

상향링크 SIMO 시스템에서 공간 및 주파수 다이버시티 컴바이닝 순서에 따른 SC-FDMA 성능 분석

이진희*, 최권휴^o

Spatial and Frequency Diversity Combining Order in Uplink SC-FDMA with SIMO Systems

Jin-Hui Lee*, Kwonhue Choi^o

요약

본 논문에서는 상향링크 SIMO(Single Input Multiple Output) 시스템의 SC-FDMA 기법에서 공간 및 주파수 다이버시티 컴바이닝의 연산 순서에 따른 BER(Bit Error Rate) 성능을 비교한다. 공간 및 주파수 다이버시티 컴바이닝이 동시에 존재하는 시스템일 경우, 공간 다이버시티 컴바이닝을 선행한 후 주파수 다이버시티 컴바이닝을 수행하는 시스템 성능이 그 반대의 다이버시티 컴바이닝 순서를 가진 시스템 성능보다 모든 SNR(Signal to Noise Ratio) 영역에서 더 우수함을 확인한다. 또한, 신호 모호화 결과를 통해 계산량측면에서 공간 다이버시티 컴바이닝을 선행하는 시스템이 더욱 효율적임을 확인할 수 있다.

Key Words : SIMO, SC-FDMA, frequency diversity gain, spatial diversity gain, diversity combining order

ABSTRACT

We investigate BER performance according to the order of spatial and frequency diversity combining in uplink SC-FDMA of SIMO systems. It is found that frequency diversity combining (FDC) after spatial diversity combining (SDC) is better than the reverse order combining in all SNR (Signal to Noise Ratio) range. Also, it is shown that FDC after SDC requires less computational complexity than the reverse order combining.

1. 서론

다중 수신안테나 시스템에 접목된 SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiplexing Access)는 수신안테나에 의한 공간 다이버시티 이득과 DFT, IDFT 연산에 의한 주파수 다이버시티 이득을 가진다^[1]. MIMO (Multiple Input Multiple

Output) 환경에서 주파수 다이버시티를 활용하여 성능을 분석한 연구가 있었으며^[2], 특히, 신호의 성능을 향상시키기 위해 두 개 이상의 다이버시티 이득을 활용한 연구들이 진행되어 왔다^[3-5].

참고문헌 [5]에서는 단계별 시스템의 공간 다이버시티 컴바이닝 (Spatial Diversity Combining: SDC) 연산과 주파수 다이버시티 컴바이닝 (Frequency Diversity Combining: FDC) 연산에 각각 MRC

* 본 연구는 2014년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (2012R1A1A4A01015628)
* 본 논문은 교육부 및 한국연구재단의 BK21 플러스 사업 (ICT기반 스마트기기 창의인재양성 사업팀)으로 지원된 연구임 (관리번호 214C000066)

• First Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, jinh37@ynu.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, gonew@ynu.ac.kr, 종신회원
논문번호 : KICS2014-11-460, Received November 17, 2014; Revised January 28, 2015; Accepted March 9, 2015

(Maximal Ratio Combining)와 MMSE (Minimum Mean Square Error)를 적용했을 때 최대의 성능을 가지는 것을 확인했으며, 수신안테나 개수가 대략 6개 이상이면, 모든 SNR 영역에서 FDC 연산을 ZF (Zero Forcing)으로 했을 때의 성능이 MMSE로 했을 때의 성능을 대체할 수 있음을 분석하였다. 하지만, 다중 다이버시티 컴바이닝이 존재하는 환경에서 SDC와 FDC의 순서에 따른 시스템의 BER 성능을 분석하고 있지 않다. 즉, SDC 선행 후 FDC 수행 시스템^[5]에 적용한 다이버시티 컴바이닝 순서가 BER 성능을 향상시키기 위한 가장 최적의 방법인지 확신할 수 없다. 그렇기 때문에 참고문헌 [5]와 동일한 환경에서 시스템의 다이버시티 컴바이닝 순서에 따른 성능도 함께 분석하여 어떤 다이버시티 컴바이닝 순서를 가지는 시스템이 가장 최고의 성능을 가지는지 확인해볼 필요가 있다.

본 논문에서는 상향링크 SIMO (Single Input Multiple Output) 시스템에서 공간 다이버시티 이득과 주파수 다이버시티 이득이 동시에 존재할 때, 다이버시티 컴바이닝 순서가 SDC 선행 후 FDC 수행 시스템^[5]의 다이버시티 컴바이닝 순서와 반대인 시스템의 신호 처리 과정을 수식화하고, 계산량을 최소로 하면서 성능을 최대로 하는 다이버시티 컴바이닝 순서는

SDC 선행 후 FDC 수행 시스템^[5]의 다이버시티 컴바이닝 순서임을 결과로 도출한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 SDC 선행 후 FDC 수행 시스템^[5]에서 다이버시티 컴바이닝 순서를 바꾼 시스템의 신호 모형을 반영한다. III절에서는 시스템 모형화 결과와 BER 실험결과를 통해 다이버시티 컴바이닝 순서에 따른 BER 성능을 분석하고, SDC 선행 후 FDC 수행 시스템^[5]의 다이버시티 컴바이닝 순서가 BER 성능을 최대화하는 다이버시티 컴바이닝 순서임을 확인한다.

