

# 광대역 무선 이동 통신을 위한 채널 선택적 릴레이 기반 전송 시스템<sup>†</sup>

(Channel Selective Relay-based Transmission System for Broadband Wireless Communications)

원 희 철\*

(Hui-Chul Won)

**요 약** 초고속 접속을 위한 차세대 광대역 무선 이동 통신 기술의 하나로써, 중계기를 활용한 다중 입출력 기술이 유력하게 연구되고 있다. 본 논문에서는 채널 선택적 중계기 기반의 다중 입출력 전송 시스템을 제안한다. 중계기와 단말기 사이의 채널 상태에 따라 선택적으로 부채널을 사용함으로써 수신 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 실험 결과를 통해, 제안된 중계기 기반 시스템의 성능이 기존의 시스템 성능보다 우수한 특성을 나타냄을 확인하였다.

**핵심주제어** : 중계기, 다중 입출력, 주파수-공간 블록 코딩, OFDMA/SC-FDMA

**Abstract** Relay-assisted multi-input multi-output (MIMO) technique has become a promising candidate for next generation broadband wireless communications for high speed access. In this paper, we propose channel selective relay-based MIMO transmission system. The performance of relay-based system can be improved by using the subcarriers selectively based on the channel condition between relay and mobile station. Simulation results show that the proposed relay-based system considerably outperforms the conventional relay-based system.

**Key Words** : Relay, MIMO, SFBC, OFDMA/SC-FDMA

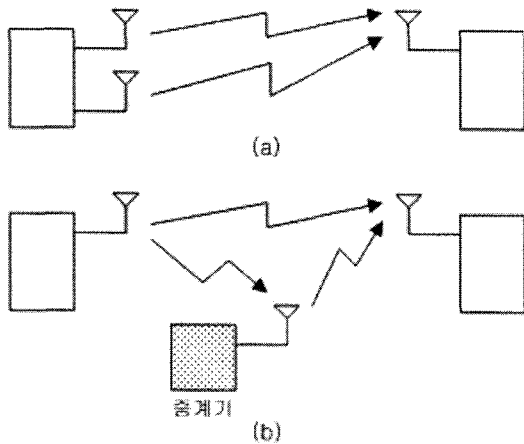
## 1. 서 론

VDSL (Very High Speed Digital Subscriber Line), FTTH (Fiber To The Home), 케이블 모뎀 등을 이용하여 초고속 인터넷 멀티미디어 서비스를 경험한 많은 사용자들이 이동 환경에서 휴대폰 단말기와 무선 망을 이용하여 유선에서와 같은 양질의 고속 멀티미디어 서비스를 제공받기를 원하고 있다. 이러한 기술 수요에 대

응하기 위하여, 현재 IEEE, ETSI, 3GPP, ITU-R, TTA 등의 국내외 표준화 기구와, 한국 전자통신연구원, 삼성전자, LG전자 등의 국내 연구 기관 및 기업체에서는 정지 및 저속 이동 환경에서 최대 1 Gbps의 데이터 전송 속도를, 60 km/h 이상의 고속 이동 환경에서 최대 100 Mbps의 데이터 전송 속도를 제공하는 차세대 이동 통신 기술을 구현하기 위한 활발한 연구 활동을 진행하고 있다<sup>[1]-[3]</sup>.

<sup>†</sup> 이 논문은 2008학년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임.(KRF-2008-331-D00347)

