

다중 기지국 환경에서의 MIMO-OFDM 시스템을 위한 최적 파일럿 시퀀스 설계 방법

정회원 강재원*, 이두호*, 변일무, 종신회원 김광순**°

Optimal Pilot Sequence Design based on Chu sequences for Multi-cell Environments

Jae Won Kang*, Duho Rhee*, Il-MU Byun* *Associate Members*,
Kwang Soon Kim**° *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 기지국간 간섭이 큰 다중기지국 환경에서 multiple-input multiple output (MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) 시스템을 위한 파일럿 시퀀스 설계 방법 및 채널 추정 기법을 제안한다. 제안 파일럿 시퀀스의 경우 평균 제곱 오류치 (Mean Square Error)를 최소화시키며, 설계된 파일럿에 적합한 채널 추정 방법을 제안한다. 제안된 파일럿 시퀀스 및 채널 추정 기법은 추 시퀀스의 상관관계 특성을 이용해 설계되며 모의실험을 통해 설계된 파일럿 시퀀스를 이용한 채널 추정 기법이 기지국간 간섭을 완화에 효과적임을 보여준다.

Key Words : Multi-Cell MIMO-OFDM, Channel Estimation, Pilot Sequences, Chu Sequences, MSE.

ABSTRACT

In this paper, the channel estimation and pilot sequence design technique of multiple-input multiple-output (MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems in multi-cell environments are studied for situations in which the inter cell interference (ICI) is the dominant channel impairment. We design pilot sequence aiming at minimizing mean square error and propose the channel estimation technique correspond to the designed pilot sequences. The proposed pilot sequences employ the sequences with good correlation properties such as Chu sequence and through simulations, it is shown that channel estimation algorithm using designed pilot sequence is effective for mitigating the ICI.

I. 서 론

MIMO 기술은 데이터 처리 속도를 여러 배로 높여주고 범위와 신뢰성을 동시에 향상시켜 주면서도 무선 주파수를 추가로 소모하지 않는다. 또한 OFDM 시스템은 주파수 선택적 채널에서 강인하고,

구현의 용이성으로 DAB, WLANs, ADSLs 등 다양한 표준에 채택되었다^{[1]-[3]}. 그러므로 MIMO-OFDM 시스템은 채널 용량 면에서 거대한 이득을 가져다 주며, 차세대 무선 통신 시스템에서 가장 유망한 시스템 중의 하나이다.

일반적으로 채널 추정은 코히어런트 변복조를 위

※ 이 논문은 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원으로 (KRF-2008-314-D00311) 수행된 연구 결과입니다.

* 연세대학교 전기전자공학과 ({kjwvic, dhrhee, hwang819}@del.yonsei.ac.kr)

** 연세대학교 전기전자공학과 (ks.kim@yonsei.ac.kr, °: 교신저자)

논문번호: KICS2009-05-202, 접수일자: 2009년 5월 14일, 최종논문접수일자: 2009년 11월 11일

해서 매우 중요하며, 채널 추정 성능의 정확성은 전체 시스템 성능에 매우 중요한 영향을 미친다. 특히, MIMO 시스템에서는 SISO (single-input single-output) 시스템에 비해 안테나 간 간섭이 매우 크기 때문에 보다 정확하고 복잡한 채널 추정 수행 과정을 요구한다^[1]. 게다가, 이들 시스템이 다중 기지국 환경에 적용된다면, 기지국간 간섭이 큰 기지국 경계 지역에서는 성능 열화가 크게 발생한다^{[4][6]}. 그러므로 기지국간 간섭을 줄이는 것은 채널 추정에 있어서 매우 중요하다. 본 논문에서는 다중 기지국 환경의 MIMO-OFDM 시스템에서 추 시퀀스^[7]를 기반으로 설계된 파일럿 시퀀스를 이용하여 기지국간 간섭을 완화시킴으로서, 채널 추정 성능을 향상시키는 기법을 제안한다. 설계된 파일럿 시퀀스는 추 시퀀스 상관관계의 규칙성에 근거한 통계적 특성을 이용해 평균 제곱 오류치의 성능을 향상시킨다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 환경과 모델에 대해 설명한다. III장에서는 다중 기지국 환경에서의 채널 추정 기법에 대한 평균 제곱 오류치를 유도하며, 이를 바탕으로 최적의 파일럿 시퀀스의 설계 및 이에 적합한 채널 추정 기법을 제안한다. 마지막으로 IV장에서는 설계된 파일럿 및 채널 추정 기법의 성능을 검증하기 위한 실험 결과들이 주어진다.

표시법 (Notation) : $M \times M$ 단위행렬은 $\mathbf{I}_{M \times M}$ 이고 $A \times B$ 영행렬은 $\mathbf{0}_{M \times M}$ 이다. 정방 행렬의 $Tr(\cdot)$ 은 행렬의 왼쪽 위 원소부터 오른쪽 아래까지 원소의 합으로 정의된다. 또한, $(\cdot)^T$ 와 $(\cdot)^H$ 은 각각 transpose와 hermitian을 의미한다. $[\cdot]_{x,y}$ 은 괄호 안 행렬의 x 번째 행 y 번째 열의 원소를 의미한다.

II. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 고려되는 시스템 환경에 대해 나타내고 있다. 본 논문에서 고려되는 시스템은 N 개의 부반송파를 가지고 N_T 개의 송신 안테나가 설치된 MIMO-OFDM 시스템이다. 이동 단말기의 다수의 수신 안테나에서는 동일한 채널 추정 기법이 독립적으로 수행되고 각각의 송수신 안테나에 대한 채널은 동일한 확률 분포를 가지기 때문에 수식 전개에 편의를 위해 하나의 수신 안테나에 대해서만 고려하기로 한다. 채널 경로의 최대 지연 확산

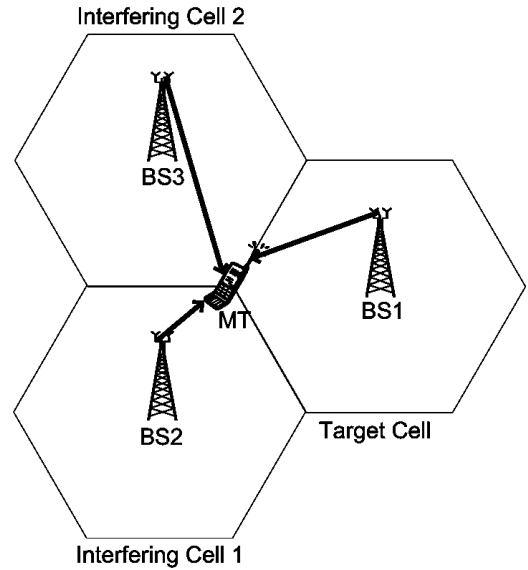


그림 1. 시스템 환경
Fig. 1. System environment

은 L 이며, N_B 는 기준 기지국 (reference base station)과 간섭을 미치는 근접 기지국들 포함한 기지국 개수이다.

일반적으로 기지국 획득 (cell acquisition) 과정은 채널 추정 작업 이전에 이루어지고 근접 기지국들의 간섭 전력은 이 과정 동안에 측정될 수 있으므로 평균 간섭 전력이 큰 순으로 기지국 순서의 정렬이 가능하게 한다. 이 기지국들의 정렬 순서에 대해 시간 영역에서의 b 번째 기지국의 파일럿 시퀀스 집합은 $\mathbf{x}^b = [\mathbf{x}_0^b \mathbf{x}_1^b \dots \mathbf{x}_{N_r-1}^b]$ 이며, 여기서 $\mathbf{x}_t^b = [x_t^b(0) x_t^b(1) \dots x_t^b(N-1)]$ 는 b 번째 기지국의 t 번째 송신안테나의 파일럿 시퀀스라 가정한다. 그러면 기준 기지국에서의 q 번째 이동 단말기의 수신 OFDM 심볼의 보호구간 (guard interval)을 제거한 후의 수신 신호를 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_q = \mathbf{X}\mathbf{H}_q + \sum_{b=1}^{N_B-1} \sqrt{\alpha_q^b} \mathbf{X}^b \mathbf{H}_q^b + \mathbf{n}_q \quad (1)$$

위 수식에서 기지국의 인덱스는 감쇄 인수 ($0 \leq \alpha^{N_B-1} \leq \dots \leq \alpha^1 \leq \alpha^0 = 1$)의 크기가 큰 순으로 표시되고, 수식 표기의 편의를 위해서 기준 기지국의 인덱스인 0은 생략하도록 한다. $\mathbf{X}^b = [\mathbf{X}_0^b \mathbf{X}_1^b \dots \mathbf{X}_{N_r-1}^b]$ 은 $N \times LN_T$ 크기를 가지는 행렬이며, 여기서 \mathbf{X}_t^b 는

$$\mathbf{X}_t^b = \begin{bmatrix} x_t^b(0) & x_t^b(N-1) & \cdots & x_t^b(N-L+1) \\ x_t^b(1) & x_t^b(0) & \cdots & x_t^b(N-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_t^b(N-1) & x_t^b(N-2) & \cdots & x_t^b(N-L) \end{bmatrix}$$

그리고 각각의 송신 안테나에 할당된 파일럿 시퀀스 총 전력의 합은 $\sum_{k=0}^{N-1} |x_t^b(k)|^2 = N/N_T$ 이며,

$\mathbf{H}_q^b = [\mathbf{h}_{q,0}^b \ \mathbf{h}_{q,1}^b \ \cdots \ \mathbf{h}_{q,N_T-1}^b]^T$ 은 q 번째 이동 단말기와 b 번째 간섭 기지국과의 시간 영역에서의 $L N_T \times 1$ 크기를 가지는 채널 행렬이다. 또한 여기에서 크기 $L \times 1$ 벡터 $\mathbf{h}_{q,t}^b$ 는 b 번째 기지국의 t 번째 송신 안테나와 q 번째 이동 단말기에서의 수신 안테나와의 채널 벡터이다. 이 경우 \mathbf{H}_q^b 는 레일리 페이딩 분포를 가지고 다른 안테나와의 채널과 uncorrelated하다. 그러면 다음이 성립한다.

$$E[\mathbf{H}_q^a \mathbf{H}_q^{bH}] = \begin{cases} \frac{\mathbf{I}_{LN_T}}{L}, & a = b, \\ 0_{LN_T \times LN_T}, & a \neq b. \end{cases} \quad (2)$$

마지막으로 벡터 \mathbf{n}_q 은 공분산(covariance) 행렬 $\text{Cov}(\mathbf{n}) = E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_N$ 을 가지는 평균이 0인 백색 가우시안 벡터이다.

