

MU-MIMO를 위한 동적 Pre-coding을 적용한 TDD LTE-Advanced 테스트베드의 구현

한 상 옥*·이 정 혁**·최 승 원***

Implementation of TDD LTE-Advanced Testbed adopted Dynamic Pre-coding for MU-MIMO

Han Sangwook·Lee Jeonghyeok·Choi Seungwon

〈Abstract〉

In this paper, we presents a Multiple User Multiple Input Multiple Output (MU-MIMO) test-bed system for Time Division Duplex (TDD) Long Term Evolution-Advanced (LTE-A). Using two parameters, the condition number of the channel matrix and the path gain, the MU-MIMO system could switch pre-coder to maintain target Bit Error Rate (BER) level. This paper also introduces a calibration procedure for compensating error of Radio Frequency (RF) paths of the antennas and RF transceivers. From experimental measurements, dynamic pre-coding scheme could maintain target BER, set to 10^{-3} , with the pre-coder set configured with Zero Forcing (ZF), Tomlinson Harashima Pre-coding (THP), Lattice Reduction (LR). The simplest pre-coder ZF is adopted in stable channel, and when path gain become less than 0.25, LR is adopted. Lastly, when condition number of channel matrix become larger than 7, THP is adopted.

Key Words : Dynamic pre-coding, MU-MIMO, LTE-A, Calibration, System implementation

I. 서론

SU-MIMO(Single User MIMO)는 임의의 주파수 자원에 하나의 단말기만이 데이터를 수신할 수 있지만, MU-MIMO의 경우 여러 단말이 같은 주파수 자원을 공유할 수 있다. MU-MIMO 시스템의 각 단말기는 각 단말기가 모든 주파수 자원을 동시에 활용할

수 있도록 기지국과 통신하는 하나 이상의 안테나를 가지고 있다[1, 2]. 모든 단말기가 주파수 자원을 공유하므로 MU-MIMO 시스템은 기지국에서 동일한 주파수 대역의 여러 단말기로 동시에 전송되는 신호 간의 간섭 문제를 해결해야 한다. 그렇기 때문에 MU-MIMO 시스템 설계 시 해당 채널이 서로 직교하는 사용자 집합을 선택하는 user selection 기술이 종종 포함된다. user selection은 선택된 단말기 간 간섭이 최소가 되도록 한다. 적절한 단말의 선택과 함께 MU-MIMO 시 발생하는 단말기 간 간섭을 제거하기

* 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 박사과정(제1저자)

** 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 석사과정(참여저자)

*** 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 교수(교신저자)

위해서는 송신 기지국에서 Pre-coding 절차를 포함해야 한다[3-5].

기지국은 단말에 PMI(Pre-coding Matrix Indicator)를 전달하여 codebook based pre-coding을 할 수 있으나, 실제 통신 환경에서는 codebook이 실제 하향링크 채널을 반영할 수 없기 때문에 채널 불일치로 인한 pre-coder의 성능저하가 발생한다[6]. 반면에 non-codebook based pre-coder는 특히 TDD 환경에서 정확한 pre-coding matrix 제공을 통해 단말 간의 간섭을 제거할 수 있다. 본 논문에서는, 먼저 주어진 채널 상황에 따라 가장 적합한 pre-coding을 선택할 수 있는 “동적 pre-coding”에 대해 설명한다. 해당 기술은 Graphic Processor Unit(GPU)와 Universal Software Radio Peripheral(USRP)를 각각 LTE-A 모델과 RF 송수신기로 사용하여 구현된 테스트베드 시스템에 적용된다. GPU는 많은 수의 코어를 가지고 있으므로, 병렬 처리를 통해 처리시간을 단축할 수 있다 [7, 8]. 본 논문의 주요 목표는 LTE-A 신호 환경에서 주어진 pre-coder 세트 중 가장 좋은 pre-coder를 선택하여 MU-MIMO 성능을 최대한 유지하는 것이다.

본 논문은 다음과 같이 4장으로 구성된다. 2장에서는 제안된 동적 pre-coder를 포함한 MU-MIMO 테스트베드 시스템의 모델 구조를 소개한다. 3장에서는 테스트베드 시스템의 구현에 대해 설명하며, 4장에서는 테스트베드 시스템을 사용한 시뮬레이션과 실험 테스트에서 얻은 수치 결과를 요약한다. 마지막으로 5장에서 이 논문을 마무리한다.

II. 동적 Pre-coding과 테스트베드 모델 구조

2.1 동적 Pre-coding

MU-MIMO 시스템은 일반적으로 pre-coding을 이

용하여 기지국에서 여러 단말로 전송되는 데이터 간 간섭을 완화한다. 이 절에서는 주어진 pre-coder 세트에서 가장 적절한 pre-coder를 선택하는 방법을 소개한다. 본 논문에서는 기본적인 pre-coder로 잘 알려져 있는 Zero Forcing(ZF), Tomlinson-Harashima Pre-coding(THP)[9], Lattice Reduction(LR)[10] 3가지 pre-coder를 이용하였다. 동적 Pre-coding에는 이외에도 다른 pre-coder 세트에도 적용될 수 있으며, 적용된 pre-coder 세트 중 최적의 pre-coder를 선택하여 시스템에서 최소한으로 원하는 MU-MIMO 성능을 유지할 수 있도록 하는 것이 동적 pre-coder의 목표이다.