\* 대구대학교 컴퓨터·IT공학부 조교수



<그림 1> (a) 다중 안테나를 통한 다중 경로 형성  
(b) 중계기를 이용한 다중 경로 형성

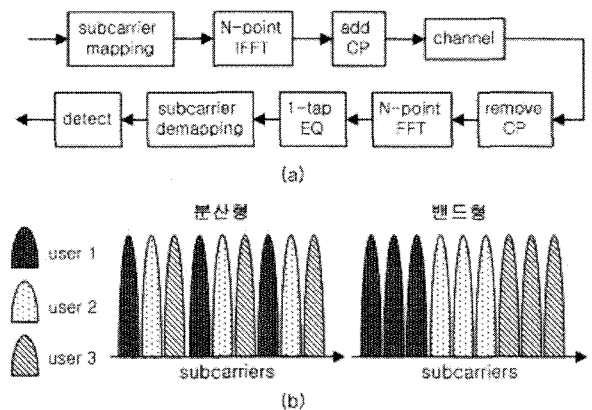
OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 다중 반송파 통신 방식과 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 다중 사용자 접속 방식은 송수신 구조가 간단하고, 주파수 효율이 높을 뿐만 아니라, 다중 경로 채널에 안정적인 특징 때문에 하향 링크를 위한 차세대 통신의 유력한 후보로 각광 받고 있고, OFDM/OFDMA 방식과 비슷한 성능을 보이면서도 낮은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)를 갖는 주파수 대역 등화기 (FDE, Frequency-Domain Equalizer) 기반의 단일 반송파 (SC, Single Carrier) 통신 방식과, SC FDMA (Frequency Division Multiple Access) 다중 사용자 접속 방식은 상향 링크를 위한 차세대 통신의 유력한 후보로 연구되고 있다<sup>[3]-[6]</sup>.

차세대 통신의 또 다른 핵심 기술은 다중 안테나를 이용한 안테나 다이버시티 기술이다<sup>[5] [8]</sup>. 시공간 블록 부호 (STBC, Space-Time Block Code)와 주파수 공간 블록 부호 (SFBC, Space-Frequency Block Code)는 이론적으로 동일한 성능을 갖는 대표적인 안테나 다이버시티 기술로서, 다중 안테나와 연속적인 전송 심볼 간, 또는 다중 안테나와 연속적인 부채널 간에 블록 코드를 적용함으로써 다이버시티 이득을 취하여 전송 성능을 크게 개선할 수 있다. 다만, 안테나 간 일정 거리를 두어야 하는 다중 안테나 기술은 모바일 기기의 크기와 복잡도 제

한에 의하여 적용이 쉽지 않은 상황이다. 이를 해결하기 위하여, 최근에 다중 안테나 대신 중계기를 이용한 다이버시티 기술이 제안되었다. 일반적으로 중계기는 셀 커버리지 확대와 음영 지역 해소 등을 위하여 전송 신호를 받아 증폭 후 재전송하는 역할을 담당하였으나, 그림 1과 같이, 단일 안테나를 사용하는 두 통신 기기 (예: 기지국과 단말기) 간의 다중 경로를 제공하는 역할을 수행할 수 있다<sup>[9]-[11]</sup>.

본 논문에서는 안테나 다이버시티 획득을 위해 중계기를 적용한 광대역 통신 시스템에서, 중계기와 통신 기기 간의 채널을 선택적으로 채택함으로써 전송 성능을 개선하는 방법을 제안한다. 논문의 구성을 살펴보면, 2장에서는 OFDMA 방식에 대하여 간단히 설명하고, 3장에서는 OFDMA 방식 기반의 중계기 구조에서의 안테나 다이버시티 성능을 살펴본다. 4장에서는 채널 선택적 중계기 구조를 제안하고, 5장에서는 기존 구조와 제안된 구조의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교한 후, 마지막으로 6장에서 결론 및 향후 방향에 대하여 고찰한다.

## 2. OFDMA 다중 사용자 접속 방식



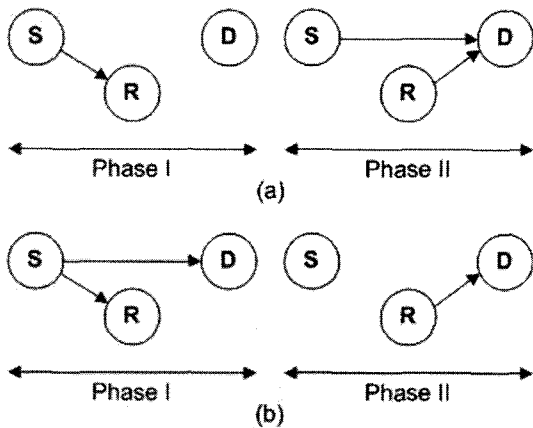
<그림 2> (a) OFDM 기본 구조 (b) OFDMA 방식에서의 사용자 별 부채널 할당 (분산형/밴드형)

그림 2(a)는 OFDM 다중 반송파 통신 방식의 기본 구조를 보여주고 있다. 전송될 이진 신호는 부호화된 후, N개 부채널 (subcarrier)에 맵핑되고, N-점 역 푸리에 변환 (IFFT, Inverse

Fast Fourier Transform)을 거친다. 심볼 간 간섭 신호를 막기 위하여 사이클릭 프리픽스 (CP, Cyclic Prefix)를 붙여 송신 안테나를 통해 전송된다. 한편, 채널을 통과한 후 안테나에 수신된 신호는 CP를 제거한 후, N-점 푸리에 변환이 실행된다. 1-탭 등화기를 통해 등화된 신호는 N개 부채널 별로 디맵핑되고, 전송된 이진 신호를 얻기 위해 복호 과정을 거치게 된다.

