

3GPP LTE MIMO-OFDMA 시스템의 인접 셀 간섭 완화를 위한 개선된 Spatial Covariance Matrix 추정 기법

준회원 문종건*, 장준희**, 한정수**, 정회원 김성수*, 김용석*,
 종신회원 최형진**

Enhanced Spatial Covariance Matrix Estimation for Asynchronous Inter-Cell Interference Mitigation in MIMO-OFDMA System

Jong-Gun Moon*, Jun-Hee Jang**, Jung-Su Han** *Associate Members*,
 Sung-Soo Kim*, Yong-Serk Kim* *Regular Members*, Hyung-Jin Choi** *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution) MIMO-OFDMA (multiple-input multiple-output-orthogonal frequency division multiple access) 시스템의 하향 링크 수신기를 위한 asynchronous ICI (Inter-Cell Interference) 완화 기법을 제안한다. Multi-cell 환경을 고려한 cellular OFDMA 시스템에서는 기본적으로 frequency reuse factor가 1로 설정되기 때문에 셀 경계에 위치한 UE (User Equipment)의 경우 ICI 영향을 받게 되며, 특히 각기 다른 셀 반경 및 nodeB 간의 거리 차이 등 현실적인 cellular 환경을 고려할 경우에는 UE 간 타이밍 오류가 가중되어 수신 신호의 주파수 영역의 직교성이 파괴될 가능성이 있다. 따라서 이러한 인접 셀 간섭을 제거 및 완화하기 위하여 수신 OFDM 심볼에 대한 SCM (Spatial Covariance Matrix) 추정이 필요하다. 일반적으로 SCM 추정은 training symbol을 이용함을 가정하지만, 긴 시간 동안 간섭의 통계적 특성을 측정하는 것은 어려울 뿐만 아니라 training symbol이 고려되지 않는 LTE와 같은 MIMO-OFDMA 시스템에는 적합하지 않다. 또한 추정의 정확성을 높이기 위하여 noise reduction 방식이 적용된 추정 기법이 제시되고 있으나, 기존 time-domain low-pass type weighting 방식은 spectral leakage에 의한 추정 에러를 유발하는 단점이 있다. 따라서, 본 논문에서는 noise reduction 효과를 얻으면서 spectral leakage에 의한 SCM 추정 오류를 최소화할 수 있으며, 주파수 영역에서의 moving average filter로 구현 가능한 time-domain sinc-type weighting 방식의 SCM 추정 기법을 제안하였으며, 다양한 환경에서의 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 방식이 기존의 방식보다 약 3 dB의 SIR (Signal to Interference Ratio) 이득을 보임을 입증하였다.

Key Words : Asynchronous ICI, SCM, 3GPP LTE, MIMO-OFDMA, Noise reduction.

ABSTRACT

In this paper, we propose an asynchronous ICI (Inter-Cell Interference) mitigation techniques for 3GPP LTE MIMO-OFDMA down-link receiver. An increasing in symbol timing misalignments may occur relative to synchronous network as the result of BS (Base Station) timing differences. Such symbol synchronization errors that exceed the guard interval or the cyclic prefix duration may result in MAI (Multiple Access Interference) for other carriers. In particular, at the cell boundary, this MAI becomes a critical factor, leading to degraded channel

* 삼성전자 DMC부문 DMC연구소(jonggun.moon@samsung.com), ** 성균관대학교 정보통신공학부 (hjchoi@ece.skku.ac.kr)
 논문번호 : KICS2009-02-039, 접수일자 : 2009년 2월 2일, 최종논문접수일자 : 2009년 4월 15일

throughput and severe asynchronous ICI. Hence, many researchers have investigated the interference mitigation method in the presence of asynchronous ICI and it appears that the knowledge of the SCM (Spatial Covariance Matrix) of the asynchronous ICI plus background noise is an important issue. Generally, it is assumed that the SCM estimated by using training symbols. However, it is difficult to measure the interference statistics for a long time and training symbol is also not appropriate for MIMO-OFDMA system such as LTE. Therefore, a noise reduction method is required to improve the estimation accuracy. Although the conventional time-domain low-pass type weighting method can be effective for noise reduction, it causes significant estimation error due to the spectral leakage in practical OFDM system. Therefore, we propose a time-domain sinc type weighing method which can not only reduce the noise effectively minimizing estimation error caused by the spectral leakage but also implement frequency-domain moving average filter easily. By using computer simulation, we show that the proposed method can provide up to 3dB SIR gain compared with the conventional method.

I. 서 론

3GPP LTE 시스템은 기존 5MHz로 한정되었던 대역폭을 20MHz까지 확장하면서 순방향 최대 100Mbps, 역방향 최대 50Mbps의 전송률 지원을 목표로 하고 있으며 OFDMA 전송 방식을 사용하여 multi-path에 의해 발생하는 심각한 frequency selective fading channel에 쉽게 대처할 수 있을 뿐만 아니라 스펙트럼 이용 효율이 높아 고속 데이터 전송에 유리한 장점을 가지고 있다. 그러나 multi-cell 환경을 고려한 cellular OFDMA 시스템에서는 기본적으로 frequency reuse factor가 1로 설정되기 때문에 셀 경계에 위치한 UE의 경우 ICI로 인해 수신 성능이 크게 열화되며, 수용 가능한 용량과 전송 속도에 치명적인 제한을 받게 된다. 특히 각기 다른 셀 반경 및 nodeB 간의 거리 차이 등 현실적인 cellular 환경을 고려할 경우에는 UE 간 타이밍 오류가 가중되어 수신 신호의 주파수 영역 직교성이 파괴될 가능성이 있으며, 이러한 asynchronous ICI의 형태로 각 UE 신호들이 중첩될 경우 수신기의 안정적인 동작이 불가능하므로 이에 대한 극복 방안이 요구된다. 때문에 asynchronous ICI이 존재하는 환경에서의 간섭 완화 기법에 대한 많은 연구가 있었으며 이에 따라 asynchronous ICI와 잡음의 합에 대한 SCM 추정이 중요한 이슈가 되고 있다^{[1][4]}.

일반적으로 SCM 추정은 training symbol을 이용함을 가정하지만, 긴 시간 동안 간섭의 통계적 특성을 측정하는 것은 어려울 뿐만 아니라 training symbol이 고려되지 않는 3GPP LTE와 같은 MIMO-OFDMA 시스템에는 적합하지 않다. 또한 추정의 정확성을 높이기 위하여 noise reduction 방식이 적용된 추정 기법이 제시되고 있으나, 기존 time-domain low-pass type weighting 방식은 spectral leakage에 의한 추정

에러를 유발하는 단점이 있다. 따라서, 본 논문에서는 noise reduction 효과를 얻으면서 spectral leakage에 의한 SCM 추정 오류를 최소화 할 수 있으며, 주파수 영역에서의 moving average filter로 구현 가능한 time-domain sinc-type weighting 방식의 SCM 추정 기법을 제안하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 3GPP LTE 시스템의 물리 계층에 대해 간략히 설명하였으며, III장에서는 일반적인 SCM 추정 기법, 기존 SCM 추정 기법의 문제점 그리고 제안하는 SCM 추정 기법에 대한 내용을 기술하였다. IV장에서는 제안된 SCM 추정 기법에 대하여 asynchronous ICI 완화를 위한 3GPP LTE 시스템에의 적용 방안을 기술하였으며, V장에서는 컴퓨터 모의 실험을 통한 성능 비교 결과를 제시하였다. 그리고 마지막 VI 장에서는 결론을 맺었다.

