

# 음영 지역을 위한 3-슬롯 기반의 AF 방식 중계기 네트워크에서의 단일 반송파 주파수 대역 등화 기법<sup>†</sup>

(Single Carrier Frequency Domain Equalization in  
3-slot Based Amplify-and-Forward Relaying  
Network for Shadow Area)

원 희 철\*  
(Hui-Chul Won)

**요 약** 셀 커버리지 확대 및 음영 지역 해소를 위하여 중계기를 활용하는 이동 통신 시스템이 널리 연구되고 있다. 본 논문에서는 음영 지역 성능 개선을 위하여 AF (amplify-and-forward) 방식 중계기를 활용하여 다중 경로가 확보된 네트워크에서의 SC-FDE (single carrier-frequency domain equalizer)를 위한 등화 기법을 제안한다. 3-슬롯 기반 다중 경로 상황에서 중계기를 통해 수신된 신호를 MRC (maximum ratio combining) 방식으로 합쳐 MMSE (minimum mean square error) 등화 기법을 적용하면 다이버시티 이득을 획득하여 SC-FDE 시스템의 수신 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 이를 위하여, AF 방식 중계기 기반의 다중 경로 네트워크에서 SC-FDE를 위한 MRC 계수 및 MMSE 등화 탭의 수식을 정확히 도출하여 제시하고, 실험 결과를 통해 성능 향상을 확인한다.

**핵심주제어** : SC-FDE, 중계기, AF 모드, 등화, 음영 지역

**Abstract** In order to extend cell coverage and to cope with shadow areas, a relay-assisted wireless communications system has been widely studied. In this paper, we propose new equalization method for single carrier (SC) frequency domain equalizer (FDE) in amplify-and-forward (AF) relaying multi-path networks to improve the performance at shadow areas. The performance of SC-FDE system in 3-slot based multi-path networks can be improved considerably with the diversity gain which we obtain by equalizing the combined signal from relays by means of the minimum mean square error (MMSE) criteria. We find the weighting coefficients of maximum ratio combining (MRC) and the tap coefficients of MMSE equalizer for SC-FDE in AF relaying multi-path networks. Simulation results show that the proposed system considerably outperforms the conventional SC-FDE system.

**Key Words** : SC-FDE, Relay, Amplify-and-Forward Mode, Equalization, Shadow Area

<sup>†</sup> 이 논문은 2012학년도 대구대학교 학술연구비 지원에 의한 논문임

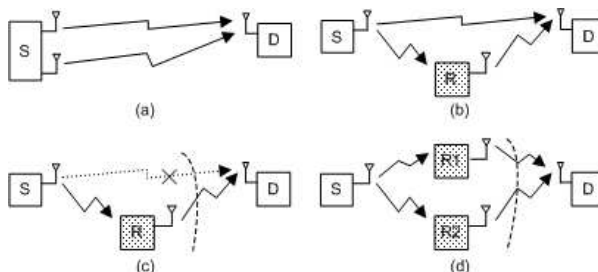
\* 대구대학교 컴퓨터·IT공학부

# 1. 서 론

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 다중 반송파 통신 방식은 송수신 구조가 간단하고 주파수 효율이 높으면서 주파수 선택적 페이딩 환경에서 우수한 성능을 나타내고 있기에 광대역 무선 이동통신 시스템의 상향 및 하향 기본 구조로 널리 사용되고 있다. 그러나, 상대적으로 높은 PAPR (peak-to-average power ratio) 값에 따른 비선형성을 극복하기 위해 고가의 전력 증폭기가 필요하고 송신 전력 효율이 떨어지는 문제점이 있다. 이러한 OFDM의 단점을 보완한 방법 중 하나가 주파수 대역 등화기 기반의 단일 반송파 통신, 즉 SC-FDE (single carrier-frequency domain equalizer) 방식이다. SC-FDE는 전체 성능과 송수신기 전체 복잡도가 OFDM과 동일하지만, OFDM에 비해 낮은 PAPR 값을 갖는 특성에 따라 비선형성 전력 증폭기에 덜 민감하여 송신 전력 효율이 뛰어나다는 장점을 갖고 있다. 또한, OFDM에 비해 송신기의 복잡도가 매우 낮아 단말기의 가격 및 크기 등을 낮출 수 있기 때문에 차세대 광대역 무선 통신 시스템의 상향 전송의 기본 구조로 각광받고 있다<sup>[1]-[4]</sup>.