OFDMA 다중 사용자 접속 방식은 OFDM 기본 구조를 사용하고, N개 부채널을 M명의 사용자에게 나눠 할당하여 동시 접속하는 방식이다. 부채널 할당 방식은 그림 2(b)와 같이, 분산형과 밴드형이 대표적이다. 분산형 할당 방식은 각 사용자에게 분산된 부채널을 할당하는 방식으로, 상태가 나쁜 주파수 대역이 한 사용자에게 물리는 것을 방지할 수 있다. 이와 반대로, 밴드형 할당 방식은 각 사용자에게 연속된 부채널, 즉, 특정 밴드를 할당하는 방식으로, 사용자 별 최적의 주파수 대역을 파악한 후, 할당하여 전체 전송 효율을 높일 수 있다.

### 3. 중계기를 이용한 안테나 다이버시티



<그림 3> 전송 프로토콜 (S:출발 단말, D: 목적 단말, R:중계기)

그림 1(b)와 같이, 중계기를 통해 다중 경로를 형성하고, 형성된 다중 경로를 통해 안테나 다이버시티 이득을 얻기 위한 대표적인 전송 프로토콜은 그림 3과 같다. 본 논문에서는 안테나 다이버시티 이득을 얻기 위해, 대표적인 안테나

다이버시티 기술 중 하나인 주파수 공간 블록 부호를 적용한다. 그림 3(a)의 프로토콜에 따르면, 첫 번째 심볼 구간(phase I)에서 출발 단말기가 신호를 중계기로 전송하면, 중계기는 수신된 신호로부터 전송 신호를 복호한다. 두 번째 심볼 구간(phase II)에서 출발 단말기와 중계기 모두 목적 단말기로 신호를 전송한다. 이 때, 출발 단말기는 직전 심볼 구간에서 중계기로 보냈던 신호와 동일한 신호를 목적 단말기로 전송하고, 중계기는 첫 번째 심볼 구간에서 복호된 신호에 주파수-공간 블록 부호를 적용한 후 목적 단말기로 전송한다. 목적 단말기는 첫 번째 심볼 구간에서는 쉬다가, 두 번째 심볼 구간에서 출발 단말기와 중계기로부터 동시에 받은 신호를 이용하여 원 신호를 복호한다. 한편, 그림 3(b)의 프로토콜에 따르면, 첫 번째 심볼 구간 (phase I)에서는 출발 단말기가 신호를 전송한다. 전송된 신호는 중계기와 목적 단말기가 모두 수신한다. 중계기는 수신된 신호를 복호한 후, 주파수-공간 블록 부호를 적용하여 두 번째 심볼 구간 (phase II)에서 목적 단말기로 신호를 전송한다. 이 때, 출발 단말기는 쉬는다. 목적 단말기는 첫 번째 심볼 구간에서 출발 단말기로부터 받은 신호와, 두 번째 심볼 구간에서 중계기로부터 받은 블록 부호화된 신호를 이용하여 원 신호를 복호하면 된다. 두 프로토콜의 성능과 복호 방법은 이론 상 동일하여 크게 차이가 없으나, 4장에서 설명하는 것과 같이, 본 논문에서 제안할 채널 선택적 중계기 구조를 주파수 효율 감소 없이 사용하기 위하여 그림 3(b)의 프로토콜을 채택할 것이다.