기지국에서 pre-coding을 적용하여 전송하는 송신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{x} = \beta \bar{P} \bar{s} \quad (1)$$

β 는 송신 신호의 compensation gain, \bar{P} 는 pre-coding matrix, \bar{s} 는 modulated subcarrier vector이다. 단말은 하향링크 채널을 통해 다음과 같이 수신한다.

$$\bar{y} = \bar{H} \bar{x} + \bar{n} = \beta \bar{H} \bar{P} \bar{s} + \bar{n} \quad (2)$$

\bar{n} 은 noise vector이며, \bar{H} 는 하향링크 채널 matrix이다. 기지국에서 제공한 pre-coding matrix \bar{P} 가 하향링크 채널을 잘 반영했다고 가정하면 $\bar{H} \bar{P}$ 는 identity matrix \bar{I} 에 근접하게 되어 수신신호를 아래와 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$\tilde{y} = \bar{s} + \frac{\bar{n}}{\beta} \quad (3)$$

결과적으로 $\frac{1}{\beta}$ 은 noise의 영향을 확대하는 enhancement factor가 되므로 시스템이 원하는 SNR

을 얻기 위해 낮은 값으로 유지해야 한다.

ZF의 경우, pre-coding matrix $\bar{P} = \bar{H}^{-1}$ 로 얻으며, 수신 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{y} &= \beta \bar{s} + \bar{n} \\ \frac{1}{\beta} &= \left| \bar{H}^{-1} \right| \end{aligned} \quad (4)$$

ZF는 pre-coding matrix를 얻는 과정이 간단하며 연산량이 많지 않기 때문에 안정된 채널에서 사용할 수 있지만, noise enhancement factor $\frac{1}{\beta}$ 이 채널을 그대로 반영하기 때문에 수신신호의 크기가 작거나 채널 감쇠가 존재하는 경우 noise의 크기가 커지게 된다.

THP의 경우, 채널 matrix를 다음과 같이 분해한다.

$$\bar{H} = \bar{L} \bar{F}^T \quad (5)$$

\bar{F} 와 \bar{L} 는 각각 orthonormal matrix와 lower triangular matrix이며, T는 transpose이다. 스케일링 matrix는 lower matrix의 diagonal 성분으로 표현할 수 있다.

$$\bar{\Gamma} = \text{diag}\left(\frac{1}{l_{1,1}}, \dots, \frac{1}{l_{k,k}}\right) \quad (6)$$

$l_{1,1}, \dots, l_{k,k}$ 은 \bar{L} 의 diagonal 성분이며, k는 기지국의 안테나 개수이다. \bar{L} 과 $\bar{\Gamma}$ 를 이용하여 unit diagonal matrix를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{B} = \bar{H} \bar{F} \bar{\Gamma} = \bar{L} \bar{\Gamma} \quad (7)$$

matrix \bar{B} 를 통해 간섭 성분을 없앤 심볼을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x'_k = [s_k - \sum_{l=1}^{k-1} b_{k,l} s_l] \text{mod}_{\sqrt{Q}} \quad \text{for } k = 1, \dots, K \quad (8)$$

$b_{k,l}$ 은 \bar{B} 의 (k, l) 성분이며, $[\cdot] \text{mod}_L$ 는 L를 기반으로 하는 modulo 동작, Q는 constellation order이다. 테스트베드에서 송신하는 데이터는 64QAM modulation이 사용되었다. 위 식을 이용하여 송신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \bar{x} &= \beta \bar{F} \bar{\Gamma} \bar{x}' \\ \beta &= \sqrt{\frac{K}{\sum_{a=1}^K \frac{1}{l_{a,a}^2}}} \end{aligned} \quad (9)$$

위 식을 (2)에 대입하면 단말의 수신 신호를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{y} = \beta (\bar{H} \bar{F} \bar{\Gamma}) \bar{x}' = \beta \bar{L} \bar{\Gamma} \bar{x}' = \beta \bar{s} + \bar{n} \quad (10)$$

결과적으로 식은 ZF과 같으나 noise enhancement factor는 ZF보다 훨씬 작다. <표 1>은 송신 안테나와 수신 안테나가 4개일 때 생성된 채널의 condition number와 ZF와 THP의 noise enhancement factor 관계를 시뮬레이션으로 얻은 결과이다. condition number는 채널 matrix의 가장 큰 singular value와 가장 작은 singular value의 비율로 정의되기 때문에 inverse matrix의 크기, 즉 noise enhancement factor는 condition number가 증가할수록 커진다. 채널 matrix의 condition number는 기지국과 통신을 하는 각 단말의 채널 간 correlation과 관련이 있다. 즉, 단말 간의 거리가 가까워짐에 따라 채널 matrix의 column 간 correlation이 커지면 condition number가 커지게 된다. <표 1>에서 ZF는 THP보다 noise enhancement factor가 condition number가 증가함에 따라 훨씬 더 커짐을 알 수 있다. LR의 경우 채널 matrix의 직교성을 개선하지 못하므로 ZF과 같은 성향을 보이게 된다. 따라서 THP는 condition number가 커질수록, 즉 채널의 직교성이 좋지 않은 상황에