OFDM 및 SC-FDE 시스템에서는 페이딩 채널에서의 성능을 향상시키기 위하여 다양한 형태의 다이버시티 기술을 적용할 수 있다. 특히, 다중 송신 안테나를 이용한 안테나 다이버시티 기술은 낮은 복잡도에 비해 쉽게 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 다만, <그림 1(a)>와 같이, 송신 안테나 간 일정 거리를 두어야 하는 다중 안테나 기술은 휴대폰과 같은 모바일 기기의 크기와 복잡도 제한에 의하여 적용이 쉽지 않은 상황이다. 이를 해결하기 위하여, 다중 송신 안테나 대신 중계기(R)를 이용한 다이버시티 기술이 제안되었다. <그림 1(b)>와 같이, 중계기를 이용하여 단일 안테나를 사용하는 송신국(S)과 수신국(D) 간의 다중 경로를 제공하는 역할을 수행할 수 있다. 다만, 중계기는 셀 커버리지 확대와 음영 지역 해소 등을 위하여 전송 신호를 받아 증폭 후 재전송하는 역할을 담당하기 위해 개발되었기에 수신국이 셀 커버리지 밖이나 음영 지역에 존재하는 경우 <그림 1(c)>와 같이 다중 경로 생성에 실패할 수 있다. 따라서, <그림 1(d)>와 같이, 안정적인 성능 확보를 위하여 다중 중계기를 활용하여 다중 경로를 확보하는 것이 적절하다<sup>[5]-[6]</sup>.

중계기를 활용하는 방식은 DF (decode-and-forward) 방식과 AF (amplify-and-forward) 방식이 있다. DF 방식의 경우, 중계기는 수신국 수신기와 동일하게 송신국으로부터 받은 신호를 처리하여 원 신호를 검출(encode)



<그림 1> 다중 경로 생성 (a) 다중 송신 안테나 이용 (b) 중계기 이용 (c) 음영 지역(다중 경로 생성 실패) (d) 음영 지역(다중 경로 생성)

해 낸 후, 송신국과 동일하게 수신국으로 재전송(forward)한다. 원 신호 검출 및 재전송을 위해 수신국 수신기와 송신국 송신기를 합친 복잡도를 가져야 하는 큰 단점이 있지만, 검출된 신호를 이용하여 중계기에서 시공간 블록 부호(STBC, space-time block code) 등 다양한 블록 코딩을 적용하여 다이버시티 이득을 얻어 수신 성능 향상을 유도할 수 있는 장점이 있어 최근까지 활발히 연구되고 있다. AF 방식의 경우, 중계기는 원 신호 검출 기능을 수행하지 않고, 단순히 수신 신호의 전력을 증폭(amplify)하여 재전송(forward)하는 기능만을 수행한다. 복잡도는 매우 낮으며, 신호 처리에 따른 전력 소비도 거의 없는 장점을 갖고 있다. 다만, 원 신호를 검출하지 않기에 다양한 블록 코딩을 적용하지 못하는 단점을 갖고 있다. 최근에 AF 방식에서 원 신호 검출 없이 다이버시티 이득을 획득하는 방법 등이 연구 주제로 각광받고 있다<sup>[7]-[13]</sup>.

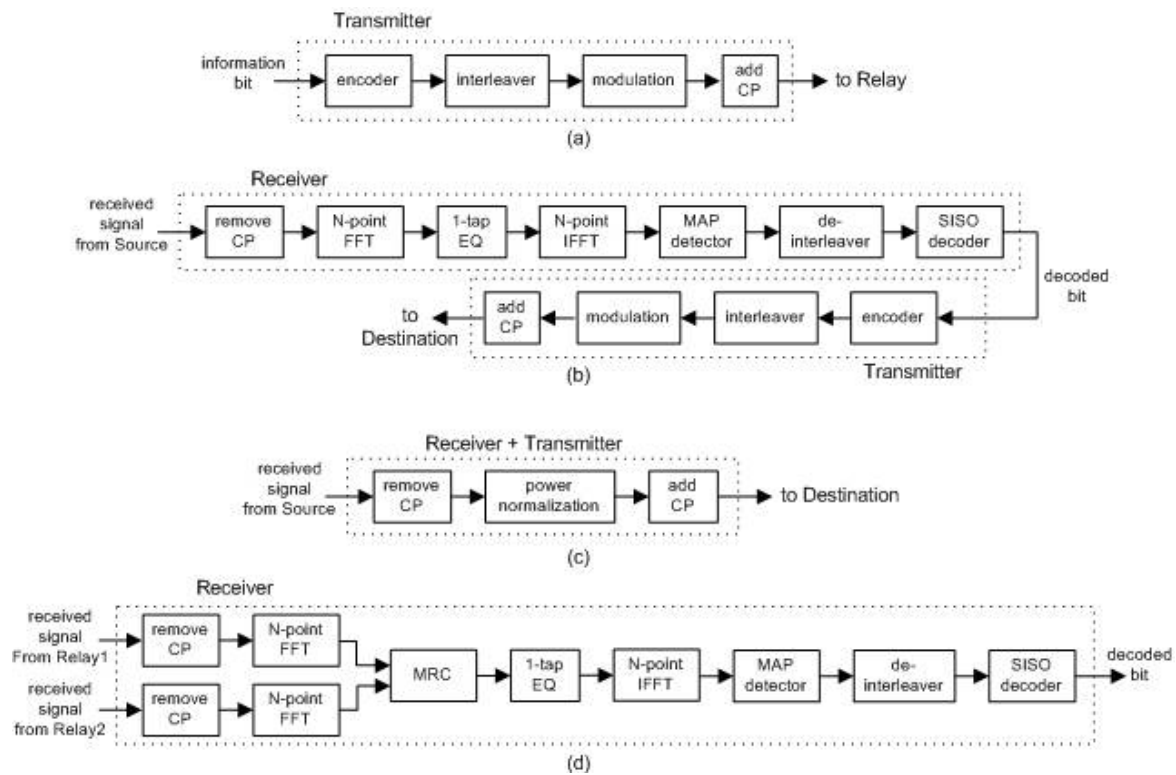
본 논문에서는 음영 지역을 위해 AF 방식의 다중 중계기를 이용하여 다중 경로를 생성한 환경에서 다이버시티 이득을 획득하기 위한 SC-FDE 시스템의 MRC (maximum ratio combining) MMSE (minimum mean square equalization) 등화 기법을 제안한다. 논문의 구성을 살펴보면, 2장에서는 중계기 기반 SC-FDE 시스템을 설명한다. 3장에서는 AF 방식 중계기 네트워크에서 SC-FDE를 위한 MRC 계수와 MMSE 등화 탭 계수를 도출하고, 4장에서는 3장에서