II. FDC를 선행하고 SDC를 수행하는 단계별 시스템 모형화

참고문헌 [5]에서는 단계별 시스템의 다이버시티 컴바이닝을 그림 1과 같이 SDC, FDC 순으로 가정하고 시스템 모형을 수행하였다. 본 논문에서는 단계별 시스템의 다이버시티 컴바이닝 순서에 따른 성능 비교를 하기 위해서 먼저, 다이버시티 컴바이닝 순서를 그림 1의 다이버시티 컴바이닝 순서와 반대인 그림 2와 같이 설정하고 시스템을 모형화한다. 본 논문에서 그림 1과 같이 SDC 선행 후 FDC 수행 시스템을 S/F 시스템으로 표기하고, 그림 2와 같은 FDC 선

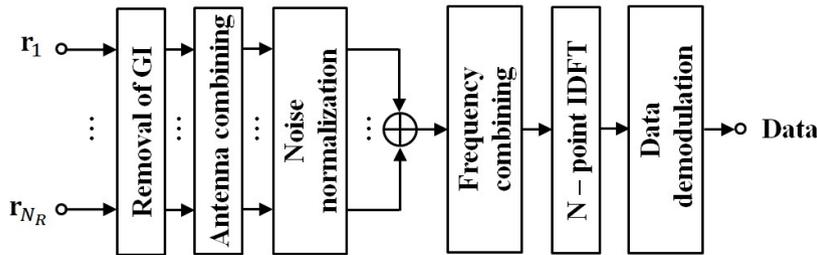


그림 1. 공간 다이버시티 컴바이닝과 주파수 다이버시티 컴바이닝이 존재할 때, 수신기 구조
Fig. 1. Receiver structure using spatial diversity combining and frequency diversity combining

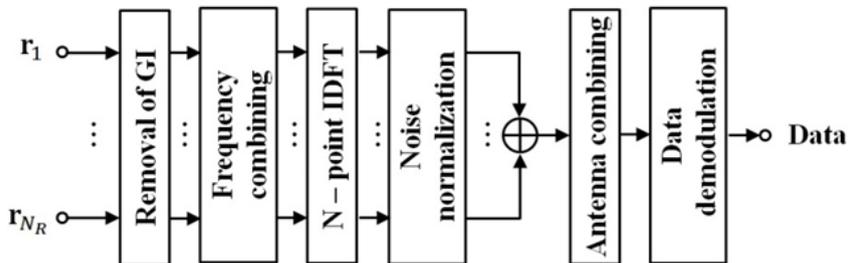


그림 2. FDC 후 SDC를 수행한 수신기 구조
Fig. 2. Receiver structure performing SDC after FDC

행 후 SDC 수행 시스템을 F/S 시스템으로 표기한다. 각각의 다이버시티 컴바이닝 기법에 적용될 연산은 참고문헌 [5]에서 수신안테나 개수에 상관없이 가장 BER 성능이 좋았던 연산 조합인 MRC, MMSE를 사용한다. 기본적인 시스템 모형화는 참고문헌 [5]의 단계별 시스템과 동일하다. 수신안테나 개수는 N_R , 총 부반송파 개수는 N_C , 셀 내에 존재하는 최대 사용자 수는 P 로 표기하며, 각 사용자에게 할당된 부반송파 개수는 $N = \lfloor N_C/P \rfloor$ 이다. 여기서 $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 가장 가까운 정수로 내림하는 연산자이다. i 번째 수신안테나의 p 번째 사용자의 수신 심볼 벡터 $\mathbf{r}_i^{(p)}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r}_i^{(p)} = \mathbf{H}_i^{(p)} \mathbf{D}_{(N)} \mathbf{s}^{(p)} + \mathbf{N}_i^{(p)} \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{N}_i^{(p)} = [n_{i,Np-N+1} \ n_{i,Np-N+2} \ \dots \ n_{i,Np}]^T$, $\mathbf{s}^{(p)} = [s_1^{(p)} \ s_2^{(p)} \ \dots \ s_N^{(p)}]^T$ 이다. $\mathbf{H}_i^{(p)}$ 는 i 번째 수신안테나의 채널 행렬 원소를 행렬의 대각으로 배열한 채널 행렬을 의미하고, i 번째 수신안테나의 채널 행렬 원소 $h_{i,1}, h_{i,2}, \dots, h_{i,N_C}$ 를 i.i.d (Independent and Identically Distributed)로 가정한다.

2.1 FDC 연산을 MMSE, SDC 연산을 MRC로 한 경우의 시스템 모형화

이번 세부 절에서는 S/F 시스템^[5]에서 가장 뛰어난 성능을 가졌던 다이버시티 컴바이닝 연산 조합을 이용해서 그림 2의 시스템을 모형화한다. 즉, FDC 기법은 MMSE, SDC 기법은 MRC로 각각 연산한다.