III. 다중 기지국 상황에서의 LS 채널 추정기법

3.1 다중 기지국 환경에서의 채널 추정의 평균 제공 오류치

단일 기지국 환경을 위해 설계된 파일럿 시퀀스를 이용해 채널 추정을 수행할 경우에 기지국간 간섭이 고려되지 않았기 때문에 채널 추정 기법의 성능 열화가 심하게 발생한다. N_B 개의 간섭 기지국에 N_T 개의 송신 안테나가 있다고 가정한다면, $LN_B N_T$ 개의 독립적인 채널이 존재하게 된다. 그러므로 least square (LS) 채널 추정 기법의 경우에 채널 행렬에 대해 non-singular 해를 구하기 위해서는 파일럿 시퀀스 길이- N 은 다음을 만족하여야한다⁶⁾.

$$N \geq LN_T N_B \quad (3)$$

그러나 채널의 최대 길이 L 은 일반적으로 $N/4$ 또는 $N/8$ 보다 짧기 때문에 직교 파일럿 시퀀스를 할당할 수 있는 최대 안테나 수는 대략 4-8개이다

⁸⁾⁹⁾ 이 제약 조건으로 인해, 고차 하나의 기지국들에 할당된 안테나들에 대해서 간섭 없이 채널 추정 할 수 있다. 따라서 간섭을 최소화하기 위해서는 각각 기지국과의 파일럿 시퀀스들 간 비 직교 상관관계 $\mathbf{D}^b = \mathbf{X}^H \mathbf{X}^b \neq 0_{LN_T \times LN_T}$ 가 매우 중요하다. 이를 고려하여 다중 기지국 환경에서 기준 기지국에서의 q 번째 이동 단말기의 LS 채널 추정치 $\hat{\mathbf{H}}_q = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y}_q$ 에 대한 평균 제공 오류치를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{MSE}_q &= \frac{1}{LN_T} E[\text{Tr}\{(\hat{\mathbf{H}}_q - \mathbf{H}_q)(\hat{\mathbf{H}}_q - \mathbf{H}_q)^H\}] \\ &= \frac{1}{LN_T} E[\text{Tr}\{(\hat{\mathbf{H}}_q - \mathbf{H}_q)(\hat{\mathbf{H}}_q - \mathbf{H}_q)^H\} | \mathbf{h}_q^b] \\ &= \frac{1}{LN_T} \left[\sigma_n^2 \text{Tr}\{(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}\} + \sum_{a=1}^{N_B-1} \sum_{b=1}^{N_B-1} \sqrt{\alpha_a^a \alpha_b^b} \right. \\ &\quad \left. E[\text{Tr}\{(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{D}^b \mathbf{h}_{q,t}^b \mathbf{h}_{q,t}^{bH} \mathbf{D}^{bH} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}\} | \mathbf{h}_q^b] \right] \\ &= \frac{\sigma_n^2}{LN_T} \text{Tr}\{(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}\} \\ &\quad + \frac{1}{LN_T} \sum_{b=1}^{N_B-1} \alpha_q^b \text{Tr}\{\mathbf{D}^{bH} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-2} \mathbf{D}^b\}. \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)의 첫 번째 항은 단일 기지국 환경에서의 평균 노이즈 전력에 의한 평균 제공 오류치이며 두 번째 항은 다중 기지국 환경에서의 간섭 전력으로 인한 평균 제공 오류치이다.

3.2 다중 기지국 환경에서의 최적 파일럿 시퀀스 설계

앞장에서 유도한 평균 제공 오류치는 $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ 와 \mathbf{D}^b 에 의해 결정되며, 이 값들은 각각 파일럿 시퀀스의 자기 상관관계 (auto-correlation) 함수와 상호 상관관계 (cross-correlation) 함수에 의해 결정된다. 그러므로 좋은 상관관계 특성을 가지는 시퀀스를 기반으로 하는 파일럿 시퀀스를 설계하는 것은 매우 중요한 일이다. 특히, 앞 장의 식 (4)에서 첫 번째 항을 최소화시키기 위해서는 다음의 수식을 만족 시켜야한다¹⁰⁾.

$$(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} = \frac{N_T}{N} \mathbf{I}_{LN_T} \quad (5)$$

시퀀스 길이- N 인 주 시퀀스의 집합은 $\mathbf{C}_r^N = \{a_r^N | 0 < r < N, \text{gcd}(N, r) = 1\}$ 이며, 여기서 a_r^N 의 k 번째 원소는 다음과 같다⁷⁾.

$$a_r^N(k) = \begin{cases} \exp\left(j\pi \frac{rk^2}{N}\right), & N \text{ 짝수,} \\ \exp\left(j\pi \frac{rk(k+1)}{N}\right), & N \text{ 홀수.} \end{cases} \quad (6)$$

