

MIMO-OFDM 수신기의 성능 열화 분석 및 고속 이동환경에서의 성능 향상을 위한 저복잡도 HIC 간섭제거 기법

준회원 강승원*, 김규현*, 종신회원 장경희*

Analysis on the Performance Degradation of MIMO-OFDM Receiver and Hybrid Interference Cancellation with Low Complexity for the Performance Improvement Under High-Mobility Condition

SeungWon Kang*, KyooHyun Kim* Associate Members, KyungHi Chang* Lifelong Member

요약

다중 안테나 기술의 공간 다중화 방식은 다수의 송신 안테나가 서로 다른 데이터를 전송함으로써 시스템의 동일한 대역폭을 이용하여 높은 데이터 전송률을 제공하는 기술로서, 심볼간 간섭 (ISI : Inter-Symbol Interference) 과 주파수 선택적 페이딩 (Frequency Selective Fading)에 강인한 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 함께 사용된다. 하지만, OFDM은 고속 이동환경에서 서브 캐리어간의 직교성이 유지되지 않아 서브캐리어간의 간섭 (ICI : Inter-Carrier Interference)으로 인하여 시스템의 성능 열화가 발생한다. 본 논문에서는 ICI와 다중 안테나간의 상관도에 의한 CAI (Co-Antenna Interference)의 발생 원인과 그에 따른 성능 열화를 해석적으로 분석하고, 고속 이동환경에서 MIMO-OFDM 수신기의 QoS를 만족시키기 위한 ICI의 제거 방법으로 저 복잡도의 HIC와 데이터 전송률을 저하시키지 않는 CIR (Channel Impuse Response) 추정 방법을 제안한다. 그리고 SCM-E Sub-urban Macro MIMO 채널에서의 모의 실험을 통해, ICI와 CAI에 의한 성능 열화 분석 결과와 모의 실험 결과가 일치하는 것을 검증하고, 고속 이동환경에서 HIC를 적용한 MIMO-OFDM 시스템의 성능이 향상되는 것을 보인다.

Key Words : MIMO-OFDM, ICI, CAI, HIC

ABSTRACT

Spatial Multiplexing techniques, which is a kind of Multiple antenna techniques, provide high data transmission rate by transmitting independent data at different transmit antenna with the same spectral resource. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is applied to MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) system to combat ISI (Inter-Symbol Interference) and frequency selective fading channel, which degrade MIMO system performance. But, orthogonality between subcarriers of OFDM can't be guaranteed under high-mobility condition. As a result, severe performance degradation due to ICI is induced. In this paper, both ICI and CAI

* 인하대학교 정보통신대학원 (khchang@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-01-008, 접수일자 : 2007년 1월 9일, 최종논문접수일자 : 2007년 2월 14일

(Co-Antenna Interference) which occurs due to correlation between multiple antennas, and performance degradation due to both ICI and CAI are analyzed. In addition to the proposed CIR (Channel Impulse Response) estimation method for avoiding loss in data transmission rate, HIC (Hybrid Interference Cancellation) approach for guaranteeing QoS of MIMO-OFDM receiver is proposed. We observe the results on analytical performance degradation due to both ICI & CAI are coincide with the simulation results and Performance improvement due to HIC are also verified by simulation under SCM-E Sub-urban Macro MIMO channel.

I. 서론

최근 전송률의 증가를 실현시키기 위하여 가장 주목 받고 있는 분야는 송신기와 수신기에서 다중 안테나를 사용하는 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 시스템이다[1]. 하지만 MIMO 시스템은 다중 경로에 의한 심볼간 간섭 (ISI : Inter-Symbol Interference), 주파수 선택적 페이딩 (Frequency Selective Fading), 안테나간의 간섭 (CAI : Co-Antenna Interference)에 취약하다는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 ISI와 주파수 선택적 페이딩에 강인한 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)이 다중화 방법으로 사용된다. 따라서, MIMO-OFDM 시스템은 ISI와 주파수 선택적 페이딩에 강하면서, 높은 전송률을 제공할 수 있게 된다. 하지만 고속의 이동환경에서는 서브 캐리어간의 직교성이 유지되지 않아 ICI (Inter-Carrier Interference)가 발생하게 되며, 이로 인해 심각한 시스템의 성능 열화가 발생하므로 효과적으로 ICI를 제거 할 수 있는 방법이 요구된다.

본 논문에서는 2장에서 공간 다중화 방법을 사용하는 다중 안테나 시스템에 대해서 소개하고, 3장에서는 ICI와 CAI의 발생 원인 및 그에 따른 영향을 해석적으로 분석한다. 그리고 4장에서 ICI를 제거하기 위한 저 복잡도의 HIC (Hybrid Interference Cancellation) 간섭 제거 기법과 CIR (Channel Impulse Response) 추정 방법을 제안한 뒤, 5장에서 SCM-E Sub-urban Macro MIMO 채널에서의 모의 실험을 통해서 ICI와 CAI에 의한 성능 열화를 검증하고, 제안된 HIC 간섭제거 기법과 제안된 CIR 추정 방법의 성능을 검증한다. 그리고 6장에서 결론을 맺는다.

II. 공간 다중화 방법을 사용하는 MIMO-OFDM 시스템

MIMO 시스템은 전송 방법에 따라, 전력 효율을

높이기 위한 공간 다이버시티 (Spatial Diversity) 방법 [2], 안테나 이득을 높이기 위한 빔 형성 (Beamforming) 방법, 그리고 전송률을 높이기 위한 공간 다중화 방법 (Spatial Multiplexing)으로 구분할 수 있으며 본 논문에서는 공간 다중화 방법을 다룬다.

공간 다중화 방법은 다수의 송신 안테나에서 서로 다른 데이터를 전송함으로써 대역폭이나 송신 전력의 증가 없이 데이터 전송률을 증가시킬 수 있는 방법이다. 공간 다중화 방법에는 Diagonal-BLAST, Vertical-BLAST, Iterative-BLAST의 BLAST (Bell Laboratory Layered Space Time) 계열이 있으며, 본 논문에서는 Iterative BLAST를 다룬다.

2.1. Iterative BLAST

기존의 V-BLAST는 수신 안테나의 수가 송신 안테나의 수보다 적으면 성능 열화가 발생하고, 시스템의 성능이 채널 상황에 민감하게 반응한다는 단점을 갖고 있다. 그리고 D-BLAST는 이론적으로 Shannon Capacity에 근접한 성능을 보이지만 수신단의 구조가 복잡하고, Boundary 영역이 낭비되는 단점을 가지고 있다. Iterative-BLAST [3-5]는 D-BLAST와 V-BLAST의 단점을 극복하고, V-BLAST에 비해 높지 않은 복잡도를 갖는 시스템으로서 초기 Decoding 과정을 거친 정보를 이용하여 반복적으로 Decoding 과정을 수행함으로써 채널 추정 오차 및 안테나 간 간섭을 보상하여 우수한 성능을 갖는다. 그림 1은 Iterative-BLAST의 송신단 구조를 보여주는 것으로서, 입력 데이터 스트림은 송신 안테나 수만큼 Demuxing 된 후, 다중 경로 채널에 강인하게 하기 위한 채널 코딩을 거친 후 Inter Sub-stream Bit Interleaver에 의해서 Bit 단위로 Diagonal하게 인터리빙 된다. 인터리빙된 데이터는 변조 과정을 거쳐 각각의 안테나를 통해 전송된다.

그림 2는 Iterative-BLAST의 수신단 구조로써, SISO (Soft Input Soft Output ; Inner Decoder)

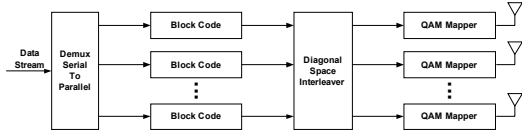


그림 1. Iterative-BLAST 송신단 구조.
Fig 1. Transmitter structure of iterative-BLAST.

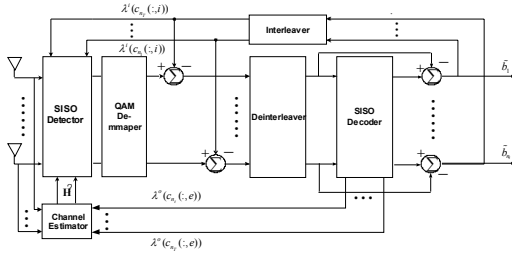


그림 2. Iterative-BLAST의 수신단 구조.
Fig 2. Receiver structure of iterative-BLAST.

Detector, Channel Estimator, QAM Demapper, Diagonal Space Time De-interleaver, Diagonal Space Time Interleaver, SISO Decoder (Outer Decoder)로 구성되어 있다. Iterative-BLAST의 Decoding에 필요한 사후 LLR (Log Likelihood Ratio) 값은 식 (1)과 같이 정의 된다.

$$\lambda^i(c_j(l); p) = \log \frac{P\{c_j(l) = +1 | \mathbf{r}\}}{P\{c_j(l) = -1 | \mathbf{r}\}} \quad (1)$$

식 (1)에서 $c_j(l), j = 1, 2, \dots, n_T$ 은 전송된 심볼 비트를 나타내고, Bayes' Rule을 사용하면 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \lambda(c_j(l); p) &= \log \frac{P\{\mathbf{R} | c_j(l) = +1\}}{P\{\mathbf{R} | c_j(l) = -1\}} + \log \frac{P\{c_j(l) = +1\}}{P\{c_j(l) = -1\}} \quad (2) \\ &= \lambda(c_j(l); e) + \lambda(c_j(l); i) \end{aligned}$$

식 (2)에서 우변의 첫 번째 항과 두 번째 항은 각각 $c_j(l)$ 의 Extrinsic Information과 Intrinsic Information을 나타내며, A Posteriori Information은 식 (3)으로 표현된다.

$$\lambda^i(c_j(l); p) = \log \frac{P\{c_j(l) = +1 | \mathbf{R}, \lambda^i(\mathbf{C}; i)\}}{P\{c_j(l) = -1 | \mathbf{R}, \lambda^i(\mathbf{C}; i)\}}, \forall j, l. \quad (3)$$

첫 번째 Iteration 동안에는, 모든 심볼 비트의 초기

Intrinsic Information은 1/2로 같다고 가정할 수 있으므로, $\lambda^i(\mathbf{C}; i)$ 는 0이 된다. 식 (2)로부터 Extrinsic Information은 식 (4)와 같이 표현된다.

$$\lambda^i(\mathbf{C}; e) = \lambda^i(\mathbf{C}; p) - \lambda^i(\mathbf{C}; i) \quad (4)$$

식 (4)에서 $\lambda^i(\mathbf{C}; e)$ 은 SISO Detector의 코드 비트 \mathbf{C} 의 집합에 대한 Extrinsic Information을 나타내고, 이 정보는 다시 Intrinsic Information으로써 SISO Decoder로 피드백 된다.