도출된 MRC 계수와 MMSE 등화 탭 계수를 적용한 경우의 성능을 시뮬레이션을 통해 검증한 후, 5장에서 결론을 맺는다.

## 2. 중계기 기반 SC-FDE 시스템

<그림 2>는 중계기 네트워크에서의 SC-FDE 시스템의

고 있다. 먼저, <그림 2(b)>의 DF 방식 중계기를 살펴보면, 수신기는 송신국으로부터 신호를 수신하여 사이클릭 프리픽스를 제거하고, N점 푸리에 변환을 통해 수신 신호를 주파수 대역 신호로 변환한다. 각 주파수 대역의 부채널 신호에 대하여 등화 과정을 수행하고, N점 역 푸리에 변환을 수행하여 시간 대역 신호로 재변환한다. MAP (maximum a posteriori) 디텍터는 N점 역 푸리에 변환 신호를 입력받아 신호 비트



<그림 2> 중계기 기반 SC-FDE 시스템 내부 구조 (a) 송신국 송신기 (b) DF 모드 중계기 송수신기 (c) AF 모드 중계기 송수신기 (d) 수신국 수신기

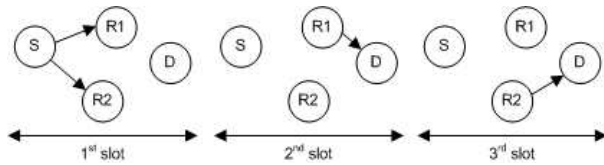
상세 구조를 보여주고 있다. 송신국에서는 <그림 2(a)>와 같이, 전송하고자 하는 비트 신호를 부호기와 인터리버를 통과시키고 변조한 후 사이클릭 프리픽스 (CP, cyclic prefix) 신호를 추가하여 송신 안테나를 통해 발송한다. 참고로, 사이클릭 프리픽스는 심볼 간 간섭 신호(ISI, inter-symbol interference)와 채널 간 간섭 신호 (ICI, inter-channel interference)를 방지하기 위해 사용된다. <그림 2(b)>와 <그림 2(c)>는 각각 DF 방식과 AF 방식의 중계기 내부 구조를 보여주

의 LLR (log-likelihood ratio) 값을 계산하여 제공하고, 신호 비트의 LLR 값을 디인터리버와 디코더에 입력하여 원 신호를 복원하게 된다. 복원된 신호는 수신국으로의 전송을 위하여 중계기 송신기로 전달된다. 중계기 송신기에서는 복원 신호를 받아 부호화, 인터리빙, 변조, 사이클릭 프리픽스 추가 등 송신국 송신기와 동일한 과정을 수행하여 신호를 발송하게 된다. AF 방식에서의 중계기는 <그림 2(c)>와 같이, 무선 채널을 거치면서 전력이 낮아진 수신 신호를 원래 송

신 시 전력으로 증폭하는 과정만이 존재하므로, 신호 복원 및 재전송 과정을 수행하는 DF 방식에서의 중계기 구조보다 매우 간단하다. <그림 2(c)>가 <그림 2(b)>보다 복잡도가 크게 낮음을 확인할 수 있다. 수신국에서는 <그림 2(d)>와 같이, 중계기로부터 전송된 신호를 각각 수신하여 N점 푸리에 변환한 후, 두 신호를 MRC 조합하고, 등화기, N점 역 푸리에 변환기, MAP 디텍터, 디인터리버 및 디코더를 통과시켜 신호를 복원하게 된다.