본 논문의 수식에서 사용된 normal letter는 스칼라 양을 나타내며, boldface fonts는 행렬 또는 벡터는 나타낸다. 또한, 일반적인 행렬 \mathbf{M} 에 대하여 \mathbf{M}^{-1} 과 \mathbf{M}^H 는 각각 inverse 연산과 Hermitian을 나타내며 $\text{FFT}_k[\cdot]$ 와 $\text{IFFT}_k[\cdot]$ 는 각각 K-point FFT (Fast Fourier Transform)와 IFFT (Inverse-Fast Fourier Transform)를 나타낸다.

II. 3GPP LTE 물리 계층 분석

3GPP LTE 시스템은 20MHz 대역폭을 기준으로 하향링크 최대 전송속도 100Mbps, 상향링크 최대 전송 속도 50Mbps를 지원하며, 프레임 구조는 그림 1과 같다.

각각의 프레임은 $T_f = 307200 \times T_s = 10$ ms의 지속 시간을 가지며 20개의 슬롯으로 구성된다. 각

표 1. 하향링크 전송을 위한 파라미터

Transmission BW		1.25 MHz	2.5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Sub-frame duration		0.5 ms					
Sub-carrier spacing		15 kHz					
Sampling frequency		1.92 MHz	3.84 MHz	7.68 MHz	15.36 MHz	23.04 MHz	30.72 MHz
FFT size		128	256	512	1024	1536	2048
Number of occupied sub-carriers		76	151	301	601	901	1201
Number of OFDM symbols per sub-frame (Short/Long CP)		7/6					
CP length (samples)	Short	9 x 6, 10 x 1	18 x 6, 20 x 1	36 x 6, 40 x 1	72 x 6, 80 x 1	108 x 6, 120 x 1	144 x 6, 160 x 1
	Long	32	64	128	256	384	512

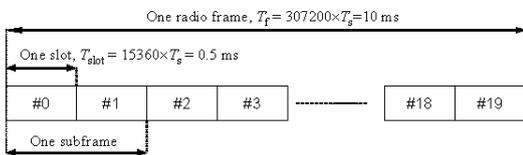


그림 1. 3GPP LTE 시스템의 프레임 구조

슬롯은 $T_{slot} = 15360 \times T_s = 0.5$ ms의 길이를 가지며 0부터 19까지의 슬롯 번호가 할당되며 sub-frame은 2개의 연속된 슬롯으로 정의된다. 하향링크 신호 전

송에서 각각의 심볼은 CP(Cyclic Prefix) 길이가 $T_{CP} \approx 4.7/16.7 \mu s$ (short/long CP)이고 부반송파 간격이 $\Delta f = 15 kHz$ 인 OFDM 방식의 전송을 기반으로 한다. 기본적인 전송 파라미터는 표 1과 같다⁵⁾.

일반적인 패킷 기반의 네트워크 시스템과는 달리 LTE 시스템은 training symbol을 사용하지 않는다. 대신에 그림 2와 같이 각각의 PRB (physical resource block)에 RS (reference symbol)이 할당된다. 송신 안테나 개수가 1개 또는 2개인 경우, 첫 번째 RS는 매 sub-frame의 첫 번째 OFDM 심볼 내에 위치하며 두 번째 RS는 뒤에서 세 번째 OFDM 심볼 내에 위치한다. 이 때 RS 간격은 6개의 부반송파이며 그림과 같이 주파수 영역에서 교차하여 배치된다. 특히 송신 안테나 개수가 2개인 경우에는 시간 축에서는 동일한 위치에 RS가 위치하는 것이 특징이다⁵⁾.

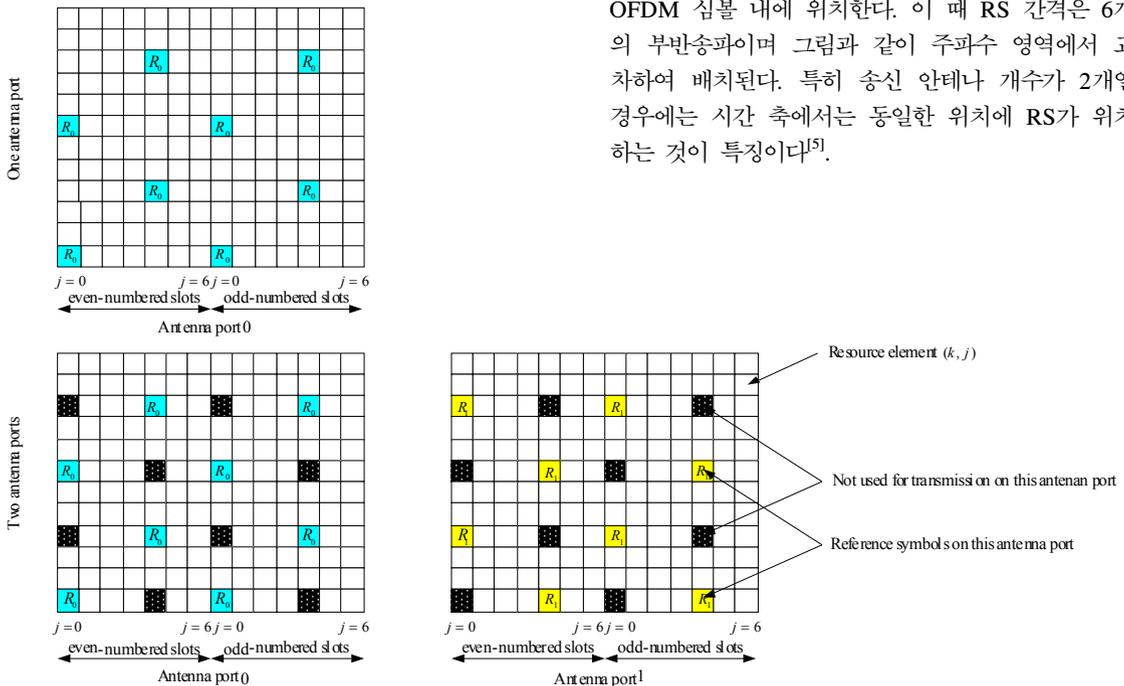


그림 2. LTE 시스템을 위한 하향링크 RS 할당 구조

III. Spatial covariance matrix 추정 기법

Multi-cell 환경을 고려한 cellular OFDMA 시스템에서는 이상적인 환경에서 셀 내 간섭 (intra-cell interference)이 발생하지 않는 장점이 있지만, 기본적으로 frequency reuse factor가 1로 설정되기 때문에 인접 셀 간섭 (inter-cell interference)로 인해 수신 성능이 크게 열화되며, 수용 가능한 용량과 전송 속도에 치명적인 제한을 받게 된다. 따라서, 이러한 인접 셀 간섭을 제거 및 완화하기 위하여 수신 OFDM 심볼에 대한 SCM 추정이 필요하다.

일반적으로 M 개의 송신 안테나와 N 개의 수신 안테나를 고려할 때, asynchronous ICI 환경에서는 M_{ICI} 개의 인접 셀 간섭들이 중첩되어 수신되며, 주파수 영역의 j 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에 대하여 수신 신호는 주파수 영역에서 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y}_{k,j} = \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{X}_{k,j} + \mathbf{G}_{k,j} \mathbf{U}_{k,j} + \mathbf{W}_{k,j} = \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{X}_{k,j} + \mathbf{I}_{k,j} \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{Y}_{k,j}$ 는 수신 신호 벡터, $\mathbf{X}_{k,j}$ 는 $M \times 1$ 송신 신호 벡터, $\mathbf{H}_{k,j}$ 는 송신 신호에 대한 $N \times M$ 채널 주파수 응답 계수 행렬, $\mathbf{U}_{k,j}$ 는 $M_{ICI} \times 1$ asynchronous ICI 신호 벡터, $\mathbf{G}_{k,j}$ 는 $N \times M_{ICI}$ asynchronous ICI 신호 벡터에 대한 채널 계수 행렬, $\mathbf{W}_{k,j}$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_w^2 인 $N \times 1$ AWGN (additive white Gaussian noise) 그리고 $\mathbf{I}_{k,j}$ 는 $\mathbf{G}_{k,j} \mathbf{U}_{k,j}$ 와 $\mathbf{W}_{k,j}$ 성분을 포함한 $N \times 1$ 벡터이다.

