

SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이를 위한 수신 다이버시티 결합 기법

정회원 우 경 수*, 김 영 준*, 유 현 일*, 종신회원 김 재 권**,
정회원 윤 상 보***, 종신회원 조 용 수*

A Receive Diversity Combining Technique for SC-FDMA-based Cooperative Relays

Kyung Soo Woo*, Yeong Jun Kim*, Hyun Il Yoo* *Regular Members*, Jae-kwon Kim**
Longlife Member, Sang-boh Yun*** *Regular Member*, Yong Soo Cho* *Longlife Member*

요 약

본 논문에서는 SC-FDMA(Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS(Mobile Station)와 RS(Relay Station)가 서로 다른 DFT 확산 크기를 갖는 경우에 적용 가능한 두 가지의 수신 다이버시티 결합 기법들을 제안한다. 첫번째 기법인 simplified-MRC (S-MRC) 기법은 추정된 채널 가중치와 SC-FDMA 신호 검출에 의해 얻은 초기 검출치를 사용하여 시간 영역에서 다이버시티 결합한다. 두번째 기법인 interference rejection-MRC (IR-MRC) 기법은 수신단에서 DFT 확산 길이를 조절하여 주파수 영역에서 다이버시티 결합한다. 모의 실험을 통하여 본 논문에서 제안된 수신 다이버시티 결합 기법들이 ZF(Zero Forcing) 검출 방식을 이용한 기존 MRC 기법과 비교하여 크게 성능 이득이 있음을 보인다.

Key Words : SC-FDMA, MMR, Cooperative Diversity, S-MRC, IR-MRC

ABSTRACT

In this paper, two receive diversity combining techniques are proposed for single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA)-based cooperative relay systems when DFT spreading sizes for mobile station (MS) and relay station (RS) are different. A simplified-MRC (S-MRC) technique performs diversity combining in the time domain using the estimated channel weight and initial values obtained by SC-FDMA signal detection. An interference rejection-MRC (IR-MRC) technique performs diversity combining in the frequency domain by adjusting DFT spreading size in the receiver. It is shown by computer simulation that the proposed receive diversity combining techniques achieve a significant performance gain over the conventional MRC technique with zero forcing (ZF) detector.

I. 서 론

MMR(Mobile Multi-hop Relay) 시스템은 송신단과 수신단 사이에 분산적으로 존재하는 한 개 또는

다수 개의 릴레이(Relay Station; RS)를 이용하여 전송 신뢰도를 높이거나 다중화 이득을 확보함으로써 대역 효율성을 극대화하기 위하여 최근 활발히 연구되고 있다^{[1][2]}. 다중 홉 릴레이를 갖는 이동통

* This research is supported by Samsung Electronics, and UCN Project, Knowledge and Economy Frontier R&D Program of MKE in Korea as a result of UCN's subproject 09C1-C2-11T.

* 중앙대학교 디지털통신 연구실 (yscho@cau.ac.kr), ** 연세대학교 컴퓨터정보통신공학부 *** 삼성전자 통신연구소
논문번호 : KICS2009-01-007, 접수일자 : 2009년 1월 6일, 최종논문접수일자 : 2009년 3월 25일

신망의 경우에는 BS(Base Station)와 MS(Mobile Station)간에 직접 통신도 가능하지만, 셀 경계에 있거나 전파 음영지역에 있는 MS들은 Fixed RS(Fixed Relay Station; FRS)의 중계를 거쳐 BS와 통신하게 된다. 이와 같은 FRS의 중계 기능을 통해 셀 커버리지를 확대하거나 수율을 향상시킬 수 있다^{[3][4]}. 또한, 다수의 RS를 이용하여 상호협력 다이버시티 이득을 추구하는 통신 방식이 고려되고 있다. OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)/SC-FDMA(single carrier-frequency division multiple access) 기반 MMR 기술은 IMT-Advanced의 표준을 지향하는 LTE(Long Term Evolution)- Advanced의 유력한 후보 기술로 고려되고 있다^[5].

SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이에서 MS와 RS가 동일한 DFT(Discrete Fourier Transform) 크기를 갖는 경우에는 주파수 영역에서 동일한 길이로 확산된다. 따라서, 상호협력 수신 다이버시티 결합은 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 수행한 후 간단한 MRC(Maximum Ratio Combining)로 수행할 수 있다. 그러나, SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT 크기를 갖는 일반적인 경우에는 주파수 영역에서 서로 다른 길이로 확산된다. 따라서, MS와 RS가 서로 직교하는 자원을 이용하여 전송하더라도 상호협력 수신 다이버시티 결합 과정에서 기존의 MRC 방식을 이용할 수 없으며, 각각의 신호를 검출하기 위하여 높은 복잡도를 갖는 ML(Maximum Likelihood) 검출 방식이 요구된다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이에 적합한 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법이 필요하다.

본 논문에서 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT 크기를 사용한 경우에 기존의 MRC 방식을 적용한 경우에 문제점을 기술하고, SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이를 위한 수신 다이버시티 결합 기법들을 제안한다. 또한, 모의 실험을 통하여 본 논문에서 제안하는 기법들이 ZF(Zero Forcing) 검출 방식을 이용한 기존의 MRC 방식과 비교하여 성능 이득이 있음을 보인다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기존의 MRC 방식을 이용한 수신 다이버시티 결합에 관하여 기술하고, 3장과 4장에서는 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이를 위한 S-MRC (Simplified-MRC) 방식과 IR-MRC (Interference Rejection-MRC) 방식을 각각 제안한다. 5장에서는 모의 실험을 통하여 제안한 방식들의 성능을 평가하고, 6장에서 결론을 맺는다.

II. MRC를 이용한 수신 다이버시티 결합

본 장에서 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT 크기를 갖는 경우에 MRC 기법의 적용 방식에 대하여 기술한다. 본 논문에서 고려하는 상호협력 수신 다이버시티 구조는 그림 1에서 나타난 바와 같이 Phase I에서 MS들이 상향링크 신호를 RS와 BS에 전송하고, Phase II에서 RS에서 BS로 전송을 하는 구조이다. 설명의 편의성을 위하여 잡음의 영향을 무시한다면, Phase I과 Phase II에서 BS에 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y}_u = \mathbf{H}_u \mathbf{X}_u = \mathbf{H}_u \mathbf{F}_u \mathbf{x}_u \quad (1)$$

$$\mathbf{Y}_R = \mathbf{H}_R \mathbf{X}_R = \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R \mathbf{x}_R \quad (2)$$

여기서,

$$\mathbf{x}_R = [\mathbf{x}_0^T, \dots, \mathbf{x}_u^T, \dots, \mathbf{x}_{U-1}^T]^T$$

$$\mathbf{H}_u = \text{diag}[H_u(0), H_u(1), \dots, H_u(N_u - 1)]$$

$$\mathbf{H}_R = \text{diag}[H_R(0), H_R(1), \dots, H_R(N_R - 1)]$$

이고, \mathbf{F}_u 와 \mathbf{F}_R 는 각각 $N_u \times N_u$, $N_R \times N_R$ 크기의 DFT 확산 행렬, \mathbf{x}_u 와 \mathbf{x}_R 는 각각 $N_u \times 1$, $N_R \times 1$ 크기의 DFT 확산되기 전 신호 벡터, \mathbf{H}_u 와 \mathbf{H}_R 는 무선 채널 행렬, $[(\cdot)]^T$ 는 행렬 (\cdot) 의 전치 행렬, $\text{diag}[(\cdot)]$ 은 대각 행렬을 나타낸다. 또한, 아래첨자 u , U , R 는 각각 u 번째 MS, 전체 MS의 수, RS를 나타낸다.