### 3. 3-슬롯 기반의 SC-FDE 시스템의 MRC 및 MMSE 등화 탭 계수 도출

본 장에서는 3-슬롯 기반의 AF 방식 중계기 네트워크에서 SC-FDE의 성능 향상을 위하여 MRC 계수



<그림 3> 전송 프로토콜

와 MMSE 등화 탭 계수를 도출하고자 한다. <그림 3>과 같이, 첫 번째 슬롯에서 송신국이 송신(중계기-1과 중계기-2가 동시 수신함)하고, 두 번째 슬롯에서 중계기-1이 송신(수신국이 수신함), 세 번째 슬롯에서 중계기-2가 송신(수신국이 수신함)하는 프로토콜을 가정하면, 첫 번째 슬롯에서 중계기-1과 중계기-2에 각각 수신된 길이 N의 신호 벡터  $\mathbf{y}_{R1}$  과  $\mathbf{y}_{R2}$  는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_{R1} = \mathbf{h}_{SR1} \mathbf{x}_S + \mathbf{w}_{SR1} \quad (1)$$

$$\mathbf{y}_{R2} = \mathbf{h}_{SR2} \mathbf{x}_S + \mathbf{w}_{SR2} \quad (2)$$

이 때,  $\mathbf{x}_S = [x_S(0) \cdots x_S(N-1)]^T$ 는 송신국에서 전송한 송신 전력 1의 변조 심볼로 구성된 길이 N의 벡터이고,  $\mathbf{h}_{SR1}$  과  $\mathbf{h}_{SR2}$  는 송신국과 중계기-1 간의 채널 요소( $h_{SR1}(0), \dots, h_{SR1}(L_{SR1})$ )로 생성되는  $N \times N$  순환 행렬과, 송신국과 중계기-2 간의 채널

요소( $h_{SR2}(0), \dots, h_{SR2}(L_{SR2})$ )로 생성되는  $N \times N$  순환 행렬이다. 즉,  $N \times N$  순환 행렬  $\mathbf{h}_{SR1}$  의  $(i, j)$  번째 요소는  $h_{SR1}((i-j) \bmod N)$ 이고  $N \times N$  순환 행렬  $\mathbf{h}_{SR2}$  의  $(i, j)$  번째 요소는  $h_{SR2}((i-j) \bmod N)$ 이다. 이때, 사이클릭 프리픽스의 길이는 송신국과 중계기-1 간의 채널 길이  $L_{SR1}$  과 송신국과 중계기-2 간의 채널 길이  $L_{SR2}$  보다 크다고 가정한다. 또한,  $\mathbf{w}_{SR1}$  과  $\mathbf{w}_{SR2}$  는 각각  $N_{SR1}$  과  $N_{SR2}$  의 전력을 갖는 잡음 요소로 구성된 길이 N의 백색 가우시안 잡음 벡터를 의미한다.

두 번째 슬롯에서 중계기-1은 수신 신호  $\mathbf{y}_{SR1}$  을 증폭하여 만든 전송 신호  $\mathbf{x}_{R1}$  을 수신국으로 송신한다.

$$\mathbf{x}_{R1} = \alpha_1 \mathbf{y}_{SR1} \quad (3)$$

식 (3)의  $\alpha_1$ 은 송신 전력이 1이 되도록 곱해지는 증폭 계수이다.

$$\alpha_1 = \frac{1}{\sqrt{E(|\mathbf{y}_{SR1}|^2)}} \quad (4)$$

이 때,  $E(\cdot)$ 는 기대값 연산을 의미한다. 중계기-1과 수신국 간의 채널을 통해 수신국에 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_{D1} = \mathbf{h}_{R1D} \mathbf{x}_{R1} + \mathbf{w}_{R1D} \quad (5)$$

이 때,  $\mathbf{h}_{R1D}$ 는 중계기-1과 수신국 간의 채널 요소( $h_{R1D}(0), \dots, h_{R1D}(L_{R1D})$ )로 생성되는  $N \times N$  순환 행렬이고,  $\mathbf{w}_{R1D}$ 는  $N_{R1D}$ 의 전력을 갖는 잡음 요소로 구성된 길이 N의 백색 가우시안 잡음 벡터이다. 이 때, 사이클릭 프리픽스의 길이는 중계기-1과 수신국 간의 채널 길이  $L_{R1D}$ 보다 크다고 가정한다. 식 (3)과 식 (2)를 순서대로 식 (5)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{D1} &= \mathbf{h}_{R1D}(\alpha_1 \mathbf{y}_{SR1}) + \mathbf{w}_{R1D} \\ &= \alpha_1 \mathbf{h}_{R1D}(\mathbf{h}_{SR1} \mathbf{x}_S + \mathbf{w}_{SR1}) + \mathbf{w}_{R1D} \\ &= \alpha_1 \mathbf{h}_{R1D} \mathbf{h}_{SR1} \mathbf{x}_S + \alpha_1 \mathbf{h}_{R1D} \mathbf{w}_{SR1} + \mathbf{w}_{R1D} \end{aligned} \quad (6)$$

세 번째 슬롯에서 중계기-2는 수신 신호  $\mathbf{y}_{SR2}$  를 증

폭하여 만든 전송 신호  $\mathbf{x}_{R2}$ 를 수신국으로 송신한다.