Asynchronous ICI를 완화하기 위한 SCM 추정은 기본적으로 식 (2)와 같이 주어진다^[3].

$$\mathbf{R}_k^{II} = \frac{1}{P} \lim_{P \rightarrow \infty} \sum_{j=0}^{P-1} [\mathbf{R}_k^{II}] = \frac{1}{P} \lim_{P \rightarrow \infty} \sum_{j=0}^{P-1} [(\mathbf{I}_{k,j})^H (\mathbf{I}_{k,j})] \quad (2)$$

여기서 P 는 training symbol의 개수이다.

그러나 긴 시간 동안 간섭의 통계적 특성을 측정하는 것은 어려우며 LTE와 같은 MIMO-OFDMA 시스템의 경우 training symbol을 고려하는 것은 적절하지 않다. 그러므로 추정된 SCM을 보다 정확하게 위해서는 noise reduction 방식이 요구된다. Noise

reduction 효과를 얻기 위해서는 채널 전달 함수의 주파수 상관에 대한 사전 정보를 이용해야 하며 일반적인 noise reduction 방식은 [3][4]에 제시되어 있다.

식 (2)에서, 추정된 SCM의 diagonal 성분은 n 번째 수신 안테나로의 신호에 대한 PSD (Power Spectral Density)의 추정치이고 off-diagonal 성분은 m 번째 안테나와 n 번째 안테나의 mutual PSD의 추정치이며 이는 식 (3) 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{S}_{mn}^k = R_k^{II} [m, n], \text{ where } \begin{cases} m, n = 1 \dots N \\ k = 1 \dots K \end{cases} \quad (3)$$

Cyclic auto/cross-correlation 시퀀스를 얻기 위해 다음과 같이 auto/mutual PSD를 IFFT 취하여 시간 영역으로 변환한다.

$$\tilde{s}_{mn}^i = \text{IFFT}_K [\tilde{S}_{mn}^k] \quad (4)$$

여기서 i 는 $i = 1, \dots, K$ 인 sample index이다.

식 (4)로부터, 가중치 벡터가 $d^{i,j}$ 인 채널 변환 함수의 주파수 상관에 대한 사전 정보를 이용하여 noise reduction을 식 (5)와 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{s}_{mn}^i = d^i \cdot \tilde{s}_{mn}^i \quad (5)$$

식 (5)에서 시간 영역에서의 가중치 벡터 d^i 는 채널 전달 함수의 주파수 상관에 대한 사전 정보를 이용하여 적절하게 결정되어야 한다.

3.1 기존의 time-domain low-pass type weighting 방식

채널을 통과하기 전 송신된 OFDM 신호는 거의 uncorrelated 되어 있기 때문에 다중 경로 채널의 maximum delay tap이 L 인 경우, 수신된 OFDM 신호에 대한 correlation time은 L sample 보다 크지 않다. 그러므로 식 (4)과 (5)를 이용하여 기존의 time-domain low-pass type weighting 방식은 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{S}_{mn}^{k,j} = \text{FFT}_K [\hat{s}_{mn}^{i,j}] = \text{FFT}_K [d^{i,j} \cdot \tilde{s}_{mn}^{i,j}], \quad (6)$$

$$\text{where } d^{i,j} = \begin{cases} 1, & |i| \leq L \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

그러나 순간 추정된 SCM R_k^{II} 의 각각의 원소에 대하여 독립적으로 time-domain low-pass type weighting 기법을 적용하게 되면, SCM의 positive definite 특성이 파괴되기 때문에 전체 수신기 성능의 열화를 가져온다. 이러한 성능 열화를 방지하기 위하여 time-domain low-pass type weighting 기법을 적용하기 이전에 R_k^{II} 에 대한 Cholesky decomposition 과정이 선행되어야 한다^[3]. 따라서, Cholesky decomposition을 고려한 2x2 R_k^{II} 은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_k^{II} = \begin{bmatrix} R_k^{II}[1,1] & R_k^{II}[1,2] \\ R_k^{II}[2,1] & R_k^{II}[2,2] \end{bmatrix} = (\mathbf{U})^H (\mathbf{U})$$

$$= \begin{bmatrix} A^* & 0 \\ B^* & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & C \end{bmatrix} \quad (7)$$

where , $\begin{cases} A = (R_k^{II}[1,1])^* (R_k^{II}[1,1]) \\ B = R_k^{II}[1,2] / (R_k^{II}[1,1])^* \\ C = \sqrt{R_k^{II}[2,2] - B^* B} \end{cases}$

3.2 기존의 time-domain low-pass type weighting 방식의 문제점

OFDM 시스템의 경우, 보호 대역의 설정으로 인하여 가용 부반송파 구간과 보호대역 구간 경계점에서 신호의 급격한 변화를 야기하여 spectral leakage를 야기한다. 이러한 spectral leakage는 asynchronous ICI 전력의 큰 환경에서 더욱 심화된다. K_u 를 가용 부반송파의 개수라고 하였을 때, 식 (8)은 시간 영역에서의 asynchronous ICI에 대한 SCM의 spectral leakage를 나타내는 수식이며 그림 3은 잡음이 없는 환경에서의 asynchronous ICI 전력에 따른 spectral leakage를 나타낸 것으로, asynchronous ICI 전력이 클수록 spectral leakage의 양이 증가함을 확인할 수 있다.

$$\tilde{S}_{mn}^k = \tilde{S}_{mn}^k \cdot B^k, \text{ where } B^k = \begin{cases} 1, |k| \leq \frac{K_u}{2} \\ 0, \text{ otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

$$\tilde{s}_{mn}^i = \text{IFFT}_K [\tilde{S}_{mn}^k] = \tilde{s}_{mn}^i \otimes b^i$$

$$b^i = \text{IFFT}_K [B^k] = \frac{K_u}{K} \frac{\sin(\pi K_u / K)}{\pi i K_u / K}$$

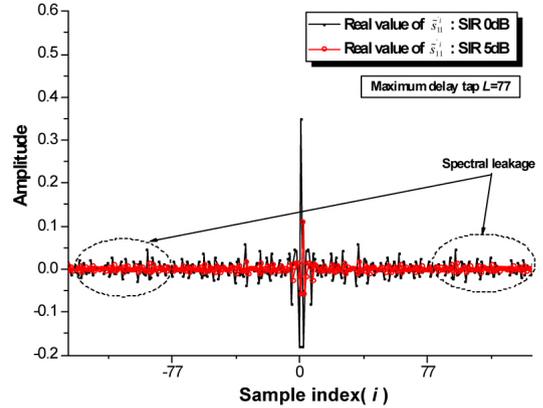


그림 3. Spatial covariance matrix에 대한 spectral leakage 영향

그림 3에서 보듯이, time-domain low-pass type weighting 기반의 SCM 추정 기법의 경우 다중 경로 채널의 maximum delay tap 길이인 $L (=77)$ 을 고려하여 low-pass weighting이 적용되기 때문에 spectral leakage 양만큼의 SCM 전력 손실에 의해 추정 오류를 유발하게 된다. 또한, spectral leakage의 영향을 줄이기 위해 maximum delay tap 이상의 time sample을 고려하게 되면, interpolation 기법과 같이 잡음에 의한 SCM 추정 오차가 발생하게 되어 정확한 SCM 추정이 불가능하게 된다. 또한, 추가적인 FFT/IFFT 연산과 Cholesky decomposition 과정이 필요하기 때문에 복잡도 역시 높은 문제점이 있다^[3].