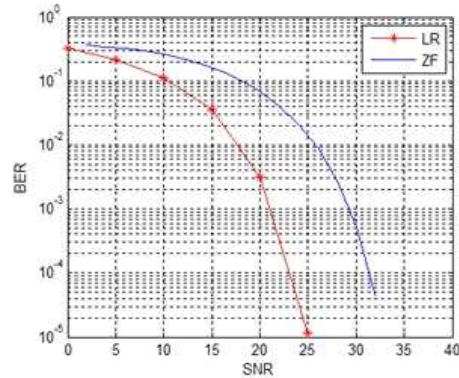
서 ZF, LR보다 훨씬 강력한 성능을 가지고 있는 것을 <표 1>에서 확인할 수 있다.

<표 1> ZF과 THP의 condition number 대비 noise enhancement factor의 비교

Condition Number	Noise Enhancement	
	ZF	THP
5	4~4.5	1
10	7~9	1.2~1.5
15	10~12	2~2.5
20	15~18	2~3
25	17~23	2.5~4
30	20~31	3~6
35	30~38	4~6
40	31~43	4.5~7.5
45	34~52	5~8

LR의 경우, 채널 matrix의 직교성을 개선하지 못하지만 SNR 측면에서 ZF과 THP보다 우수하다. Complex Lenstra-Lenstra Lavasz(CLLL)[11, 12] 과정을 통해 noise에 의해 크게 왜곡될 수 있는 수신신호의 constellation distance를 늘릴 수 있어 noise에 더 강하다. 따라서 LR은 송신 신호가 약해지거나 기지국 cell edge 등에서도 성능을 유지할 수 있다. <그림 1>은 송신 안테나와 수신 안테나가 4개일 때 SNR에 대한 ZF, LR의 BER을 보여준다. 그림에서 LR은 ZF 대비 BER 10^{-3} 기준으로 약 6dB의 이득이 있음을 알 수 있다.

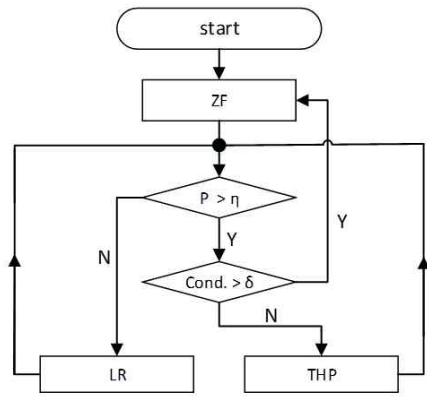
위에서 소개한 pre-coder의 특성을 고려하여, 우리는 세가지 pre-coder 중 가장 적절한 pre-coding을 채널 상황에 따라 선택할 수 있는 절차를 소개한다. 우리는 pre-coder를 결정하기 위해 두 가지 변수를 고려한다. 첫 번째는 각 단말의 SNR을 반영하는 수신 신호 레벨 P, 그리고 채널 matrix의 condition number이다. <그림 2>는 제안된 동적 pre-coding 기법을 설명하는 흐름도이다. 먼저 BER의 상한을 음성



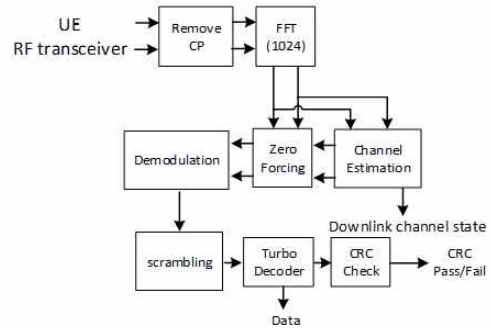
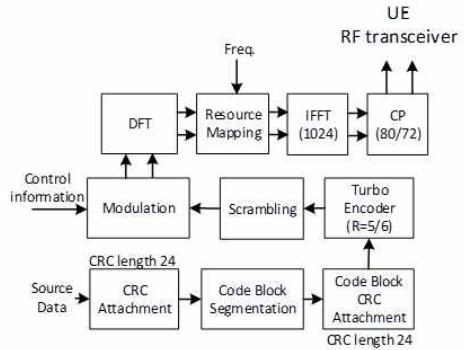
<그림 1> ZF, LR의 SNR에 따른 BER 그래프 (Tx, Rx 안테나 개수 = 4)

데이터 통신이 원활할 수 있는 수준인 10^{-3} 으로 설정하였으며, user selection을 통해 선정된 단말들이 안정된 채널을 가지고 있을 것으로 가정하여 ZF을 기본 pre-coder로 설정하였다. 이전 논문에서는 power에 대해서만 고려를 하였기 때문에 단말 간의 거리가 가까워져 orthogonality가 깨지는 상황에서는 대처하기 힘들었다[13]. 본 논문에서는 이러한 단점을 보완하기 위해 THP를 추가하고 측정된 power를 통해 LR의 사용 여부를 먼저 결정한 후 condition number를 통해 THP를 결정하게 하여 THP의 활용도를 높였다. 수신 신호 파워의 임계값은 BER의 상한인 10^{-3} 을 기반으로 P의 임계값을 0.25으로 결정하였으며, P가 0.25보다 작을 경우 LR을 사용하며, 0.25보다 클 경우 condition number를 비교하게 된다. condition number 역시 경험적으로 얻은 값인 7로 설정하였으며, 이 임계값을 넘게 되면 성능 유지를 위해 ZF 대신 THP를 사용하게 된다. 이러한 과정을 통해 LR은 수신신호 감도를 보완할 수 있으며, THP는 orthogonality를 보완할 수 있게 된다.