$$\mathbf{x}_{R2} = \alpha_2 \mathbf{y}_{SR2} \quad (7)$$

식 (7)의  $\alpha_2$ 를 송신 전력이 1이 되도록 곱해지는 증폭 계수이다.

$$\alpha_2 = \frac{1}{\sqrt{E(|\mathbf{y}_{SR2}|^2)}} \quad (8)$$

중계기-2와 수신국 간의 채널을 통해 수신국에 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_{D2} = \mathbf{h}_{R2D} \mathbf{x}_{R2} + \mathbf{w}_{R2D} \quad (9)$$

이 때,  $\mathbf{h}_{R2D}$ 는 중계기-2와 수신국 간의 채널 요소 ( $h_{R2D}(0), \dots, h_{R2D}(L_{R2D})$ )로 생성되는  $N \times N$  순환 행렬이고,  $\mathbf{w}_{R2D}$ 는  $N_{R2D}$ 의 전력을 갖는 잡음 요소로 구성된 길이  $N$ 의 백색 가우시안 잡음 벡터이다. 이 때, 사이클릭 프리픽스의 길이는 중계기-2와 수신국 간의 채널 길이  $L_{R2D}$ 보다 크다고 가정한다. 식 (7)과 식 (6)을 순서대로 식 (9)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{D2} &= \mathbf{h}_{R2D}(\alpha_2 \mathbf{y}_{SR2}) + \mathbf{w}_{R2D} \quad (10) \\ &= \alpha_2 \mathbf{h}_{R2D}(\mathbf{h}_{SR2} \mathbf{x}_S + \mathbf{w}_{SR2}) + \mathbf{w}_{R2D} \\ &= \alpha_2 \mathbf{h}_{R2D} \mathbf{h}_{SR2} \mathbf{x}_S + \alpha_2 \mathbf{h}_{R2D} \mathbf{w}_{SR2} + \mathbf{w}_{R2D} \end{aligned}$$

수신국에서는 중계기들로부터 수신한 벡터  $\mathbf{y}_{D1}$ 과  $\mathbf{y}_{D2}$ 를  $N$ 점 푸리에 변환하여 주파수 대역 신호 벡터  $\mathbf{Y}_{D1}$ 과  $\mathbf{Y}_{D2}$ 로 각각 변환한다. 순환 행렬은 푸리에 변환 행렬에 의해 대각 (diagonal) 행렬로 변환되므로, 주파수 대역 신호  $\mathbf{Y}_{D1}$ 과  $\mathbf{Y}_{D2}$ 의  $k$ 번째 부채널에서의 값은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y}_{D1}(k) = \alpha_1 \mathbf{H}_{R1D}(k, k) \mathbf{H}_{SR1}(k, k) \mathbf{X}_S(k) + \alpha_1 \mathbf{H}_{R1D}(k, k) \mathbf{W}_{SR1}(k) + \mathbf{W}_{R1D}(k) \quad (11)$$

$$\mathbf{Y}_{D2}(k) = \alpha_2 \mathbf{H}_{R2D}(k, k) \mathbf{H}_{SR2}(k, k) \mathbf{X}_S(k) + \alpha_2 \mathbf{H}_{R2D}(k, k) \mathbf{W}_{SR2}(k) + \mathbf{W}_{R2D}(k) \quad (12)$$

이때,  $\mathbf{Y}_{D1} = F(\mathbf{y}_{D1})$ ,  $\mathbf{Y}_{D2} = F(\mathbf{y}_{D2})$ ,  $\mathbf{X}_S = F(\mathbf{x}_S)$ ,

$\mathbf{H}_{SR1} = F(\mathbf{h}_{SR1})$ ,  $\mathbf{H}_{SR2} = F(\mathbf{h}_{SR2})$ ,  $\mathbf{H}_{R1D} = F(\mathbf{h}_{R1D})$ ,  $\mathbf{H}_{R2D} = F(\mathbf{h}_{R2D})$ ,  $\mathbf{W}_{SR1} = F(\mathbf{w}_{SR1})$ ,  $\mathbf{W}_{SR2} = F(\mathbf{w}_{SR2})$ ,  $\mathbf{W}_{R1D} = F(\mathbf{w}_{R1D})$ ,  $\mathbf{W}_{R2D} = F(\mathbf{w}_{R2D})$ 이며,  $F(\cdot)$ 는 푸리에 변환을 의미하고,  $\mathbf{H}_{SR1}(k, k)$ ,  $\mathbf{H}_{SR2}(k, k)$ ,  $\mathbf{H}_{R1D}(k, k)$ ,  $\mathbf{H}_{R2D}(k, k)$ 는 각각 대각 행렬  $\mathbf{H}_{SR1}$ ,  $\mathbf{H}_{SR2}$ ,  $\mathbf{H}_{R1D}$ ,  $\mathbf{H}_{R2D}$ 의  $k$ 번째 대각 요소를 의미한다.