3.3 제안된 time-domain sinc type weighting 방식

본 논문에서는 위와 같은 time-domain low-pass type weighting 기반의 SCM 추정 기법의 단점을 보완할 수 있는 time-domain sinc-type weighting 방식을 제안한다. 식 (8)에서 보듯이 spectral leakage의 영향은 sinc-function에 의해 정의되므로, 이러한 영향을 반영하면서 간섭에 의한 영향을 최소화할 수 있는 방식으로 제안된 time-domain sinc type weighting 방식을 고려하여 추정된 SCM은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{S}_{mn}^k = \text{FFT}_K \left[\left(\frac{1}{K} \frac{\sin(\pi i V / K)}{\pi i V / K} \right) \cdot (\tilde{s}_{mn}^i) \right]$$

$$= M_a^k \otimes \tilde{S}_{mn}^k = \sum_{l=-V/2}^{V/2} M_a^k \cdot \tilde{S}_{mn}^{k+l} \quad (9)$$

, where $M_a^k = \begin{cases} 1, |k| \leq \frac{V}{2} \\ 0, \text{ otherwise} \end{cases}$

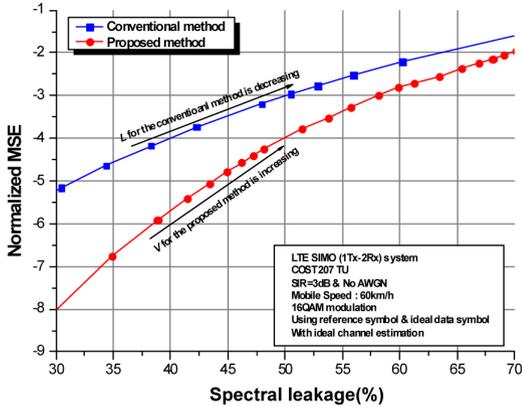


그림 4. Spectral leakage에 따른 기존의 방식과 제안된 방식의 추정된 covariance에 대한 normalized MSE 성능 비교

식 (9)에서 보듯이, time-domain sinc-type weighting 방식은 주파수 영역에서의 observation length (moving average 필터의 tap 수) V 를 갖는 moving averaging 기법과 동일함을 확인할 수 있다. 따라서, sinc type weighting 방식은 spectral leakage 및 간섭의 영향을 최소화할 수 있을 뿐 아니라, 구현 시 주파수 영역에서 단순 moving averaging 연산 과정을 고려하기 때문에 추가적인 FFT/IFFT 연산이 필요한 time-domain low-pass type weighting 기법보다 구현 복잡도를 크게 감소시킬 수 있는 방식이다.

그림 4는 spectral leakage에 따른 기존의 방식과 제안된 방식의 추정된 covariance에 대한 normalized MSE (Mean Squared Error) 성능 비교를 나타낸 것으로, 제안된 방식이 동일한 spectral leakage에서 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다. 이는 제안된 방식이 기존 방식보다 spectral leakage의 영향을 최

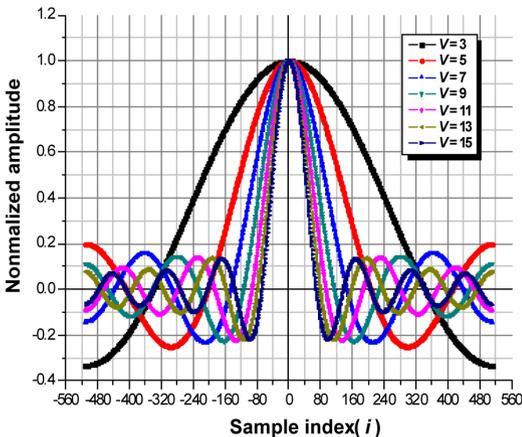


그림 5. Observation length에 따른 time-domain sinc-function

소화할 수 있기 때문이다.

그림 5는 observation length V 에 따른 time-domain sinc-function을 나타낸 것으로, V 가 증가할수록 noise reduction 효과는 증가하나 spectral leakage에 의한 SCM 추정 오류 역시 증가하게 된다. 식 (10)는 다중 경로 채널의 maximum delay tap L 을 고려한 최대 설정 가능한 V 값을 나타낸 것으로 sinc-function의 main lobe는 다중 경로 채널의 maximum delay tap L 보다는 충분히 커야 SCM 추정 오류를 최소화할 수 있기 때문에 이를 고려한 최적의 observation length V 의 설정이 필요하며, 최적의 observation length V 설정은 5장에서 기술한다.

$$\frac{K}{V} > L \text{ or } V < \frac{K}{L} \quad (10)$$

IV. 제안된 방식의 LTE 시스템에의 적용 방안

LTE 시스템은 RS의 할당 구조가 그림 2와 같이 분산된 형태이므로 순간적인 SCM은 subframe 내에 RS 위치에서만 계산 가능하다. RS 위치에서 순간적인 SCM 값은 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{k,j}^{II} = \begin{cases} (\mathbf{Y}_{k,j} - \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{X}_{k,j})(\mathbf{Y}_{k,j} - \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{X}_{k,j})^H, & k \in S_{RS} \\ \mathbf{0}, & k \notin S_{RS} \end{cases} \quad (11)$$

where, S_{RS} = a set of reference symbol index

그리고 그림 2와 같이 첫 번째, 두 번째 RS가 주파수 축으로 N_{RS} 간격으로 할당되어 있기 때문에 2D (dimension) interpolation 기법이 적용 가능하다. RS가 할당된 부반송파 사이의 데이터 부반송파에 대한 SCM 추정을 위하여 주파수 축과 시간 축의 interpolation을 수행할 경우 여러 가지 고차의 기존의 interpolation 기법이 알려져 있으나 주파수 영역에서 spatially colored Gaussian stationary random process로 모델링 되는 asynchronous ICI 성분과 asynchronous ICI의 다중 경로 채널 환경을 고려할 경우, RS 사이의 데이터 부반송파에 대한 SCM의 변화 정도가 매우 크기 때문에 고차의 interpolation 기법이 큰 효과를 발휘하지 못한다. 이것은 고차의 interpolation 기법이 차수가 낮은 interpolation 기법에 비하여 추정되는 값을 보다 곡선의 형태로 추정할 뿐 정확한 추정은 불가능하기

때문이다. 또한 잡음의 영향으로 RS 위치에서 계산되는 초기 SCM 추정값의 영향이 전파되어 오히려 성능이 열화될 수 있으므로 본 논문에서는 linear interpolation 기반의 SCM 추정 기법을 선택하였다. 따라서, 모든 데이터 부반송파에 대한 SCM을 구하기 위하여 식 (12)와 같이 첫 번째로 주파수 축에서 RS 사이의 데이터 부반송파의 SCM을 linear interpolation 기법으로 추정한 후 time 축으로 linear interpolation을 수행한다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{N_{RS}k+r,j}^{II} = \mathbf{R}_{N_{RS}k,j}^{II} \left(1 - \frac{r}{N_{RS}}\right) + \mathbf{R}_{(k+1)N_{RS},j}^{II} \left(\frac{r}{N_{RS}}\right); \text{Frequency} \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{k,N_{RS}j+r}^{II} = \hat{\mathbf{R}}_{k,N_{RS}j}^{II} \left(1 - \frac{r}{N_{RS}}\right) + \hat{\mathbf{R}}_{k,(j+1)N_{RS}}^{II} \left(\frac{r}{N_{RS}}\right); \text{Time}$$

여기서 $r = 0, 1, \dots, N_{RS} - 1$ 이다.