III. MIMO-OFDM 시스템에서의 ICI와 CAI의 발생 원인 및 영향 분석

OFDM 방식은 다수의 서브캐리어를 사용함으로써 주파수 선택적 페이딩에 강한 장점이 있지만, 서브캐리어간의 직교성을 유지하지 못하게 되면 ICI가 발생하여 시스템의 심각한 성능 열화가 발생하는 단점 또한 있다. 송수신기 국부발진기 (Local Oscillator)간의 발생 가능한 주파수 오차나, 고속 이동으로 인한 시변 채널 (Time Varying Channel)의 도플러 확산 (Doppler Spread) 현상은 서브캐리어간의 직교성을 깨뜨려 ICI를 발생시키므로, 효과적으로 ICI의 영향을 제거할 수 있는 방법이 요구된다. 또한 다중안테나간의 상관도가 증가함에 따라 안테나간의 간섭으로 나타나는 CAI가 발생하여 시스템의 심각한 성능 열화가 발생한다. 하지만, CAI는 Iterative Receiver의 반복적인 Iteration 과정에 의해 감소 될 수 있다.

3.1. ICI의 발생 원인과 영향 분석

3.1.1 송수신기 국부 발진기간의 주파수 오차에 의한 ICI
송수신기 국부발진기간의 주파수 오차는 CFO (Carrier Frequency Offset)를 발생 시킨다 [6-11]. CFO는 그림 3 (b)와 같이 모든 서브캐리어에 대하여 동일한 양의 주파수 천이 (Frequency Shift) 현상을 발생시키기 때문에, 주파수 동기화 (Frequency Synchronization)가 제대로 이루어지지 않으면 ICI가 발생하여 수신기의 심각한 성능 열화가 발생하게 된다. CFO는 I/Q 입력 신호에 대해서 위상 변화를 유발시키기 때문에, OFDM 심볼의 Cyclic Prefix를 이용하여 위상 변화를 검출함으로써, CFO를 추정된 후 보상할 수 있다 [11].

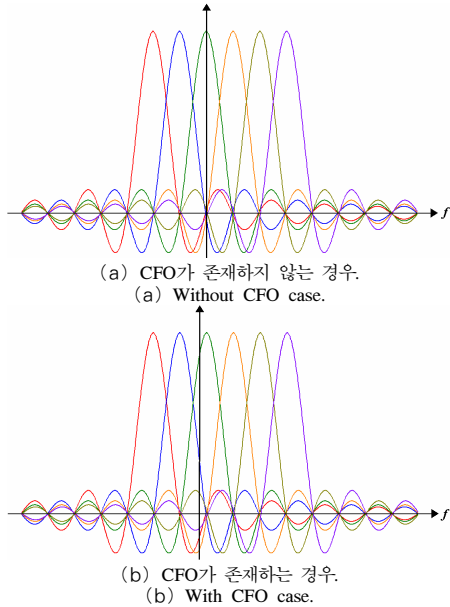


그림 3. CFO에 의한 수신신호의 스펙트럼.
Fig 3. Spectrum of received signal with CFO.

3.1.2 시변 채널에 의한 ICI

그림 4는 FFT 크기가 N인 OFDM 시스템의 전송모델을 나타낸다 [12,13]. $g(t)$ 와 $h(t)$ 는 각각 송수신단의 Pulse Shaping Filter로써 Matched Filter를 나타내고, T_s 는 유효 OFDM 심볼 구간을 나타내며, OFDM 전송 모델은 식 (5)와 같이 표현된다 [14]. 식 (5)의 \mathbf{r} , \mathbf{s} , \mathbf{H} , \mathbf{z} , P 는 각각 수신 신호, 송신 신호, 채널, AWGN (Additive White Gaussian Noise), 다중 경로의 수를 나타낸다. 식 (6)의 \mathbf{x} , \mathbf{Q} , N 은 각각 입력 신호, IDFT, FFT 크기를 나타내는 것으로서 식 (5)의 \mathbf{x} 는 식 (6)과 같이 표현된다. 그림 5는 식 (5)의 \mathbf{h} 로 표현된 P 개의 다중 경로를 갖는 채널 모델로서 각 경로의 인덱스는 l 로 표현되며, $\tau^{(l)}$, $f_d^{(l)}$, $a^{(l)}$ 는 각각 l 번째 경로의 지연 시간, 도플러 주파수, 경로 손실을 나타낸다 [19,20].

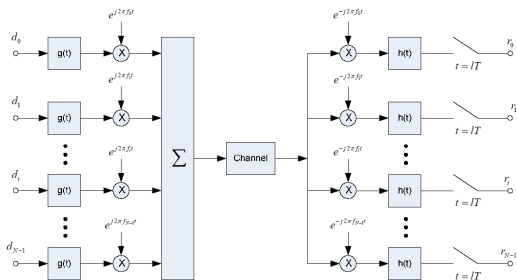


그림 4. OFDM 전송모델.
Fig 4. OFDM transmission model.

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{l=0}^{P-1} \mathbf{H}(n;l) \mathbf{s}(n-l) + \mathbf{z}(n) \quad (5)$$

$$\mathbf{s} = \mathbf{Q} \cdot \mathbf{x},$$

$$\text{where } \mathbf{Q}(n,k) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j(2\pi/N)nk} \text{ for } 0 \leq n, k \leq N-1 \quad (6)$$

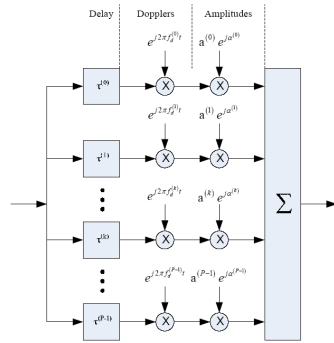


그림 5. P 개의 다중 경로를 갖는 채널 모델.
Fig 5. Channel model with P-paths.

그림 5에서 볼 수 있듯이 각각의 경로는 서로 다른 도플러 주파수를 갖고 있으며, 이로 인하여 도플러 확산현상이 발생하게 된다. 또한 시간에 따라 채널 특성이 바뀌게 되어, 시변 채널에서의 수신 신호는 그림 6과 같이 나타나서 ICI가 발생하게 되고, CFO의 보상 방법과는 또 다른 ICI 제거 방법이 요구된다.

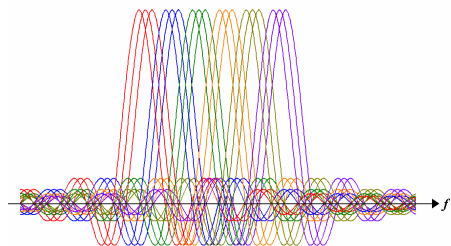


그림 6. 시변 채널에서의 수신 신호의 스펙트럼.
Fig 6. Spectrum of received signal under time-varying channel.

식 (7)은 AWGN을 고려하지 않은 전송 모델을 Matrix로 표현한 것으로서 \mathbf{x} , \mathbf{y} 는 각각 크기가 $N \times 1$ 인 송수신 신호의 Column Vector를 나타내고, \mathbf{Q} , \mathbf{h} 는 각각 크기가 $N \times N$ 인 IDFT Matrix, Channel Matrix를 나타내며, 식 (8)~식 (11)로 표현된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{Q}^* \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{x} \quad (7)$$

$$\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}} & \dots & e^{j\frac{2(N-1)\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j\frac{2(N-1)\pi}{N}} & \dots & e^{-j\frac{2(N-1)^2\pi}{N}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0;0) & 0 & \dots & H(0;1) \\ H(1;1) & H(1;0) & \dots & H(1;2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H(N-1;0) \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (11)의 $H(n;l)$ 은 n 번째 샘플이 l 번째 경로에 의해 받는 채널의 영향을 나타낸다. 시불변 채널 (Time Invariant Channel)은 Flat Fading Channel 환경으로서, 그림 5에 해당하는 식 (11)의 Channel Matrix가 식 (12)와 같은 형태로 표현되며, 각 Row는 첫 번째 Row의 Circular Shift 형태로 나타난다. 식 (12)의 Channel Matrix를 식 (7)에 적용하면, \mathbf{G} 는 식 (13)과 같이 Diagonal Matrix로 표현되며, $H_{n,l}$ 은 l 번째 서브캐리어에 의해 n 번째 서브캐리어가 받는 영향을 나타내는 것으로서, \mathbf{H} 가 Diagonal Matrix로 표현되면 각각의 서브캐리어는 다른 서브캐리어에 의해 간섭을 받지 않아 ICI가 발생하지 않게 된다. 하지만 시변 채널의 경우, 식 (11)의 Channel Matrix는 식 (14)와 같이 표현되며, 식 (14)의 Channel Matrix를 식 (7)에 적용하면 \mathbf{G} 는 식 (15)와 같이 Off-diagonal Matrix로 표현된다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & H_1 \\ H_1 & H_0 & \dots & H_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{00} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & G_{11} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & G_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 G_{00} \\ x_1 G_{11} \\ \vdots \\ x_{N-1} G_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Desired Signal

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{00} & 0 & \dots & H_{01} \\ H_{11} & H_{10} & \dots & H_{12} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N-1,1} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{00} & G_{01} & \dots & G_{0,N-1} \\ G_{10} & G_{11} & \dots & G_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0} & G_{N-1,1} & \dots & G_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} x_0 G_{00} \\ x_1 G_{11} \\ \vdots \\ x_{N-1} G_{N-1,N-1} \end{bmatrix}}_{\text{Desired Signal}} + \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 G_{01} + \dots + x_{N-1} G_{0,N-1} \\ x_0 G_{10} + x_2 G_{12} + \dots + x_{N-1} G_{1,N-1} \\ \vdots \\ x_0 G_{N-1,0} + \dots + x_{N-2} G_{N-1,N-2} \end{bmatrix}}_{\text{ICI}}$$

식 (15)를 통해 알 수 있듯이 \mathbf{G} 가 Off-diagonal Matrix로 표현되면 각각의 서브캐리어는 다른 서브캐리어로부터 간섭을 받아 ICI가 발생하게 된다. 식 (16)은 DFT (Discrete Fourier Transform)를 거친 송신 신호를 나타내며, T_s 와 Δf 는 각각 한 심볼의 길이와 서브캐리어간의 간격을 나타낸다. 식 (17)은 시변 채널을 나타내는 것으로서, 시변 채널을 통과한 전송 신호는 식 (18)과 같이 표현된다.

$$s(t) = \sum_k x[k] e^{j2\pi f_k t} \quad (16)$$

where $\begin{cases} 0 \leq t \leq T_s \\ f_k = f_0 + k\Delta f, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \Delta f = 1/T_s \end{cases}$

$$H(t, \tau) = \sum_l \gamma_l(t) \delta(t - \tau_l) = \sum_l a^{(l)} e^{j2\pi f_d^{(l)} t} \delta(t - \tau_l), \quad (17)$$

$$r(t) = \sum_l \gamma_l(t) s(t - \tau_l) = \sum_l a^{(l)} e^{j2\pi f_d^{(l)} t} s(t - \tau_l) \quad (18)$$

식 (19)는 수신 신호에 대한 복조 과정을 나타내는 것으로서, 식 (18)의 신호를 i 번째 서브캐리어에 대한 식 (19)의 복조 과정을 거치게 되면 Desired Signal과 ICI로 표현된다.

$$y[i] = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t) e^{-j2\pi f_i t} dt \quad (19)$$

$$= \underbrace{\sum_l \left\{ \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left(a^{(l)} e^{-j2\pi f_l t} e^{j2\pi f_i t} \right) dt \right] x[l] \right\}}_{\text{Desired Signal}} + \underbrace{\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq i}}^{N-1} \sum_l \left\{ \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left(a^{(l)} e^{-j2\pi f_l t} e^{-j2\pi (f_i - f_l - f_d^{(l)}) t} \right) dt \right] x[l] \right\}}_{\text{ICI}}$$

그림 7은 송신단의 k 번째 서브캐리어의 신호가 l 번째 경로를 통해 수신되어 i 번째 서브캐리어의 신호에 ICI 영향을 주는 것을 나타내는 것으로서, f_k , f_i 는 각각 k 번째 서브캐리어와 i 번째 서브캐리어의 주파수를 나타내며, $f_d^{(l)}$ 는 l 번째 경로의 도플러 주파수를 나타낸다 [12,13]. 그림 7의 $f_d^{(l)}$ 가 0일 경우, 서브캐리어간의 직교성이 유지되어 ICI가 발생하지 않지만, $f_d^{(l)}$ 가 0이 아닐 경우에는 직교성이 성립되지 않아, 0번째 서브캐리어는 i 번째 서브캐리어에 의해 ICI 영향을 받게 된다. 식 (20)은 송신단의 k 번째 서브캐리어를 통해 전송된 신호가 l 번째 경로를 통해 0번째 서브캐리어 위치에 수신된 신호의 Power를 나타낸다. 채널을 통해 수신된 신호들의 에너지의 합은 1이라는 가정 아래, 식 (21)은 식 (20)에서의 Desired Signal의 Power를 나타내며, 식 (22)는 i 번째 서브캐리어에 간섭 영향을 주는 ICI의 Power를 나타낸다 [12,13].