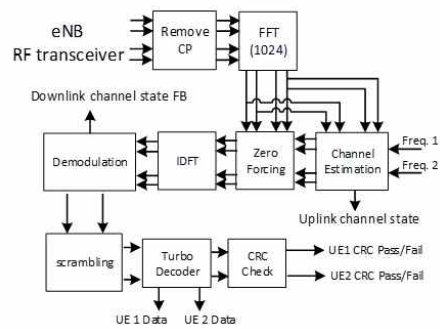
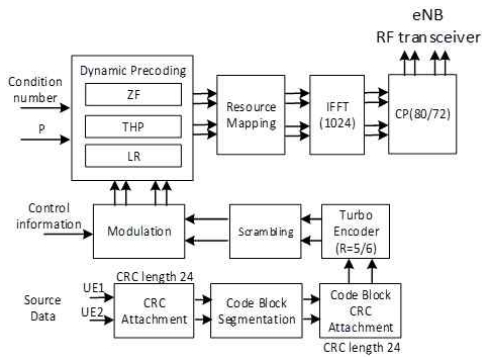
마지막으로, 주어진 SNR 값이 너무 낮거나 orthogonality가 심하게 깨져 후보 pre-coder가 BER을 만족시킬 수 없는 경우, MU-MIMO의 성능



<그림 2> 동적 Pre-coding 흐름도



<그림 4> 상향링크 모뎀의 블록도
(위- 상향링크 인코더, 아래- 하향링크 디코더)



<그림 3> 기지국 모뎀의 블록도
(위- 하향링크 인코더, 아래- 상향링크 디코더)

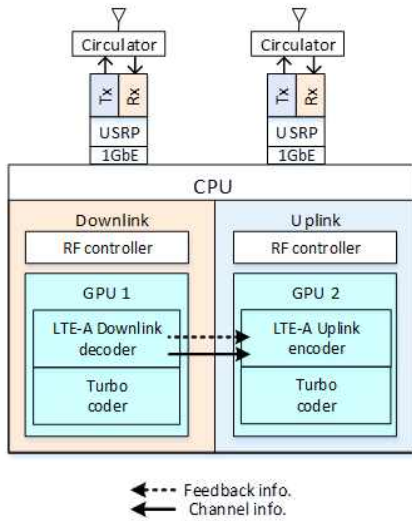
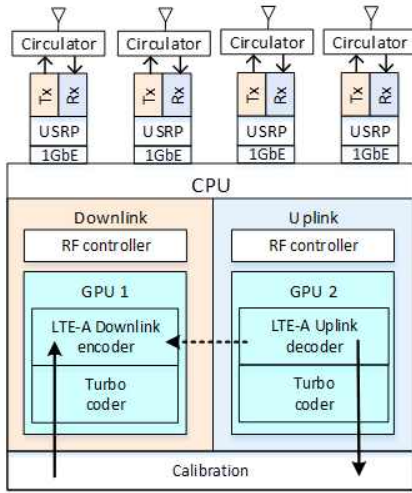
<표 2> 시스템 파라미터

Parameter	하향링크	상향링크
Maximum rank	4	2
Support mode	MU-MIMO SU-MIMO	SU-MIMO
Waveform	OFDMA	SC-FDMA
Maximum throughput	85.16Mbps	7.34Mbps
Modulation scheme	64QAM (PDSCH, PUSCH) QPSK (PDCCH, PUCCH)	
Transmission power	15dBm	
Bandwidth	10Mhz	

2.2 모뎀 구조

을 유지할 수 없다고 보고 SU-MIMO로 전환하게 된다.

이 절에서는 제안된 동적 pre-coder를 적용한 구현 시스템의 모뎀 구조를 소개한다. 테스트베드는



<그림 5> 기지국과 단말의 시스템 블록도
(위 : 기지국, 아래: 단말)

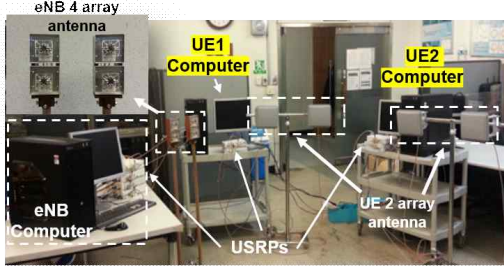
non-codebook 기반이므로 TDD에 해당하는 LTE frame type 2를 이용하며, MU-MIMO가 하향링크에 적용되므로 하향링크 subframe이 가장 많은 8개를 차지하는 구조인 configuration 5를 채택하였다[14]. 또한 상향링크는 채널 상황과 관계없이 최대한 안정적으로 피드백을 보내기 위해 2x2 SU-MIMO로 데이