추 시퀀스 a_r^N 은 $\theta_r^N(\tau) = N\delta_K(\tau \bmod N)$ 을 자기 상관관계 함수로 가지며, 이러한 자기 상관관계 함수의 특성^[7] 인해 추 시퀀스를 기반으로 하는 파일럿 시퀀스의 경우 식 (5)을 만족시킬 수 있다. 또한 추 시퀀스의 상호 상관관계 함수의 특성^[11]을 이용해, 기지국간 간섭 전력량을 줄일 수 있는 파일럿 설계를 위한 기준을 유도할 수 있다. 단일 기지국 환경에서 평균 제곱 오류치의 관점에서 최적의 파일럿 시퀀스를 유도하기 위해서는 앞에 언급하였듯이 식 (5)를 만족시키는 파일럿 시퀀스가 요구되며 추 시퀀스의 자기 상관 함수를 이용하여 다음을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} [\mathbf{X}_s^H \mathbf{X}_t]_{i,j} &= \frac{N}{N_T} \delta_K(j-i) \cdot \delta_K(t-s) \\ &= \frac{N}{N_T} \delta_K(j-i+L(t-s)) = \frac{1}{N_T} \theta_r^N(j-i+L(t-s)), \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)은 단일 기지국에서 추 시퀀스를 이용하여 최적의 파일럿을 설계할 수 있음을 보여 준다. 즉, 식 (5)를 만족시키기 위해서는 동일 기지국의 서로 다른 안테나 사이의 파일럿 시퀀스가 서로 직교해야 할 뿐만 아니라 이들 시퀀스간의 cyclic shifted 시퀀스 간에도 직교성이 만족되어야 하는데 추 시퀀스는 cyclic shifted 시퀀스들 간에 직교성을 유지하므로, 이를 만족시키며 다음과 같은 파일럿 시퀀스를 유도할 수 있다.

$$x_t^b(k) = \frac{a_{r_b}^N(k+Lt)}{\sqrt{N_T}}. \quad (8)$$

위에서 설계된 파일럿 시퀀스는 식 (5)를 만족하고, 다중 기지국 환경에 적용하였을 경우, q 번째 이동 단말기의 LS 채널 추정치 $\hat{\mathbf{H}}_q = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y}_q$ 에 대한 평균 제곱 오류치는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} &\frac{\sigma_n^2 \text{Tr}\{(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}\}}{LN_T} + \frac{1}{LN_T} \sum_{b=1}^{N_b-1} \alpha_q^b \text{Tr}\{\mathbf{D}^b (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-2} \mathbf{D}^b\} \\ &= \frac{N_T \sigma_n^2}{N} + \frac{N_T}{LN^2} \sum_{b=1}^{N_b-1} \alpha_q^b \text{Tr}\{\mathbf{D}^b \mathbf{D}^b\}. \end{aligned} \quad (9)$$

식 (8)에서 b 번째 기지국의 파일럿 시퀀스는 추 시퀀스 $a_{r_b}^N$ 로부터 생성되므로, 식 (9)에서 b 번째 기지국으로 인한 간섭 전력 총합인 $\text{Tr}\{\mathbf{D}^b \mathbf{D}^b\}$ 값을 부록으로부터 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\text{Tr}\{\mathbf{D}^b \mathbf{D}^b\} = \sum_{\tau=0}^{LN_T-1} |\theta_{r_b}^N(\tau)|^2. \quad (10)$$

식 (10)으로부터 다중 기지국 환경에서의 간섭 전력의 특성은 추 시퀀스의 상호 상관 함수에 결정됨을 알 수 있다.

그림 2에서는 부록 1에 나타나 있는 추 시퀀스 상호 상관 함수의 각 경우에 대해 나타나 있다. 그림 2의 첫째 그림은 $N=128$ 과 $u_{r,s}v_{r,s}$ 모두 짝수인 경우이며, $g_{r,s}^N = \text{gcd}(N, r-s) = 2$ 이므로, $|\theta_{r,s}^N(\tau)|^2$ 은 $\tau \bmod 2 = 0$ 인 경우 값이 존재하며, 그 값은 256이다. 두 번째 그림은 $N=130$ 은 짝수, $u_{r,s}v_{r,s}$ 은 홀수인 경우이며, $g_{r,s}^N = \text{gcd}(N, r-s) = 26$ 이므로 $|\theta_{r,s}^N(\tau)|^2$ 값은 $(\tau+13) \bmod 26 = 0$ 인 경우 값이 존재하며 그 값은 3380이다. 세 번째 그림은 N 이 홀수, $g_{r,s}^N = \text{gcd}(N, r-s) = 25$ 인 경우로 $|\theta_{r,s}^N(\tau)|^2$ 값은 $\tau \bmod 25 = 0$ 인 경우 값이 존재하며 그 값은 4375이다. 즉, 추 시퀀스 a_r^N, a_s^N 의 상호 상관관계 함수는 $g_{r,s}^N$ 간격으로 존재하며, 그 크기는 $\sqrt{N g_{r,s}^N}$ 이다. 또한 동일한 N 에 대해 $\sum_{\tau=0}^{N-1} |\theta_{r,s}^N(\tau)|^2$ 은 $g_{r,s}^N$ 값에 관계없이 일정하며, $N - g_{r,s}^N < LN_T \leq N$ 이라면 다음을 만족한다.

$$\sum_{\tau=0}^{LN_T-1} |\theta_{r,r_b}^N(\tau)|^2 = \sum_{\tau=0}^{N-1} |\theta_{r,r_b}^N(\tau)|^2. \quad (11)$$

그러므로 $N \approx LN_T$ 라고 가정한다면 간섭 전력의 총합, $\text{Tr}\{\mathbf{D}^b \mathbf{D}^b\}$ 은 g_{r,r_b}^N 관계없이 일정하다. 따라서 식 (4), (9), (10), (11)로부터 LS 채널 추정 기법을 이용할 경우에는 평균 제곱 오류치는 g_{r,r_b}^N 값과 관계가 없다. 그러나 $g_{r,s}^N$ 에 의한 간섭 전력의 표준 편차는 달라진다. 기준 기지국과 b 번째 간섭 기지국의 파일럿 시퀀스가 각각 추시퀀스 $a_r^N, a_{r_b}^N$ 로부터 생성되었다면, 그림 2의 첫 번째 그림과 같이