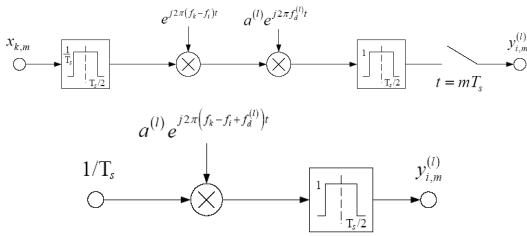


그림 7. k 번째 경로의 전송 모델.
Fig 7. Transmission model of k -th path.

$$\sigma_{y_{i,m}^{(l)}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{T_s} \cdot a^{(l)}\right)^2 \delta(f - (f_k - f_i + f_d^{(l)})) \cdot T_s^2 \cdot \text{sinc}^2(T_s f) df \quad (20)$$

$$= (a^{(l)})^2 \text{sinc}^2((f_k - f_i + f_d^{(l)})T_s)$$

$$P_D^{(l)} = (a^{(l)})^2 \text{sinc}^2(f_d^{(l)}T_s) \quad (21)$$

$$P_{ICI}^{(l)} = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^N (a^{(l)})^2 \text{sinc}^2((f_k - f_i + f_d^{(l)})T_s) \quad (22)$$

식 (23)과 식 (24)는 모든 경로를 통해 수신된 신호에 대한 Desired Signal의 Power와 ICI의 Power를 나타내는 것이다 [12,13].

$$P_D = \sum_{\forall l} P_D^{(l)} = a^2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} P_D^{(f_d)} \cdot p(f_d) df_d, \quad (23)$$

where $P_D^{(f_d)} = \text{sinc}^2(f_d T_s)$

$$P_{ICI} = \sum_{\forall l} P_{ICI}^{(l)} = a^2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} P_{ICI}^{(f_d)} \cdot p(f_d) df_d, \quad (24)$$

where $P_{ICI}^{(f_d)} = 1 - \text{sinc}^2(f_d T_s)$

Classic Doppler Spread Spectrum 모델은 고정된 송신단과 고정되지 않은 수신단, 그리고 NLOS (No Line Of Sight) 환경을 가정한다 [12-15]. 그림 8은 일례로 최대 도플러 주파수가 400 Hz인 경우의 도플러 주파수의 분포를 보여주며, 식 (25)는 Classic Doppler Spread Spectrum Model에서의 최대 도플러 주파수($f_{d,max}$)에 따른 도플러 주파수의 분포를 나타낸다.

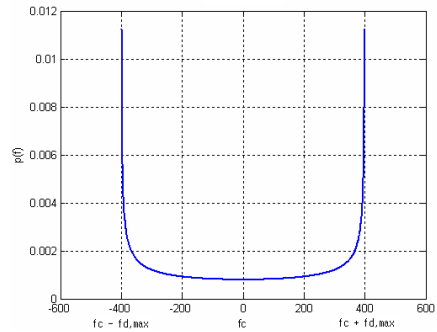


그림 8. Classic Doppler spread 스펙트럼.
Fig 8. Classic Doppler spread spectrum.

$$p(f_d) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{d,max}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_d}{f_{d,max}}\right)^2}}, & \text{if } |f_d| < f_{d,max} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (25)$$

식 (25)를 각각 식 (23)과 식 (24)에 적용하면, Classic Doppler Spread Spectrum Model에서의 최대 도플러 주파수에 따른 Desired Signal의 Power와 ICI의 Power가 각각 식 (26)과 식 (27)로 표현된다. 식 (28)은 식 (26)과 식 (27)을 이용하여 표현한 정규화된 최대 도플러 주파수에 따른 CIR (Carrier to Interference Ratio)을 나타낸 것으로서, 정규화된 최대 도플러 주파수는 서브캐리어 간격에 대한 도플러 주파수의 상대적인 양을 나타내며, J_0 은 0-th Bessel Function이다. 식 (29)와 식 (30)은 각각 Classic Doppler Spread Spectrum Model에서의 ICI Power의 Tight Bound와 Universal Bound를 나타낸다 [16].

$$P_D = \int_{-f_{d,max}}^{f_{d,max}} \frac{\text{sinc}^2(f_d T_s)}{\pi \cdot f_{d,max} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_d}{f_{d,max}}\right)^2}} df_d \quad (26)$$

$$= \int_{-1}^1 (1-|x|) J_0(2\pi f_{d,max} T_s x) dx$$

$$P_{ICI} = \int_{-f_{d,max}}^{f_{d,max}} \frac{1 - \text{sinc}^2(f_d T_s)}{\pi \cdot f_{d,max} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_d}{f_{d,max}}\right)^2}} df_d \quad (27)$$

$$= 1 - \int_{-1}^1 (1-|x|) J_0(2\pi f_{d,max} T_s x) dx$$

$$CIR = \frac{P_D}{P_{ICI}} = \frac{\int_{-1}^1 (1-|x|) J_0(2\pi f_{d,max} T_s x) dx}{1 - \int_{-1}^1 (1-|x|) J_0(2\pi f_{d,max} T_s x) dx} \quad (28)$$

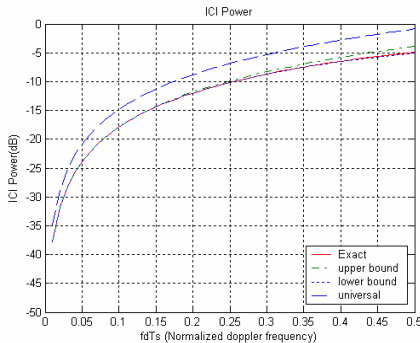
where $P_D + P_{ICI} = 1$.

$$T_{Low} \leq P_{ICI} \leq T_{Up}$$

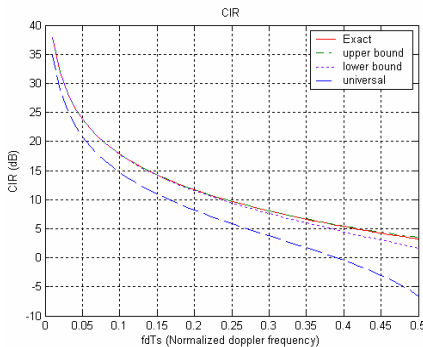
where

$$\begin{cases} T_{Low} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{12} \times (2\pi f_d T_s)^2 - \frac{3}{8} \times \frac{1}{360} \times (2\pi f_d T_s)^4 \\ T_{Up} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{12} \times (2\pi f_d T_s)^2 \end{cases} \quad (29)$$

$$P_{ICI} \leq \frac{1}{12} \times (2\pi f_d T_s)^2 \quad (30)$$



(a) 정규화된 최대 도플러 주파수에 따른 ICI Power.
(a) ICI power due to the normalized maximum Doppler frequency.



(b) 정규화된 최대 도플러 주파수에 따른 CIR.
(b) CIR due to the normalized maximum Doppler frequency.

그림 9. Classic Doppler spread spectrum 모델의 정규화된 최대 도플러 주파수에 따른 ICI Power와 CIR.

Fig 9. ICI power and CIR due to the normalized maximum Doppler frequency of classic Doppler spread spectrum model .

그림 9 (a)와 그림 9 (b)는 각각 식 (28)~식 (30)을 이용하여 나타낸 Classic Doppler Spread Spectrum Model의 정규화된 최대 도플러 주파수에 따른 ICI의 Power와 그에 따른 CIR이다. 식 (31)은 Classic Doppler Spread Spectrum Model에서의 정규화된 최대 도플러 주파수에 대한 Uncoded 16 QAM의 이론적인 BER (Bit Error Rate)을 나타내는 식으로서, 그림 10은 서브캐리어의 간격이 15 kHz일 경우에 식 (31)을 이용하여 얻은 최대 도플러 주파수에 대한 이론적인 BER을 나타낸다 [17].

$$P_b = \left(\frac{3}{8}\right) \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1+5/(CIR/2)}} \right]$$

$$= \left(\frac{3}{8}\right) \left\{ 1 - 1/\sqrt{1+10 \left[\frac{1}{\int_{-f_d}^{f_d} (1-|x|) J_0(2\pi f_d T_s x) dx} - 1 \right]} \right\} \quad (31)$$

3.2. CAI 및 ICI의 발생 원인 및 영향 분석

송신안테나와 수신안테나의 수가 각각 2개인 다중 안테나 시스템의 전송 모델은 그림 11과 같이 간단히 표현 할 수 있다. 식 (32)는 그림 11의 공간 다중화 모드를 사용하는 MIMO-OFDM의 전송 모델을 수식적으로 표현한 것으로서, 2 개의 송신 안테나 (Tx-a, Tx-b)와 2개의 수신 안테나 (Rx-a, Rx-b)를 가정하고 있다.

$$y = \mathbf{Q}^M \cdot \mathbf{x}$$

$$= \mathbf{Q}^M \cdot \mathbf{A}_{Rx} \cdot \mathbf{C}_{Rx} \cdot \mathbf{H}^M \cdot \mathbf{C}_{Tx} \cdot \mathbf{A}_{Tx} \cdot \mathbf{Q}^M \cdot \mathbf{x}$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_{10} \\ y_{20} \\ y_{11} \\ y_{21} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_{10} \\ x_{20} \\ x_{11} \\ x_{21} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}^M = \mathbf{Q} \otimes \mathbf{I}_M, \quad \mathbf{Q}^M = \mathbf{Q}^T \otimes \mathbf{I}_M$$

$$\mathbf{A}_{Rx} = \begin{bmatrix} e^{j\theta_{R1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_{R2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_{R1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{R2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{Tx} = \begin{bmatrix} e^{j\theta_{T1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_{T2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_{T1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{T2}} \end{bmatrix}$$

where

$$\mathbf{C}_{Rx} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \alpha \\ 0 & 0 & \alpha & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{Tx} = \begin{bmatrix} 1 & \beta & 0 & 0 \\ \beta & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \beta \\ 0 & 0 & \beta & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}^M = \begin{bmatrix} H_1^M(0;0) & 0 & H_1^M(0;1) & 0 \\ 0 & H_2^M(0;0) & 0 & H_2^M(0;1) \\ H_1^M(1;1) & 0 & H_1^M(1;0) & 0 \\ 0 & H_2^M(1;1) & 0 & H_2^M(1;0) \end{bmatrix}$$

(32)

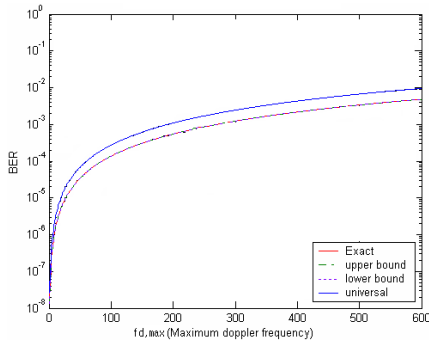


그림 10. Classic Doppler spread spectrum 모델의 최대 도플러 주파수에 따른 Uncoded 16 QAM의 이론적인 BER.
 Fig 10. Theoretical BER of uncoded 16 QAM due to the normalized maximum Doppler frequency of classic Doppler spread spectrum model.