터를 전달한다. <그림 3>과 <그림 4>는 각각 기지국 및 단말이 가지는 인코더와 디코더의 모뎀 구조를 블록도로 나타내었다. 기지국은 하향링크 인코더와 상향링크 디코더를 가지고 있으며, 단말은 하향링크 디코더와 상향링크 인코더를 가진다. <그림 3>과 <그림 4>에 보여진 하향링크와 상향링크는 동적 pre-coder를 제외하고 LTE-A Release 10 이상의 표준을 따른다. 모뎀에 새로 적용된 동적 pre-coder block은 modulated symbol과 함께 앞서 소개된 변수인 P , condition number 등의 변수를 입력값으로 받는다. 입력값을 받은 후, 이전 절에서 소개된 알고리즘을 통해 주어진 pre-coder 세트 중 가장 적절한 pre-coder를 선택한다.

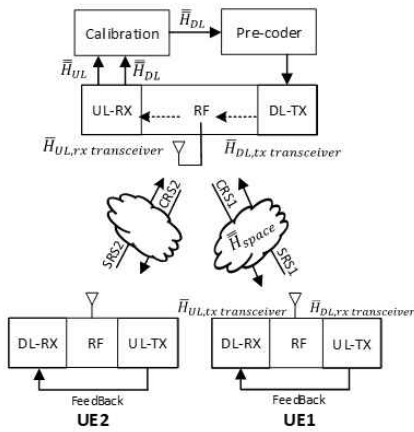
III. 시스템 구현

이 장에서는 이전 장에서 소개한 모뎀 구조를 기반으로 4x4 MU-MIMO 테스트베드 시스템의 구현을 설명한다. <그림 5>는 기지국과 단말의 구조를 블록도로 보여준다. 2장에서 소개된 모뎀 부분은 GPU로 구현되었으며, 기지국과 단말의 RF 송수신기는 USRP가 담당한다. 각각의 인코더와 디코더는 하나의 GPU를 사용하므로 기지국과 단말은 각각 2개의 GPU로 인코더와 디코더를 구동한다. CPU와 USRP 간의 안정적인 데이터 전송을 위해 1GbE(Gigabit Ethernet)이 사용되었다. 또한 기지국 및 단말의 송수신 시트랜시버와 리시버의 물리적 경로를 분리하고 같은 안테나를 사용하여 하향링크와 상향링크 간 채널의 왜곡을 줄일 수 있도록 서클레이터를 사용하였다.

<그림 6>은 구현된 4x4 MU-MIMO 시스템 테스트베드를 보여준다. 테스트베드의 시스템은 복수의 안테나 및 RF 송수신기를 포함하므로 각 안테나 및 RF 송수신기의 전파 특성 차이를 보상해야 한다[15, 16].



<그림 6> 구현된 4x4 MU-MIMO 테스트베드 사진



<그림 7> Calibration 절차의 개념도

<그림 7>은 하향링크와 상향링크의 채널 경로와 왜곡을 보상하는 calibration을 나타내었다. 하향링크와 상향링크는 채널뿐만 아니라 안테나 및 RF 송수신기를 포함하는 경로로 인해 생성된 잡음으로 왜곡이 일어날 수 있으므로 calibration 절차를 통해 왜곡을 보상한다. 이 calibration 절차는 Sounding Reference Signal(SRS)을 사용하여 얻은 채널 추정이 하향링크 채널의 pre-coding에 사용될 수 있도록 상향링크와 하향링크 채널 간의 유사성을 보장한다. 또한 <그림 5>에서 기지국의 상향링크 디코더는 thread의 병렬화를 통해 turbo code와 calibration이 함께 연산을 시작함으로써 pre-coder의 반응속도를 frame 단위에서 subframe 단위로 줄여 시간에 대한 유사성도 보장하였다. <그림 7>과 같이 단말은 기지국의

Cell-Specific Reference Signal(CRS)를 수신하여 하향링크 채널 \bar{H}_{DL} 를 얻을 수 있으며, 기지국은 이를 반영한 SRS와 상향링크 채널 \bar{H}_{UL} 를 추정할 수 있는 Demodulation Reference Signal(DMRS)를 수신한다. 하향링크 채널과 상향링크 채널은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{H}_{DL} &= \bar{H}_{space} \circ (\bar{H}_{DL,tx trans} \cdot \bar{H}_{DL,rx trans}^T) \\ &= \bar{H}_{space} \circ (\bar{H}_{DL,trans}) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \bar{H}_{UL} &= \bar{H}_{space} \circ (\bar{H}_{UL,tx trans} \cdot \bar{H}_{UL,rx trans}^T) \\ &= \bar{H}_{space} \circ (\bar{H}_{UL,trans}) \end{aligned} \quad (12)$$