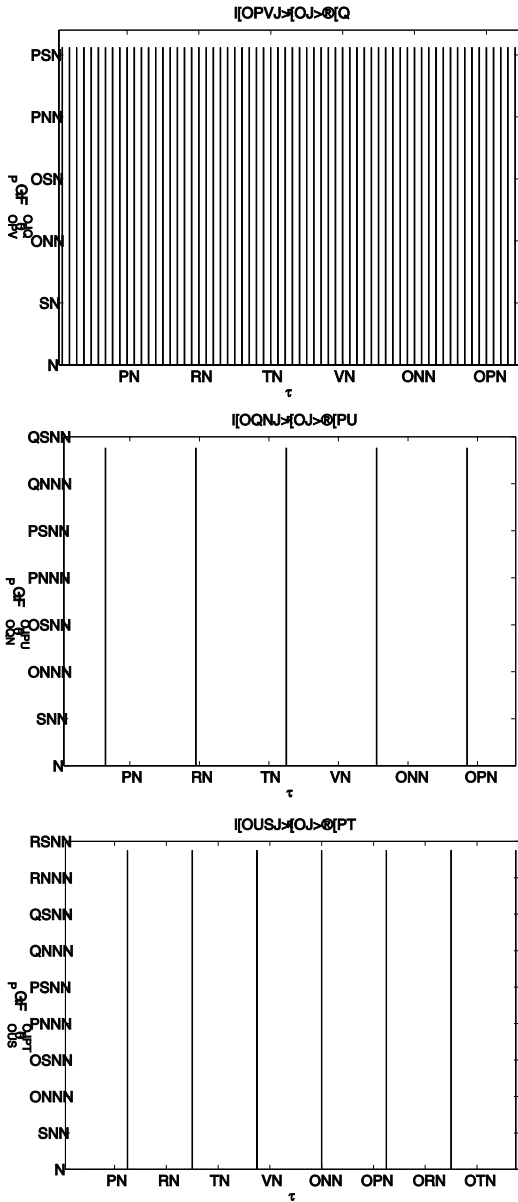


그림 2. 추 시퀀스 a_r^N, a_s^N 에 대한 상호 상관 관계 함수

g_{r,r_b}^N 가 작을 경우에는 다른 기지국들로 인한 간섭 전력은 넓은 범위에 분포하기 되지만, 간섭 전력의 표준편차는 작다. 반대로 그림 2의 두 번째와 세 번째와 같이 상대적으로 g_{r,r_b}^N 값이 클 경우에는 좁은 영역에 간섭 전력이 분포하게 되고 간섭 전력의 표준편차는 크다. 따라서 간섭 전력의 총합이 일정하다면 g_{r,r_b}^N 값이 작으면 작을수록 표준 편차가 작으므로 기준 기지국의 채널 전력과 간섭 전력의 차

가 크게 된다.

간섭을 제거하는 가장 직접적인 방법은 간섭을 포함하고 있는 채널 탭을 채널 추정 과정동안 제거하는 것이다. 채널 전력이 간섭 전력보다 작다면 탭을 제거하면 성능은 향상될 것이며, 반대의 경우에는 성능이 열화가 발생할 것이다. 그러므로 채널 탭을 어떻게 선택할 것인가에 따라 채널추정 성능이 좌우된다. 이 경우, 채널 추정하려고 하는 기지국의 채널 경로 수를 알고 있다면, 탭의 전력을 크기를 이용해 간섭 탭을 제거시킴으로서 효과적으로 간섭 전력을 제거 시킬 수 있다. 따라서 본 제안 기술에서는 LS 기법을 이용하여 채널 추정치 $\hat{\mathbf{H}}_q = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y}_q$ 를 획득한 다음, 이들 중에서 M 번째까지의 큰 전력을 가지는 채널 탭을 선택하게 된다. 이 채널 추정 기법을 수학적으로 표현하면 다음과 같다.

$$[\hat{\mathbf{H}}_q]_j = \begin{cases} [\hat{\mathbf{H}}_q]_j, & \text{if } [\hat{\mathbf{H}}_q] \in \{ \langle [\hat{\mathbf{H}}_q]_l \rangle \mid l \leq M \}, \\ 0, & \text{else.} \end{cases} \quad (11)$$

위 식에서 $\langle [\hat{\mathbf{H}}_q]_l \rangle$ 은 집합 $[\hat{\mathbf{H}}_q]_j$ 에서 l 번째 큰 전력을 가지는 채널 탭이다. 식 (11)을 이용할 경우 전력의 크기에 의해 채널 탭이 선택되어지기 때문에, 총 간섭 전력은 동일할지라도 실제 채널과 간섭 채널의 전력 크기의 차가 클수록 간섭 채널 탭이 선택되어질 확률이 낮게 된다. 따라서 기준 기지국의 채널 전력과 간섭 전력의 차이를 최대화 하기위해서 가능한 작은 g_{r,r_b}^N 값을 가지게 되도록 각 기지국의 파일럿 시퀀스를 설계하여야 한다.

III. 실험 결과 및 고찰

본 장에서는 파일럿 설계 및 평가를 위해 MIMO-OFDM 시스템을 육각형 셀룰러 환경에서 실험하였다. 각 기지국들의 모든 송수신 안테나에 대해 독립적으로 만들어진 레일리 다중 경로 페이딩 채널에 대해 실험하며 하나의 OFDM 심볼 길이 동안 채널은 변하지 않으며 uncorrelated라고 가정한다.