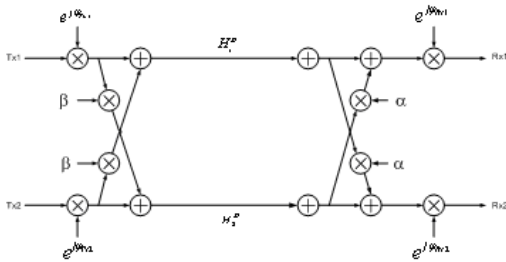


그림 11. 다중 안테나 시스템의 전송 모델.
 Fig 11. Transmission model of multiple antenna system.

식 (32)의 H_a^M , α , β 은 각각 Tx-a와 Rx-a사이의 채널 값, Rx 안테나간의 상관도, Tx 안테나간의 상관도를 나타내며, φ_{Rx1} , φ_{Rx2} , φ_{Tx1} , φ_{Tx2} 는 각각 Rx-1, Rx-2, Tx-1, Tx-2의 Angle Spread를 나타낸다. 그리고 s_a 와 s_b 는 각각 Tx-a와 Tx-b의 전송 신호를 나타내며, r_a 와 r_b 는 각각 Rx-a와 Rx-b의 수신 신호를 나타낸다. SISO-OFDM에서는 서브캐리어간의 간섭만을 고려하지만, MIMO-OFDM에서는 안테나간의 간섭까지 고려한다.

3.2.1 시 불변 채널

간단한 ICI의 영향 분석을 위해 FFT 크기가 2인 2×2 MIMO-OFDM과, 시 불변 특성의 1-path 채널 환경을 가정하며, IFFT, FFT, Angle Spread는 고려하지 않는다. 식 (33)은 안테나간의 상관도가 존재하지 않고, 하나의 경로만이 존재하는 채널 모델을 나타내는 것으로서 $h_{in}(i;j)$, a_i , b_i 는 각각 Tx-l과 Rx-n사이의 채널 값, Tx-a의 i번째 서브캐리어에 의해 전송되는 신호, Tx-b의 i번째 서브캐리어에 의해 전송되는 신호를 나타낸다. 식 (33)을 통해 알 수

있듯이 안테나간의 상관도가 존재하지 않는 시 불변 채널에서는 ICI와 CAI가 발생하지 않는 것을 알 수 있다. 식 (34)는 송신 안테나간의 상관도(β)가 존재하는 경우의 채널 모델을 나타내는 것으로서 ICI는 발생하지 않지만 안테나간의 상관도가 존재함에 따라 CAI가 발생하는 것을 알 수 있다. 식 (35)는 수신 안테나간의 상관도(α)가 존재하는 경우의 채널 모델을 나타내는 것으로서, 마찬가지로 ICI는 발생하지 않지만 안테나간의 상관도가 존재함에 따라 CAI가 존재하는 것을 알 수 있다. 식 (36)은 송신 안테나간의 상관도(β)와 수신 안테나간의 상관도(α)가 모두 존재하는 경우의 채널 모델을 나타내는 것으로서 ICI는 발생하지 않지만 안테나간의 상관도가 존재함에 따라 CAI가 존재하는 것을 알 수 있다.

3.2.2 시변 채널

간단한 ICI의 영향 분석을 위해 FFT 크기가 2인 2×2 MIMO-OFDM 시스템과, 시변 채널인 2-path 채널 환경을 가정하고, IFFT, FFT, Angle Spread는 고려하지 않는다. 식 (37)은 수신 안테나간의 상관도(α)가 존재하는 경우의 채널 모델을 나타내는 것으로서 ICI와 안테나간의 상관도에 따른 CAI가 함께 존재하는 것을 알 수 있다. 식 (38)은 수신 안테나간의 상관도가 존재할 경우의 Classic Doppler Spectrum Model에서의 안테나간의 상관도와 최대 도플러 주파수에 따른 CIR을 나타낸다. 그림 12는 최대 도플러 주파수와 안테나간의 상관도에 따른 CIR을 나타낸 것으로서, 그림 13은 그림 12의 CIR을 이용하여 얻은 이론적인 Uncoded 16 QAM의 BER이다.

IV. MIMO-OFDM 시스템에서의 ICI 제거 기법

ICI 제거 방법으로 CFO Compensation [11,18, 19], Windowing [20], ICI Self-cancellation [21, 22], ICI Subtraction [23-26]의 방법들이 있다. CFO Compensation 방법은 CFO에 의한 ICI의 제거를 위해 사용되는 방법이기 때문에 고속의 이동으로 인한 시변 채널 환경에서 발생하는 ICI의 제거 방법으로 적합하지 않으며, Windowing 방법과 ICI Self-cancellation 방법은 복잡도가 낮은 반면, 대역폭 효율이 매우 낮다는 단점이 있다. 따라서 대역폭 효율을 보장하기 위하여, 복잡도는 높지만 대역폭 효율을 저하시키지 않는 ICI Subtraction 방법을 사

$$\begin{bmatrix} h_{11}(0;0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{22}(0;0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{11}(1;0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_{22}(1;0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \\ a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 h_{11}(0;0) \\ b_0 h_{22}(0;0) \\ a_1 h_{11}(1;0) \\ b_1 h_{22}(1;0) \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} h_{11}(0;0) & 0 & h_{11}(0;1) & 0 \\ 0 & h_{22}(0;0) & 0 & h_{22}(0;1) \\ h_{11}(1;1) & 0 & h_{11}(1;0) & 0 \\ 0 & h_{22}(1;1) & 0 & h_{22}(1;0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \beta & 0 & 0 \\ \beta & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \beta \\ 0 & 0 & \beta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \\ a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 h_{11}(0;0) \\ b_0 h_{22}(0;0) \\ a_1 h_{11}(1;0) \\ b_1 h_{22}(1;0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1 h_{11}(0;1) \\ b_1 h_{22}(0;1) \\ a_0 h_{11}(1;1) \\ b_0 h_{22}(1;1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta(b_0 h_{11}(0;0) + b_1 h_{11}(0;1)) \\ \beta(a_0 h_{22}(0;0) + a_1 h_{22}(0;1)) \\ \beta(b_0 h_{11}(1;1) + b_1 h_{11}(1;0)) \\ \beta(a_0 h_{22}(1;1) + a_1 h_{22}(1;0)) \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \alpha \\ 0 & 0 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11}(0;0) & 0 & h_{11}(0;1) & 0 \\ 0 & h_{22}(0;0) & 0 & h_{22}(0;1) \\ h_{11}(1;1) & 0 & h_{11}(1;0) & 0 \\ 0 & h_{22}(1;1) & 0 & h_{22}(1;0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \\ a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 h_{11}(0;0) \\ b_0 h_{22}(0;0) \\ a_1 h_{11}(1;0) \\ b_1 h_{22}(1;0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1 h_{11}(0;1) \\ b_1 h_{22}(0;1) \\ a_0 h_{11}(1;1) \\ b_0 h_{22}(1;1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha(b_0 h_{22}(0;0) + b_1 h_{22}(0;1)) \\ \alpha(a_0 h_{11}(0;0) + a_1 h_{11}(0;1)) \\ \alpha(b_0 h_{22}(1;1) + b_1 h_{22}(1;0)) \\ \alpha(a_0 h_{11}(1;1) + a_1 h_{11}(1;0)) \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \alpha \\ 0 & 0 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11}(0;0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{22}(0;0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{11}(1;0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_{22}(1;0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \\ a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 h_{11}(0;0) \\ b_0 h_{22}(0;0) \\ a_1 h_{11}(1;0) \\ b_1 h_{22}(1;0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha(b_0 h_{22}(0;0) + b_1 h_{22}(0;1)) + \beta(b_0 h_{11}(0;0) + b_1 h_{11}(0;1)) + \alpha\beta(a_0 h_{22}(0;0) + a_1 h_{22}(0;1)) \\ \alpha(a_0 h_{11}(0;0) + a_1 h_{11}(0;1)) + \beta(a_0 h_{22}(0;0) + a_1 h_{22}(0;1)) + \alpha\beta(b_0 h_{11}(0;0) + b_1 h_{11}(0;1)) \\ \alpha(b_0 h_{22}(1;0) + b_1 h_{22}(1;1)) + \beta(b_0 h_{11}(1;1) + b_1 h_{11}(1;0)) + \alpha\beta(a_0 h_{22}(1;1) + a_1 h_{22}(1;0)) \\ \alpha(a_0 h_{11}(1;0) + a_1 h_{11}(1;1)) + \beta(a_0 h_{22}(1;1) + a_1 h_{22}(1;0)) + \alpha\beta(b_0 h_{11}(1;1) + b_1 h_{11}(1;0)) \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \alpha \\ 0 & 0 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11}(0;0) & 0 & h_{11}(0;1) & 0 \\ 0 & h_{22}(0;0) & 0 & h_{22}(0;1) \\ h_{11}(1;1) & 0 & h_{11}(1;0) & 0 \\ 0 & h_{22}(1;1) & 0 & h_{22}(1;0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \\ a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 h_{11}(0;0) \\ b_0 h_{22}(0;0) \\ a_1 h_{11}(1;0) \\ b_1 h_{22}(1;0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1 h_{11}(0;1) \\ b_1 h_{22}(0;1) \\ a_0 h_{11}(1;1) \\ b_0 h_{22}(1;1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha(b_0 h_{22}(0;0) + b_1 h_{22}(0;1)) \\ \alpha(a_0 h_{11}(0;0) + a_1 h_{11}(0;1)) \\ \alpha(b_0 h_{22}(1;1) + b_1 h_{22}(1;0)) \\ \alpha(a_0 h_{11}(1;1) + a_1 h_{11}(1;0)) \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$P_{signal} = \left(\frac{1}{1+\alpha^2} \right) \left[\int_{-1}^1 (1-|x|) J_0(2\pi f_d T_s x) dx \right]$$

$$P_{ICI} = \left(\frac{1}{1+\alpha^2} \right) \left[1 - \int_{-1}^1 (1-|x|) J_0(2\pi f_d T_s x) dx \right]$$

$$P_{coant.} = \frac{\alpha^2}{1+\alpha^2}$$

$$P_{signal} + P_{ICI} + P_{coant.} = 1$$

$$CIR = \frac{P_{signal}}{P_{ICI} + P_{coant.}} = \left[\int_{-1}^1 (1-|x|) J_0(2\pi f_d T_s x) dx \right] / \left[1 + \alpha^2 - \int_{-1}^1 (1-|x|) J_0(2\pi f_d T_s x) dx \right]$$

where α : Correlation btwn Tx antennas or Rx antennas

용한다. ICI Subtraction 알고리즘으로 CDMA 시스템 상향링크에서의 MAI (Multiple Access Interference) 제거방법으로 사용되는 PIC (Parallel Interference Cancellation) [23], SIC (Successive Interference Cancellation) [24], HIC (Hybrid Interference Cancellation) [25,26]의 방법을 고려하며, 시변 채널 환경으로 인해 Off-diagonal Matrix로 나타나는 식 (13)에 표현된 H의 Off-diagonal Term을 이용하여 식 (39)의 방법을 사용하여 ICI를 제거한다. 또한 ICI 제거 방법은 그림 14와 같이 Iteration Receiver에 적용되어, Iteration에 따라 개선되는 채널 값을 이용하여 ICI 영향을 제거하기 때문에 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