FDC 기법의 연산을 MMSE로 할 때, 각각의 수신안테나 채널에 따라 MMSE 연산을 수행한 행렬식은 행렬 $\mathbf{H}_i^{(p)}$ 를 MMSE 연산한 결과이며 식 (1)과 같이 표현

된다. 식 (2)의 σ_n^2 는 식 (1)의 $\mathbf{N}_i^{(p)}$ 의 분산을 나타낸다.

또한, N -point IDFT 연산과 식 (1)를 이용하여 잡음 정규화 과정에 필요한 행렬을 표현할 수 있다. N -point DFT 행렬은 $\mathbf{D}_{(N)}$ 로 표기하고, $\mathbf{D}_{(N)}^H$ 는 $\mathbf{D}_{(N)}$ 의 에르미트 전치 행렬이다. 행렬 $\mathbf{D}_{(N)}$ 은 다음과 같다.

$$\mathbf{D}_{(N)} = \begin{bmatrix} D_{(N)11} & \dots & D_{(N)1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{(N)M1} & \dots & D_{(N)MN} \end{bmatrix} \quad (3)$$

잡음 정규화 과정에 필요한 행렬은 식 (4)와 같이 표현할 수 있다. 여기서, 크기가 $N \times N$ 인 행렬 \mathbf{F}_i 는 N -point IDFT 행렬과 식 (2)의 곱으로 나타낼 수 있으며 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{D}_{(N)}^H \tilde{\mathbf{H}}_{(MMSE,FDC)i} \quad (5)$$

즉,

$$\mathbf{F}_i = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{D}_{(N)11}^* h_{i,Np-N+1}^*}{|h_{i,Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2} & \dots & \frac{\mathbf{D}_{(N)M1}^* h_{i,Np}^*}{|h_{i,Np}|^2 + \sigma_n^2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\mathbf{D}_{(N)1N}^* h_{i,Np-N+1}^*}{|h_{i,Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2} & \dots & \frac{\mathbf{D}_{(N)NN}^* h_{i,Np}^*}{|h_{i,Np}|^2 + \sigma_n^2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

이다.

수신측에서 FDC 연산과 잡음 정규화 과정을 거친 후의 수신 심볼을 나타내는 식은 식 (1), 식 (4), 식 (5)를 이용하여 다음과 같이 표현한다.

$$\tilde{\mathbf{r}}_{(MMSE,FDC)i} = \boldsymbol{\mu}_{norm, Freq} \mathbf{F}_i \mathbf{r}_i^{(p)} \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_{(MMSE,FDC)i} = \begin{bmatrix} \frac{h_{i,Np-N+1}^*}{|h_{i,Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \frac{h_{i,Np}^*}{|h_{i,Np}|^2 + \sigma_n^2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\mu}_{norm, Freq} = \begin{bmatrix} \sqrt{\sum_{i=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_i(1,m)|^2} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \sqrt{\sum_{i=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_i(N,m)|^2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 $\boldsymbol{\mu}_{norm, Freq} \mathbf{F}_i$ 는 $\mathbf{F}_{(norm)i}$ 로 표기할 수 있으며 식 (8)과 같이 표현한다.

SDC는 N_R 개의 $\mathbf{F}_{(norm)i} \mathbf{H}_i^{(p)}$ 이 모두 더해진 하나의 행렬을 이용해서 연산할 수 있다. 식 (8)과 $\mathbf{H}_i^{(p)}$ 행렬의 곱을 모두 더한 행렬 $\mathbf{H}_{tot, Freq}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_{tot, Freq} = \sum_{i=1}^{N_R} \mathbf{F}_{(norm)i} \mathbf{H}_i^{(p)} \quad (9)$$

SDC 연산을 MRC로 수행하는 것은 식 (9)를 이용해서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{W}}_{MRC, SDC} = (\mathbf{H}_{tot, Freq})^* \quad (10)$$

검출신호 벡터 $\tilde{\mathbf{X}}_{MRC, SDC}$ 는 [5, 식 8]을 이용하여 다음의 식으로 주어진다.

$$\tilde{\mathbf{X}}_{MRC, SDC} = Q \left(\sum_{i=1}^{N_R} \tilde{\mathbf{W}}_{MRC, SDC} \mathbf{F}_{(norm)i} \mathbf{r}_i^{(p)} \right) \quad (11)$$

또한, $\tilde{\mathbf{W}}_{MRC, SDC} \mathbf{F}_{(norm)i}$ 를 크기가 $N \times N$ 인 행렬 $\tilde{\boldsymbol{\Psi}}_{(MRC, SDC)i}$ 로 표기하고, $\tilde{\boldsymbol{\Psi}}_{(MRC, SDC)i}$ 의 1행 1열은 식 (12)와 같다.

식 (12)는 식 (13)의 1행 1열과 비교할 수 있다. 식 (13)은 S/F 시스템[5]에서 SDC 기법을 MRC, FDC 기법을 MMSE로 연산한 시스템의 i 번째 수신안테나의 p 번째 사용자의 수신 심볼 벡터에 곱해지는 행렬을 의미하며, 식 (13)과 같이 나타낸다.