그림 3에서 채널은 10개의 경로를 가지며, 채널의 최대 지연 확산 $L=128$, 그리고 총 부반송파의 개수 $N=1029$, 송신 안테나의 개수 $N_T=8$, 수신 안테나 개수 $N_R=8$, 총 기지국 개수 $N_B=2$ 로 가정하였다. 또한 식 (11) 이용하여 채널 추정을 수행

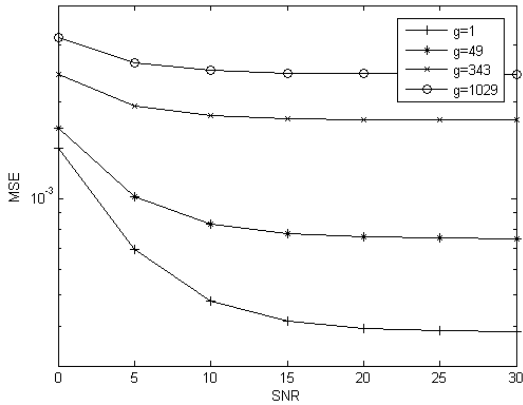


그림 3. $N_B=2$ 일 경우에 제안된 파일럿 시퀀스들의 상호 상관 관계 함수 특성에 따른 성능 비교

하며 수신단에서 $M=10$ 이라고 가정하였다. $N=1029=3 \times 7^3$ 경우, $a_r^N, a_{r_1}^N$ 로부터 생성된 기준 기지국과 1번째 간섭 기지국의 파일럿 시퀀스에 대해 가능한 g_{r,r_1}^N 는 1, 3, 7, 21, 49, 147, 343, 1029이다. 그림 3에서는 편의를 위해 g_{r,r_1}^N 를 g_1 으로 표기하였으며 실험에서는 g_{r,r_1}^N 이 1, 49, 343, 1029를 가지는 4가지 경우에 대해 실험하였다. 이동 단말기에서의 기준 기지국의 평균 수신 신호 전력 대 간섭 기지국의 평균 수신 신호 전력 비 (기준 기지국의 평균 수신 신호 전력/간섭 기지국의 평균 수신 신호 전력 비)는 3dB이다. 실험 결과에서 볼 수 있듯이 총 간섭 전력량이 동일한 상황이지만 g_{r,r_1}^N 이 작을수록 간섭 전력의 표준편차가 최소화되고, 동시에 기준 기지국과의 채널 전력과 간섭 기지국의 전력 차가 크게 되어 효과적으로 기준 기지국의 채널을 선택하게 된다. 그림 4에서는 총 기지국 개수 $N_B=3$ 그리고 세 기지국의 파일럿 시퀀스의 상호 관계 함수에 의한 $(g_{r,r_1}^N, g_{r,r_2}^N)$ 은 (1,1), (3,49), (49,343), (1029,1029)를 가지는 4가지 경우에 대해 실험하였다. 역시 편의를 위해 g_{r,r_1}^N, g_{r,r_2}^N 를 각각 g_1, g_2 로 표기하였다. 이동 단말기에서의 기준 기지국의 평균 수신 신호 전력 대 1번째 기지국의 평균 수신 신호 전력과 기준 기지국의 평균 수신 신호 전력 대 2번째 기지국의 평균 수신 신호 전력 비는 각각 3dB, 6dB이다. 그림 4에서의 결과 또한 그림 3에서의 결과와 비슷하게, $(g_{r,r_1}^N, g_{r,r_2}^N)$ 이 작은 값을 가질수록 제안된 기법의 평균 제공 오류치가 작음을 볼 수 있다.

그림 5에서는 1 tier (7셀)와 2 tiers (19셀)인 육

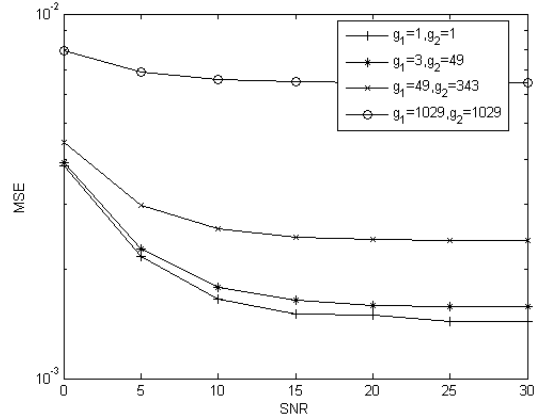


그림 4. $N_B=3$ 일 경우에 제안된 파일럿 시퀀스의 상호 상관 관계 함수 특성에 따른 성능 비교

각형 셀룰러 환경에 대해 파일럿 시퀀스 길이 $N=1025=5^2 \times 41$, 송신 안테나의 개수 $N_T=8$, 수신 안테나 개수 $N_R=8$, 채널의 최대 지연 확산 $L=128$, 10개의 다중 경로 채널 하에서 실험을 수행하였다. 셀의 반지름 (셀 중심에서 경계까지의 거리)은 1Km이며 이동 단말기가 기준 셀 중심에서 경계로 이동하면서 채널 추정 성능 결과를 관찰한다. 기지국들에 할당되는 제안 파일럿 시퀀스들의 경우, 1 tier 육각형 셀 구조에서 이동 단말기에서 간섭 전력에 의한 성능 열화를 최소화하기 위해서는 $(g_{r,r_1}^N, g_{r,r_2}^N, \dots, g_{r,r_6}^N) = (1, 1, \dots, 1)$ 을 만족하여야 하므로 기지국에 다음과 같이 추 시퀀스를 할당한다.