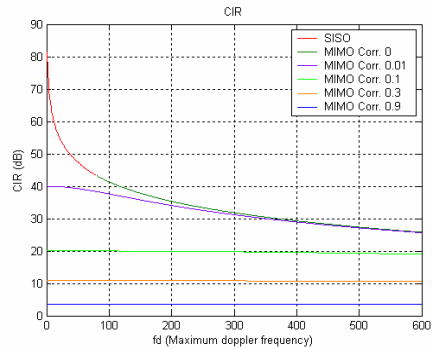


그림 12. Classic Doppler spread spectrum 모델의 최대 도플러 주파수와 안테나간의 상관도에 따른 CIR.

Fig 12. CIR due to the maximum Doppler frequency and correlation between antennas of classic Doppler spread spectrum model.

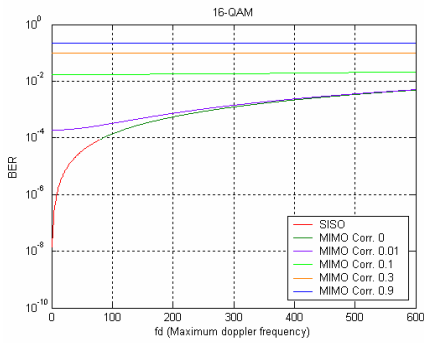


그림 13. Classic Doppler spread spectrum 모델의 최대 도플러 주파수와 안테나간의 상관도에 따른 Uncoded 16 QAM의 이론적인 BER.

Fig 13. Theoretical BER of uncoded 16 QAM due to the maximum Doppler frequency and correlation between antennas of classic Doppler spread spectrum model.

$$Y = HX$$

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{0,0} & h_{0,1} & \dots & h_{0,N-1} \\ h_{1,0} & h_{1,1} & \dots & h_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N-1,0} & h_{N-1,1} & \dots & h_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$\hat{y}_0 = \hat{x}_0 \hat{h}_{0,0} - (\hat{x}_0 \hat{h}_{0,0} + \hat{x}_0 \hat{h}_{0,0} + \dots + \hat{x}_{N-1} \hat{h}_{N-1,0})$$

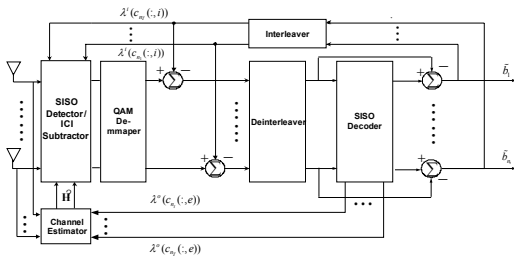


그림 14. ICI Subtractor를 적용한 Iterative-BLAST 수신단 구조.
Fig 14. Structure of iterative-BLAST receiver with ICI subtractor.

4.1. ICI Subtraction 방법

4.1.1 PIC 간섭 제거 기법

PIC는 추정된 채널 정보를 이용하여 식 (40)의 Reconstruction 과정을 이용하여 $\hat{\mathbf{H}}$ 를 재구성한 뒤에, $\hat{\mathbf{H}}$ 의 Off-diagonal 성분을 이용하여 식 (39)의 방법으로 각 서브캐리어에 ICI 영향을 끼치는 요소들을 동시에 제거하는 알고리즘으로서 그림 15와 같이 표현된다 [23]. PIC는 모든 서브캐리어에 대한 ICI 영향 제거를 동시에 수행하므로 Processing Delay가 가장 짧은 반면에 가장 높은 복잡도를 갖는다. 또한 신뢰도가 낮은 수신 신호들을 모두 사용

하여 ICI의 영향을 제거하기 때문에 세 가지 알고리즘 중에서는 가장 낮은 성능 개선을 보인다. 식 (41)은 FFT 크기가 N일 때, PIC의 복잡도를 나타낸다.

$$[\hat{\mathbf{H}}] = [\text{FFT}][\text{Estimated Channel}][\text{IFFT}],$$

$$\text{where } [\text{Estimated Channel}] = \begin{bmatrix} \hat{h}(0;0) & 0 & \dots & \hat{h}(0;1) \\ \hat{h}(1;1) & \hat{h}(1;0) & \dots & \hat{h}(1;2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \hat{h}(N-1;0) \end{bmatrix} \quad (40)$$

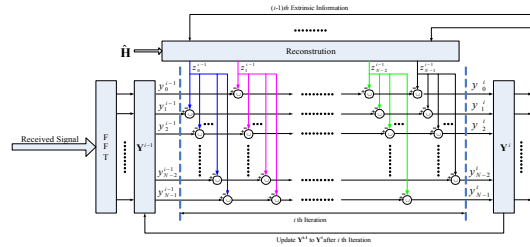


그림 15. Parallel interference cancellation 알고리즘.
Fig 15. Parallel interference cancellation algorithm.

$$\Theta(N^3) \quad (41)$$

4.1.2 SIC 간섭 제거 기법

SIC는 Ordering 과정을 통해 각각의 서브캐리어를 통해 수신된 신호의 신뢰도를 판단하여 신뢰도가 높은 신호부터 신뢰도가 낮은 신호 순으로 순서를 정하게 된다. 이 때, 신뢰도는 각각의 서브캐리어를 통해 수신되어 채널의 영향이 보상된 신호와 전송 가능한 Complex 값들과의 Euclidean Distance를 계산하여 가장 작은 값을 갖고 있는 서브캐리어를 통해 수신된 신호에 대하여 가장 높은 우선 순위를 부여하는 방법으로 결정된다. 순서가 정해진 후, PIC에서와 마찬가지로 추정된 채널 정보를 이용하여 식 (40)의 Reconstruction 과정을 이용하여 $\hat{\mathbf{H}}$ 를 재구성한 뒤 $\hat{\mathbf{H}}$ 의 Off-diagonal Term을 이용하여 식 (39)의 방법을 통해 신뢰도가 가장 높은 서브캐리어를 통해 수신된 신호로부터 다음 우선 순위의 서브캐리어를 통해 수신된 신호에 대한 ICI 영향을 제거하는 방법으로 순차적으로 ICI 영향을 제거하며, 그림 16과 같이 표현된다 [24]. SIC는 우선순위에 따라 순차적으로 ICI 영향을 제거하기 때문에, Processing Delay가 가장 긴 반면에 가장 낮은 복잡도를 갖고 있다. 또한 신뢰도가 높은 서브캐리어를 통해 수신된 신호로부터의 ICI 제거가 순차적으로 이루어지므로 세 가지 방법 중에서 가장 낮

은 성능 개선을 보인다. 식 (42)는 FFT 크기가 N 일 때, SIC의 복잡도를 나타낸다.

4.1.3 HIC 간섭 제거 기법

HIC는 SIC의 우수한 성능과 낮은 복잡도 및 PIC의 짧은 Processing Delay의 장점을 절충한 방식으로, SIC와 마찬가지로 각각의 서브캐리어를 통해 수신된 신호에 대한 신뢰도를 결정한 후, Grouping 과정을 통해 서브캐리어의 Group을 만든다.

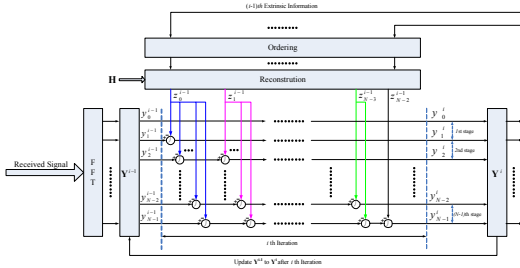


그림 16. Successive interference cancellation 알고리즘.
Fig 16. Successive interference cancellation algorithm.

$$O\left(\frac{N(N+1)(2N+1)}{6} + \frac{N(N-1)}{2}\right) \quad (42)$$

Grouping을 마친 후 PIC, SIC와 마찬가지로 추정된 채널 정보를 이용하여 식 (40)의 Reconstruction 과정을 이용하여 $\hat{\mathbf{H}}$ 를 재구성한 뒤에, $\hat{\mathbf{H}}$ 의 Off-diagonal Term을 이용하여, Group간과 Group내에서 각각 SIC, PIC의 방법을 적용하여 식 (39)의 방법을 통해 ICI의 영향을 제거한다 [25,26]. HIC는 따라서 Processing Delay, 복잡도, 성능 개선은 PIC와 SIC의 중간에 해당된다. 그리고 Grouping 방법에 있어서, 하나의 Group에 속하는 서브캐리어의 수가 늘어날수록 성능은 PIC와 유사한 성능 개선을 갖게 되고, 하나의 Group에 속하는 서브캐리어의 수가 줄어들수록 SIC와 유사한 성능 개선을 갖는다. 식 (43)은 FFT 크기가 N일 때, HIC의 복잡도를 나타낸다.

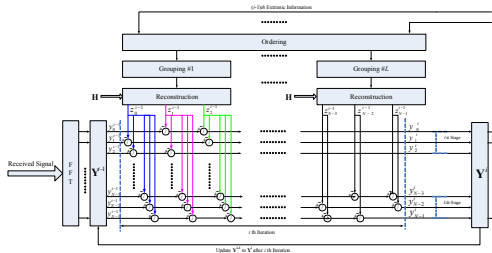


그림 17. Hybrid interference cancellation 알고리즘.
Fig 17. Hybrid interference cancellation algorithm.

$$O\left(\frac{N}{L}\right)^3 \frac{L(L+1)(2L+1)}{6} + \frac{N(N-1)}{2} \quad (43)$$

where L = Number of Group

4.2. 제안된 Channel Impulse Response (CIR) 추정 방법

그림 18은 기존의 논문 [23-26]에서 \hat{h} 인 CIR (Channel Impulse Response)을 추정하기 위해 사용된 OFDM 심볼의 구조이다. 그림 18의 OFDM 심볼은 일반적인 OFDM 심볼이 요구하는 보호구간의 2배 크기의 0으로 되어있는 보호구간을 사용하여, 수 OFDM 심볼마다 보호 구간의 중간에 임펄스를 삽입한다. 앞의 보호 구간은 이전 심볼에 의한 ISI 영향으로부터 임펄스로 추정되는 \hat{h} 정보를 보호하기 위하여 사용되며, 뒤의 보호구간은 임펄스로부터의 \hat{h} 추정을 위해 사용된다.