\circ 는 hadamard product이며 \bar{H}_{space} 는 기지국과 단말 사이의 실제 공기 중 채널, $\bar{H}_{DL,tx trans}$ 와 $\bar{H}_{DL,rx trans}$ 는 각각 기지국에서 전송 시 transceiver의 열잡음 성분, 단말에서 수신 시 transceiver의 열잡음 성분을 나타낸다. 또한 $\bar{H}_{UL,tx trans}$ 와 $\bar{H}_{UL,rx trans}$ 는 각각 단말에서 전송 시 transceiver의 열잡음 성분, 기지국에서 수신 시 transceiver의 열잡음 성분을 나타낸다. 식 (11)과 (12)에서 보듯이, 하향링크 채널과 상향링크 채널에는 공기 중 채널과 함께 송수신 시 발생하는 열잡음이 관여함을 알 수 있다. 위 식을 통해 calibration factor는 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{H}_{cal} &= \frac{\bar{H}_{DL}}{\bar{H}_{UL}} = \frac{\bar{H}_{space} \circ \bar{H}_{DL,trans}}{\bar{H}_{space} \circ \bar{H}_{UL,trans}} \\ &= \begin{bmatrix} H_{DL,trans,11} & \dots & H_{DL,trans,1K} \\ H_{UL,trans,11} & \dots & H_{UL,trans,1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{DL,trans,K1} & \dots & H_{DL,trans,KK} \\ H_{UL,trans,K1} & \dots & H_{UL,trans,KK} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)에 의해 pre-coding에 사용될 하향링크 채널 matrix는 다음과 같이 구해진다.

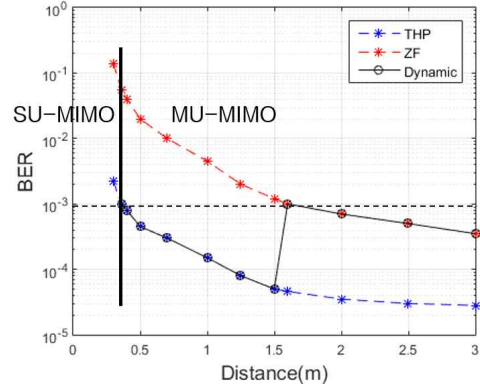
$$\bar{H}_{DL} = \bar{H}_{UL} \circ \bar{H}_{cal} \quad (14)$$

IV. 실험 결과

이 장에서는 제안된 동적 pre-coder를 적용한 4x4 MU-MIMO 테스트베드 시스템의 성능 분석을 제시한다. 성능 분석은 <표 2>에 정리한 파라미터를 사용하여 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험 테스트에서 얻은 수치 결과를 기반으로 한다. 분석을 위해 기지국과 단말기 간 거리가 고정되는 동안 두 단말 사이의 거리가 감소하는 시나리오 1, 단말 사이의 거리는 고정된 채 기지국과 단말 간 거리가 증가하여 수신 신호 전력 감소하는 시나리오 2를 고려한다. 기지국과 단말 사이에는 Line of Sight(LOS) 경로를 제공할 수 있는 테스트 공간에서 실험이 수행되었다. 기지국에서의 송신 RF 신호 파워는 평균 5dBm 정도로 설정하였다.

먼저 단말 간 거리가 가까워지는 시나리오 1을 고려한다. 시나리오 1에서 기지국과 단말 간 거리는 5m로 고정된다. 처음 단말 간 거리는 6m로 설정되었으며, 해당 거리에서는 ZF이 MU-MIMO 시 BER을 충족하므로 처음 pre-coding은 ZF으로 시작한다. <그림 8>은 동적 pre-coding이 적용된 시스템에서 단말 간 거리에 따른 BER을 나타내었다. 두 단말이 서로 가까워져 condition number가 7에 해당하는 거리인 1.6m 이하가 될 경우, ZF는 BER을 충족할 수 없으므로 <그림 2>와 같이 제안된 절차에 따라 pre-coder를 ZF에서 THP로 전환하였다. 우리의 실험에서 condition number 36에 해당하는 단말 간 거리는 약 0.36m이었으며, 이 후 더 가까워지게 되면 THP 역시 MU-MIMO 시스템에서 요구하는 BER을 충족할 수 없어 SU-MIMO로 전환하였다. 이 실험을 통해 동적 pre-coding이 적용된 시스템은 약 1.24m의 이득을 얻을 수 있었다.

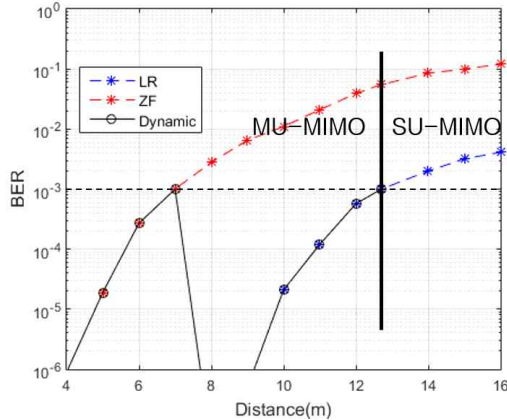
이제 기지국과 단말 간 거리에 따른 현상을 테스트하는 시나리오 2를 고려한다. <그림 9>는 시나리오 2에 따른 기지국과 단말 사이의 거리에 따라 ZF, THP



