

SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이를 위한 효율적인 수신 다이버시티 결합 기법

정회원 우 경 수*, 김 영 준*, 유 현 일*, 종신회원 조 용 수*

An Efficient Receive Diversity Combining Technique for SC-FDMA-based Cooperative Relays

Kyung Soo Woo*, Yeong Jun Kim*, Hyun Il Yoo* *Regular Members,*
Yong Soo Cho** *Lifelong 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(Discrete Fourier Transform) 확산 크기를 갖는 경우에 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법을 제안한다. 제안된 기법은 DFT 확산 길이 조정부, 위상 회전 보상부, 채널 위상 왜곡 보상부, 상호협력 수신 다이버시티 결합부로 구성된다. 제안된 기법은 상호협력 수신 다이버시티 결합 과정을 주파수 영역에서 스칼라 연산을 통하여 수행하기 때문에 계산량이 비교적 적고 다중 경로 채널에 강건하다. 모의 실험을 통하여 제안된 수신 다이버시티 결합 기법이 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 기존의 MRC(Maximal Ratio Combining) 기법들과 비교하여 성능 향상이 있음을 보인다.

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

ABSTRACT

In this paper, a receive diversity combining technique is proposed for single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA)-based cooperative relay systems when discrete Fourier transform (DFT) spreading sizes for mobile station (MS) and relay station (RS) are different. The proposed technique is composed of a DFT spreading size adjustment block, a phase rotation compensation block, a channel phase compensation block, and a receive diversity combining block. The proposed technique is robust to multipath channels and can be operated with a relatively small computational complexity because receive diversity combining is performed with scalar operations in the frequency-domain. It is shown by computer simulation that the proposed receive diversity combining techniques achieve a performance gain over the conventional maximal ratio combining (MRC) techniques for SC-FDMA-based cooperative relay systems.

I. 서 론

MMR(Mobile Multi-hop Relay) 시스템은 송신단

과 수신단 사이에 분산적으로 존재하는 한 개 또는 다수 개의 릴레이(Relay Station; RS)를 이용하여 전송 신뢰도를 높이거나 다중화 이득을 확보함으로

※ 본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 IT 산업원천기술개발사업(KI002084, 내장형 안테나 어레이 기반의 차세대 차량용 이동통신 시스템 기술연구)과 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(R01-2008-000-10406-0)의 일환으로 수행하였음

* 중앙대학교 디지털통신 연구실 (yscho@cau.ac.kr)

논문번호 : KICS2009-11-577, 접수일자 : 2009년 11월 16일, 최종논문접수일자 : 2010년 3월 25일

써 대역 효율성을 극대화하기 위하여 최근 활발히 연구되고 있다^{[1],[2]}. 다중 홉 릴레이를 갖는 이동통신망의 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 서비스 불가능 지역 또는 셀 커버리지를 확대하거나 수율을 향상시킬 수 있다^{[3],[4]}. 또한, 다수의 RS를 이용하여 상호협력 다이버시티 이득을 추구하는 통신 방식이 고려되고 있으며, SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 기반 MMR 기술은 IMT-Advanced의 표준으로 제안하기 위한 LTE(Long Term Evolution)-Advanced의 유력한 상향링크 후보 기술로 고려되고 있다^[5].

SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT(Discrete Fourier Transform) 크기를 갖는 경우에는 주파수 영역에서 서로 다른 길이로 확산된다. 따라서, MS와 RS가 서로 직교하는 자원을 이용하여 전송하더라도 상호협력 수신 다이버시티 결합 과정에서 기존의 MRC(Maximal Ratio Combining) 기법을 이용할 수 없으며, 각각의 신호를 검출하기 위하여 높은 복잡도를 갖는 ML(Maximum Likelihood) 검출 기법이 요구된다. 이러한 단점을 해결하기 위하여 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이의 도입에 따른 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법이 제안되었다^[6]. 그러나, [6]에서 제안된 S-MRC(Simplified-MRC) 기법은 다중 경로 채널에서 성능이 열화되고, IR-MRC(Interference Rejection-MRC) 기법은 에러 전파 현상이 발생하는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT 크기를 사