마지막으로, 식 (9)과 식 (12)를 이용하여 제안된 방식을 적용한 추정된 SCM은 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{R}}_k^{II} = \begin{bmatrix} \bar{S}_{11}^k & \dots & \bar{S}_{1N}^k \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{S}_{N1}^k & \dots & \bar{S}_{NN}^k \end{bmatrix} \quad (13)$$

, where $\bar{S}_{mn}^k = \sum_{l=-V/2}^{V/2} M_a^k \cdot \tilde{\mathbf{R}}_k^{II}[m, n]$

여기서 time index j 는 생략하였다.

MAP (Maximum a posteriori) 수신기를 위해, asynchronous ICI를 완화하기 위한 비트 b_c 의 LLR (a posteriori log-likelihood ratio) 은 다음과 같이 주어진다.

$$LLR(b_c | \mathbf{y}) = \log \frac{\sum_{x \in X_c^{(+)}} \left[\frac{1}{\pi^N \det(\mathbf{R}^{II})} \exp \left[-\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x} \right]^2 (\mathbf{R}^{II})^{-1} \right]}{\sum_{x \in X_c^{(-)}} \left[\frac{1}{\pi^N \det(\mathbf{R}^{II})} \exp \left[-\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x} \right]^2 (\mathbf{R}^{II})^{-1} \right]} \quad (14)$$

$$= \log \frac{\sum_{x \in X_c^{(+)}} \left[\frac{1}{\pi^N \det(\mathbf{R}^{II})} \exp \left[(\mathbf{R}^{II})^{-1/2} (\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}) \right]^2 \right]}{\sum_{x \in X_c^{(-)}} \left[\frac{1}{\pi^N \det(\mathbf{R}^{II})} \exp \left[(\mathbf{R}^{II})^{-1/2} (\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}) \right]^2 \right]}$$

여기서 $|\mathbf{A}|_b^2 = \mathbf{A}^H \mathbf{B} \mathbf{A}$, \mathbf{y} 는 수신된 벡터, 인덱스 $c = 0, \dots, M \cdot \log_2 C - 1$ 이며 여기서 C 는 변조 성좌

크기이다. $X_c^{(+)}$ 은 $b_c = +1$ 를 갖는 $2^{(M \cdot \log_2 C - 1)}$ 비트 벡터 \mathbf{x} 들의 집합, $X_c^{(-)}$ 은 $b_c = -1$ 를 갖는 비트 벡터 \mathbf{x} 들의 집합이며, $(\mathbf{R}^{II})^{-1/2}$ 은 \mathbf{R}^{II} 의 Cholesky decomposition 행렬에 의해 얻어진 제곱근 행렬이다^[3].

Log-sum 근사화에 의해, 식 (14)는 sub-optimal LLR로 간단하게 표현될 수 있으며 이는 다음 식과 같이 주어진다.

$$LLR(b_c | \mathbf{y}) \approx \max_{x \in X_c^{(+)}} \left| \mathbf{y}' - \mathbf{H}'\mathbf{x} \right|^2 - \max_{x \in X_c^{(-)}} \left| \mathbf{y}' - \mathbf{H}'\mathbf{x} \right|^2 \quad (15)$$

여기서 $\mathbf{y}' = (\mathbf{R}^{II})^{-1/2} \cdot \mathbf{y}$, $\mathbf{H}' = (\mathbf{R}^{II})^{-1/2} \cdot \mathbf{H}$ 이다.

식 (15)와 같이 제곱근 행렬 $(\mathbf{R}^{II})^{-1/2}$ 은 간섭 신호를 백화 시키기 위한 pre-whitening filter 역할을 하며^[3], LLR 계산을 위한 복잡도는 pre-whitening filter 적용으로 인해 벡터 행렬 계산을 피할 수 있으므로 크게 감소하게 된다.

V. 컴퓨터 모의 실험 결과

본 장에서는 위에서 제시한 기존의 time-domain low-pass type weighting 방식과 제안된 time-domain sinc-type weighting 방식의 성능 비교 및 분석 내용을 기술한다. 표 2는 성능 분석을 위해 적용된 LTE specification 기반의 모의 실험 파라미터이다^[5]. 성능 분석을 위해 1x2 SIMO, 2x2 SFBC 시스템에 대하여 turbo decoder (8 iteration)가 사용된 MAP 방식의 수신기를 고려하였으며, SNR은 SIMO 시스템과 SFBC 시스템에 대하여 각각 10dB와 7dB로 고정하였다. 또한, interference source 증가에 따른 성능 분석과 실제적인 채널 추정 연동 시의 성능 분석도 함께 수행되었다. 채널 추정은 보다 실제적인 성능 평가를 얻기 위하여 비교적 좋은 성능을 나타내는 DFT 기반의 채널 추정 기법^[6]을 연동하였으며 채널 추정은 ICI가 존재하는 환경에서 수행되었다.

그림 6은 제안된 방식의 observation length V 설정을 위하여 COST 207 TU 환경에서 이상적인 채널 추정 고려 시 LTE SIMO 시스템에서의 observation length V 에 따른 BER 성능을 나타낸 것이다. $V=1$ 는 2D interpolation 방식의 SCM 추정 기법과 동일

표 2. 모의 실험 파라미터

Parameter	Value
Bandwidth (BW)	10 MHz
Sampling Frequency	15.36 MHz
CP Size	Short CP
Sub-carrier Spacing (ΔF)	15 kHz
Carrier Frequency (F_c)	2.0 GHz
FFT Size (N)	1024
# of Used Sub-carrier	601
Channel Model	COST 207 TU
Mobile Speed	60km/h, 120km/h
RS Sequence	Random Sequence Modulated by BPSK
Data Modulation	16 QAM
# of Asynchronous ICI (M_{ICI})	One/Two/Three dominant ICI

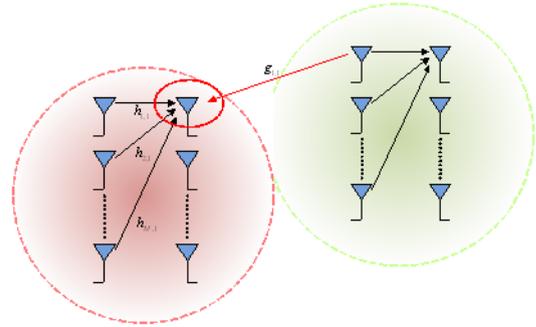


그림 7. One dominant ICI 환경

시 기존 방식과 제안된 방식의 성능을 lower-bound 성능과 함께 비교한 그림이다. 그림에서 볼 수 있듯이 2D interpolation을 noise reduction 없이 적용할 경우 (without noise reduction) 다른 방식에 비해 성능이 열화됨을 확인할 수 있으며 높은 SIR에서는