<그림 8> 동적 Pre-coding이 적용된 시스템의 단말 간 거리에 따른 BER curve

및 LR의 BER 성능을 보여준다. 기지국과 단말의 거리는 5m를 시작으로 점점 멀어지게 된다. 두 단말 사이의 correlation이 높은 하향링크 채널의 영향을 제외하고 SNR의 변화만을 관찰하기 위해 두 단말 사이의 거리는 2m 이상으로 설정되었으며, 이는 상향링크 채널 matrix의 column 간 correlation이 0.1 미만이 되도록 하는 거리이므로 충분히 먼 거리로 판단하였다. 두 단말의 SNR은 초기에 사전 설정된 상한 BER을 만족하므로 처음 pre-coding은 시나리오 1과 마찬가지로 ZF으로 시작한다. 두 단말이 기지국에서 멀어지면서 7m 이상의 거리가 되면 SNR이 낮아져 ZF이 BER을 만족할 수 없게 되므로 ZF에서 LR로 전환해야 한다. 실험 테스트에서 <그림 2>에 나타난 P가 해당 지점에서 0.25 미만이 되는 것을 관찰하였다. 또한 condition number가 해당 지점에서 THP로의 전환 조건이 되지 않으므로 THP는 고려 대상이 되지 않는다. LR을 사용하는 MU-MIMO 시스템은 기지국과의 거리가 12.7m가 될 때까지 BER을 만족할 수 있다. 이후 단말이 더 멀어지게 되면 MU-MIMO 시스템은 시나리오 1과 마찬가지로 요구하는 BER을 충족할 수 없어 SU-MIMO로 전환한다. 결과적으로 이 실험을 통해 LR이 ZF보다 약 5.7m의 거리를 더 견딜

수 있게 한다는 결론을 내릴 수 있다. 해당 실험에서는 condition number가 커지지 않는 환경이므로 THP가 관여하지 않아 이전 논문의 결과[13]와 비슷한 경향을 보이게 된다.



<그림 9> 동적 Pre-coding이 적용된 시스템의 기지국과 단말의 거리에 따른 BER curve

V. 결론

본 논문은 TDD LTE-A에서 작동하는 4x4 MU-MIMO 테스트베드 시스템의 구현을 제시하였다. 테스트베드의 모델과 RF transceiver는 각각 GPU와 USRP로 구현되었으며, 시스템 제어는 PC의 CPU로 수행되었다. 구현된 시스템을 사용하여, 본 논문에서 제안된 동적 pre-coding 절차의 성능을 검증하였다. 제안된 동적 pre-coding 절차를 사용하면 연산량과 성능을 고려하여 주어진 pre-coder 세트 중 가장 적절한 pre-coding 기법을 선택할 수 있으며, 이는 시스템에서 요구하는 BER이 최소한의 연산량으로 충족됨을 의미한다. 제안된 기술에서 pre-coder의 선택은 수신 신호 파워와 하향링크 채널 matrix의 condition number로 결정된다. 전자는 수신 신호의 SNR을 결정하며, 후자는 하향링크 채널 matrix의

orthogonality를 나타낸다. 파라미터가 허용하는 범위에서 pre-coder는 가장 단순한 pre-coder인 ZF을 사용하지만, SNR과 condition number 중 하나가 허용 범위를 넘어서게 되면 LR과 THP 중 하나가 ZF를 대체하게 된다. 우리는 테스트베드 실험을 통해 송신 RF 파워가 약 5dBm으로 설정되었을 때 MU-MIMO 시스템이 BER 10^{-3} 이하가 되도록 하는 기지국과 단말 간 최대 거리는 약 13m임을 알게 되었다. 또한 실험을 통해 기지국과 단말 간 거리가 6m로 고정되었을 시 MU-MIMO 시스템이 BER 10^{-3} 이하가 되도록 하는 단말간의 최소 거리는 0.3~0.4m임을 알게 되었다. 본 논문에서 논의된 주요 이슈 중 하나는 제안된 동적 pre-coding이 적용된 MU-MIMO 시스템이 특히 단말이 매우 밀집하여 분포하는 hotspot이나 기지국의 송신 신호 세기가 약해지는 cell edge에서 적용될 수 있는지에 대한 것이다. 또한 본 논문은 MU-MIMO 시스템의 기지국 및 단말 모두에서 다중 안테나 및 다중 RF 송수신기의 서로 다른 기기 특성을 보상하는 간단하고 정확한 calibration 기법을 제시하였다. 시뮬레이션과 실제 실험 테스트를 통해 얻은 다양한 수치 결과로부터, 제안된 동적 pre-coding 기법은 최소한의 연산량으로 MU-MIMO 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다는 결론을 내릴 수 있다. 또한 하향링크 채널 환경이 좋지 않아 다시 단말을 선정하는 user selection 절차를 생략할 수 있어 기지국의 연산량과 피드백 부담을 줄일 수 있다는 데서 의미가 있다.

참고문헌

- [1] 김경훈, "Block Diagonalization을 사용하는 하향링크 시스템에서의 MU-MIMO 사용자 스케줄링 기법," 디지털산업정보학회 논문지, 제14권, 제3호, 2018, pp.77-85.

