-static flat fading 채널의 경우에는 모든 i 와 j 에 대하여 $Eh_{j,i}=0$ 이므로,

$$P(s \rightarrow e) \leq \left(\frac{1}{\prod_{i=1}^{M_T} \left(1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i\right)} \right)^{M_R} \quad (11)$$

이다. SNR이 충분히 높은 환경에서는

$$\left(1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i\right) \approx \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i$$

이므로, PEP는

$$P(s \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i\right)^{-M_R} \left(\frac{E_s}{4N_0}\right)^{-rM_R} = \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i^{1/r}\right)^{-rM_R} \left(\frac{E_s}{4N_0}\right)^{-rM_R}$$

이다. 여기서 r 은 A 의 rank를 나타내므로 A 에는 r 개의 0이 아닌 eigenvalue들과 $(MT-r)$ 개의 0인 eigenvalue들이 존재한다. 따라서 rM_R 만큼의 다이버시티 이득과 $(\prod_{i=1}^r \lambda_i)^{1/r}$ 의 코딩 이득을 얻을 수 있다. 위의 식을 통하여 다음의 설계 기준을 얻을 수 있다.

Rank criterion: 최대 다이버시티 이득 $MRMT$ 를 얻기 위하여 행렬 B 는 모든 codeword pair s, e 에 대하여 full rank MT 를 가져야 한다. 만약, B 의 rank가 r 이면, 얻을 수 있는 다이버시티 이득은 rM_R 이다.

III. 시뮬레이션 결과 및 해석

본 절에서는 진술한 시스템 모델과 해석 모델에 기반한 평가방법에 기초하여 비교대상인 기존의 발전된 상용화된 시스템과 비교하여 개선된 결과가 나타나는지 살펴보았다.

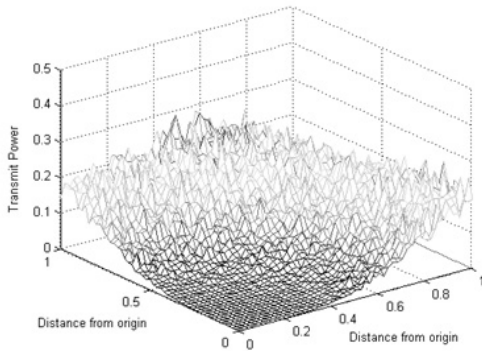


그림 1. 단말의 위치에 따른 요구 송신 전력
Fig. 1. Required transmission power w.r.t terminal positions.

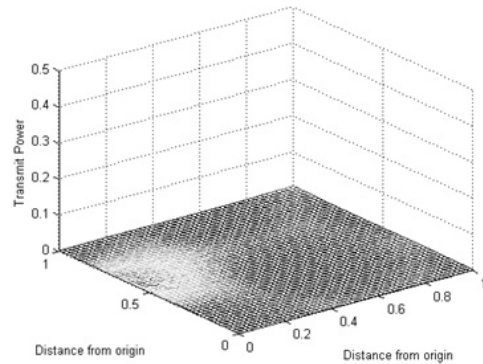


그림 3. 안테나 밀도에 따른 송신 전력 분포
Fig. 3. Transmit power distribution w.r.t the density of Transceivers.

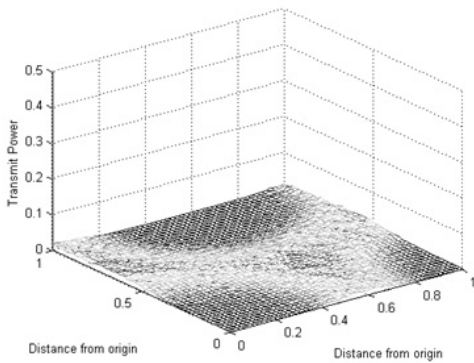


그림 2. 제안시스템의 안테나 밀도에 따른 송신 전력 분포
Fig. 2. Transmit power distribution of considered system.

이는 기존 상용화된 시스템의 결과인 그림 1에서 송신전력이 0.29까지 최대 값이 올라가는 것에 비하여 기존 상용화된 시스템과 안테나 밀도가 동일한 제안시스템의 경우에는 최대 값이 0.4정도, 안테나 밀도가 2배인 경우에는 최대 값이 0.06이며, 안테나 밀도가 4배인 경우에는 최대 값이 0.02로 요구 송신 전력이 급격하게 줄어들며 이러한 상황에서도 보다 개선된 링크품질과 수용용량의 제공이 가능함을 확인하였다.

그림 2는 위와 동일한 시뮬레이션 조건 하에서 안테나 밀도를 상향조정함에 따른 요구 송신 전력의 분포를 구한 결과이다. 만약 제안 시스템에서 CDMA를 사용한다고 가정하면, 밀도가 상향됨에 따라 낮아지는 송신 전력 송출은 사용자 간의 간섭문제를 개선시킬 수 있으며, 이로 인해 시스템 용량(capacity)의 향상이 가능하

게 된다. 기존 상용화된 시스템은 기지국의 안테나 중에서 각 실험에서 지정한 개수의 안테나를 사용할 수 있으며, 고려하는 시스템은 분산된 여러 개의 AP에서 각 실험에서 지정한 개수의 안테나 수만큼을 선택하여 사용할 수 있다. 기존 상용화된 MIMO시스템의 안테나들은 보통 같은 곳에 위치하여서 이로 인한 채널상관도가 높아져서 통신로의 링크 품질에 손실이 생긴다.