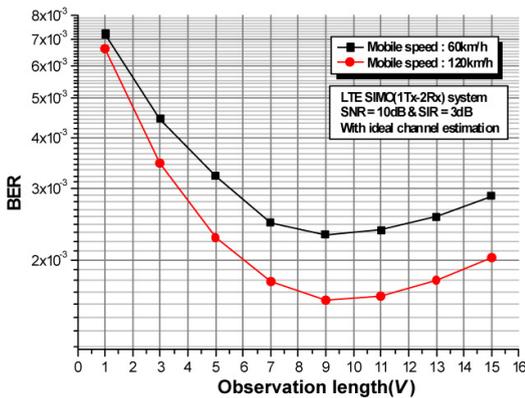
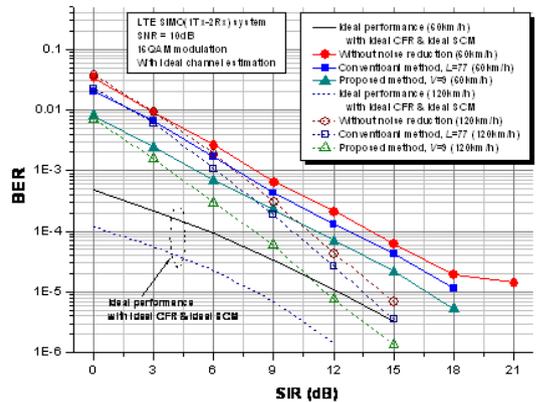


그림 6. Observation length에 따른 제안된 방식의 SCM 추정 기법 성능

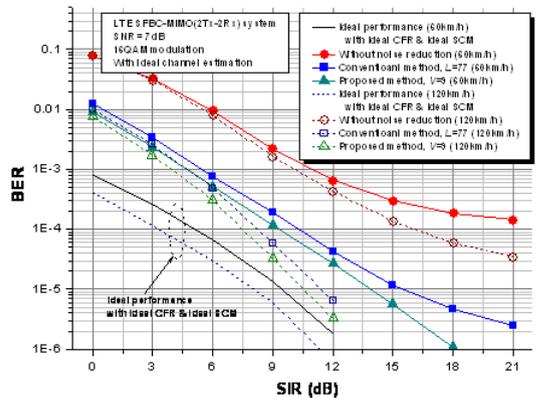
한 성능이며, $V=9$ 인 경우 제안된 방식의 최적 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 이는 $V=9$ 보다 작은 경우 noise reduction 효과의 감소로 인해 SCM 추정 오류가 유발되며, $V=9$ 보다 큰 경우는 spectral leakage의 증가로 SCM 추정 오류가 유발되기 때문이다. 이에 따라 제안된 방식의 SCM 추정 방식을 위한 최적의 observation length는 $V=9$ 임을 알 수 있다.

5.1 One dominant ICI 환경에서의 성능 분석

그림 7은 하나의 인접 셀에 의한 간섭만을 가정할 환경을 모델링 한 그림이며 각각의 수신 안테나는 서로 다른 채널을 통과하는 하나의 인접 셀로부터 발생한 간섭 신호의 영향을 받는다. 그림 8은 위의 one domain interference 환경에서 ideal 채널 추정



(a) LTE SIMO 시스템

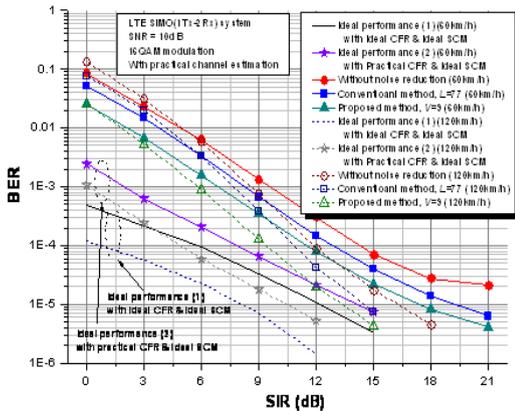


(b) LTE SFBC-MIMO 시스템

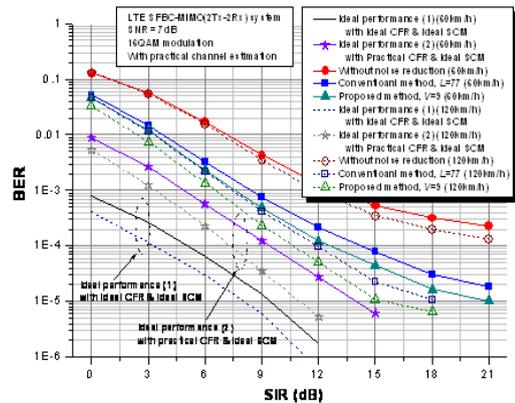
그림 8. One dominant ICI 환경에서 BER 성능 (Ideal Ch. Est.)

error floor가 발생함을 볼 수 있다. 또한, 제안된 방식이 기존 방식과 비교하여 약 2~3 dB 정도의 SIR 이득을 얻을 수 있으며, BER=10⁻⁵ 에서 약 5dB 이내로 ideal 성능에 근접하는 것을 볼 수 있다.

그림 9는 one dominant ICI 환경에서 practical 채널 추정 시 기존 방식과 제안된 방식의 성능을 lower-bound 성능과 함께 비교한 그림이다. 이 그림에서는 두 가지의 lower-bound 성능을 제시하고 있으며, 하나는 ideal 채널 추정과 ideal SCM 추정을 고려한 성능이고, 다른 하나는 practical 채널 추정과 ideal SCM 추정을 고려한 성능이다. 그림에서 볼 수 있듯이 practical 채널 추정을 하였기 때문에 ideal 채널 추정한 경우보다 성능 열화를 나타내지만 여전히 제안된 방식이 기존 방식보다 약 3dB 정도의 SIR 이득을 제공함을 볼 수 있다.



(a) LTE SIMO 시스템



(b) LTE SFBC-MIMO 시스템

그림 9. One dominant ICI 환경에서 BER 성능 (Practical Ch. Est.)

5.2 Two dominant ICI 환경에서의 성능 분석

그림 10은 두 개의 인접 셀 간섭을 가정한 환경을 모델링한 그림이며 각각의 수신 안테나는 서로 다른 채널을 통과하는 두 개의 인접 셀로부터 발생한 간섭 신호의 영향을 받는다. 공정한 성능 비교를 위하여 두 인접 셀에서 발생하는 전체 간섭 전력의 합은 one dominant ICI 환경에서의 간섭 전력과 동일하게 설정하였다.

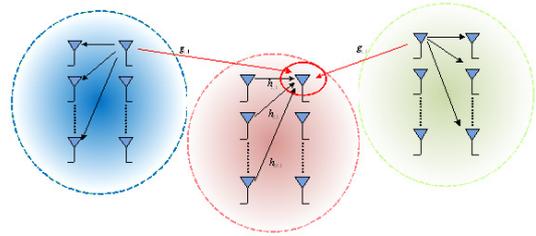
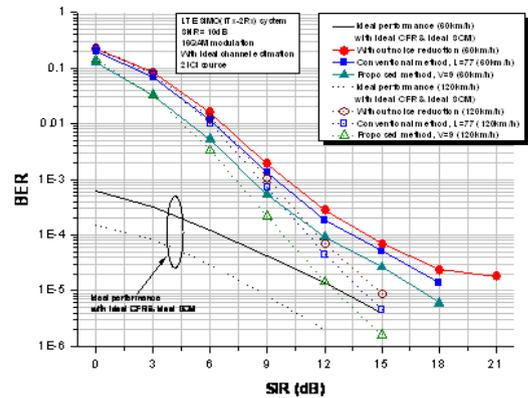
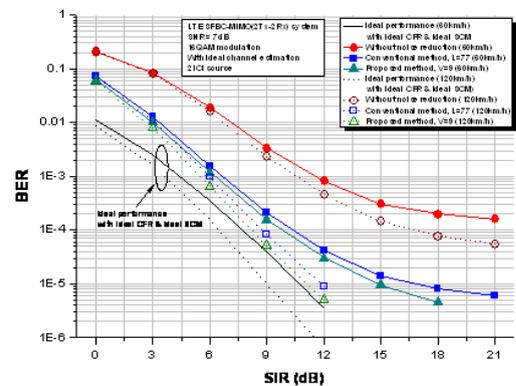