식 (12)와 식 (13)의 1행 1열은 i 번째 수신안테나 채널을 통해 수신된 p 번째 사용자의 첫 번째 심볼을 복원하기 위해 사용된다. 식 (13)의 1행 1열은 p 번째 사용자에게 할당된 부반송파 중 첫 번째 부반송파 인덱스에 해당하는 채널성분만 존재하지만 식 (12)는 p 번째 사용자에게 할당된 부반송파에 해당하는 채널 성분을 모두 포함하고 있다. 이와 같이 S/F 시스템[5]의 다이버시티 컴바이닝 순서를 가지는 시스템보다 F/S 시스템의 다이버시티 컴바이닝 순서를 가지는 시스템

$$\mathbf{F}_{(norm)i} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{D}_{(N)11}^* h_{i, Np-N+1}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np-N+1, m)|^2 (|h_{i, Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2)}} & \dots & \frac{\mathbf{D}_{(N)N1}^* h_{i, Np}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np, m)|^2 (|h_{i, Np}|^2 + \sigma_n^2)}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\mathbf{D}_{(N)1N}^* h_{i, Np-N+1}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np-N+1, m)|^2 (|h_{i, Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2)}} & \dots & \frac{\mathbf{D}_{(N)NN}^* h_{i, Np}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np, m)|^2 (|h_{i, Np}|^2 + \sigma_n^2)}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_{(MRC, SDC)i}(1,1) &= \sum_{m=1}^N \tilde{\mathbf{W}}_{MRC, SDC}(1, m) \mathbf{F}_{(norm)i}(m, 1) \\ &= \frac{|\mathbf{D}_{(N)11}|^2 h_{i, Np-N+1}^*}{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np-N+1, m)|^2 (|h_{i, Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2)} \left[\frac{|h_{1, Np-N+1}|^2}{|h_{1, Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2} + \dots + \frac{|h_{N_R, Np-N+1}|^2}{|h_{N_R, Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2} \right] \\ &+ \dots + \frac{\mathbf{D}_{(N)1N} \mathbf{D}_{(N)1N}^* h_{i, Np-N+1}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np-N+1, m)|^2 (|h_{i, Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2)}} \left[\frac{|h_{1, Np}|^2}{|h_{1, Np}|^2 + \sigma_n^2} + \dots + \frac{|h_{N_R, Np}|^2}{|h_{N_R, Np}|^2 + \sigma_n^2} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\tilde{\boldsymbol{\Psi}}_{(MMSE)i} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{D}_{(N)11}^* h_{i, Np-N+1}^*}{\sum_{m=1}^{N_R} |h_{m, Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2} & \dots & \frac{\mathbf{D}_{(N)N1}^* h_{i, Np}^*}{\sum_{m=1}^{N_R} |h_{m, Np}|^2 + \sigma_n^2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\mathbf{D}_{(N)1N}^* h_{i, Np-N+1}^*}{\sum_{m=1}^{N_R} |h_{m, Np-N+1}|^2 + \sigma_n^2} & \dots & \frac{\mathbf{D}_{(N)NN}^* h_{i, Np}^*}{\sum_{m=1}^{N_R} |h_{m, Np}|^2 + \sigma_n^2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

에서 부반송파 간의 간섭이 심해지게 되므로, S/F 시스템^[5]을 구현하는 것이 성능 측면에서 더 좋은 결과를 가져온다. 또한, S/F 시스템^[5]은 두 번째 다이버시티 컴바이닝 과정인 FDC 기법이 연산되기 전까지 행렬의 대각 성질을 유지하고 있지만 그림 2의 F/S 시스템은 N -point IDFT 연산으로 인해 잡음 정규화 과정 전에 행렬의 대각 성질이 소멸되며, 행렬의 대각 성질의 소멸은 더 많은 계산량을 요구한다. 이는 두 번째 다이버시티 컴바이닝을 적용하기 전의 i 번째 수신안테나를 통해 수신된 p 번째 사용자의 수신신호를 나타내는 [5, 식 17]과 식 (7)에서 수신신호 $\mathbf{r}_i^{(p)}$ 에 곱해지는 행렬연산을 비교해보면 확인할 수 있다. [5, 식 17]은 S/F 시스템[5]에서 SDC와 정규화 과정을 거친 후의 수신 심볼 벡터를 의미하며 아래의 식 (14)와 같다.

$$\tilde{\mathbf{r}}_i = \boldsymbol{\mu}_{norm} \tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{r}_i^{(p)} \quad (14)$$