푸리에 변환을 통해 주파수 대역으로 변환된 각 수신 신호  $\mathbf{Y}_{D1}$ 과  $\mathbf{Y}_{D2}$ 에 MRC 계수를 곱하여 합하면 다이버시티 수신 이득을 획득할 수 있다.

$$\mathbf{Y}_{MRC}(k) = G_1(k) \mathbf{Y}_{D1}(k) + G_2(k) \mathbf{Y}_{D2}(k), \quad (13) \quad 0 \leq k \leq N-1$$

MRC 계수는 각 신호 성분과 잡음 전력의 비율로 구해지므로, 식 (11)과 식 (12)로부터 AF 방식 중계기 네트워크에서의 SC-FDE를 위한 MRC 계수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G_1(k) = \frac{\alpha_1 \mathbf{H}_{SR1}(k, k)^* \mathbf{H}_{R1D}(k, k)^*}{N_{SR1D}(k)} \quad (14)$$

$$G_2(k) = \frac{\alpha_2 \mathbf{H}_{SR2}(k, k)^* \mathbf{H}_{R2D}(k, k)^*}{N_{SR2D}(k)} \quad (15)$$

식 (14)와 식 (15)에서  $N_{SR1D}(k)$ 와  $N_{SR2D}(k)$ 는 식 (11)과 식 (12)의 총 잡음 전력으로 각각 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} N_{SR1D}(k) &= E(|\alpha_1 \mathbf{H}_{R1D}(k, k) \mathbf{W}_{SR1}(k) + \mathbf{W}_{R1D}(k)|^2) \quad (16) \\ &= \alpha_1^2 |\mathbf{H}_{R1D}(k, k)|^2 N_{SR1} + N_{R1D} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N_{SR2D}(k) &= E(|\alpha_2 \mathbf{H}_{R2D}(k, k) \mathbf{W}_{SR2}(k) + \mathbf{W}_{R2D}(k)|^2) \quad (17) \\ &= \alpha_2^2 |\mathbf{H}_{R2D}(k, k)|^2 N_{SR2} + N_{R2D} \end{aligned}$$

식 (13)에 식 (11)과 식 (12), 식 (14)와 식 (15)를 대입하여 식을 전개하면, MRC 조합된 신호  $\mathbf{Y}_{MRC}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{Y}_{MRC}(k) = H_{MRC}(k) \mathbf{X}_S(k) + \mathbf{W}_{MRC}(k) \quad (18) \quad 0 \leq k \leq N-1$$

이때,

$$\begin{aligned}
H_{MRC}(k) &= \frac{\alpha_1^2 |H_{R1D}(k,k)|^2 |H_{SR1}(k,k)|^2}{N_{SR1D}(k)} \\
&+ \frac{\alpha_2^2 |H_{R2D}(k,k)|^2 |H_{SR2}(k,k)|^2}{N_{SR2D}(k)} \\
W_{MRC}(k) &= \frac{\alpha_1^2 H_{SR1}(k,k)^* |H_{R1D}(k,k)|^2}{N_{SR1D}(k)} W_{SR1}(k) \\
&+ \frac{\alpha_1 H_{SR1}(k,k)^* H_{R1D}(k,k)^*}{N_{SR1D}(k)} W_{R1D}(k) \\
&+ \frac{\alpha_2^2 H_{SR2}(k,k)^* |H_{R2D}(k,k)|^2}{N_{SR2D}(k)} W_{SR2}(k) \\
&+ \frac{\alpha_2 H_{SR2}(k,k)^* H_{R2D}(k,k)^*}{N_{SR2D}(k)} W_{R2D}(k)
\end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned}
W_{SR1}(k) &= \frac{\alpha_1^2 |H_{SR1}(k,k)|^2 |H_{R1D}(k,k)|^2}{N_{SR1D}(k)} \\
W_{R1D}(k) &= \frac{\alpha_1 H_{SR1}(k,k)^* H_{R1D}(k,k)^*}{N_{SR1D}(k)} \\
W_{SR2}(k) &= \frac{\alpha_2^2 |H_{SR2}(k,k)|^2 |H_{R2D}(k,k)|^2}{N_{SR2D}(k)} \\
W_{R2D}(k) &= \frac{\alpha_2 H_{SR2}(k,k)^* H_{R2D}(k,k)^*}{N_{SR2D}(k)}
\end{aligned} \quad (20)$$

MRC 조합이 끝나면, 식 (18)로부터 원 신호의 주파수 대역 신호  $\mathbf{X}_g$ 를 추정해 내기 위하여 등화기를 통과 시키게 된다.

$$\begin{aligned}
\widehat{\mathbf{X}}_g(k) &= G_{MMSE}(k) Y_{MRC}(k) \\
0 \leq k \leq N-1
\end{aligned} \quad (21)$$

이때,  $G_{MMSE}(k)$ 는 원 신호와 추정치 사이의 MSE가 최저가 되도록 유도된 MMSE 등화기의 등화 탭을 의미하고 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned}
G_{MMSE}(k) &= \frac{H_{MRC}(k)^*}{|H_{MRC}(k)|^2 + N_{MRC}(k)} \\
0 \leq k \leq N-1
\end{aligned} \quad (22)$$