용한 경우에 수신 다이버시티 결합 기법을 제안한다. 제안한 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법은 주파수 영역에서 수행되며, 다른 DFT 확산 길이를 갖는 신호를 동일하게 조정하는 DFT 확산 크기 조정 과정, 주파수 영역에서 위상 회전을 보상함으로써 시간 영역 신호의 직교성 유지를 하기 위한 위상 회전 보상 과정, 채널에 의한 위상 왜곡 보상 과정, 상호협력 수신 다이버시티 결합 과정으로 구성된다. 제안된 기법은 수신단에서 간단한 스칼라 연산을 통하여 상호협력 수신 다이버시티 결합을 수행할 수 있다. 또한, DFT 확산 크기 조정 과정과 위상 회전 보상 과정을 거친 신호의 위치와 RS에서 전송하는 자원의 위치를 동일하게 하기 위한 RS의 자원 할당 기법을 설명한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 RS의 자원 할당 기법과 수신 다이버시티 결합 기법을 제안한다. 3장에서 모의 실험을 통하여 제안한 기법들의 성능을 평가하고, 4장에서 결론을 맺는다.

II. RS의 자원 할당 기법 및 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법

본 논문에서 고려하는 상호협력 수신 다이버시티 구조는 그림 1에서 나타난 바와 같이 Phase I에서 MS들이 상향링크 신호를 RS와 BS에 전송하고, Phase II에서 RS에서 BS에 전송을 하는 구조이다. U 개의 MS가 존재할 때, u 번째 MS에서 사용되는 DFT 확산 행렬과 RS에서 사용되는 DFT 확산 행렬이 각각 $N_u \times N_u$ 크기의 F_u 와 $N_R \times N_R$ 크기의 F_R 이면, Phase I에서 BS에 수신된 주파수 영역 SC-FDMA 신호 (Y_u)와 Phase II에서 BS에 수신된 주파수 영역 SC-FDMA 신호 (Y_R)는 각각 다음과 같다.

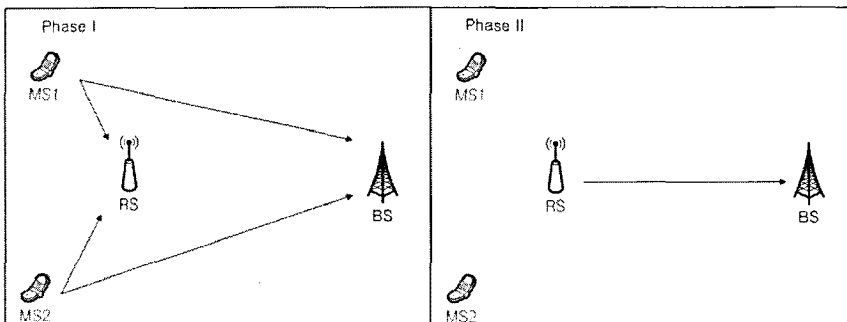


그림 1. 상호협력 수신 다이버시티 예

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

여기서 아래첨자 s 는 u 번째 MS 또는 RS(R)를 의미하고, 무선 채널 행렬(\mathbf{H}_s), 송신 신호 벡터(\mathbf{x}_s), 잡음 벡터(\mathbf{W}_s)는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_s &= [Y_s(0), Y_s(1), \dots, Y_s(N_s - 1)]^T \\ \mathbf{H}_s &= \text{diag}[H_s(0), H_s(1), \dots, H_s(N_s - 1)] \\ \mathbf{x}_s &= [x_s(0), x_s(1), \dots, x_s(N_s - 1)]^T \\ \mathbf{W}_s &= [W_s(0), W_s(1), \dots, W_s(N_s - 1)]^T \end{aligned}$$

여기서 N_s 는 DFT 확산 후의 전송 신호 벡터의 크기를 나타내고, $\text{diag}[\cdot]$ 는 벡터 (\cdot)를 diagonal 행렬로 변화하는 변환 함수를 나타낸다.

SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT 크기를 갖는 경우에는 주파수 영역에서 서로 다른 길이로 확산된다. 즉, RS가 다중 MS로부터 수신된 신호를 MS와 동일한 DFT를 사용하여 병렬적으로 재전송을 한다면 RS에서 전송되는 신호의 PAPR이 증가하게 된다. 따라서, SC-FDMA 신호의 PAPR 특성을 만족하기 위하여 다중 MS가 존재한다면 항상 RS에서 전송되는 신호는 MS에서 사용된 DFT 길이와 다른 길이로 확산되어야 한다. 예를 들어, $U=2$, $N_0=24$, $N_1=24$ 이면, $N_R=48$ 이 된다. 따라서, 기존 MRC 기법을 적용하는 경우 ML 검출 기법이 요구되며 다음과 같이 표현된다⁶⁾.