여기서, $\boldsymbol{\mu}_{norm}$ 는 정규화 과정을 표현한 행렬을 의미하고, $\tilde{\mathbf{H}}_i$ 는 S/F 시스템^[5]의 공간 다이버시티 컴바이닝 연산을 의미한다. 식 (14)에서는 SDC 연산을 MRC로 한 행렬과 잡음 정규화를 표현한 행렬 모두 대각성질을 가지고 있는 행렬이기 때문에 $\mathbf{r}_i^{(p)}$ 를 이용하여 SDC 연산과 잡음 정규화 과정을 적용한 수신신호를 생성하기 위해서는 $2N$ 번의 곱셈이 필요하다. 반면에 식 (7)의 경우 정규화과정을 표현한 행렬과 FDC 연산을 한 행렬은 대각성질을 가지고 있지만 N -point IDFT 행렬이 대각성질을 가지고 있지 않으므로 $\mathbf{r}_i^{(p)}$ 를 이용하여 두 번째 다이버시티 컴바이닝을 적용하기 전의 수신신호를 나타내기 위해서는 $3N^2$ 번의 곱셈이 필요하다. 즉, SDC를 먼저 수행하고 FDC를 수행하는 시스템이 성능 측면과 계산량 측면에서 더욱 효율적이다. F/S 시스템과 S/F 시스템^[5]의 각 연산 단계에서 필요한 스칼라 곱셈의 개수는 아래의 표로 다시 확인할 수 있으며, 각 연산 방법에 맞는 행렬을 연산하기 위해 필요한 행렬의 스칼라 곱셈의 개수를 표와 같이 나타낸다. 표 1에서 1st diversity combining은 각 시스템에서 가장 처음 하는 다이버시티 컴바이닝을 의미하며, 행렬 $\mathbf{H}_i^{(p)}$ 을 이용하여 나타낸다. F/S 시스템에서 1st diversity combining 연산은 MMSE이고, S/F 시스템^[5]에서 1st diversity combining 연산은 MRC이다. MRC 연산은 스칼라 곱이 필요하지 않기 때문에 S/F 시스템의 1st diversity combining 연산에 사용되는 스칼라 곱셈 개수는 0이 된다. 잡음 정규화

표 1. 행렬의 스칼라 곱 개수 비교
Table 1. Comparison the number of scalar multiplication comparison of matrices

	F/S 시스템	S/F 시스템[5]
1 st diversity combining 연산	N^2	-
잡음 정규화 연산	$N^2 N_R (1 + 2N)$	NN_R
2 nd diversity combining 연산	$NN_R (2N^2 + 2N + 1)$	$NN_R + 1$

연산은 각 시스템에서 잡음 정규화 과정을 표현하기 위해 연산했던 식 (4)와 [5, 식 16]에 필요한 행렬의 스칼라 곱셈 개수를 나타내고, 2nd diversity combining은 각 시스템의 두 번째 다이버시티 컴바이닝을 의미한다. 특히, 2nd diversity combining 연산 단계에서 나타난 행렬의 스칼라 곱셈 개수는 식 (12)와 식 (13)의 1행 1열을 표현하기 위해 필요한 곱셈 개수를 나타낸다. 앞서 설명한 바와 같이 F/S 시스템은 잡음 정규화 과정 전에 행렬의 대각 성질이 소멸되기 때문에 잡음 정규화 과정에서의 곱셈량이 S/F 시스템^[5]보다 $N(1 + 2N)$ 배 더 많은 것을 확인할 수 있다.

2.2 FDC 연산을 MRC, SDC 연산을 MMSE로 한 경우의 시스템 모형화

이번 세부 절에서는 그림 2와 같은 다이버시티 컴바이닝 순서를 가지면서 FDC 기법은 MMSE, SDC 기법은 MRC로 연산할 때의 시스템 모형화를 한다. 모든 수식연산 순서는 II.1 결과 동일하다.

FDC 기법을 MRC로 연산한 경우, $\mathbf{H}_i^{(p)}$ 행렬을 MRC 연산한 행렬은 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_{(MRC, FDC)i} = (\mathbf{H}_i^{(p)})^* \quad (15)$$

잡음 정규화 과정은 식 (7)과 동일하게 표현되며, 여기서 \mathbf{F}_i 는 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{D}_{(N)}^H \tilde{\mathbf{H}}_{(MRC, FDC)i} \quad (16)$$

수신측에서 FDC와 잡음 정규화 과정을 거친 후의 식 표현이 식 (7)과 같을 때, $\mathbf{F}_{(norm)i}$ 는 식 (17)과 같이 표현할 수 있다.

SDC 연산을 MMSE로 하는 경우, 공간 다이버시티 이득 $\tilde{\mathbf{W}}_{MMSE, SDC}$ 는 식 (9)에 식 (16)를 대입한 후에 식 (9)를 MMSE 연산한 것이며 다음과 같이 표현할

수 있다.

$$\tilde{\mathbf{W}}_{MMSE,SDC} = \mathbf{H}_{tot, Freq}^H [\mathbf{H}_{tot, Freq} \mathbf{H}_{tot, Freq}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{(N)}]^{-1} \quad (18)$$

검출신호 벡터 $\tilde{\mathbf{X}}_{MMSE,SDC}$ 는 식 (11)에서 $\tilde{\mathbf{W}}_{MRC,SDC}$ 대신 $\tilde{\mathbf{W}}_{MMSE,SDC}$ 로 대체함으로써 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{X}}_{MMSE,SDC} = Q \left(\sum_{i=1}^{N_R} \tilde{\mathbf{W}}_{MMSE,SDC} \mathbf{F}_{(norm)} \mathbf{r}_i^{(p)} \right) \quad (19)$$