$$(a_r^N, \dots, a_{r_6}^N) = (a_1^{1025}, a_2^{1025}, a_3^{1025}, a_4^{1025}, a_7^{1025}, a_8^{1025}, a_9^{1025}). \quad (12)$$

그림 5에서 Proposed pilot + (11) 기법의 경우 식 (12)와 같이 각각의 기지국에 할당된 추 시퀀스를 기반으로 설계된 파일럿 시퀀스들을 이용하며 수신단에서는 $M=10$ 인 경우에 대해 식 (11)을 이용하여 채널 추정을 수행한다. 또한 Single cell optimal pilot+LS의 경우, [10]에서 제안된 단일 기지국 MIMO-OFDM 환경에서 최적으로 알려진 파일럿 시퀀스를 사용하고 수신단에서 LS 기법을 사용해 채널 추정할 경우에 대한 성능 결과이다. 마지막으로 Proposed pilot+LS의 경우는 (12)와 같이 각 기지국에 제안 파일럿 시퀀스를 할당한 후 수신단에서 (11) 기법이 아닌 기존 LS 기법을 이용하여 채널 추정을 수행한 결과이다. 결과에서 볼 수 있듯이, 기존 LS 채널 추정 기법 사용할 경우에는 식 (12)를 이용해 각 기지국에 최적으로 할당된 제안

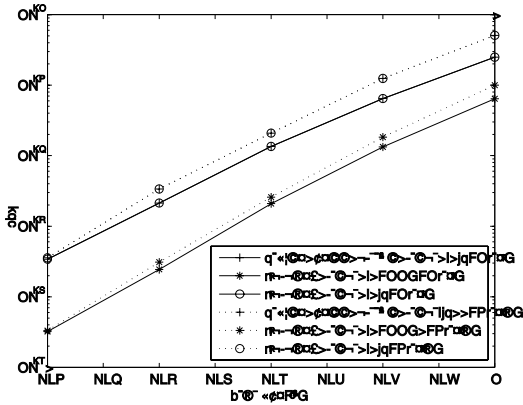


그림 5. 다중 기지국 환경에서의 파일럿 시퀀스 및 채널 추정 기법에 따른 성능 비교

파일럿 시퀀스들을 사용하더라도 [10]에서 제안된 단일 기지국 최적 파일럿 시퀀스와 성능이 동일함을 볼 수 있다. 이것은 앞서 언급하였듯이 추 시퀀스의 상호 상관관계 함수의 경우 간섭 전력의 분산에는 영향을 미치지지만, 총합에는 영향을 미치지 않기 때문이다. 그러므로 이 분산 특성을 이용하기 위해서는 식 (11)을 이용하여 채널 추정을 수행하여야 하고 그림 5에서 볼 수 있듯이 식 (12)를 이용해 각 기지국에 할당된 제안 파일럿 시퀀스들과 식 (11)을 이용해 채널 추정을 수행하였을 경우 성능이 가장 우수하다. 비슷한 방법으로 2 tiers 환경의 19 기지국에 대해서도 $(g_{r,r_1}^N, g_{r,r_2}^N, \dots, g_{r,r_{18}}^N) = (1, 1, \dots, 1)$ 을 만족하도록 추 시퀀스를 기반으로 최적 파일럿 시퀀스들을 할당하였으며, 다른 기법들에 비해 제안된 파일럿 시퀀스들과 식 (11)을 이용해 채널 추정을 수행하였을 경우 가장 우수한 성능을 나타낸다.

IV. 결론

본 논문에서는 다중 기지국 환경의 MIMO-OFDM 시스템에서 LS 채널 추정 기법의 평균 제곱 오류치의 유도하였고, 추 시퀀스의 상호 관계 특성을 이용해 간섭 전력으로 인한 채널 추정 성능 저하를 최소화시키는 파일럿 시퀀스의 설계 및 이에 적합한 채널 추정 기법을 제안하였다. 식 (11)에서 제안된 채널 추정 기법을 사용할 경우에, 추 시퀀스간의 상호 상관관계 함수의 특성으로 인해, 추 시퀀스 a_r^N, a_s^N 을 기반으로 하는 파일럿 시퀀스들은 $r-r_b$ 와 시퀀스 길이 N 의 최대 공약수가 최소값을 가지도록 설계되어야 한다.

부 록

추 시퀀스의 상호 관계 함수의 특성

이래 정의는 추 시퀀스의 상호 관계 함수의 특성을 설명하는 데 유용하다.

1. 정의

먼저 r 과 s 는 $0 < r, s < N$, $\gcd(N, r) = 1$ 그리고 $\gcd(N, s) = 1$ 을 만족한다. 또한, 각각 $g_{r,s}^N = \gcd(N, r-s)$, $u_{r,s}^N = N/g_{r,s}^N$ 로 정의되며 $v_{r,s}^N = (r-s)/g_{r,s}^N$ 이다. 그러면 $u_{r,s}^N$ 와 $v_{r,s}^N$ 는 서로 소이다. 마지막으로 주어진 $\text{lag } \tau$ 에 대해서 $\tau = i_\tau g_{r,s}^N + d_\tau$ 이며 여기서 $i_\tau = \lfloor \tau/g_{r,s}^N \rfloor$, $d_\tau = \tau - i_\tau g_{r,s}^N$ 이다.