그림 18. CIR을 추정하기 위한 기존의 OFDM 심볼 구조.
Fig 18. Conventional OFDM symbol structure for estimating CIR.

이 방법은 정확한 \hat{h} 추정이 가능하지만, 보호 구간을 기존의 보호 구간에 비해 2배를 사용하므로 대역폭 효율이 저하되는 단점이 있다. 본 논문에서는 Pilot을 통해 추정된 CFR (Channel Frequency Response)에 대하여 IFFT를 수행함으로써 \hat{h} 를 추정하는 방법을 제안한다. 이 방법을 사용할 경우, IFFT를 수행함으로써 복잡도가 증가되는 단점이 있지만, 대역폭 효율을 저하시키지 않는 장점이 있다. 식 (44)는 Radix-2를 사용하는 IFFT의 복잡도를 나타내는 것으로서 N은 FFT의 크기를 나타낸다.

$$O(N \log N) \quad (44)$$

4.3. 제안된 저 복잡도 HIC 간섭제거 기법

본 논문에서는 가장자리의 서브캐리어는 가장 적은 ICI의 영향을 받는다는 사실을 이용하여, 기존의 HIC 기법에서의 Grouping을 위해 수행된 Ordering 과정을 생략하고 양 끝의 서브캐리어부터 높은 우선순위의 Group으로 만드는 방법을 제안한다. 따라서 Ordering 과정의 복잡도를 줄일 수 있다. 식 (45)는 제안된 HIC의 복잡도를 나타내며, N은 FFT

크기이다. 식 (46)은 FFT 크기가 N 이고, Group의 개수가 k 일 경우의 각 그룹에 해당하는 서브캐리어의 인덱스를 나타내는 수식이다.

$$\Theta \left(\left(\frac{N}{L} \right)^3 \frac{L(L+1)(2L+1)}{6} \right) \quad (45)$$

where $L = \text{Number of Group}$

$$\left\{ n \times \left\lfloor \frac{k}{2} \right\rfloor \right\} \sim \left\{ (n+1) \times \left\lfloor \frac{k}{2} \right\rfloor - 1 \right\},$$

$$\left\{ N-1 - \left(n \times \left\lfloor \frac{k}{2} \right\rfloor \right) \right\} \sim \left\{ N-2 - \left((n+1) \times \left\lfloor \frac{k}{2} \right\rfloor - 1 \right) \right\} \quad (46)$$

where $0 \leq n \leq \frac{N}{k} - 1$

그림 19는 제안된 저복잡도 HIC의 Grouping 방법을 나타내는 것으로서, 하나의 Group에 속하는 서브캐리어의 수는 8개로 가정한다.

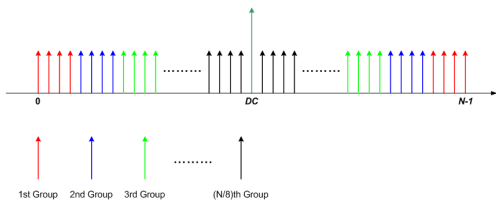


그림 19. 제안된 저복잡도 HIC의 Grouping 방법.
Fig 19. Grouping method of proposed HIC with low complexity.

V. 시뮬레이션 결과 및 성능 분석

5.1. ICI의 영향 검증

시변 채널에 의한 ICI의 영향을 검증하기 위하여 Perfect 채널 추정을 가정하고, 2×2 의 다중 안테나를 사용하며, 안테나간의 간섭이 존재하지 않고, 보호 구간이 다중 경로에 의한 최대 지연보다 커서 ISI가 존재하지 않는 환경에서 표 1의 모의 실험 환경을 이용하여 모의 실험을 수행하였다. 그림 20 (a)는 시불변 채널에서의 속도에 따른 Uncoded 16 QAM의 BER 성능을 확인 한 것으로서, 속도에 따른 성능 차이가 없으므로 시불변 채널에서는 ICI가 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다. 그림 20 (b)는 시변 채널에서의 속도에 따른 Uncoded 16 QAM의 BER 성능을 보여주는 것으로서, TI-CH와 TV-CH는 각각 시불변 채널과 시변 채널을 나타낸다. 그림 20을 통해 알 수 있듯이 시불변 채널에서는 속도에 따른 ICI의 영향을 받지 않지만, 시변 채널에서는 속도에 따른 ICI의 영향이 존재하는 것을 알 수 있

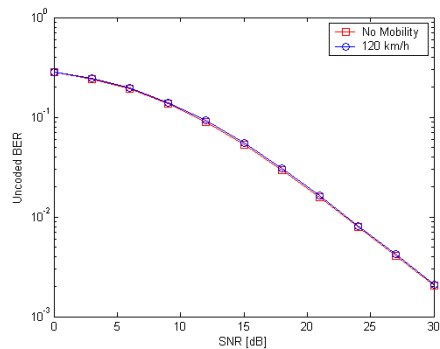
다. 또한 그림 20 (b)의 결과와 이론적인 결과를 비교할 경우, 거의 일치하지만 보호 구간의 사용으로 인한 전력의 손실 때문에 그림 20 (b)의 결과가 더 좋지 않은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

표 1. 모의 실험 환경.
Table 1. Simulation parameters.

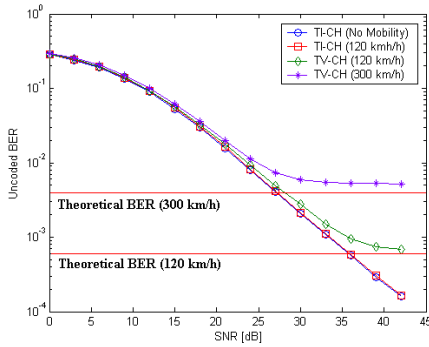
Parameter	Value
Carrier Frequency	2 / 4 GHz
Bandwidth of Operation	20 MHz
FFT Size	2048
Sub-carrier Spacing	15 kHz
Sampling Frequency	30.72 MHz
Frame Duration	10 ms
Sub-frame Duration	0.5 ms
(Effective) Symbol Duration	66.67us
Cyclic Prefix	4.75 ~ 4.79 us
Number of OFDM Symbols per Sub-frame	7
Channel Coding	Turbo Coding (2/3)
MS Speed	120, 300 km/h
MIMO Fading Channel Model	SCM-E Sub-urban Macro
Channel Estimation & Detection	Zero Forcing / MMSE

5.2. CAI의 영향 검증

안테나간의 상관도에 의한 CAI의 영향을 분석하기 위하여 Perfect 채널 추정을 가정하고, 2×2 의 다중 안테나를 사용하며, 시불변 채널로서 ICI의 영향이 없고, 보호 구간이 다중 경로에 의한 최대 지연보다 커서 ISI가 존재하지 않는 환경에서 표 1의 모의실험 환경을 이용하여 모의 실험을 수행하였다. 또한 안테나간의 간섭을 제거하기 위한 처리를 수행하지 않는다. 그림 21은 안테나간의 간섭에 의한 Uncoded 16QAM의 BER 성능을 확인한 것이다. 그림 21에서 알 수 있듯이, 안테나간의 상관도가 증



(a) 시불변 채널에서의 Uncoded 16 QAM의 BER 성능.
(a) BER performance of uncoded 16 QAM in time-invariant channel.



(b) 시변 채널에서의 Uncoded 16 QAM의 BER 성능.
 (b) BER performance of uncoded 16 QAM in time varying channel.

그림 20. 채널 특성에 따른 Uncoded 16 QAM의 BER 성능 비교.
 Fig 20. BER performance comparison of uncoded 16 QAM with different channel characteristics.

가함에 따라 성능이 급격히 나빠지며, 이론적인 결과와 비교할 경우 거의 일치하지만 보호 구간의 사용으로 인한 전력의 손실 때문에 좋지 않은 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

5.3. CAI와 ICI의 영향 검증

시변 채널 환경에서 안테나간의 상관도가 존재할 경우, ICI와 CAI에 의한 영향을 검증하기 위하여 Perfect 채널 추정을 가정하고, 2x2의 다중 안테나를 사용하며, 속도가 120 km/h이고 보호 구간이 다중 경로에 의한 최대 지연보다 커서 ISI가 존재하지 않는 환경에서 표 1의 모의 실험 환경을 이용하여 모의 실험을 수행하였다. 그림 22는 속도가 120km/h일 경우, 안테나간의 상관도에 따른 Uncoded 16 QAM의 BER을 보여주는 것으로서,

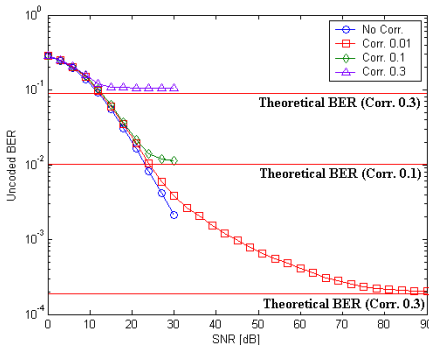


그림 21. 시불변 채널에서의 안테나간의 상관도에 따른 Uncoded 16 QAM의 BER 성능.
 Fig 21. BER performance of uncoded 16 QAM with different antenna correlation value in time-invariant channel.

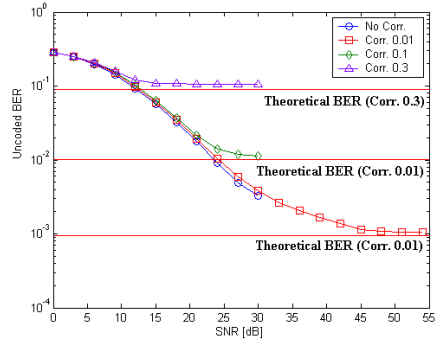
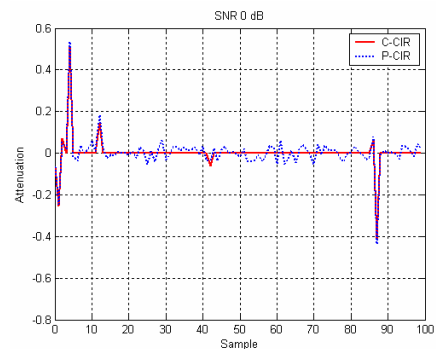


그림 22. 시변 채널에서의 안테나간의 상관도에 따른 Uncoded 16 QAM의 BER 성능 비교.
 Fig 22. BER performance of uncoded 16 QAM with different antenna correlation value in time varying channel.