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

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_M &= [\mathbf{Y}_0^T, \dots, \mathbf{Y}_u^T, \dots, \mathbf{Y}_{U-1}^T]^T = \mathbf{H}_M \mathbf{F}_M \mathbf{x}_R \\ \mathbf{H}_M &= \text{diag}[\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_{U-1}] \\ \mathbf{F}_M &= \text{diag}[\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_{U-1}] \\ \mathbf{x}_R &= [x_0^T, \dots, x_u^T, \dots, x_{U-1}^T]^T \end{aligned}$$

(2)에서 MS의 확산 행렬의 조합으로 이루어진 \mathbf{F}_M 과 RS의 확산 행렬 \mathbf{F}_R 이 다르기 때문에 주파수 영역에서 선형 연산으로 \mathbf{x}_R 을 검출하기 위해서는 $\mathbf{H}_M^H \mathbf{H}_M \mathbf{F}_M + \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R$ 의 역행렬 변환 과정이 반드시 필요하다. 또한, 확산 행렬의 크기가 증가할수록 의

역행렬 변환으로 인한 복잡도가 매우 증가하는 단점이 존재하며, $\mathbf{H}_M^H \mathbf{H}_M \mathbf{F}_M + \mathbf{H}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R$ 이 near-singular 행렬이라면 선형 검출 기법(ZF, MMSE)의 성능이 크게 열화된다.

그림 2에 나타낸 바와 같이 \mathbf{x}_R 벡터를 구성하는 요소를 다른 배열 형태로 취하여 \mathbf{F}_M 과 \mathbf{F}_R 을 함께 만들고 이에 따른 채널 행렬이 diagonal 행렬로 구성된다면 (2)의 ML 검출 기법은 주파수 영역에서 간단한 scalar 연산을 통하여 수행될 수 있다. 이 그림에서는 $U=2$ 를 가정하였다. 이를 위한 MS로부터 수신된 신호의 Adjustment 과정은 다음과 같다.

(1)에서 주파수 영역 신호로 표현된 u 번째 MS로부터 수신된 신호를 시간 영역 신호로 구성하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_u &= \mathbf{h}_u \mathbf{x}_u + \mathbf{w}_u \\ \begin{bmatrix} y_u(0) \\ y_u(1) \\ \vdots \\ y_u(N_u - 1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_u(0) & h_u(N_u - 1) & \dots & h_u(1) \\ h_u(1) & h_u(0) & \dots & h_u(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_u(N_u - 1) & h_u(N_u - 2) & \dots & h_u(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_u(0) \\ x_u(1) \\ \vdots \\ x_u(N_u - 1) \end{bmatrix} + \mathbf{w}_u \quad (3) \end{aligned}$$

(3)에서 벡터 \mathbf{y}_u 의 크기를 RS에서 전송하는 신호 벡터의 크기와 동일하게 하기 위하여 0을 삽입하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_u \\ \mathbf{0}_{(N_R - N_u) \times 1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{h}_u & \mathbf{0}_{N_u \times (N_R - N_u)} \\ \mathbf{0}_{(N_R - N_u) \times N_u} & \mathbf{0}_{(N_R - N_u) \times (N_R - N_u)} \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} \mathbf{x}_u \\ \mathbf{0}_{(N_R - N_u) \times 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_u \\ \mathbf{0}_{(N_R - N_u) \times 1} \end{bmatrix} \quad (4) \end{aligned}$$

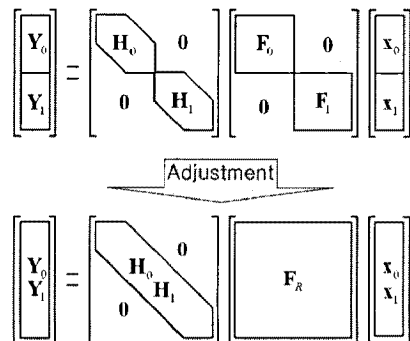


그림 2. MS에서 수신된 신호의 Adjustment 과정 예

여기서 $N_R = K_u N_u$ 이라고 가정하고, (4)의 좌변에 시 벡터를 구성하는 요소를 재배열하면 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\tilde{y}_u = \tilde{h}_u \tilde{x}_u + \tilde{w}_u \quad (5)$$