- [2] Hassan, Muhammad Moinuddin, Ubaid M. Al-Saggaf, and Tareq Y. Al-Naffouri, "Performance Analysis of Beamforming in MU-MIMO Systems for Rayleigh Fading Channels," *IEEE Access.*, vol.5, 2017, pp.3709-3720.
- [3] Donghyun Kum, Daegeun Kang, and Seungwon Choi, "Novel SINR-Based User Selection for an MU-MIMO System with Limited Feedback," *ETRI Journal*, vol.36, issue 1, 2014, pp.62-68.
- [4] Shih-Hsun Cheng, Chia-Hung Hung, and Jung-Chun Kao, "User Selection and Decoding Precedence Based on the Anisotropic Orthogonal Procrustes Analysis for Uplink Multi-User MIMO," in *VTC-fall*, Toronto, Canada, 2017, pp.1-6.
- [5] M. Angeles Simarro, Fernando Domene, F.J. Martínez-Zaldívar, and Alberto Gonzalez, "Block diagonalization aided precoding algorithm for large MU-MIMO systems," in *Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, 2017, pp.576-581.
- [6] Liu Cuijie, Wu Muqing, Zheng Feng and Lu Guoxian, "A new Tomlinson-Harashima precoding scheme based on RVQ feedback with fewer bits," *2012 IEEE 14th International Conference on Communication Technology*, Chengdu, 2012, pp.1077-1081.
- [7] NVIDIA Corporation, "CUDA Programming Guide, NVIDIA Corporation," 2009.
- [8] Heungseop Ahn, Seungwon Choi, "A Novel Procedure for Implementing a Turbo Decoder on a GPU with Coalesced Memory Access," *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol.E100-A, issue 5, 2017, pp.1188-1196.
- [9] D. Lv, K. Wang, Z. Deng, W. Lin and Y. Liu, "Iterative optimization THP for Multiple Multi-beam Satellites High-Throughput Communication System," *2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2021, pp.1-7
- [10] M. Guenach, "Novel Lattice Reduction Algorithms: Precoder Reduction and Vector Perturbation Tradeoffs," in *IEEE Communications Letters*, vol.22, no.8, 2018, pp.1628-1631.
- [11] 김태현·이현석·최승원, "SDR 시스템에서 GPU를 사용한 Lattice Reduction-aided 검출기 구현," *디지털산업정보학회 논문지*, 제7권, 제3호, 2011, pp.55-61.
- [12] W. Bai and T. Liu, "Massive MIMO Antenna Selection Algorithm Based on Dual Targets for 5G Networks," *2020 IEEE 11th International Conference on Software Engineering and Service Science (ICSESS)*, 2020, pp.189-192.
- [13] D. Kim, S. Han, Y. Jin, H. Ahn and S. Choi, "Implementation of a Non-Codebook Based MU-MIMO System for TDD LTE-Advanced," *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2017, pp.1-5.
- [14] Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation, *3GPP TS 36.211*, 2018.
- [15] Hyunwook Yang and Seungwon Choi, "Implementation of Zero-Forcing Precoding Algorithm Combined with Adaptive Beamforming Based on Wimax System," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol.2013, 2013, pp.1-7.

[16] X. Luo, F. Yang and H. Zhu, "Massive MIMO Self-Calibration: Optimal Interconnection for Full Calibration," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.68, no.11, 2019, pp.10357-10371.



최 승 원
Choi Seungwon

2012년 3월~현재
HY-MC 연구센터 센터장
2002년~2011년
HY-SDR 연구센터 센터장
1992년~현재
한양대학교 융합전자공학부 교수
1990년~1992년
일본 우정성 통신연구소 전임 연구원
1989년~1990년
ETRI 전임 연구원
1988년~1989년
미국 Syracuse대학 전기 및 전산과 교수
1988년 12월 미국 Syracuse대학 전기공학 (공학박사)
1985년 12월 미국 Syracuse대학 전기공학 (공학석사)
1982년 2월 서울대학교 전자공학 (공학석사)
1982년 2월 한양대학교 전자공학 (공학학사)
관심분야 : SDR, 이동통신, 신호처리
E-mail : choi@dsplab.hanyang.ac.kr

■ 저자소개 ■



한 상 옥
Han, Sangwook

2013년 9월~현재
한양대학교 전자통신컴퓨터공학과 박사과정
2013년 8월 한양대학교 전자통신컴퓨터공학과 석사과정
2011년 8월 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 (공학학사)
관심분야 : wireless communication, 5G, LTE-A, MU-MIMO, Deep Learning
E-mail : ssssang3234@dsplab.hanyang.ac.kr



이 정 혁
Lee, Jeonghyeok

2020년 9월~현재
한양대학교 융합전자공학과 석사과정
2020년 8월 동국대학교 전자전기공학부 (공학학사)
관심분야 : FPGA, Deep Learning, NPU, etc
E-mail : jeonghyeok.lee@dsplab.hanyang.ac.kr

논문접수일 : 2022년 4월 24일
수 정 일 : 2022년 5월 9일 (1차)
2022년 5월 23일 (2차)
게재확정일 : 2022년 5월 30일