RS로부터 수신된 신호 벡터와 MS들로부터 수신된 신호를 결합하기 위하여 MS들로부터 수신된 신호를 다음과 같이 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{Y}_M = \mathbf{H}_M \mathbf{F}_M \mathbf{x}_R \quad (3)$$

여기서,

$$\mathbf{Y}_M = [\mathbf{Y}_0^T, \dots, \mathbf{Y}_u^T, \dots, \mathbf{Y}_{U-1}^T]^T$$

$$\mathbf{H}_M = \text{diag}[\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_{U-1}]$$

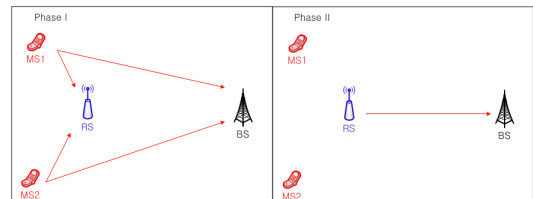


그림 1. 상호협력 수신 다이버시티 예

$$\mathbf{F}_M = \text{diag}[\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_{U-1}]$$

\mathbf{Y}_M 과 \mathbf{Y}_R 의 MRC를 수행하면 다음과 같다⁶⁾.

$$(\mathbf{H}_M^H \mathbf{Y}_M + \mathbf{H}_R^H \mathbf{Y}_R) = (\mathbf{H}_M^H \mathbf{H}_M \mathbf{F}_M + \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R) \mathbf{x}_R \quad (4)$$

(4)와 같이 결합된 신호의 최적해(ML solution)은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{x}}_R = \underset{\mathbf{x}_R}{\text{argmin}} \left\| \begin{pmatrix} \mathbf{H}_M^H \mathbf{Y}_M + \mathbf{H}_R^H \mathbf{Y}_R \\ -(\mathbf{H}_M^H \mathbf{H}_M \mathbf{F}_M + \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R) \mathbf{x}_R \end{pmatrix} \right\|^2 \quad (5)$$

(4)에서 $\mathbf{H}_M^H \mathbf{H}_M \mathbf{F}_M + \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R$ 로 표현된 행렬 연산의 결과는 대각행렬이 아니기 때문에 기존의 MRC 기법을 이용할 수 없다. 또한, 최대 성능을 얻기 위해서는 (5)로 표현된 ML 검출 방식을 이용해야 한다. 비교적 복잡도가 낮은 ZF 검출 방식이나 MMSE 검출 방식을 이용하는 경우 DFT 확산 행렬의 크기가 증가할수록 $\mathbf{H}_M^H \mathbf{H}_M \mathbf{F}_M + \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R$ 의 역행렬을 계산하기 위한 복잡도가 증가하게 된다.

III. 제안된 Simplified-MRC (S-MRC)

전술한 바와 같이 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT 크기를 갖는 경우 주파수 영역에서 기존의 MRC 방식을 그대로 적용할 수 없다. 본 장에서는 각 송신단으로부터 수신된 신호의 전력비에 따라 추정된 가중치와 IDFT의 출력 신호를 이용하여 시간 영역에서 상호협력 수신 다이버시티 결합하는 기법을 제안한다.

(1)과 (2)의 양변에 무선 채널 행렬의 복소 전치 행렬 \mathbf{H}_u^H 와 \mathbf{H}_R^H 를 각각 곱하고, IDFT를 취하면 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{F}_u^{-1} \mathbf{H}_u \mathbf{Y}_u = \mathbf{F}_u^{-1} \|\mathbf{H}_u\|^2 \mathbf{F}_u \mathbf{x}_u \quad (6)$$

$$\mathbf{F}_R^{-1} \mathbf{H}_R \mathbf{Y}_R = \mathbf{F}_R^{-1} \|\mathbf{H}_R\|^2 \mathbf{F}_R \mathbf{x}_R \quad (7)$$

여기서,

$$\mathbf{F}_u^{-1} \mathbf{H}_u \mathbf{Y}_u = [r_u(0), r_u(1), \dots, r_u(N_u - 1)]^T$$

$$\mathbf{F}_R^{-1} \mathbf{H}_R \mathbf{Y}_R = [r_R(0), r_R(1), \dots, r_R(N_R - 1)]^T$$