식 (22)의  $N_{MRC}(k)$ 는 식 (18)의 잡음  $W_{MRC}(k)$ 의 전력 값이며, 식 (20)으로부터 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned}
N_{MRC}(k) &= \frac{\alpha_1^4 |H_{SR1}(k,k)|^2 |H_{R1D}(k,k)|^4}{N_{SR1D}^2(k)} N_{SR1} \\
&+ \frac{\alpha_1^2 |H_{SR1}(k,k)|^2 |H_{R1D}(k,k)|^2}{N_{SR1D}^2(k)} N_{R1D} \\
&+ \frac{\alpha_2^4 |H_{SR2}(k,k)|^2 |H_{R2D}(k,k)|^4}{N_{SR2D}^2(k)} N_{SR2} \\
&+ \frac{\alpha_2^2 |H_{SR2}(k,k)|^2 |H_{R2D}(k,k)|^2}{N_{SR2D}^2(k)} N_{R2D}
\end{aligned} \quad (23)$$

등화기로부터 추정된 원 신호의 주파수 대역 신호

$\widehat{\mathbf{X}}_g$ 는 역 푸리에 변환기, MAP 디텍터, 디인터리버 및 디코더를 거쳐 최종적으로 원 신호가 복원된다.

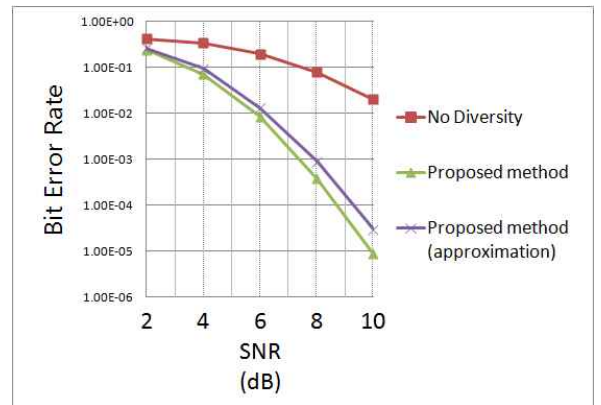
한편, 일부 성능 감소를 감수하고 전체 복잡도를 고려하여, 식 (19)와 식 (23)을 아래와 같이 간략화하여 식 (22)에 적용할 수 있다.

$$\begin{aligned}
H_{MRC}(k) &= \frac{\alpha_1^2 |H_{R1D}(k,k)|^2 |H_{SR1}(k,k)|^2}{N_{R1D}} \\
&+ \frac{\alpha_2^2 |H_{R2D}(k,k)|^2 |H_{SR2}(k,k)|^2}{N_{R2D}}
\end{aligned} \quad (24)$$

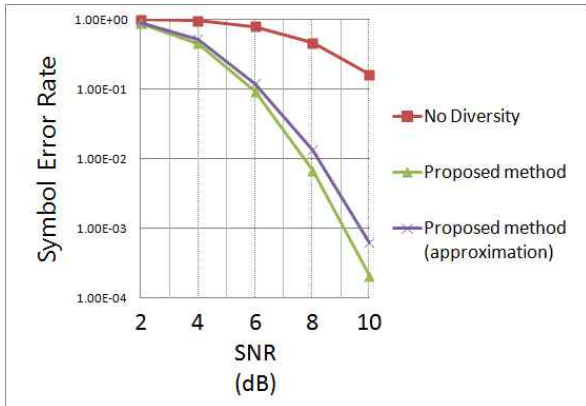
$$\begin{aligned}
N_{MRC}(k) &= \frac{\alpha_1^2 |H_{SR1}(k,k)|^2 |H_{R1D}(k,k)|^2}{N_{R1D}} \\
&+ \frac{\alpha_2^2 |H_{SR2}(k,k)|^2 |H_{R2D}(k,k)|^2}{N_{R2D}}
\end{aligned} \quad (25)$$

#### 4. 실험 결과

실험을 위하여 64개의 부채널 (N=64)을 사용하고, 각 부채널은 QPSK (quadrature phase shift keying) 변조 방식을 적용하였고, 제한 길이 7을 갖는 1/2 비율의 길쌈 부호와 S=5로 설정된 S-random 인터리버를 사용하여 이진 신호를 부호화하였다. 0.001의 정규화된 도플러 주파수를 가정하였고, 1개 프레임은 12개의 데이터 심볼 구간으로 구성하였다. 6-탭 TU (typical urban) 무선 채널을 사용하였고, 채널 추정은 완벽하다고 가정하였다<sup>[14]</sup>.