F/S 시스템은 FDC와 잡음 정규화 과정을 모두 고려한 행렬을 이용해서 SDC에서 연산될 행렬을 결정하기 때문에 $\mathbf{r}_i^{(p)}$ 에 곱해지는 행렬의 각 원소에는 p 번째 사용자에게 할당된 부분송파에 해당하는 모든 채널 성분을 포함할 수밖에 없다. 그렇기 때문에 F/S 시스템보다 S/F 시스템^[5]을 구현하는 것이 성능 측면에서 더 좋은 결과를 가져올 것이라고 예상할 수 있다. 또한, 식 (19)를 유도하기 위한 과정에서도 N -point IDFT 연산으로 인해 잡음 정규화 과정 전에 행렬의 대각 성질이 소멸되었으므로, 앞서 II.1에서 언급한대로 S/F 시스템^[5]보다 더 많은 계산량을 요구한다.

III. 신호 모형을 통한 다중 다이버시티 이득 분석 및 실험 결과

본 절에서는 시스템의 다이버시티 컴바이닝 순서가 성능에 어떤 영향을 미치는지 확인한다. 본 논문에서는 각각의 사용자 사이의 시간 동기 오차 및 주파수 동기 오차는 없다고 가정하며, 동기오차가 없기 때문에 사용자 간의 직교성은 유지된다. 아래의 표 2와 같이 SC-FDMA 시스템을 구성하고, 실험 결과를 확인할 수 있다. 한 심볼의 길이를 T 라고 표기한다. 각각의 다이버시티 컴바이닝 기법에 적용될 연산은 참고

표 2. 시뮬레이션 환경
Table 2. Simulation condition

	modulation	QPSK
SC-FDMA	N_C	16,32,128
	N_R	2
	P	1
	N	N_C/P
	T_s	66.7 μ s
	T_g	16.675 μ s
Rayleigh fading channel	The number of multipath L	8
	The decay exponent of multipath	1
	delay spread	$T/4$

문헌 [5]에서 수신안테나 개수에 상관없이 가장 BER 성능이 좋았던 연산 조합인 MRC, MMSE를 사용한다. 그림 3은 수신안테나 개수 N_R 과 전체 부분송파 개수 N_C 가 고정되어 있을 때, 시스템의 다이버시티 컴바이닝 순서와 다이버시티 컴바이닝 연산 기법에 따

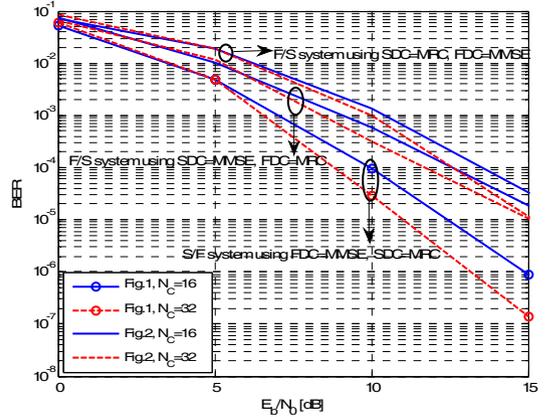


그림 3. 다이버시티 컴바이닝 순서에 따른 BER 성능 비교 ($N_R=2$)
Fig. 3. BER performance according to the order of diversity combining ($N_R=2$)

$$\mathbf{F}_{(norm)i} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{D}_{(N)11}^* h_{i,Np-N+1}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np-N+1,m)|^2}} & \cdots & \frac{\mathbf{D}_{(N)N1}^* h_{i,Np}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np,m)|^2}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\mathbf{D}_{(N)1N}^* h_{i,Np-N+1}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np-N+1,m)|^2}} & \cdots & \frac{\mathbf{D}_{(N)NN}^* h_{i,Np}^*}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{m=1}^N |\mathbf{F}_j(Np,m)|^2}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

른 BER 성능을 나타낸다. S/F 시스템^[5]인 경우, 참고 문헌 [5]에서 SDC 연산과 FDC 연산을 각각 MRC, MMSE로 한 시스템의 BER 성능이 가장 뛰어난 것을 확인했으므로 본 논문에서는 SDC 연산을 MMSE, FDC 연산을 MRC로 한 시스템의 BER 성능은 고려하지 않는다. 따라서 그림 3에서는 S/F 시스템^[5]에서 SDC 연산과 FDC 연산을 각각 MRC, MMSE로 한 시스템의 BER 성능, F/S 시스템에서 FDC 연산과 SDC 연산을 각각 MMSE, MRC로 한 시스템의 BER 성능, F/S 시스템에서 FDC 연산과 SDC 연산을 각각 MRC, MMSE로 한 시스템의 BER 성능을 확인한다. 그림 3에서는 S/F 시스템^[5]의 BER 성능이 그 반대의 다이버시티 컴바이닝 순서를 가진 두 시스템의 BER 성능보다 모든 SNR 영역에서 월등한 것을 확인할 수 있다.