그림 3(b)의 프로토콜에 따른 신호 전송 및 복원 과정을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

먼저, 첫 번째 심볼 구간에서, 출발 단말기는 보내고자 하는 이진 신호를 부호화한 후, 전송 심볼( $s_0$ 과  $s_1$ )을 만들고, 자신에게 할당된 부채널 밴드에 맵핑하여  $X_S$ 를 생성한다.

$$X_S = [0 \cdots 0 s_0 s_1 0 \cdots 0] \quad (1)$$

그리고, 생성된  $X_S$ 를 N점 역 푸리에 변환을 한 후, CP를 추가하여 만든 신호  $x_S$ 를 송신한다.

출발 단말기와 중계기 사이의 채널  $h_{SR}$ 을 통과하여 중계기에 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_{SR} = x_S * h_{SR} + n_{SR} \quad (2)$$

이때,  $n_{SR}$ 은 첨가된 백색 잡음을 의미하고,  $*$ 은 convolution 연산 기호이다.  $y_{SR}$ 에서 CP를 제거하고, N점 푸리에 변환을 거친 주파수 대역 신호  $Y_{SR}$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y_{SR} &= [0 \cdots 0 u_0 u_1 0 \cdots 0] \\ u_0 &= s_0 H_{0,SR} + N_{0,SR} \\ u_1 &= s_1 H_{1,SR} + N_{1,SR} \end{aligned} \quad (3)$$

이 때,  $H_{0,SR}$ 과  $H_{1,SR}$ 은 전송 신호  $s_0$ 과  $s_1$ 이 맵핑된 부채널의  $h_{SR}$ 에 대한 주파수 대역 채널 값이고,  $N_{0,SR}$ 과  $N_{1,SR}$ 은 해당 부채널의 잡음  $n_{SR}$ 에 대한 주파수 대역 값이다. 아래와 같이, 1-탭 선형 등화기 또는 MMSE 등화기를 통해 전송된 신호를 결정할 수 있다.

$$\hat{s}_0 = \frac{u_0}{H_{0,SR}}, \quad \hat{s}_1 = \frac{u_1}{H_{1,SR}} \quad (4)$$

결정된 신호  $\hat{s}_0$ 과  $\hat{s}_1$ 은 코드 복호 과정을 통해 신뢰성 높은 이진 신호로 복원되고, 목적 단말기로의 재전송을 위해  $s_0$ 과  $s_1$ 으로 다시 심볼화된다. 이때, 중계기에서는 완벽히 복원된다고 가정하였다.

두 번째 심볼 구간에서, 중계기는 목적 단말기로의 전송을 위하여, 신호  $s_0$ 과  $s_1$ 을 자신에게 할당된 부채널 밴드에 맵핑하여  $X_R$ 을 생성하는데, 아래와 같이 주파수-공간 블록 부호를 적용하여 생성한다.

$$X_R = [0 \cdots 0 -s_1^* s_0^* 0 \cdots 0] \quad (5)$$

이 때,  $*$ 는 켈레 복소수 연산을 의미한다. 생성된  $X_R$ 을 N점 역 푸리에 변환을 한 후, CP를 추가하여 만든 신호  $x_R$ 를 송신한다.

한편, 목적 단말기는 첫 번째 심볼 구간에서

출발 단말기로부터 다음 신호를 수신한다.

$$y_{SD} = x_S * h_{SD} + n_{SD} \quad (6)$$

이때,  $h_{SD}$ 는 출발 단말기와 목적 단말기 사이의 채널 임펄스 응답이고,  $n_{SD}$ 는  $y_{SD}$ 에 첨가된 백색 잡음을 의미한다. 또한, 두 번째 심볼 구간에서 중계기로부터 다음 신호를 수신한다.

$$y_{RD} = x_R * h_{RD} + n_{RD} \quad (7)$$

이때,  $h_{RD}$ 는 중계기와 목적 단말기 사이의 채널 임펄스 응답이고,  $n_{RD}$ 는  $y_{RD}$ 에 첨가된 백색 잡음을 의미한다. CP를 제거한 후, 두 수신 신호  $y_{SD}$ 와  $y_{RD}$ 를 N점 푸리에 변환을 실행하면 다음과 같은 주파수 대역 신호  $Y_{SD}$ 과  $Y_{RD}$ 를 얻게 된다.