그림 10. Two dominant ICI 환경



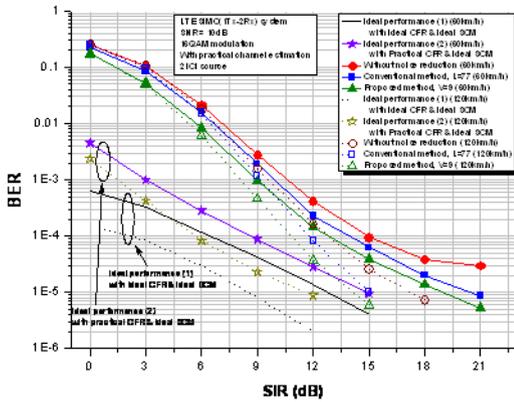
(a) LTE SIMO 시스템



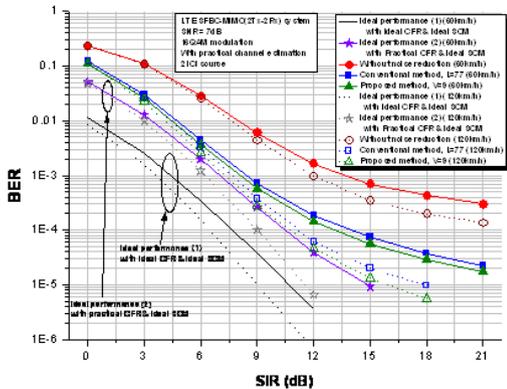
(b) LTE SFBC-MIMO 시스템

그림 11. Two dominant ICI 환경에서 BER 성능 (Ideal Ch. Est.)

그림 11은 two dominant interference 환경에서 ideal 채널 추정 시 기존 방식과 제안된 방식의 성능을 lower-bound 성능과 함께 비교한 그림이다. One dominant interference 환경과 마찬가지로 2D interpolation을 noise reduction 없이 적용한 SCM 추정 기법의 성능이 다른 두 알고리즘에 비해 성능이 열화됨을 확인할 수 있으며 높은 SIR에서는 error floor가 발생함을 볼 수 있다. 또한, 제안된 방식이 기존의 방식과 비교해서 약 1.5~3 dB 정도의 SIR 이득을 얻는 것을 확인할 수 있다. One dominant interference 환경인 경우와 비교해서 낮은 SIR에서는 ICI source 증가에 따른 BER 성능 열화를 볼 수 있으나 SIR이 높아질수록 ICI source가 1개일 경우와 유사한 BER 성능을 나타낸다. 특히, 이동체 속도가 120km/h일 경우가 60km/h일 경우보다 높은 SIR에서 ICI source 증가에 따른 성능 열화 정도가 크게 나타남을 볼 수 있다.



(a) LTE SIMO 시스템



(b) LTE SFBC-MIMO 시스템

그림 12. Two dominant ICI 환경에서 BER 성능 (Practical Ch. Est.)

그림 12는 two dominant interference 환경에서 practical 채널 추정 시 기존의 방식과 제안된 방식의 성능을 두 가지의 lower-bound 성능과 함께 비교한 그림이다. Practical 채널 추정이기 때문에 ideal 채널 추정을 하였을 경우보다 성능 열화를 나타내지만 여전히 제안된 방식이 기존 방식보다 약 1~3 dB 정도의 SIR 이득을 제공함을 볼 수 있으며, 전체적으로 one dominant ICI 환경에서와 유사한 성능 양상을 갖는 것을 볼 수 있다. 또한, ideal 채널 추정 때와 마찬가지로 practical 채널 추정 시에도 one dominant ICI 환경과 비교해서 낮은 SIR에서는 ICI source 증가에 따른 BER 성능 열화가 나타나지만 SIR이 높아질수록 유사한 BER 성능을 보인다. 특히, 이동체 속도가 120km/h일 경우가 60km/h일 경우보다 높은 SIR에서 ICI source 증가에 따른 성능 열화가 크게 나타난다.

5.3 Three dominant ICI 환경에서의 성능 분석

그림 13은 세 개의 인접 셀 간섭을 가정한 환경을 모델링한 그림이며 각각의 수신 안테나는 서로 다른 채널을 통과하는 세 개의 인접 셀로부터 발생한 간섭 신호의 영향을 받는다. 역시, 공정한 성능 비교를 위해 세 개의 인접 셀에서 발생하는 전체 간섭 전력은 one dominant ICI 환경의 간섭 전력과 동일하게 설정 하였다.

그림 14는 three dominant interference 환경에서 ideal 채널 추정 시 기존 방식과 제안된 방식의 성능을 lower-bound 성능과 함께 비교한 그림이다. SCM 추정 방식에 따른 성능 양상은 앞선 one/two dominant ICI 환경에서 ideal 채널 추정된 성능과 유사하며 제안된 방식이 기존 방식과 비교하여 약 1~3 dB 정도의 SIR 이득을 얻을 수 있음을 볼 수

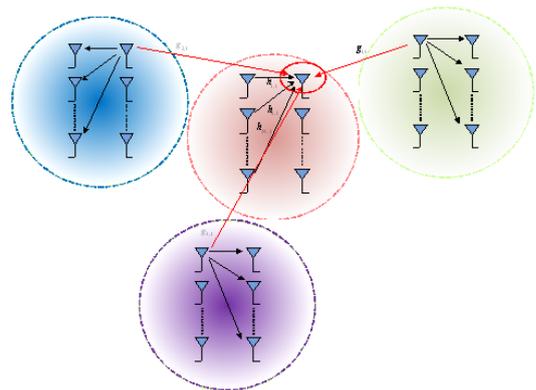
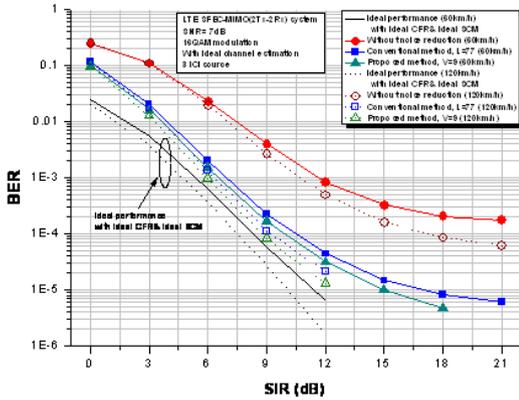
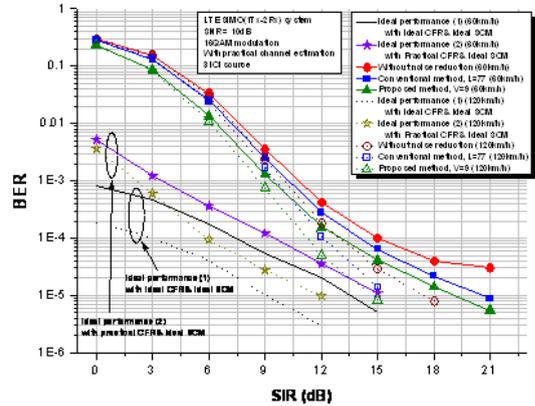