이므로

$$r_u(l_u) = \frac{1}{N_u} \sum_{m_u=0}^{N_u-1} |H_u(m_u)|^2 X_u(m_u) e^{j2\pi m_u l_u / N_u}$$

$$r_R(l_R) = \frac{1}{N_R} \sum_{m_R=0}^{N_R-1} |H_R(m_R)|^2 X_R(m_R) e^{j2\pi m_R l_R / N_R}$$

이다. (6)과 (7)의 우변은 다음과 같이 각각 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{F}_u^{-1} \|\mathbf{H}_u\|^2 \mathbf{F}_u \mathbf{x}_u = \begin{bmatrix} x_u(0) & x_u(N_u - 1) & \dots & x_u(1) \\ x_u(1) & x_u(0) & \dots & x_u(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_u(N_u - 1) & x_u(N_u - 2) & \dots & x_u(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_u(0) \\ g_u(1) \\ \vdots \\ g_u(N_u - 1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{F}_R^{-1} \|\mathbf{H}_R\|^2 \mathbf{F}_R \mathbf{x}_R = \begin{bmatrix} x_R(0) & x_R(N_R - 1) & \dots & x_R(1) \\ x_R(1) & x_R(0) & \dots & x_R(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_R(N_R - 1) & x_R(N_R - 2) & \dots & x_R(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_R(0) \\ g_R(1) \\ \vdots \\ g_R(N_R - 1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서,

$$g_u(l_u) = \frac{1}{N_u} \sum_{m_u=0}^{N_u-1} |H_u(m_u)|^2 e^{j2\pi m_u l_u / N_u}$$

$$g_R(l_R) = \frac{1}{N_R} \sum_{m_R=0}^{N_R-1} |H_R(m_R)|^2 e^{j2\pi m_R l_R / N_R}$$

(8)과 (9)는 cyclic convolution 형태로 나타낼 수 있고, 이식을 $x_u(l_u)$ 와 $x_R(l_R)$ 에 대하여 정리하면 각각 다음과 같다.

$$x_u(l_u) \sum_{\tau_1=0}^{L_u-1} g_u(\tau_1) = \left\{ \sum_{\tau_1=0}^{L_u-1} r_u(l_u + \tau_1) \right\} - \sum_{\tau_2=1}^{L_u-1} \left\{ \begin{aligned} & \left(x_u(\text{mod}(l_u - \tau_2, N_u)) \sum_{\tau_1=\tau_2}^{L_u-1} g_u(\tau_1) \right) + \\ & \left(x_u(\text{mod}(l_u + \tau_2, N_u)) \sum_{\tau_1=0}^{L_u-\tau_2-1} g_u(\tau_1) \right) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$x_R(l_R) \sum_{\tau_1=0}^{L_R-1} g_R(\tau_1) = \left\{ \sum_{\tau_1=0}^{L_R-1} r_R(l_R + \tau_1) \right\} - \sum_{\tau_2=1}^{L_R-1} \left\{ \begin{aligned} & \left(x_R(\text{mod}(l_R - \tau_2, N_R)) \sum_{\tau_1=\tau_2}^{L_R-1} g_R(\tau_1) \right) + \\ & \left(x_R(\text{mod}(l_R + \tau_2, N_R)) \sum_{\tau_1=0}^{L_R-\tau_2-1} g_R(\tau_1) \right) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

여기서, $\text{mod}(a, b)$ 는 a 를 b 로 나눈 나머지, L_u 와 L_R 는 각각 u 번째 MS와 RS에서 송신된 신호가 통과한 무선 채널 길이를 나타낸다.

(10)과 (11)에서 $x_u(l_u)$ 와 $x_R(l_R)$ 을 SC-FDMA 검출 방식으로 검출된 초기 검출치 $\bar{x}_u(l_u)$ 와 $\bar{x}_R(l_R)$ 로 치환하고, (10)과 (11)을 더하여 정리하면 (12)와 같다.