여기서

$$\begin{aligned} \tilde{y}_u &= [A_{y_u(0)}, A_{y_u(1)}, \dots, A_{y_u(N_u-1)}]^T \\ \tilde{h}_u &= \text{circ} \left[[A_{h_u(0)}, A_{h_u(1)}, \dots, A_{h_u(N_u-1)}]^T \right] \\ \tilde{x}_u &= [A_{x_u(0)}, A_{x_u(1)}, \dots, A_{x_u(N_u-1)}]^T \\ \tilde{w}_u &= [A_{w_u(0)}, A_{w_u(1)}, \dots, A_{w_u(N_u-1)}]^T \end{aligned}$$

이고, $A_{(\cdot)} = [(\cdot) 0_{1 \times (K_u-1)}]$, $\text{circ}[(\cdot)]$ 는 벡터 (\cdot) 을 circulant 행렬로 변환하는 변환 함수이다. circulant 행렬과 임의의 벡터 곱은 circulant convolution theorem에 따라 DFT를 사용하여 나타낼 수 있는 성질을 이용하여 (5)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_u &= F_R (\tilde{h}_u^{(0)} * \tilde{x}_u) + F_R \tilde{w}_u \\ &= \tilde{H}_u F_R \tilde{x}_u + F_R \tilde{w}_u \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\tilde{h}_u^{(0)}$ 는 \tilde{h}_u 의 0번째 열, *는 두 벡터의 cyclic convolution을 나타낸다.

다수의 MS로부터 수신된 신호의 크기는 (3)-(6)의 과정을 거쳐 RS에서 전송하는 신호 벡터의 크기와 동일하게 조정할 수 있다. 그러나, 다수의 MS가 존재하는 경우 (6)에서 벡터 \tilde{x}_u 의 구성 성분의 위치가 동일하여 다수 \tilde{x}_u 들 간의 직교성이 상실될 수 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 적절한 자원 할당 방식이 요구되며, (5)에서 가정한 $N_R = K_u N_u$ 의 조건을 만족하면서 최소의 자원을 사용할 수 있도록 RS에서 전송하는 신호 벡터를 위한 DFT 확산 행렬의 크기 결정 방식이 요구된다.

RS에서 전송하는 신호 벡터를 위한 DFT 확산 행렬의 크기(N_R) 결정과 송신 신호 벡터(x_R) 구성을 위하여 본 논문에서 다음과 같은 수열을 정의한다.

$$L_u(i_u) = \frac{i_u m N_{lcm}}{N_u} + \Delta_u, \quad i_u = 0, 1, \dots, N_u - 1 \quad (7)$$

여기서 Δ_u 은 RS에서 u 번째 MS의 메시지를 자원 할당하기 위한 오프셋값이고, N_{lcm} 은 모든 MS에서 사용되는 DFT 확산 행렬의 최소 공배수를 의미한다. 또한, (7)에서 m 과 Δ_u 은 $\bar{u} \neq u$ 일 때, 임의의 i_u 에서 다음 식을 만족하는 정수이다.

$$L_u(i_u) \neq L_{\bar{u}}(i_{\bar{u}}), \quad \bar{u} \in \{0, 1, \dots, U-1\} \quad (8)$$

(7)과 (8)로부터 얻어진 $L_u(i_u)$, N_{lcm} , m 을 이용하여 RS에서 전송되는 DFT 확산 후의 신호 벡터의 크기는 $N_R = m N_{lcm}$ 으로 결정할 수 있다. 또한 RS의 DFT 확산 전의 송신 신호 벡터(x_R)는 다음과 같이 표현된다.