그림 4는 단계별 시스템에서 안테나 간 상관을 의도적으로 증가시켰을 때, 다이버시티 컴바이닝 순서에 따른 성능을 보여준다. 먼저, 그림 4에서는 다이버시티 컴바이닝 연산을 모두 MMSE로 수행한 시스템의 성능을 확인할 수 있다. S/F 시스템^[5]과 F/S 시스템에서 동일하게 확인할 수 있는 점은 다이버시티 컴바이닝을 모두 MMSE로 수행한 시스템과 SDC 연산을 MRC, FDC 연산을 MMSE로 수행한 시스템의 성능이 같다는 것이다. 여기서 SDC 연산은 MRC와 MMSE 구분 없이 동일한 성능이 출력되는 것을 알 수 있고, 노이즈 분산을 추정하는 과정이 필요한 MMSE보다 계산량을 줄일 수 있는 MRC를 선택하는 것이 계산량 측면에서 더 유리함을 확인할 수 있다. 또한, 그림 4에서도 볼 수 있듯이 주파수 간 상관 정

도보다 안테나 간 상관 정도를 증가시킨 경우에도 여전히 F/S 시스템보다 S/F 시스템^[5]이 성능측면에서 유리한 것을 확인할 수 있다. 즉, 이중 다이버시티 컴바이닝이 존재하는 환경에서 각 다이버시티의 상관정도에 관계없이 단계별 시스템은 주파수 다이버시티 컴바이닝보다 공간 다이버시티 컴바이닝을 먼저 수행하는 것이 성능 향상을 위해 최적임을 알 수 있다. 이러한 결과는 앞서 II.1절에서 수행한 신호 모형화 수식 유도를 통해서도 확인할 수 있다. 식 (12)와 식 (13)의 1행 1열의 비교에서 S/F 시스템^[5]은 부반송과 간섭이 전혀 없는 반면에 F/S 시스템은 p 번째 사용자에게 할당된 모든 부반송파에서 간섭이 존재하는 것을 확인하였다. 이를 통해 같은 SNR 환경에서 부반송파 간 간섭이 적은 시스템의 성능이 부반송파 간 간섭이 많은 시스템의 성능보다 우수하다는 것을 예측할 수 있으며, 그렇기 때문에 S/F 시스템^[5]의 성능이 모든 SNR 영역에서 우수하다고 말할 수 있다. 계산량 측면에서도 다이버시티 컴바이닝 순서를 SDC, FDC 순으로 하는 것이 효율적임을 확인하였으므로, 공간 및 주파수 다이버시티 이득이 동시에 존재하는 시스템에서 SDC를 선행하고 FDC를 수행하는 것이 BER 성능을 위한 가장 최적의 다이버시티 컴바이닝 순서라고 할 수 있다.

그림 5는 S/F 시스템^[5]과 본 논문의 F/S 시스템이 10^{-4} 의 BER을 달성하기 위해 요구되는 SNR의 차이를 보여준다. 그림 5의 SNR gain 값은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\text{SNRgain}_{[\text{dB}]} = \text{SNR for S/F 시스템 at } 10^{-4}\text{BER}_{[\text{dB}]} - \text{SNR for F/S 시스템 at } 10^{-4}\text{BER}_{[\text{dB}]} \quad (16)$$

S/F 시스템^[5]에서 SDC 연산과 FDC 연산을 각각 MRC, MMSE로 한다. 그림 5의 (a)는 F/S 시스템에서 FDC 기법과 SDC 기법을 각각 MRC, MMSE 연산한 시스템과 S/F 시스템^[5]의 SNR 차이를 보여주고 있으며, 그림 5의 (b)는 F/S 시스템의 SDC 기법과 FDC 기법은 S/F 시스템^[5]과 동일하게 설정하고 SNR 차이를 보여주고 있다. 그림 5의 (a)는 전체 부반송파 개수 N_C 에 상관없이 수신안테나 개수 N_R 이 증가할수록 SNR 차이가 거의 1로 수렴하고 있는 것을 확인할 수 있고, 그림 5의 (b)는 수신안테나 개수 N_R 와 전체 부반송파 개수 N_C 에 상관없이 SNR 차이를 대략 4로 유지하고 있다. 두 그래프에서 보는바와 같이 S/F 시스템^[5]과 F/S 시스템이 동일한 BER을 달

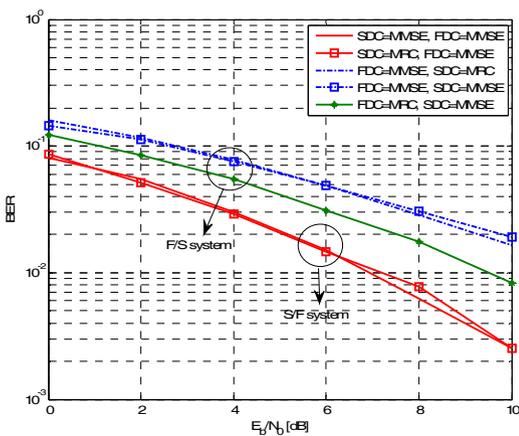


그림 4. 안테나 간 의도적인 상관성이 존재할 때의 다이버시티 컴바이닝 순서에 따른 성능 ($N_C = 16, N_R = 2$)
 Fig. 4. BER performance according to the order of diversity combining with antenna correlation ($N_C = 16, N_R = 2$)