2. 상호 관계 함수

두 추 시퀀스 a_r^N, a_s^N 에 대한 상호 관계 함수 $\theta_{r,s}^N(\tau)$ 의 절대값, $|\theta_{r,s}^N(\tau)|$ 은 아래와 같다.

$$|\theta_{r,s}^N(\tau)| = \begin{cases} \sqrt{N} g_{r,s}^N \delta_K(d_\tau), & N \text{과 } u_{r,s} v_{r,s} \text{이 짝수 또는 } N \text{이 홀수} \\ \sqrt{N} g_{r,s}^N \delta_K\left(d_\tau - \frac{g_{r,s}^N}{2}\right), & N \text{이 짝수이고 } u_{r,s} v_{r,s} \text{은 홀수} \\ 0, & \text{나머지 경우} \end{cases}$$

이에 대한 증명은 [11]에서 주어진다.

참고 문헌

- [1] G. L. Stuber, J.R. Barry, S. W. McLaughlin, Y. Li, M. A. Ingram and T. G. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, No. 2, pp. 271--294, Feb. 2004.
- [2] D. Hu, L. Yang, Y. Shi and L. He "Optimal pilot sequence design for channel estimation in MIMO OFDM systems," *IEEE Comm. Letters*, vol. 10, No. 1, pp. 1--3 Jan. 2006.
- [3] Z. Hossein and P. Subbarayan, "Robust and improved channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," *IEEE Trans. Wireless. Comm.*, vol. 6, No. 6, pp. 2006--2013 June 2006.
- [4] L. Thiele, M. Schellmann, S. Schiffermuller, V. Jungnikel and W. Zirwas "Multi-Cell Channel

Estimation using Virtual Pilots,” *Vehicular Technology Conference, 2008. IEEE*, vol. 5, No. 5, pp. 1211--1215, May 2008.

[5] T. Kawamura, Y. Ishiyama, K. Higuchi and M. Sawahashi, "Orthogonal Pilot Channel Using Combination of FDMA and CDMA in Single-Carrier FDMA-Based Evolved UTRA Uplink," *Wireless Communications and Networking Conference, 2007. IEEE*, vol. 10, pp. 2403 - 2408, March 2007

[6] G. Kang, Y. Yang, P. Zhang and Anja. Klein, "Pilot Design for Inter-Cell Interference Mitigation in MIMO OFDM Systems," *IEEE Comm. Letters*, vol. 11, no 3 pp. 237--239 , March 2007.

[7] D.C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 531--532, July 1972.

[8] I. 802.11, Part 11: Wireless MAC and PHY specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band, P802.11a/D6.0. IEEE, 1999.

[9] I. 802.16, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems - Medium Access Control Modification and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz, P802.16a/D7. IEEE, 2002.

[10] I. Barhumi, G. Leus, and M. Moonen, "Optimal training design for MIMO-OFDM systems in mobile wireless channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 5, pp. 1615--1624, June. 2003.

[11] J. W. Kang, Y. Whang, H. Y. Park and K. S. Kim, "Generalized Cross-correlation Properties of Chu Sequences," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. , pp. , August 2008, U.S.A. (submitted for publication)

강재원 (Jae Won Kang)

정회원

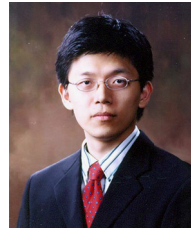


2003년 2월 연세대학교 기계전
자공학부(공학사)
2005년 2월 연세대학교 전기전
자공학과(공학석사) 2005년
3월~현재 연세대학교 전기
전자공학과 박사과정

<관심분야> 이동통신, 채널 추정 기법, OFDM, 다
중안테나 시스템

이두호 (Duho Rhee)

정회원

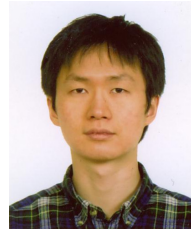


2004년 8월 연세대학교 기계전
자공학부(공학사)
2006년 8월 연세대학교 전기전
자공학과 (공학석사)
2006년 9월~현재 연세대학교
전기전자공학과 박사과정

<관심분야> 이동통신, 적응 변호 및 부호화

변일무 (Ilmu Byun)

정회원



2005년 2월 연세대학교 전기
전자공학부(공학사)
2007년 2월 연세대학교 전기
전자공학과(공학석사)
2007년 3월~현재 연세대학교
전기전자공학과 박사과정

<관심분야> 다중 안테나 시스템, 협력 통신, H-ARQ

김 광 순 (Kwang Soon Kim)

중신회원



1994년 2월 한국과학기술원
전기및전자공학과(공학사)

1996년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과(공학석사)

1999년 2월 한국과학기술원
전기및전자공학과(공학박사)

1999년 3월~2000년 3월 Dept.
ECE, UC San Diego, 박사
후연구원

2000년 4월~2004년 2월 한국전자통신연구원 선임
연구원

2004년 3월~2009년 2월 연세대학교 전기전자공학부
조교수

2009년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학부 부교수

2006년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원 한
국통신학회, 대한전자공학회 중신회원, IEEE 준
석학회원

<관심분야> 이동통신, 변복조 방식, 다중안테나 시
스템, 채널부호, 계층간 최적화