$$x_R = \sum_{u=0}^{U-1} A_{L_u(i_u)} x_u \quad (9)$$

여기서 $A_{L_u(i_u)}$ 는 $N_R \times N_R$ 크기의 단위 행렬에서 $L_u(i_u)$ 번째 열로 이루어진 $N_R \times N_u$ 행렬이다. 그림 3은 (7)-(8)로 표현된 RS의 송신 신호 벡터를 구성하는 한 예를 나타낸다. 3개의 MS가 존재하고 0부터 2번째 MS의 메시지 크기가 각각 4, 3, 2라고 한다면, $N_{lcm} = 12$, $m = 2$ 이고, 오프셋값 $\Delta_0, \Delta_1, \Delta_2$ 는 각각 0, 1, 2이다. 그림에서 나타낸 바와 같이 DFT

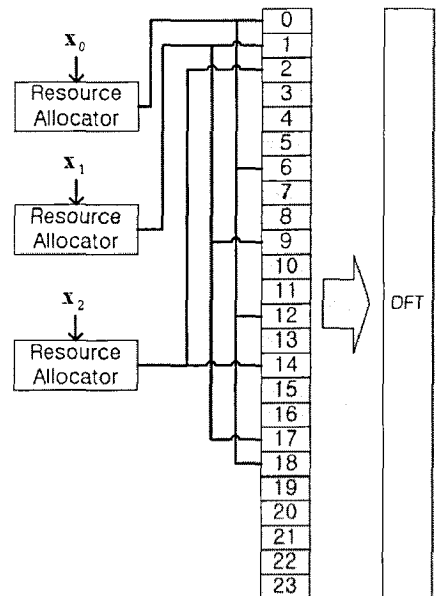


그림 3. RS에서 전송하는 송신 신호 벡터 구성 예

확산 전의 상호협력 수신 다이버시티를 위한 MS의 메세지들은 서로 직교하게 자원이 할당된다.

(9)의 양변에 DFT 확산 행렬 F_R 을 곱하면 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{X}_R = \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{F}_R \mathbf{A}_{L_u(i_u)} \mathbf{x}_u = \sum_{u=0}^{U-1} \bar{\mathbf{x}}_u \quad (10)$$

따라서, (1)로 표현된 Phase II에서 BS에 수신된 주파수 영역 SC-FDMA 신호 (\mathbf{Y}_R)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{Y}_R = \mathbf{H}_R \sum_{u=0}^{U-1} \bar{\mathbf{x}}_u + \mathbf{W}_R \quad (11)$$

또한, 시간 영역에서 cyclic shift 되면 주파수 영역에서 위상 회전되는 특성을 이용하여 (6)에서 $\mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{x}}_u$ 에 위상 회전 행렬 $\Phi_{(\Delta_u)}$ 를 곱하면 $\bar{\mathbf{x}}_u$ 와 등가 ($\Phi_{(\Delta_u)} \mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{x}}_u = \bar{\mathbf{x}}_u$)가 된다. 즉, (6)의 양변에 $\Phi_{(\Delta_u)}$ 을 곱하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \Phi_{(\Delta_u)} \tilde{\mathbf{Y}}_u &= \Phi_{(\Delta_u)} \tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{x}}_u + \Phi_{(\Delta_u)} \mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{w}}_u \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_u \Phi_{(\Delta_u)} \mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{x}}_u + \Phi_{(\Delta_u)} \mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{w}}_u \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_u \bar{\mathbf{x}}_u + \Phi_{(\Delta_u)} \mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{w}} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서

$$\Phi_{(\Delta_u)} = \text{diag} \left[e^{-2\pi \Delta_u \cdot 0/N_R}, e^{-2\pi \Delta_u \cdot 1/N_R}, \dots, e^{-2\pi \Delta_u (N_R-1)/N_R} \right]$$

채널의 의한 위상 왜곡을 보상하기 위하여 (11)

과 (12)의 양변에 각각 \mathbf{H}_R^H , $\prod_{u=0, u \neq u}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \tilde{\mathbf{H}}_u^H$ 을 곱하면 각각 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{H}_R^H \mathbf{Y}_R = \|\mathbf{H}_R\|^2 \sum_{u=0}^{U-1} \bar{\mathbf{x}}_u + \mathbf{H}_R^H \mathbf{W}_R \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \prod_{u=0, u \neq u}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \tilde{\mathbf{H}}_u^H \Phi_{(\Delta_u)} \tilde{\mathbf{Y}}_u &= \\ \left(\prod_{u=0}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \right) \bar{\mathbf{x}}_u + \prod_{u=0, u \neq u}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \tilde{\mathbf{H}}_u^H \Phi_{(\Delta_u)} \mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{w}}_u \end{aligned} \quad (14)$$