<그림 4> SC-FDE 시스템의 비트 오류율



<그림 5> SC-FDE 시스템의 심볼 오류율

<그림 4>와 <그림 5>는 본 논문에서 제시한 3-슬롯 기반의 SC-FDE 시스템의 비트 오류율 (BER, bit error rate)과 심볼 오류율 (SER, symbol error rate) 성능을 각각 보여주고 있다. 그림에서 네모 모양의 실선은 AF 방식 중계기를 통해 송신국과 수신국 간에 단일 경로가 형성된 경우의 성능을 보여주고 있고, 세모 모양의 실선은 AF 방식 중계기를 사용하여 다중 경로를 형성하고, 본 논문에서 제시한 MRC 계수와 MMSE 등화 탭 계수를 적용한 경우의 성능을 보여주고 있다.  $10^{-2}$  BER 및  $10^{-1}$  SER 수준에서 4 dB 이상 성능이 향상되었고 다이버시티 이득으로 인해 성능 곡선의 기울기가 크게 개선되어 낮은 BER 및 SER 대역으로 갈수록 성능 향상 정도는 더욱 커짐을 확인할 수 있다. 한편, 엑스 모양의 실선은 세모 모양의 실선과 동일 상황에서, 복잡도를 고려하여 식 (19)와 식 (23)을 대신하여 식 (24)와 식 (25)를 식 (22)에 적용한 경우의 성능을 보여주고 있다. 세모 모양의 실선과 비교하여 성능 곡선의 기울기는 유지하면서  $10^{-4}$  BER 및  $10^{-3}$  SER 수준에서 약 0.6 dB 가량 성능이 저하됨을 확인할 수 있다.

## 5. 결론

본 논문에서는 음영 지역 성능 개선을 위하여 AF 방식 중계기를 활용하여 다중 경로가 확보된 네트워크에서의 SC-FDE 시스템을 위한 MRC 계수와 MMSE 등화 탭 계수를 정확히 도출하여 제시하였다. 본 논문에서 도출된 계수를 3-슬롯 기반 다중 경로

상황에 적용한 결과, 다이버시티 이득과 MMSE 등화 이득을 획득하여 기존 단일 경로에 비해 성능이 매우 크게 개선됨을 확인할 수 있었다. 향후, 채널 및 잡음 전력을 정확히 추정하는 연구를 진행하여 본 논문의 시스템에 적용해 나갈 예정이다.

## 참고 문헌

- [1] R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publishers, 2000.
- [2] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems", IEEE Communications Magazine, vol. 40, pp. 58-66, April 2002.
- [3] Y.S. Kim, B.J. Jeong, J.H. Chung, C.S. Hwang, J.S. Ryu, K.H. Kim, and Y.K. Kim, "Beyond 3G: vision, requirement, and enabling technologies", IEEE Communications Magazine, vol. 41, pp. 120-124, March 2003.
- [4] J.H. Jang, H.C. Won, and G.H. Im, "Cyclic Prefixed Single Carrier Transmission with SFBC over Mobile Wireless Channels", IEEE Signal Processing Letters, vol. 13, no. 5, pp. 261-264, May 2006.
- [5] R. Pabst, B.H. Walke, D.C. Schultz, P. Herhold, H. Yanikomeroglu, S. Mukherjee, H. Viswanathan, M. Lott, W. Zirwas, M. Dohler, H. Aghvami, D. Falconer, and G.P. Fettweis, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio", IEEE Communications Magazine, vol. 42, pp. 80-89, Sep. 2004.
- [6] J.N. Laneman, D.N.C. Tse, and G.W. Wornell, "Coopeative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [7] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp.

- 1451-1458, Oct. 1998.
- [8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderband, "Space-time block codes from orthogonal designs", *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [9] D.Y. Seol, U.K. Kwon, G.H. Im, and E.S. Kim, "Relay-assisted SFBC single carrier transmission over uplink fast fading channels", *IEEE GLOBECOM*, 2007.
- [10] T.W. Yune, J.B. Lim, Y.C. Cheong, and G.H. Im, "Iterative Multiuser Detection with Spectral Efficient Protocol for Relay-Assisted SC-FDE", *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 3, pp. 182-184, March 2008.
- [11] 원희철, "광대역 무선 이동 통신을 위한 채널 선택적 릴레이 기반 전송 시스템", *한국산업정보학회 논문지*, 14권 4호, pp. 8-15, 2009년 12월.
- [12] 원희철, 김순철, "채널 선택형 릴레이 기반 다중 입력 SC-FDMA/OFDMA 전송 시스템", *한국산업정보학회논문지*, 14권 5호, pp. 1-10, 2009년 12월.
- [13] 원희철, "AF 방식 중계기 네트워크에서의 SC-FDE를 위한 MRC MMSE 등화 기법", *한국산업정보학회논문지*, 16권 4호, pp. 19-26, 2011년 12월.
- [14] TS 36.211, "Physical channels and modulation," in *3GPP TSG RAN*, v.8.6.0, March 2009.



원 희 철 (Hui-Chul Won)

- 중신회원
- 포항공대 전자전기공학과 (공학사)
- 포항공대 전자전기공학과 (공학석사)
- 포항공대 전자컴퓨터공학부 (공학박사)
- 전) 삼성전자 통신연구소 책임연구원
- 현) 대구대학교 컴퓨터·IT공학부 부교수
- 관심분야: 차세대 이동통신시스템