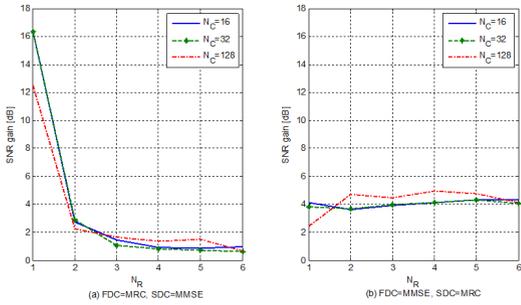


그림 5. 수신안테나 개수와 부반송파 개수에 따른 SNR gain
 Fig. 5. SNR gain according to the number of receiving antenna and total subcarrier

성하기 위해 요구되는 SNR 차이는 전체 부반송파 개수와 수신안테나 개수에 관계없이 항상 존재하고 있다. 그림 5의 (a)에서는 두 시스템의 SNR 차이가 비교적 작아 보이지만, 그림 3에서 보는 바와 같이 E_b/N_0 가 증가할수록 두 시스템의 BER 성능 차가 증가하기 때문에 수신안테나가 증가할수록 SNR gain 값은 점점 더 큰 값에서 수렴할 것이다. 또한, 계산량 측면에서 확인했듯이 S/F 시스템^[5]은 F/S 시스템보다 더 적은 계산량을 필요로 하는 것을 알 수 있었다. 따라서 시스템의 성능과 계산량을 모두 고려하였을 때, S/F 시스템^[5]과 같은 다이버시티 컴바이닝 순서를 가지는 시스템의 성능이 항상 좋다고 할 수 있다.

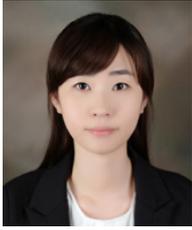
IV. 결 론

본 논문에서는 SIMO 시스템의 SC-FDMA 기법에서 공간 및 주파수 다이버시티 컴바이닝의 다이버시티 컴바이닝 순서에 따른 BER 성능을 비교하였다. 공간 및 주파수 다이버시티 컴바이닝을 순서대로 수행하는 단계별 시스템인 경우, 주파수 다이버시티 컴바이닝보다 공간 다이버시티 컴바이닝을 선행하는 시스템의 성능이 그 반대의 다이버시티 컴바이닝 순서를 가진 시스템 성능보다 모든 SNR에서 더 우수함을 확인하였다. 또한, 신호 모형화 결과를 통해 계산량 측면에서도 공간 다이버시티 컴바이닝을 선행하는 시스템이 더욱 효율적임을 확인하였으므로, 공간 및 주파수 다이버시티 이득이 동시에 존재하는 시스템에서 SDC를 선행하고 FDC를 수행하는 것이 BER 성능을 위한 가장 최적의 다이버시티 컴바이닝 순서라고 할 수 있다.

References

- [1] H. Myung, J. Lim, and D. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 30-38, Sept. 2006.
- [2] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, no. 10, Oct. 2004.
- [3] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single-carrier transmission with frequency-domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," *IEE Proc. Commun.*, vol. 151, no. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [4] H.-K. Jung, "A study on performance enhancement of cyclic delay diversity OFDM system using frequency diversity," *J. KICS*, vol. 37, no. 2, pp. 135-140, Mar. 2012.
- [5] J.-H. Lee and K. Choi, "Analysis of BER according to the gain of spatial and frequency diversity in uplink SC-FDMA with SIMO systems," *J. KICS*, vol. 38, no. 9, pp. 535-547, Sept. 2014.
- [6] M. Nouné and A. Nix, "Frequency-domain transmit processing for MIMO SC-FDMA in wideband propagation channels," *IEEE WCNC 2009*, pp. 1-6, Budapest, Apr. 2009.
- [7] H. G. Myung, J. Lim, and D. Goodman, "Peak-to average power ratio of single carrier FDMA signals with pulse shaping," *2006 IEEE 17th Int. Symp. Personal, Indoor and Mob. Radio Commun.*, pp. 1-5, Sept. 2006.
- [8] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [9] S. Kaiser, "Spatial transmit diversity techniques for broadband OFDM systems," *Global Telecommun. Conf.*, vol. 3, pp. 1824-1828, Nov.-Dec. 2000.

이 진 희 (Jin-Hui Lee)



2013년 2월 : 영남대학교 정보
통신공학과 졸업
2015년 2월 : 영남대학교 정보
통신공학과 석사
<관심분야> OFDM 기반 다중
반송파 전송방식, MIMO 검
출 알고리즘

최 권 휴 (Kwonhwe Choi)



1994년 2월 : 포항공과대학교 전
자전기공학과 졸업
1996년 2월 : 포항공과대학교 전
자전기공학과 석사
2000년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과 박사
2000년 4월~2003년 2월 : 한국
전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역
무선전송 연구팀 선임연구원
2003년 2월~현재 : 영남대학교 전자정보공학부 정보
통신공학전공 교수
<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식,
MIMO 검출 알고리즘, CDMA 시스템