반면, 제안시스템은 특정 사용자의 수신을 위하여 채널 상태가 좋은 통신로를 CVC에서 관리하고 있으면서 수신 시에 채널의 상관도에 따른 성능 저하를 완화시키고 링크 품질이 좋은 채널을 선택하여 AVC에서 사용할 수 있기 때문에 그림 3에 나타난 바와 같이 단말기 송신 전력에 있어서도 낮은 전력을 송출하더라도 원하는 품질의 링크 속도를 얻을 수 있음을 전체 영역에 고루 분포함을 알 수 있다. 즉 링크 품질이 우수한 안테나 군을 관리하는 CVC를 도입한 DVC시스템이 CVC를 사용하지 않는 기존 가상 셀 시스템보다 0.6 ~ 1.3dB가량, 기존 상용화된 시스템보다는 2dB가량 개선된 성능을 보였다. 이는 네트워크가 단말의 출현을 인지한 후에야 단말의 통신을 위한 안테나를 선정하는 기존 가상 셀 방식보다 사용자의 이동을 단말의 전원이 켜진 후부터 지속적으로 관리하면서 단말의 통신 시점을 대비하여 링크 품질이 우수한 채널을 관리하면서 단말의 통신이 개시되었을 때, 신속하게 단말의 통신을 위해 좋은 품질의 링크를 제공하는 DVC 시스템의 장점으로 인한 것이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 중첩융합 네트워크 환경에서 적용 가능한 분산무선시스템을 기반으로 하여 사용자 통신의 링크 품질을 지속적으로 유지하면서 용량을 향상시키고자 하는 이중 가상 셀의 시스템 분석모델을 제시하고 주어진 환경 하에서 시뮬레이션을 통하여 해석모델에 기반한 성능을 평가하였다. 사용자 단말기의 지능적인 능력을 활용하여 사용자 통신의 링크 품질을 향상시킬 수 있으며, 네트워크가 단말의 속도, 이동방향 등을 통하여 다음 시점의 단말의 도달 범위를 예측하여 사용 가능한 자원을 업데이트하는 과정을 반복함으로써, 단말의 이동으로 인한 무선링크 단절 및 품질 저하를 방지하고 신속한 링크채널 변경이 가능하게 된다. 제안시스템은 특히 고속 이동이나 채널 변화가 심한 환경 등 채널 품질이 열악한 환경에서 우수한 성능을 나타낼 것으로 기대되며 특히 BTS hotelling과 같은 클라우드 기지국 환경 하의 다수의 다중 셀이 운집한 시스템 구조 하에서 그 성능의 개선이 더욱 뚜렷하게 나타날 것으로 기대한다. 중첩 융합 이동통신시스템은 다수사용자의 고속 데이터 전송을 지원하는 것을 목표로 하는 시스템이므로 제안시스템에서는 시공간 트렐리스 부호화 기술을 이용하여 다중안테나를 통하여 부호화된 신호를 전송함으로써 주파수 효율을 향상시키고 시간, 공간 다이버시티 이득을 꾀하고 있다. 실제적인 시스템의 구현을 위해서는 네트워크 채널 추정의 오버헤드를 감소시키면서 사용자 링크 품질의 변동을 최소화하도록 네트워크 파라미터를 조정하고 구성하는 접속점과 안테나 수의 최적화가 필요하며 각 요소의 커버리지 최적화, 분산안테나를 사용함으로써 인하여 수신신호의 지연시간이 경로별, 안테나별로 다른 문제를 해결하는 등이 추가적으로 해결해야 할 문제들로 확인된다.

참 고 문 헌

[1] S. Zhou et al., "Distributed Wireless Communication System: A New Architecture for Future Public Wireless Access," IEEE Communication Magazine, vol. 41, no. 3, pp. 108-113, March 2003.
[2] Jing Wang, Yan Yao, Ming Zhao, Shidong Zhou, Yi Wang, Xin Su, "Conceptual platform of

distributed wireless communication system", Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2002. IEEE 55th, Vol.2, pp.593-597, May 2002.
[3] J. Wang, M. Ghosh, and K. Challapali, "Emerging Cognitive Radio Applications: A Survey," IEEE Communications Magazine, Vol. 49, No. 3, pp. 74-81, March 2011.
[4] Paulraj, Nabar and Gore, Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge Press, 2003.
[5] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.44, pp.744-765, Mar.1998.
[6] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "space-time codes for high data rate wireless communication : Performance analysis and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.44, pp.744-765, Mar. 1998.
[7] J. Proakis, Digital Communications, 3rd ed. New York : McGraw-Hill, 1995.
[8] Joo-Young Yang, Jeong-Ho Kim, "A study on the newly proposed Dual Virtual Cell System in Distributed Wireless Communication System," 한국통신학회 논문지, pp517~526, 2006.

— 저 자 소 개 —



최 유 미(학생회원)
2010년 이화여자대학교 공과대학
전자공학과 재학 중
2012년 1월~이화여자대학교 전자
공학과 무선멀티미디어통
신연구실

<주관심분야 : 무선통신, 이동통신 네트워크, 인
지 네트워킹>



김 정 호(평생회원)
1991년 한국과학기술원 전기 및 전
자공학과 학사
1993년 한국과학기술원 전기 및 전
자공학과 석사
1999년 한국과학기술원 전기 및 전
자공학과 박사

1995년 LG전자 멀티미디어 연구소
1999년~2000년 LG정보통신 중앙연구소 선임연
구원
2000년, 2009년 Virginia Tech. MPRG (Mobile
Radio Research Group) Visiting
Scholar and Visiting Professor
2001년~2002년 8월 LG전자 UMTS시스템 연구
소 책임연구원
2002년 9월~현재 이화여자대학교 공과대학 전자
공학과 부교수

<주관심분야 : 인지 네트워킹, 인지 라디오 네트
워크, 인지기반 QoS제어, SDR Hardware 플랫폼
설계>