$$\begin{aligned} Y_{SD} &= [0 \cdots 0 r_{0,SD} r_{1,SD} 0 \cdots 0] \\ Y_{RD} &= [0 \cdots 0 r_{0,RD} r_{1,RD} 0 \cdots 0] \\ r_{0,SD} &= s_0 H_{SD} + N_{0,SD} \\ r_{1,SD} &= s_1 H_{SD} + N_{1,SD} \\ r_{0,RD} &= -s_1^* H_{RD} + N_{0,RD} \\ r_{1,RD} &= s_0^* H_{RD} + N_{1,RD} \end{aligned} \quad (8)$$

이때,  $H_{SD} = \frac{H_{0,SD} + H_{1,SD}}{2}$  이고,  $H_{0,SD}$ 와  $H_{1,SD}$ 는 전송 신호  $s_0$ 과  $s_1$ 이 맵핑된 부채널의  $h_{SD}$ 에 대한 주파수 대역 채널 값이며,  $H_{RD} = \frac{H_{0,RD} + H_{1,RD}}{2}$  이고,  $H_{0,RD}$ 와  $H_{1,RD}$ 는 해당 부채널의  $h_{RD}$ 에 대한 주파수 대역 채널 값이다. 또한,  $N_{0,SD}$ 와  $N_{1,SD}$ 는 해당 부채널의 잡음  $n_{SD}$ 에 대한 주파수 대역 값이고,  $N_{0,RD}$ 와  $N_{1,RD}$ 는 해당 부채널의 잡음  $n_{RD}$ 에 대한 주파수 대역 값이다. 식 (8)로부터, 다음과 같이 전송된 신호를 결정하면 안테나 다이버시티 이득을 획득할 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{s}_0 &= \frac{H_{SD}^* r_{0,SD} + H_{RD}^* r_{1,RD}}{|H_{SD}|^2 + |H_{RD}|^2} \\ \hat{s}_1 &= \frac{H_{SD}^* r_{1,SD} - H_{RD}^* r_{0,RD}}{|H_{SD}|^2 + |H_{RD}|^2}\end{aligned}\quad (9)$$

한편, 식 (9)의 결정 과정을 통해 얻은 결정 신호  $\hat{s}_0$  과  $\hat{s}_1$  은 이론적으로 다음과 같이 원 신호와 변형된 잡음의 합으로 구성되어 수신 신호 대 잡음 비 (SNR, Signal-to-Noise power Ratio)를 쉽게 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{s}_0 &= s_0 + \frac{H_{SD}^* N_{0,SD} + H_{RD}^* N_{1,RD}}{|H_{SD}|^2 + |H_{RD}|^2} \\ \hat{s}_1 &= s_1 + \frac{H_{SD}^* N_{1,SD} - H_{RD}^* N_{0,RD}}{|H_{SD}|^2 + |H_{RD}|^2}\end{aligned}\quad (10)$$

#### 4. 채널 선택적 중계기

일반적으로 OFDMA 다중 사용자 접속 방식에서 각 사용자(또는 출발 단말기)는 기지국(또는 목적 단말기) 사이의 채널 상태에 따라 사용할 주파수 대역, 즉 밴드를 결정하여 사용한다. 그림 1과 같이, 다중 경로가 형성된 경우에는 기준이 되는 채널의 상태에 따라 결정된다. 다시 말하면, 그림 1(a)의 다중 안테나 시스템에서는 첫 번째 송신 안테나가 기준이 되어, 첫 번째 송신 안테나와 수신 단말기 사이의 채널 상태에 따라 최적의 주파수 대역이 선택되면 모든 송신 안테나는 선택된 주파수 대역을 사용하여 신호를 전송한다. 그림 1(b)의 중계기 시스템에서는 출발 단말기가 기준이 되어, 출발 단말기와 목적 단말기 사이의 채널 상태를 파악한 후 최적의 주파수 대역이 선택되면 출발 단말기 뿐만 아니라 중계기도 해당 선택된 주파수 대역을 이용하여 신호를 전송해야 한다. 만약, 그림 1(a)의 다중 안테나 시스템에서 각 송신 안테나별 최적의 주파수 대역을 선택하여 사용한다면, 그리고, 그림 1(b)의 중계기 시스템에서 출발 단말기 뿐만 아니라 중계기에서도 최적 주파수 대역을 선택하여 각자 다른 주파수 대역으로 신호를 전송할 수 있다면 수신 성능은 크게 향상될