(13)과 (14)를 combining 하기 위하여 (14)를 모든 u 에 대하여 합하고, (13)을 합하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_R^H \mathbf{Y}_R + \sum_{u=0}^{U-1} \prod_{u=0, u \neq u}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \tilde{\mathbf{H}}_u^H \Phi_{(\Delta_u)} \tilde{\mathbf{Y}}_u \\ = \left(\|\mathbf{H}_R\|^2 + \prod_{u=0}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \right) \mathbf{X}_R \\ + \mathbf{H}_R^H \mathbf{W}_R + \sum_{u=0}^{U-1} \prod_{u=0, u \neq u}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \tilde{\mathbf{H}}_u^H \Phi_{(\Delta_u)} \mathbf{F}_R \tilde{\mathbf{w}} \end{aligned} \quad (15)$$

따라서, 추정된 $\hat{\mathbf{x}}_R$ 의 ML 해는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{x}}_R = \underset{\mathbf{x}_R}{\text{arg min}} \left\| \begin{aligned} &\mathbf{H}_R^H \mathbf{Y}_R \\ &+ \sum_{u=0}^{U-1} \prod_{u=0, u \neq u}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \tilde{\mathbf{H}}_u^H \Phi_{(\Delta_u)} \tilde{\mathbf{Y}}_u \\ &- \left(\|\mathbf{H}_R\|^2 + \prod_{u=0}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \right) \mathbf{F}_R \mathbf{x}_R \end{aligned} \right\|^2 \quad (16)$$

\mathbf{H}_R 와 $\tilde{\mathbf{H}}_u$ 는 diagonal 행렬이므로, (16)은 간단한 스칼라 연산을 통하여 수행할 수 있으며 최종적으로 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_R = \mathbf{F}_R^{-1} \left(\|\mathbf{H}_R\|^2 + \prod_{u=0}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \right)^{-1} \\ \left(\mathbf{H}_R^H \mathbf{Y}_R + \sum_{u=0}^{U-1} \prod_{u=0, u \neq u}^{U-1} \|\tilde{\mathbf{H}}_u\|^2 \tilde{\mathbf{H}}_u^H \Phi_{(\Delta_u)} \tilde{\mathbf{Y}}_u \right) \end{aligned} \quad (17)$$

그림 4는 제안하는 SC-FDMA 기반 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법의 블록도를 나타낸다. 그림에서 나타낸 바와 같이 MS들로부터 수신된 신호는 (3)-(6)으로 표현된 Adjustment 과정을 거친다. 이 때, 다중 MS들의 Adjustment 과정 후 신호는 시간 영역에서 직교성이 상실된 상태이기 때문에 (12)으로 표현된 바와 같이 주파수 영역에서 위상 회전을 보상함으로써 시간 영역에서 직교성이 유지될 수 있도록 위상 회전 보상(Phase Rotation Compensation) 과정을 거친다. 그리고, 상호협력 수신 다이버시티 결합 전 단계로써 (13)과 (14)로 표현된 MS들로부터 수신된 신호와 RS로부터 수신된 신호에서 채널에 의한 위상 왜곡 보상(Channel Phase Compensation) 과정을 거친다. 채널에 의한 위상 왜곡을 보상한 모든 MS의 신호와 RS의 신호는 (15)로 표현된 것과 같이 모두 합해지는 결합(Combining) 과정을 거친다. 마지막으로, (17)에 표현된 것과 같이 모두 합해진 신호에 전체 채널 이득을 나눠줌으로써 상호협력 수신 다이버시티 결합 과정이 완료된다.