(12)에서 s_u 는 RS에서 DFT 확산되기 전 신호벡

$$\hat{x}_u(l_u) = \frac{1}{\sum_{\tau_1=0}^{L_u-1} g_u(\tau_1) + \sum_{\tau_1=0}^{L_R-1} g_R(\tau_1)} \times \left\{ \left[\sum_{\tau_1=0}^{L_u-1} r_u(l_u + \tau_1) \right] + \left[\sum_{\tau_1=0}^{L_R-1} r_R(l_R + \tau_1) \right] \right. \\ \left. - \sum_{\tau_2=1}^{L_u-1} \left\{ \left[\bar{x}_u(\text{mod}(l_u - \tau_2, N_u)) \sum_{\tau_1=\tau_2}^{L_u-1} g_u(\tau_1) \right] + \left[\bar{x}_u(\text{mod}(l_u + \tau_2, N_u)) \sum_{\tau_1=0}^{L_u-\tau_2-1} g_u(\tau_1) \right] \right\} \right. \\ \left. - \sum_{\tau_2=1}^{L_R-1} \left\{ \left[\bar{x}_R(\text{mod}(l_R - \tau_2, N_R)) \sum_{\tau_1=\tau_2}^{L_R-1} g_R(\tau_1) \right] + \left[\bar{x}_R(\text{mod}(l_R + \tau_2, N_R)) \sum_{\tau_1=0}^{L_R-\tau_2-1} g_R(\tau_1) \right] \right\} \right\}, \text{ for } 0 \leq l_u < N_u, l_R \in S_u \quad (12)$$

터에서 u 번째 MS의 데이터가 할당된 인덱스 집합이다. (12)로 표현된 것과 같이 제안된 방식에서 최대 성능을 얻기 위하여 u 번째 MS와 RS에서 송신된 신호가 통과한 무선 채널의 최대 지연 시간을 고려해야 한다.

할당된 RB(Resource Block) 내의 무선 채널이 주파수 비선형적 채널이라고 가정하면, (12)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{x}_u(l_u) = \frac{r_u(l_u)}{(g_u(0) + g_R(0))} + \frac{r_R(l_R)}{g_u(0) + g_R(0)}, \quad (13) \\ \text{for } 0 \leq l_u < N_u, l_R \in S_u$$

(13)의 $r_u(l_u)$ 와 $r_R(l_R)$ 에 SC-FDMA 검출 방식으로 검출된 초기 검출치 $\bar{x}_u(l_u)$ 와 $\bar{x}_R(l_R)$ 를 대입하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{x}_u(l_u) = \frac{g_u(0)\bar{x}_u(l_u) + g_R(0)\bar{x}_R(l_R)}{(g_u(0) + g_R(0))}, \quad (14) \\ \text{for } 0 \leq l_u < N_u, l_R \in S_u$$

IV. 제안된 Interference Rejection-MRC (IR_MRC)

본 장에서는 수신단에서 DFT 확산 길이를 조절하여 주파수 영역에서 상호협력 수신 다이버시티 결합하는 기법을 제안한다. 그림 2에 나타난 바와 같이 제안하는 IR-MRC 기법은 SC-FDMA 신호 검출 과정, 수신 전력 순 정렬(ordering), 주파수 영역에서 간섭 신호 제거(rejection), 확산 길이 조정(adjustment), 다이버시티 결합(combining) 과정을 통과한 후, 다시 반복되는 구조를 갖는다.

\bar{u} 번째 MS로부터 수신된 신호 벡터 $\mathbf{x}_{\bar{u}}$ 의 평균 수신 전력이 가장 낮다고 가정하면, 주파수 영역에서 간섭 신호 제거 과정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{\mathbf{Y}}_R = \mathbf{Y}_R - \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R \mathbf{J}_u = \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R [\mathbf{0}_{1 \times N_p} \mathbf{x}_u^T \mathbf{0}_{1 \times N_u}]^T \quad (15)$$