수 있을 것이다. 그러나, 전체 사용 가능한 주파수 대역이 한정되어 있는 상황에서, 특정 사용자가 다중 경로 별 서로 다른 주파수 대역을 동시에 사용한다면, 사용자 별 이용 주파수 대역이 배가 되기 때문에 전체 사용자 수가 줄어드는 치명적인 단점이 생긴다. 이러한 문제점은 그림 1(a)의 다중 안테나 시스템에서는 극복할 수 없지만, 그림 1(b)의 중계기 시스템에서는 적절한 프로토콜을 채택하면 극복 가능하다. 다시 말하면, 일반적으로 많이 사용하는 그림 3(a)의 프로토콜에서는 극복되지 않지만, 본 논문에서 채택한 그림 3(b)의 프로토콜에서는 극복 가능하다. 그림 3(b)를 살펴보면, 첫 번째 심볼 구간(phase I)에서는 출발 단말기만 전송을 하고, 두 번째 심볼 구간에서는 중계기만 전송을 하기 때문에, 출발 단말기가 사용하는 주파수 대역과 중계기가 사용하는 주파수 대역이 서로 다르더라도, 첫 번째 심볼 구간(phase I)에서 출발 단말기의 채널 상태에 따라 사용할 주파수 대역을 사용자 간에 조율하듯이, 두 번째 심볼 구간(phase II)에서도 중계기 채널 상태에 따라 사용자 간 주파수 대역을 조율하면 주파수 효율 감소 없이 최적의 성능을 얻을 수 있다. 수신 성능을 수식으로 살펴보면 다음과 같다.

먼저, 첫 번째 심볼 구간에서, 출발 단말기가 자신에게 할당된 부채널 밴드를 통해 부호화된 전송 심볼( $s_0$ 과  $s_1$ )을 송신하는 과정과, 중계기에서 수신된 신호로부터 전송 신호를 결정하고 복호하는 과정은 식 (1)~식 (4)와 동일하다.

두 번째 심볼 구간에서, 중계기는 목적 단말기로의 전송을 위하여, 복원 신호  $s_0$ 과  $s_1$ 에 주파수-공간 블록 부호를 적용하여  $X_R$ 을 생성하는데, 식 (5)와 달리, 출발 단말기의 부채널 밴드와 다른, 중계기에서 채널 상태에 따라 선택된 부채널 밴드에 할당한다.

$$X_R = [0 \cdots 0 \ 0 \cdots 0 - s_1^* s_0^*] \quad (11)$$

그리고, 생성된  $X_R$ 을 N점 역 푸리에 변환을 한 후, CP를 추가하여 만든 신호  $x_R$ 를 송신한다.

한편, 목적 단말기는 첫 번째 심볼 구간에서 출발 단말기로부터 다음 신호를 수신한다.

$$y_{SD} = x_S * h_{SD} + n_{SD} \quad (12)$$

이때,  $h_{SD}$ 와  $n_{SD}$ 는 식 (6)에서 설명하였다. CP를 제거한 후, N점 푸리에 변환을 실행하면 다음과 같은 주파수 대역 신호  $Y_D^1$ 를 얻게 된다.

$$\begin{aligned} Y_D^1 &= [0 \cdots 0 r_0 r_1 0 \cdots 0] \\ r_0 &= s_0 H_{SD} + N_0 \\ r_1 &= s_1 H_{SD} + N_1 \end{aligned} \quad (13)$$

이때,  $H_{SD} = \frac{H_{0,SD} + H_{1,SD}}{2}$  이고,  $H_{0,SD}$ 와  $H_{1,SD}$ 는 전송 신호  $s_0$ 과  $s_1$ 을 할당하기 위해 출발 단말기가 사용한 부채널의  $h_{SD}$ 에 대한 주파수 대역 채널 값이며,  $N_0$ 과  $N_1$ 은 해당 부채널의 잡음  $n_{SD}$ 에 대한 주파수 대역 값이다.