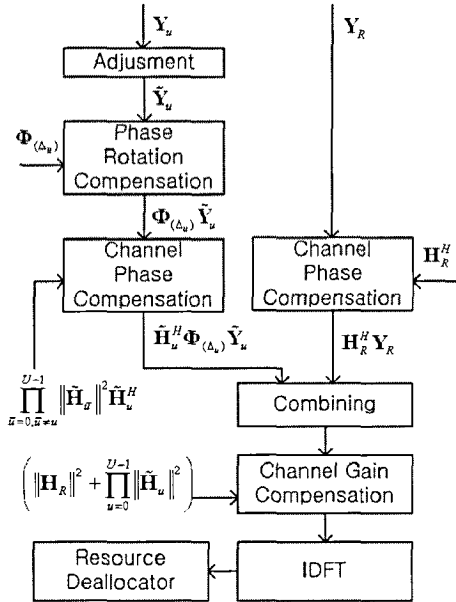


그림 4. 제안하는 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법의 블록도

III. 모의 실험

본 장에서는 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템을 위한 제안된 수신 다이버시티 결합 기법을 기존 기법과 비교하여 평가한다. 모의 실험을 위한 파라미터는 표 1에 나타낸 바와 같다. MS와 BS 사이의 평균 경로 손실과 RS와 BS 사이의 평균 경로 손실은 같고, RS에서의 검출된 신호는 에러가 없다고 가정하였다. 또한, 채널 추정 오차와 동기화 오차는 없다고 가정하였다.

그림 5는 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템을 위한 제안된 수신 다이버시티 결합 기법과 기존 기법의 BER 성능 곡선을 나타낸다. 그림으로부터

표 1. 모의 실험을 위한 파라미터

	RS	MS
DFT Spreading size	48	24
Number of Stations	1	2
Modulation	16QAM	
Bandwidth	0.625MHz	
Carrier Frequency	2.3GHz	
Cyclic Prefix	12.8us	
FFT Size	64	
Channel Model	ITU-PedB	

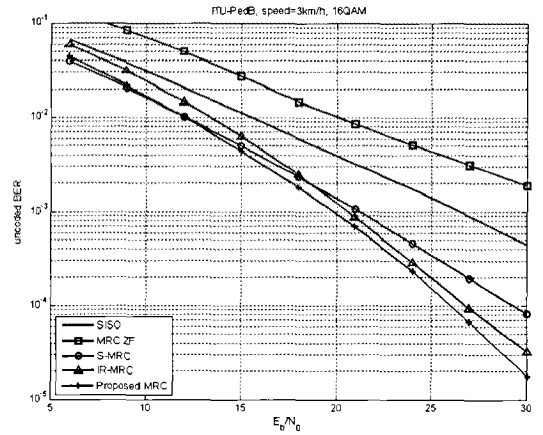


그림 5. SC-FDMA 기반 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법의 BER 성능 비교

터 확인할 수 있는 바와 같이 MRC-ZF의 경우 상호협력 다이버시티 결합 기법을 적용하였음에도 불구하고, 행렬 $H_M^H H_M F_M + H_R^H H_R F_R$ 이 near-singular 행렬이 되기 때문에 SISO의 경우보다 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있다. 제안한 기법의 BER 성능은 SISO의 경우와 비교하여 BER 10^{-3} 에서 약 7dB의 성능 향상이 있다. 또한, S-MRC 기법과 비교하여 BER 10^{-4} 에서 약 4dB 성능 향상이 있으며, IR-MRC 기법과 비교하여 BER 10^{-4} 에서 약 1dB 성능 향상이 있다. Low E_b/N_0 에서 제안한 기법의 BER 성능은 S-MRC 기법의 성능과 유사하며, IR-MRC 기법과 비교하여 BER 10^{-2} 에서 약 1.5dB 성능 향상이 있다. 제안한 기법은 DFT 확산 길이 조절을 통하여 과 을 동일하게 구성하였기 때문에 주파수 영역에서 쉽게 수신 다이버시티 결합이 가능하다. 또한, (17)에 나타난 바와 같이 H_R 과 \tilde{H}_u

이 diagonal 행렬이므로 $\left(\|H_R\|^2 + \sum_{u=0}^{U-1} \|\tilde{H}_u\|^2 \right)^{-1}$ 를 계산하기 위하여 행렬 연산이 아닌 간단한 scalar 연산을 통하여 역행렬을 계산할 수 있으며, $\left(H_R^H Y_R + \sum_{u=0}^{U-1} \prod_{u=0, u \neq u}^{U-1} \|\tilde{H}_u\|^2 \tilde{H}_u^H \Phi_{(\Delta_u)} \tilde{Y}_u \right)$ 연산 또한 행렬 연산이 아닌 간단한 scalar 연산을 통하여 계산될 수 있다. 그리고 기존 S-MRC 또는 IR-MRC 기법과 달리 SC-FDMA 검출기를 통한 초기 추정치가 불필요하기 때문에 에러 전파(Error Propagation) 현상으로 인한 성능이 열화가 없다. 또한, 무선 채널 환경에 따라 영향을 받는 S-MRC 기법과 달리 다중 경로 채널에 크게 영향을 받지 않는다.