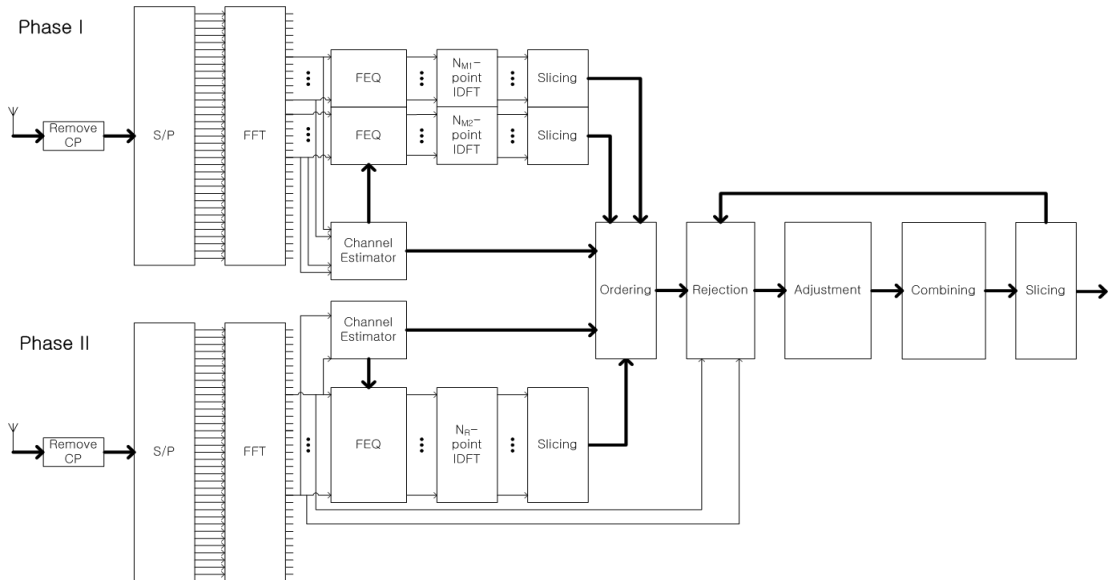


그림 2. IR-MRC 기법의 블록도

여기서,

$$\mathbf{J}_u = [\bar{\mathbf{x}}_0^T \cdots \bar{\mathbf{x}}_{u-1}^T \mathbf{0}_{1 \times N_R} \bar{\mathbf{x}}_{u+1}^T \cdots \bar{\mathbf{x}}_{U-1}^T]^T$$

$$N_p = \sum_{u=0}^{u-1} N_u$$

$$N_n = \sum_{u=u+1}^{U-1} N_u$$

주파수 영역에서 간섭으로 작용하는 신호를 제거한 후의 신호 $\bar{\mathbf{Y}}_R$ 의 확산 길이 조정 과정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{\mathbf{Y}} = \mathbf{S} \left(\mathbf{I} + \sum_{i=1}^{N_R/N_u-1} \mathbf{W}_{(-iN_u)} \right) \mathbf{W}_{(N_p)} \bar{\mathbf{Y}}_R \quad (16)$$

여기서,

$$\mathbf{W}_{(a)} = \text{diag}[0, \dots, e^{j2\pi m a / N_R}, \dots, e^{j2\pi (N_R-1) a / N_R}]$$

인 위상 회전 행렬, $\bar{\mathbf{Y}}$ 은 확산 길이가 조정된 후의 $N_u \times 1$ 크기의 벡터, \mathbf{I} 는 $N_R \times N_R$ 크기의 단위 행렬이다. 행렬 \mathbf{S} 의 크기는 $N_u \times N_R$ 이며, 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{S} = \text{diag}[\mathbf{A}, \mathbf{A}, \dots, \mathbf{A}] \quad (17)$$