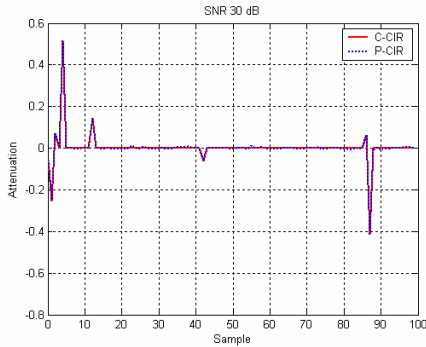
이론적인 결과와 비교할 경우, 거의 일치하지만 보호 구간의 사용으로 인해, 전력 손실 때문에 그림 22의 결과가 좋지 않은 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

5.4 제안된 CIR 추정 방법의 성능 검증

그림 23은 각각 그림 18의 OFDM 심볼 구조를 사용하여 기존의 방법으로 얻은 CIR값 (C-CIR)과 Pilot 으로부터 추정된 CFR에 IFFT를 수행하여 얻은 CIR값 (P-CIR)을 표 1의 모의 실험 환경을 이용하여 SNR 값에 따라 비교한 것이며, 그림 24는 C-CIR 값과 P-CIR 값의 차이를 SNR 값에 따라 보여주는 것으로서, SNR값이 증가함에 따라, 기존의 방법으로 얻은 CIR값과 제안된 방법으로 얻은 CIR 값의 차이가 작아지는 것을 확인할 수 있다. 또한, 표 1의 모의 실험 환경을 사용할 경우, 기존의 CIR 추정 방법을 사용하게 되면 2/3 16QAM을 사용할 경우, 약 5 bps/Hz의 전송률을 얻지만, 제안된 CIR 추정 방법을 사용하게 되면 5.34 bps/Hz의 전송률을 얻게 된다.



(a) SNR 0 dB.
 (a) SNR 0 dB.



(a) SNR 30 dB.
(a) SNR 30 dB.

그림 23. 제안된 CIR 추정 방법과 기존의 CIR 추정 방법을 통해 추정된 CIR 값의 비교
Fig 23. Comparison of estimated CIR value by conventional CIR estimating method and proposed CIR estimating method.

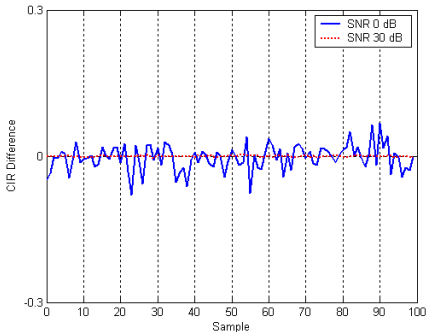


그림 24. 제안된 CIR 추정 방법과 기존의 CIR 추정 방법을 통해 추정된 CIR 값의 차이.
Fig 24. Difference of CIR values estimated by conventional CIR estimating method and proposed CIR estimating method.

5.5 제안된 저복잡도 HIC 간섭제거 기법의 성능 검증

5.5.1 ICI 제거 기법간의 성능 비교

그림 25는 표 1의 모의 실험 환경을 이용하여 기존의 ICI Subtraction 방법인 PIC, SIC, HIC의 성능을 비교한 것으로서, Mobile Speed는 120 km/h 이며, Code Rate 2/3의 채널 코딩을 사용한다. 또한 실질적으로 ICI의 영향을 주는 서브캐리어는 인접한 서브캐리어이므로, 인접한 32개의 서브캐리어들을 주요 ICI 영향을 주는 서브캐리어로 고려하고, HIC의 하나의 Group에 속하는 서브캐리어의 수는 4개로 가정하며, Channel Estimation과 Detection으로 ZF Detection을 사용한다. 그리고 CIR 추정방법은 본 논문에서 제안된 방법을 사용한다. 그림 25의 결과로부터 알 수 있듯이, ICI Subtraction 방법을 사용하지 않은 경우에 비해 SIC, HIC, PIC의 순서로 우수한 성능 개선을 보이는 것을 알 수 있다.

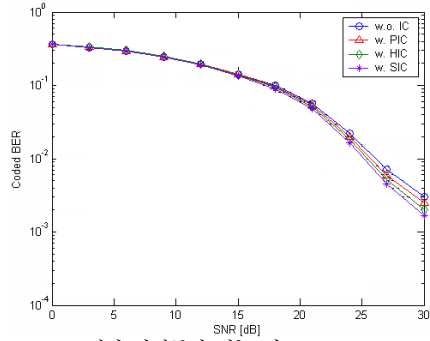
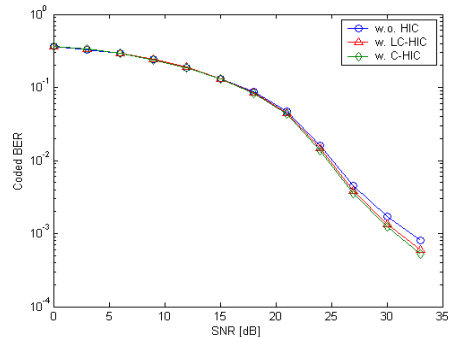


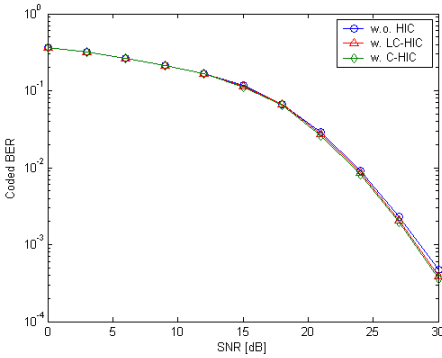
그림 25. ICI 제거 방법들의 성능 비교 (2 GHz, CR = 2/3, 120 km/h).
Fig 25. Performance comparison of ICI subtraction schemes (2 GHz, CR = 2/3, 120 km/h).

5.5.2 기존 HIC와 저복잡도 HIC의 성능 비교

그림 26은 표 1의 모의 실험 환경을 이용하여, Code Rate 2/3인 채널 코딩을 사용했을 때 120 km/h 환경에서 Channel Estimation & Detection으로 ZF Detection과 MMSE Detection을 사용하였을 경우의 HIC의 성능을 나타낸 것으로서, C-HIC와 LC-HIC는 각각 기존의 HIC와 제안된 저복잡도 HIC를 나타내며, 하나의 Group은 4개의 서브캐리어로 구성되어있다. 그림 26을 통해 알 수 있듯이, Target BER 10^{-3} 에서 ZF Detection을 사용하는 MIMO-OFDM Receiver와 MMSE Detection을 사용하는 MIMO-OFDM Receiver는 LC-HIC를 사용함으로써 각각 약 1.2 dB와 0.5 dB 정도의 SNR 이득이 생기는 것을 확인할 수 있다. 그림 27은 Code Rate 2/3의 채널 코딩을 사용했을 때 300 km/h 환경에서 Channel Estimation & Detection으로 ZF Detection과 MMSE Detection을 사용하였을 경우의 HIC의 성능을 나타낸 것으로서, MMSE Detection을 사용할 경우에만 Target BER 10^{-3} 을 만족시킬 수 있으며, 120 km/h 환경에서보다 HIC를 사용함으로써 얻는 성능 이득이 더욱 큰 것을 확인할 수



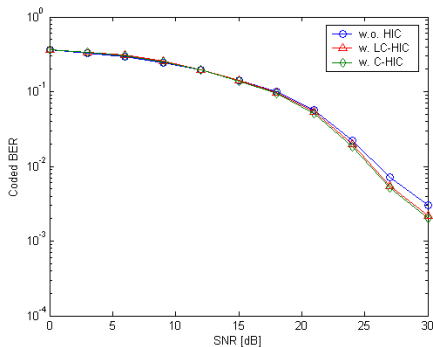
(a) Zero Forcing 검출.
(a) Zero Forcing detection.



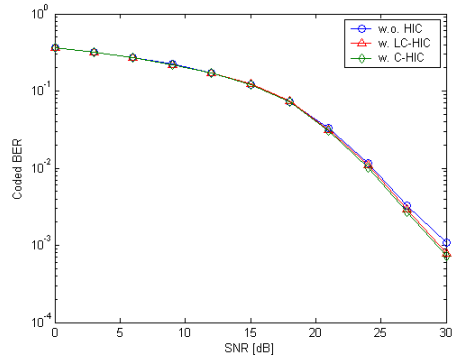
(b) MMSE 검출.
(b) MMSE detection.

그림 26. 제안된 저 복잡도 HIC와 기존의 HIC의 성능 비교 (2 GHz, CR = 2/3, 120 km/h).
Fig 26. Performance comparison of conventional HIC and proposed HIC with low complexity (2 GHz, CR = 2/3, 120 km/h).

있다. 그림 28은 Carrier Frequency 가 4 GHz인 시스템에서, Code Rate 2/3인 채널 코딩을 사용했을 때 120 km/h 환경에서 Channel Estimation & Detection으로 ZF Detection과 MMSE Detection을 사용하였을 경우의 HIC의 성능을 나타낸 것으로서, MMSE Detection을 사용할 때 Target BER 10^{-3} 을 만족시킬 수 있으며, 2 GHz의 시스템에서보다 더 많은 성능 이득이 발생하는 것을 알 수 있다. 그림 29는 Carrier Frequency 가 2 GHz의 시스템에서, Code Rate 2/3인 채널 코딩을 사용했을 때 300 km/h 환경에서 Channel Estimation & Detection으로 ZF Detection과 MMSE Detection을 사용하였을 경우의 제안된 저복잡도 HIC를 적용한 Receiver의 Iteration 수에 따른 성능 이득을 보여주는 것으로서 Iteration 수에 따라 성능은 향상되나 HIC에 의한 향상폭이 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

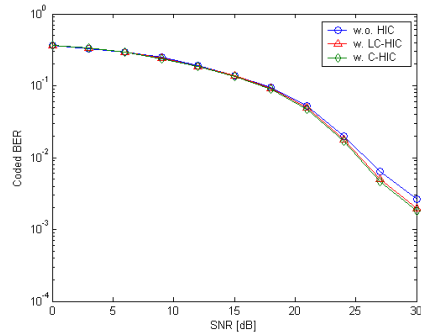


(a) Zero Forcing 검출.
(a) Zero Forcing detection.

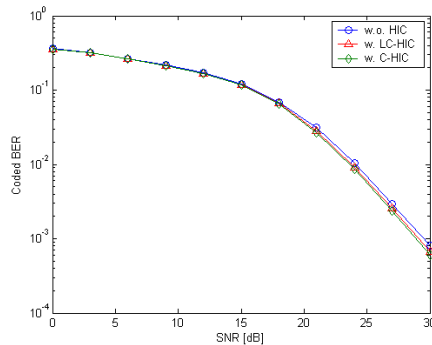


(b) MMSE 검출.
(b) MMSE detection.

그림 27. 제안된 저 복잡도 HIC와 기존의 HIC의 성능 비교 (2 GHz, CR = 2/3, 300 km/h).
Fig 27. Performance comparison of conventional HIC and proposed HIC with low complexity (2 GHz, CR = 2/3, 300 km/h).

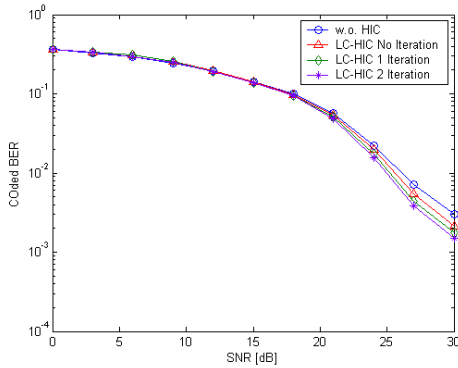


(a) Zero Forcing 검출.
(a) Zero Forcing detection.