IV. 결 론

본 논문에서는 SC-FDMA 기반 상호협력 릴레이 시스템에서 MS와 RS가 서로 다른 DFT 크기를 갖는 경우에 적용 가능한 상호협력 수신 다이버시티 결합 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 DFT 확산 길이 조정 과정, 위상 회전 보상 과정, 채널 위상 왜곡 보상 과정, 상호협력 수신 다이버시티 결합 과정으로 구성된다. 제안된 기법은 서로 다른 DFT 확산 길이를 갖는 다중 MS로부터 수신된 신호를 RS에서 이용하는 DFT 확산 길이로 조정하는 과정을 통하여 주파수 영역에서 수신 다이버시티 결합을 수행할 수 있기 때문에 다중 경로 채널에 강건하다. 본 논문에서 제안된 상호협력 수신 다이버시티 기법은 MRC 기법을 이용하는 기존의 상호협력 다이버시티 결합 기법처럼 모든 전송단에서 동일한 변조 방식을 사용한다면, MF(deModulation-and-Forward) 또는 DF(Decode-and-Forward)와 같은 여러 가지 릴레이 기법에 적용 가능하다.

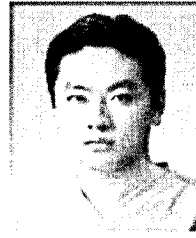
참 고 문 헌

- [1] R. Pabst et. al., "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.42, No.9, pp.80-89, Sep., 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, No.10, pp.2105-2115, Oct., 2001.
- [3] T. Himsoon, W. P. Siriwongpairat, Z. Han, and K. J. R. Liu, "Lifetime maximization via cooperative nodes and relay deployment in wireless networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.25, No.2, pp.306-317, Feb., 2007.
- [4] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," *IEEE Vehicular Technology Mag.*, Vol.1, No.3, pp.30-38, Sep., 2006.
- [5] REV-080019, "Consideration on technical candidates for IMT-advanced," 3GPP RAN IMT Advanced Workshop, Shenzhen, Apr., 2008.

- [6] K. S. Woo, Y. J. Kim, H. I. Yoo, J. K. Kim, S. B. Yun, and Y. S. Cho, "An Improved Receive Diversity Combining Technique for SC-FDMA-based Cooperative Relays," *IEEE Vehicular Technology Conference*, Anchorage, Sep., 2009.

우 경 수 (Kyung Soo Woo)

정회원



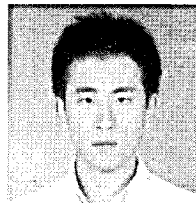
2004년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 (학사)
2006년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 (석사)
2010년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 (박사)
2010년 2월~현재 LG전자 이동

통신기술연구소 선임연구원

<관심분야> 디지털통신, OFDM, MIMO, LTE

김 영 준 (Yeong Jun Kim)

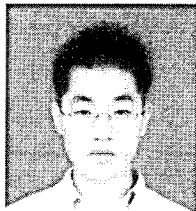
정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 (학사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 (석사)
2007년 3월~현재 중앙대학교
전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털 신호처리,
무선모뎀, Relay

유 현 일 (Hyun Il Yoo)

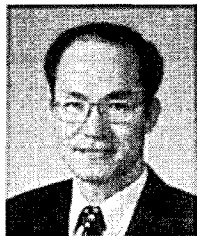
정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 (학사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 (석사)
2007년 3월~현재 중앙대학교
전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털 신호처리,
무선모뎀, Relay

조 응 수 (Yong Soo Cho)

중신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공
학과 (학사)

1987년 2월 연세대학교 전자공
학과 (석사)

1991년 2월 The University of
Texas at Austin 공학박사

1992년 3월~현재 중앙대학교

전자전기공학부 교수

2003년 8월~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트 그룹
(PG302) 무선접속 실무반 의장

<관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-
OFDM 모뎀