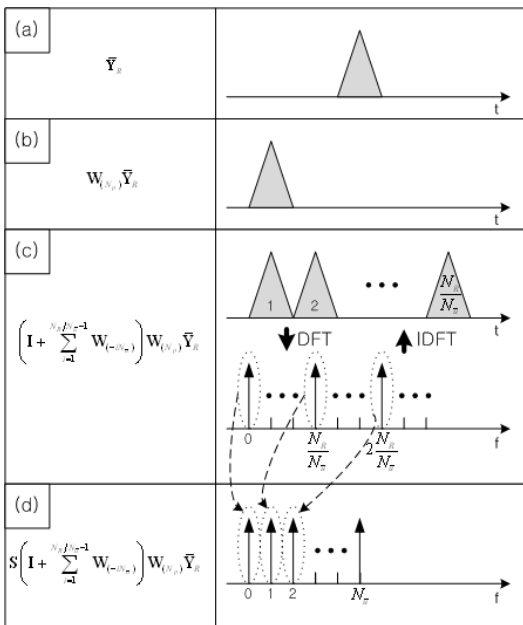


그림 3. 제안된 IR-MRC에서 확산 길이 조정 원리

여기서,

$$\mathbf{A} = [1 \mathbf{0}_{1 \times (N_R/N_u-1)}]$$

그림 3은 본 논문에서 제안하는 IR-MRC 기법에서 (16)으로 표현된 확산 길이 조정 과정의 개요를 나타낸다. 그림 3(a)에 나타난 바와 같이 (15)의 결과식 $\bar{\mathbf{Y}}_R$ 의 시간 영역 신호는 RS에서 전송된 \bar{u} 번째 MS의 데이터 위치에 존재한다. 위상 회전 행렬 $\mathbf{W}_{(N_p)}$ 에 $\bar{\mathbf{Y}}_R$ 를 곱하면 그림 3(b)에 나타난 바와 같이 $\bar{\mathbf{Y}}_R$ 의 시간 영역 신호는 RS에서 전송한 벡터의 시작 부분으로 옮겨가게 된다. 그림 3(c)는 주파수 영역에서 N_R/N_u 번 반복되는 구조로 구성되는 과정을 보여준다. 그림 3(d)는 주파수 영역에서 반복되는 구조는 시간 영역에서 comb 타입의 구조로 구성되는 특성을 이용하여 확산 길이를 조정하는 과정을 보여준다.

다시 정리하면, (16)으로 표현된 확산 길이 조정식은 N_R/N_u 개의 부분송파 간격으로 값이 존재하게 만든 후, 행렬 \mathbf{S} 를 곱함으로써 $N_u \times 1$ 크기의 벡터를 생성한다.

채널 행렬도 (16)과 유사하게 다음식으로 표현할 수 있다.

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{S} \left(\mathbf{I} + \sum_{i=1}^{N_R/N_u-1} \mathbf{W}_{(-iN_u)} \right) \mathbf{W}_{(N_p)} \mathbf{H}_R \quad (18)$$

마지막으로 상호협력 수신 다이버시티 결합 과정은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{x}}_R = \mathbf{F}_u^{-1} (\bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{H} + \bar{\mathbf{H}}_u^H \mathbf{H}_u)^{-1} (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{Y}} + \mathbf{H}_u^H \mathbf{Y}_u) \quad (19)$$

여기서, $\bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{H} + \bar{\mathbf{H}}_u^H \mathbf{H}_u$ 은 대각 행렬이기 때문에 스칼라 연산을 통하여 수신 다이버시티 결합이 가능하다. 나머지 \mathbf{x}_u 를 검출하기 위하여 (15)부터 (19)의 과정을 반복 수행한다. 또한, 3장에서 제안한 S-MRC결과를 초기 검출치로 이용한다면 향상된 성능을 기대할 수 있다.

본 논문에서 제안하는 IR-MRC 방식은 다음의 2가지 제약 조건이 있다.

$$N_R = \sum_{u=0}^{U-1} N_u \quad (20)$$

$$\text{mod}(N_R, N_u) = 0 \quad (21)$$

V. 모의실험

그림 4는 본 논문에서 제안한 SC-FDMA 기반 상호협력 시스템을 위한 수신 다이버시티 결합 기법의 모의 실험 결과를 보여준다. 모의 실험을 위하여 2개의 MS, 1개의 RS가 존재하고, 각 MS와 RS에서 사용하는 DFT 크기는 24와 48, FFT 크기는 64를 가정하였다. 대역폭은 0.625MHz, 무선 채널 모델은 ITU-PedB, 각 경로의 채널 상관값은 0으로 가정하였다.