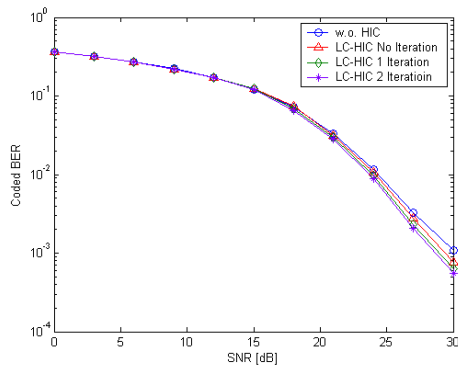


(b) MMSE 검출.
(b) MMSE detection.

그림 28. 제안된 저 복잡도 HIC와 기존의 HIC의 성능 비교 (4 GHz, CR = 2/3, 120 km/h).
Fig 28. Performance comparison of conventional HIC and proposed HIC with low complexity (4 GHz, CR = 2/3, 120 km/h).



(a) Zero Forcing 검출.
(a) Zero Forcing detection.



(b) MMSE 검출.
(b) MMSE detection.

그림 29. 제안된 저 복잡도 HIC와 기존의 HIC의 성능 비교 (2 GHz, CR = 2/3, 300 km/h).
Fig 29. Performance comparison of conventional HIC and proposed HIC with low complexity (2 GHz, CR = 2/3, 300 km/h).

VI. 결론

본 논문에서는 ICI와 CAI의 발생 원인 및 그에 따른 성능 열화를 해석적으로 분석하고 고속 이동 환경에서 MIMO-OFDM 수신기의 QoS를 만족시키기 위한 ICI의 제거 방법으로서 저 복잡도의 HIC와 데이터 전송률을 저하시키지 않는 CIR (Channel Impulse Response) 추정 방법을 제안 하였다. 그리고 SCM-E Sub-urban Macro 채널에서의 모의 실험을 통해, ICI와 CAI에 의한 성능 열화 분석 결과와 모의 실험 결과가 일치하는 것을 검증하고, 고속 이동 환경에서 HIC를 적용한 MIMO-OFDM 시스템의 성능이 향상되는 것을 검증하였다.

ICI 발생 원인의 분석을 통해, 고속 이동 환경에서의 시변 채널 특성으로 인해 ICI가 발생하는 것을

확인하고 Classic Doppler Spread Spectrum Model에서의 최대 도플러 주파수에 따른 ICI의 영향을 분석하였다. 모의 실험을 통해 시불변 채널에서는 ICI로 인한 성능 열화가 발생하지 않지만, 시변 채널에서는 ICI로 인한 성능 열화가 발생하는 것을 확인하였다. 또한, 이론적인 결과와 비교 하였을때, OFDM 시스템의 보호 구간으로 인한 전력의 손실 때문에 모의 실험 결과가 이론적인 결과에 비해 낮은 성능을 보이는 것을 확인할 수 있었다.

CAI 발생 원인의 분석을 통해, 다중 안테나 시스템의 경우 안테나간의 상관도에 의해 CAI가 발생하는 것을 확인하였으며, 시불변 채널과 시변 채널에서의 모의 실험을 통해, 안테나간의 간섭을 제거하지 않을 경우 안테나간의 상관도가 증가함에 따라 성능 열화가 커지는 것을 확인할 수 있었다.

고속 이동 환경에서 MIMO-OFDM 수신기의 성능을 향상시키기 위한 기존의 ICI Subtraction 방법들에 사용되는 CIR 추정 방법은 데이터 전송률을 저하시키기 때문에, 데이터 전송률을 보장하기 위하여 추정된 CFR에 IFFT를 수행함으로써 CIR을 추정하는 방법을 제안하였다. Code Rate가 2/3인 16 QAM에 있어서 기존의 CIR 추정 방법을 사용할 경우의 데이터 전송률이 5 bps/Hz 인데 비해, 제안된 CIR 추정 방법을 사용할 경우 5.34 bps/Hz의 데이터 전송률을 얻을 수 있다. 그리고 SNR이 증가함에 따라 기존의 CIR 추정 방법과 제안된 CIR 추정 방법을 이용해 얻은 CIR값이 유사해지는 것을 확인하였다. 제안된 CIR 추정 방법을 적용한 PIC, SIC, HIC를 사용하여 고속 이동 환경에서의 MIMO-OFDM 수신기의 성능 비교를 통해 성능과 복잡도를 고려하여 HIC를 ICI 제거 방법으로 채택 하였으며, ICI의 영향을 적게 받는 서브캐리어가 높은 신뢰도를 갖기 때문에 기존의 HIC에서 서브캐리어의 신뢰도를 판단하는 Ordering 과정을 생략하고 ICI의 영향을 가장 적게 받는 가장 자리의 서브캐리어부터 높은 우선순위의 Group으로 만드는 저 복잡도의 HIC 방법을 제안하였다. Code Rate가 2/3인 채널 코딩을 사용하는 120 km/h 환경에서의 모의 실험을 통해 제안된 저 복잡도의 HIC를 사용할 경우, 기존의 HIC와의 성능차가 거의 없는 것을 확인할 수 있었으며, Zero Forcing 과 MMSE를 Channel Estimation 과 Detection으로 사용하였을 경우 HIC를 적용하지 않은 경우에 비해 Target BER 10^{-3} 에서 각각 약 1.2 dB와 0.5 dB정도의 SNR 이득을 얻을 수 있는 것을 확인하였다. 또한,

모의 실험 결과를 바탕으로 300 km/h 이동 환경에서 Target BER 10^{-3} 을 SNR 30 dB이하에서 만족시키기 위해서는 Code Rate가 2/3이고 채널 추정과 검파 방법으로 MMSE를 사용해야 한다는 결론을 내렸다. 또한 ICI 제거 방법을 통해 얻는 성능 이득은 ICI에 의한 영향을 많이 받는 환경에서 더 크게 나타나며, Receiver의 Iteration 수가 증가함에 따라 개선된 채널 값을 사용하여 ICI의 영향을 제거하고 CAI의 영향을 제거하기 때문에 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol.28, No.5, pp. 5-15, May 1990.
- [2] V. tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time Block Coding for Wireless Communications : Performance results," in *Proc. IEEE J.Select, Areas Comm.*, vol.17, pp.51-70, Mar. 1999.
- [3] X. Li, H. Huang, G.J. Foschini, "Effects of iterative detection and decoding on the performance of BLAST," in *Proc. IEEE Globecom*, vol.1, pp.2321-2334, Sept.2001.
- [4] M. Sellathurai and S. Haykin, "Turbo-BLAST for wireless communications : Theory and experiments," *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002.
- [5] M. Moher, "An iterative multiuser decoder for near capacity communications," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 46, pp. 870-880, July 1998.
- [6] R. V. Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [7] S. Hara and R. Prasad, *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*, Artech House, 2003.
- [8] J. G. Proakis, *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*, Wiley, 2003.
- [9] M. Engels, *Wireless OFDM Systems - How to make them work?*, Kluwer, 2002.
- [10] F. M. Andreas, *Wireless Communications*, Wiley, 2005.
- [11] 강승원, 선태형, 장경희, 임인기, 어익수, "IEEE 802.16e OFDMA-TDD 시스템 Digital Front End의 Fixed-point 설계 최적화," *한국통신학회 논문지*, 31권 7C호, pp. 735-742, 2006. 07.
- [12] P. Robertson and S. Kaiser, "The effect of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, vol. 1, Sept. 1999, pp. 329-333.
- [13] P. Robertson and S. Kaiser, "Analysis of the loss of orthogonality through Doppler spread in OFDM systems," in *Proc. IEEE GLOBECOM'99*, vol. 1B, pp. 701-706.
- [14] A. Stamoulis, S.N. Diggavi, and N.A. Dhahir, "Intercarrier Interference in MIMO OFDM," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 50, pp. 2451-2463, Oct. 2002.
- [15] M. Russel and G. L. Stuber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, 1995, pp. 820-824.
- [16] Y. Li and L. J. Cimini, "Bounds on the interchannel interference of OFDM in Time-varying impairments," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 49, pp. 401-404, Mar. 2001.
- [17] H. Harada, R. Prasad, *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*, Artech House, 2002.
- [18] Y. H. Kim, I.H. Song, S. H. Yoon, and S. R. Park, "An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, Vol. 50, pp. 1307-1312, Sept. 2001.
- [19] H. J. Yu, M. S. Kim, and J. Y. Ahn, "Carrier frequency and timing offset tracking scheme for SC-FDE systems," in *Proc. PIMRC*, Sept. 2003, pp. 1-5.
- [20] J. Armstrong, "Analysis of new and existing methods of reducing intercarrier interference due to carrier frequency offset in OFDM," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 47, pp. 365-369, Mar. 1999.
- [21] L. Ye, H. Jack, N. R. Sollenberger, "MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 50,

pp. 1471-1477, Sept. 2002.

[22] A. Seyedi and G. J. Saulnier, "General ICI self-cancellation scheme for OFDM systems," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 54, pp. 198-210, Jan. 2005.

[23] Z. Zhou, X. Zhang, and Z. Bu, "Interference cancellation based receive scheme to combat ICI for OFDM systems," in *Proc. IEEE Wireless Commun. Networking and Mobile Computing*, vol. 1, Sept. 2005, pp. 257-260.

[24] E. Leung and P. Ho, "A Successive Interference Cancellation scheme for and OFDM system," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 1, June 1998, pp. 375-379.

[25] X. N. Tran and T. Fujino, "Groupwise Successive ICI cancellation for OFDM systems in time-varying channels," in *Proc. IEEE Int. Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Dec. 2005, pp. 489-494.

[26] J. H. Deng, C.Y. Lin, and T. S. Lee "A low complexity group-wise PIC based mixed-mode MIMO-OFDM system," in *Proc. IEEE Circuits and Systems Symposium*, Vol. 2, May, 2004, pp. 481-484.

강 승 원 (SeungWon Kang)

준회원



2005년 2월 : 인하대학교 전자공학과 (공학사)

2005년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신대학원 석사과정

<관심분야> 4세대 이동통신 무선 전송방식, MIMO 시스템 및 WiBro 시스템 무선 전송규격,

Wavelet-based OFDM 시스템, Turbo Equalizer

김 규 현 (Kyoohyun Kim)

준회원



2005년 2월 : 인하대학교 전자공학과 (공학사)

2005년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신대학원 석사과정

<관심분야> 4세대 이동통신 무선 전송방식, MIMO 및 Smart Antenna 시스템, WiBro 시스템 무선 전송 규격, Mobile Multi-hop Radio

장 경 희 (KyungHi Chang)

중신회원



1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1992년 8월 : Texas A & M Univ., EE Dept. (Ph.D.)

1989년~1990년 : 삼성종합기술원

주임연구원

1992년~2003년 : 한국전자통신연구원, 이동통신연구소 무선전송방식연구팀장 (책임연구원)

2003년~현재 : 인하대학교 정보통신대학원 부교수

<관심분야> 4세대 이동통신 및 3GPP LTE 무선전송방식, WMAN 및 DMB 시스템 무선전송기술, Cognitive Radio, Cross-layer Design, Cooperative Relaying System