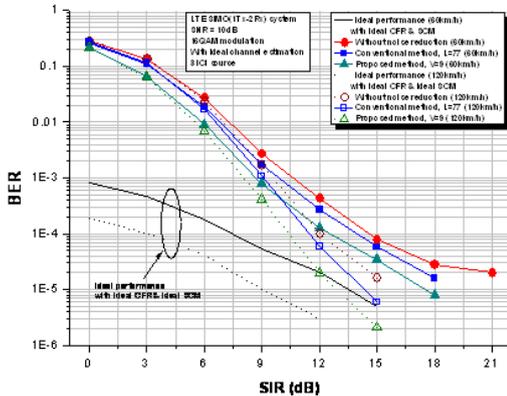
그림 13. Three dominant ICI 환경



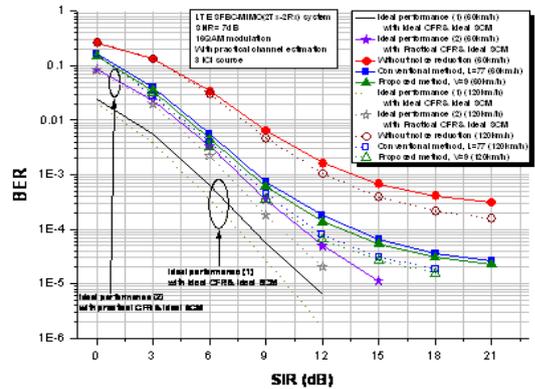
(a) LTE SIMO 시스템



(a) LTE SIMO 시스템



(b) LTE SFBC-MIMO 시스템



(b) LTE SFBC-MIMO 시스템

그림 14. Three dominant ICI 환경에서 BER 성능 (Ideal Ch. Est.)

그림 15. Three dominant ICI 환경에서 BER 성능 (Practical Ch. Est.)

있다. 또한, one/two dominant ICI 환경에서 ideal 채널 추정 시의 성능과 비교하여 낮은 SIR에서는 ICI source 증가에 따른 BER 성능 열화를 볼 수 있으나 SIR 높아질수록 one dominant ICI 환경에서의 성능과 유사하게 나타나며, 역시 이동체 속도가 120km/h인 경우가 60km/h인 경우보다 높은 SIR에서 ICI source 증가에 따른 성능 열화 크게 작게 나타난다.

지로 practical 채널 추정 시에도 one/two dominant ICI 환경과 비교해서 낮은 SIR에서는 ICI source 증가에 따른 BER 성능 열화가 나타나지만 SIR이 높아질수록 유사한 BER 성능을 나타내며, 역시 이동체 속도가 120km/h인 경우가 60km/h인 경우와 비교하여 ICI 소스 증가에 따른 성능 열화가 크게 나타난다.

그림 15는 three dominant interference 환경에서 practical 채널 추정 시 기존 방식과 제안된 방식의 성능을 두 가지 lower-bound 성능과 함께 비교한 그림이다. SCM 추정 기법에 따른 성능 양상은 앞선 one/two dominant ICI 환경에서의 practical 채널 추정 성능과 유사하며, 제안된 방식이 기존 방식과 비교하여 약 1~3 dB 정도의 SIR 이득을 제공할 수 있다. 또한, ideal 채널 추정 때와 마찬가지로

VI. 결론

본 논문에서는 multi-cell 환경을 고려한 3GPP LTE MIMO-OFDMA 시스템에서 asynchronous ICI에 의한 수신 성능 열화를 극복하기 위한 방법으로 time-domain sinc-type weighting 기반의 SCM 추정 기법을 제안하였다. 제안된 방식은 noise reduction 효과를 얻는 동시에 기존의 time-domain low-pass

type weighting 방식의 spectral leakage에 의한 SCM 추정 오류를 최소화 할 수 있을 뿐 아니라, 주파수 영역에서는 moving average filter로 구현 가능한 방식으로 다양한 환경에서의 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 방식이 기존의 방식보다 약 3 dB의 SIR 이득을 보이며, ideal 성능에 3 dB 이내로 근접하는 우수한 성능을 보임을 입증하였다. 따라서 제안된 방식은 3GPP LTE MIMO-OFDMA 시스템을 위한 단말 모뎀 개발뿐 아니라 국내 차세대 이동 통신 기술 연구에 상당 부분 일조할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE802.16e, "Part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems," Aug. 2004.
- [2] H.M. Son, S.H. Lee, and G.T. Gil, "The MAI mitigation scheme for OFDM-based asynchronous networks over multi-cell environments," in Proc. IEEE VTC-Spring, pp. 2331-2335, May 2008
- [3] Q. Li, J. Zhu, X. Guo, C.N. Georghiadis, "Asynchronous Co-channel Interference Suppression in MIMO OFDM Systems," in Proc. IEEE ICC, pp. 5744-5750, June 2007
- [4] A. Maltsev, R. Maslennikov and A. Khoryaev, "Comparative Analysis of Spatial Covariance Matrix Estimation Methods in OFDM Communication Systems," in Proc. IEEE ISSPIT, Aug. 2006.
- [5] 3GPP WG1, "TS 36.211 V8.2.0: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation," www.3gpp.org, pp. 51-53, 2008.
- [6] J.W. Seo, J.W. Wee, Y.S. Park, J.H. Paik, and W.G. Jeon, "DFT-based channel estimation using CIR adaptation in OFDM systems," in Proc. IEEE ICACT, pp. 23-26, Feb. 2007.

문 종 건 (Jong-Gun Moon)

준회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
 2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사
 2009년 3월~현재 삼성전자 DMC 연구소
 <관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

장 준 희 (Jun-Hee Jang)

준회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
 2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사
 2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정
 <관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

한 정 수 (Jung-Su Han)

준회원



2004년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
 2006년 2월 성균관대학교 전기공학부 석사
 2006년 3월~현재 성균관대학교 전지전자 및 컴퓨터공학과 박사과정
 <관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

김 성 수 (Sung-Soo Kim)

정회원



1995년 2월 성균관대학교 전자공학과 졸업
 1997년 2월 포항공과대학교 전자공학과 석사
 2003년 2월 미국 University of California, Los Angeles 전자공학과 (공학박사)

2004년 1월~현재 삼성전자 DMC 연구소 책임연구원
 <관심분야> 무선통신, 이동통신, 통신 모뎀 기술, 디지털 변복조 기술

김 용 석 (Yong-Serk Kim)

정회원



1983년 2월 성균관대 전자공학과 졸업
1983년 1월 삼성전자 중앙연구소 입사
1991년 5월 발명의 날 '대통령상'
2000년 2월 삼성그룹 기술상 '대상'
2000년 4월 정보통신의 날 '국무

총리상'

1998년 3월~2000년 2월 성균관대 겸임교수

2000년 3월~현재 IDEC(KAIST) 운영위원

1998년 1월~2003년 12월 삼성전자 통신연구소 모델연구팀 수석연구원

2004년 1월~2008년 12월 삼성전자 통신연구소 모델연구팀 연구임원(상무)

2009년 1월~현재 삼성전자 DMC연구소 음향기술센터장

<관심 분야> IMT2000단말모뎀 개발기술, DTV, Home Audio 및 모바일기기용 음질개선 및 응용

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

중신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업

1974년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사

1976년 3월~1976년 3월 (주)금성사 중앙연구소 연구원

1979년 9월~1982년 12월 미국

University of Southern California 전기공학과 (공학박사)

1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원

1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수

<관심분야> 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술