그림 4에서 실선은 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법이 적용되지 않은 SISO 환경에서의 BER 성능 곡선이다. 네모 마커로 표시된 성능 곡선은 (4)에서 ZF 방식을 이용하여 검출한 경우의 성능을 보여준다. MRC ZF의 경우 상호협력 다이버시티 결합 기법을 적용하였음에도 불구하고, 잡음 증대(noise enhancement) 효과로 인하여 SISO의 경우보다 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있다. 원 마커로 표시된 성능 곡선은 본 논문에서 제안한 S-MRC 방식의 성능을 보여준다. (14)에 주어진 S-MRC 방식을 적용하였을 경우 MRC ZF 방식과 비교하여 BER 10⁻³ 에서 12dB 이상의 성능 향상이 있는 것을 알 수 있다. 삼각형 마커로 표시된 성능 곡선은 본 논문에서 제안한 IR-MRC 방식의 성능을 보여준다. MRC ZF 방식과 비교하여 BER 10⁻³에서 11dB 이상 성능 향상이 있는 것을 알 수 있다. IR-MRC 방식이 Eb/N0 21dB 이하에서는 S-MRC 방식보다 성능이 약간 저하되나, 그 이상에서는 S-MRC보다 우수하게 나타난다. 여기서, '(slc)'는

초기 검출치를 slicing한 경우를 의미한다. 더하기 마커로 표시된 성능 곡선은 S-MRC의 결과를 초기 검출치로 이용한 IR-MRC의 성능이며, 18dB 이상에서 가장 우수한 성능을 보인다.

VI. 결론

SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT 크기를 갖는 경우에 주파수 영역에서 서로 다른 길이로 확산되며, 기존의 MRC 방식을 사용하는 경우 각각의 신호를 검출하기 위하여 높은 복잡도를 갖는 ML 검출 방식이 요구된다. 또한, 낮은 복잡도를 갖는 검출 방식인 ZF 검출 방식을 사용하는 경우에는 상호협력 다이버시티 결합 기법을 적용하였음에도 불구하고 잡음 증대(noise enhancement) 효과로 인하여 SISO의 경우보다 성능이 열화된다. 본 논문에서는 추정된 가중치와 SC-FDMA 신호 검출 과정을 통한 초기 검출치를 이용하여 시간 영역에서 다이버시티 결합하는 S-MRC 방식과 수신단에서 DFT 확산 길이를 조절하여 주파수 영역에서 다이버시티 결합하는 IR-MRC 방식을 제안하였으며, 모의 실험을 통하여 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] R. Pabst, et. al, "Relay-Based Deployment Concepts for Wireless and Mobile Broadband Radio," IEEE Commun. Mag., vol. 42, pp. 80-89, Sept. 2004.
- [2] H. Wu, C. Qiao, S. De, and O. Tonguz, "Integrated Cellular and Ad Hoc Relaying Systems: iCAR," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, pp. 2105-2115, Oct. 2001.
- [3] J. Cho and Z. J. Haas, "On the throughput enhancement of the downstream channel in cellular radio networks through multihop relaying," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 22, pp. 1206-1219, Sept. 2004.
- [4] N. Esseling, B.H. Walke, and R. Pabst, "Performance Evaluation of a Fixed Relay Concept for Next Generation Wireless Systems," PIMRC'04, vol. 2, pp. 744-751, Sept. 2004.

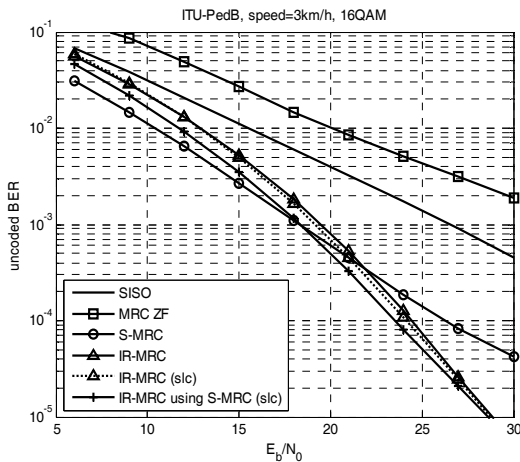


그림 4. SC-FDMA 수신 다이버시티 기법 성능 비교