또한, 두 번째 심볼 구간에서 중계기로부터 다음 신호를 수신한다.

$$y_{RD} = x_R * h_{RD} + n_{RD} \quad (14)$$

이때,  $h_{RD}$ 와  $n_{RD}$ 는 식 (7)에서 설명하였다. CP를 제거한 후, N점 푸리에 변환을 실행하면 다음과 같은 주파수 대역 신호  $Y_D^2$ 를 얻게 된다.

$$\begin{aligned} Y_D^2 &= [0 \cdots 0 0 \cdots 0 r_2 r_3] \\ r_2 &= -s_1^* H_{RD} + N_2 \\ r_3 &= s_0^* H_{RD} + N_3 \end{aligned} \quad (15)$$

이때,  $H_{RD} = \frac{H_{0,RD} + H_{1,RD}}{2}$  이고,  $H_{0,RD}$ 와  $H_{1,RD}$ 는 전송 신호  $-s_1^*$ 와  $s_0^*$ 을 할당하기 위해 중계기가 사용한 부채널의  $h_{RD}$ 에 대한 주파수 대역 채널 값이며,  $N_2$ 와  $N_3$ 은 해당 부채널의 잡음  $n_{RD}$ 에 대한 주파수 대역 값이다. 식 (13)과 식 (15)로부터, 다음과 같이 전송된 신호를 결정하면 안테나 다이버시티 이득을 획득할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_0 &= \frac{H_{SD}^* r_0 + H_{RD}^* r_3}{|H_{SD}|^2 + |H_{RD}|^2} \\ \hat{s}_1 &= \frac{H_{SD}^* r_1 - H_{RD}^* r_2}{|H_{SD}|^2 + |H_{RD}|^2} \end{aligned} \quad (16)$$

한편, 식 (16)의 결정 과정을 통해 얻은 결정 신호  $\hat{s}_0$ 과  $\hat{s}_1$ 은 이론적으로 다음과 같이 원 신호와 변형된 잡음의 합으로 구성된다.

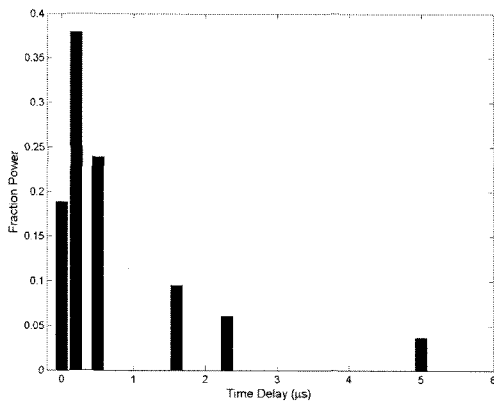
$$\begin{aligned} \hat{s}_0 &= s_0 + \frac{H_{SD}^* N_0 + H_{RD}^* N_3}{|H_{SD}|^2 + |H_{RD}|^2} \\ \hat{s}_1 &= s_1 + \frac{H_{SD}^* N_1 - H_{RD}^* N_2}{|H_{SD}|^2 + |H_{RD}|^2} \end{aligned} \quad (17)$$

식 (10)과 식 (17)을 비교하면, 수식이 동일함을 확인할 수 있다. 다만, 중계기에서 채널 상태가 좋은 부채널을 선택하기 때문에 식 (17)의  $|H_{RD}|^2$  값이 식 (10)의  $|H_{RD}|^2$  값보다 항상 크거나 같게 되고, 결국 식 (17)의 잡음 값이 식 (10)의 잡음 값보다 작아지게 되어, 수신 신호 대 잡음 비가 향상된다.

## 5. 실험 결과

실험을 위하여 256개의 부채널 (N=256)을 사용하고, 64개의 부채널을 1개 밴드로 구성한 후 총 4개 부채널 밴드 중에서 1개를 사용자에게 할당하는 밴드형 OFDMA 방식을 채택하였다. 각 부채널은 실험의 간편함을 위하여 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식을 적용하였고, 일반적인 파라미터 값으로 많이 사용되고 있는 제한 길이 7을 갖는 1/2 비율의 길쌈 부호와 S=5로 설정된 S-random 인터리버를 사용하여 이진 신호를 부호화하였다. 시뮬레이션 과정을 자세히 설명하면, 기지국 송신기에서 전송될 비트 신호는 부호기와 인터리버를 거쳐 QPSK 부채널 맵핑된 후 N점 역 푸리에 변환되고, 사이클릭 프리픽스 신호가 추가되어 기지국 송신 안테나를 통해 발송된다. 중계기에서는, 기지국으로부터 신호를 수신하여 사이클릭 프리픽

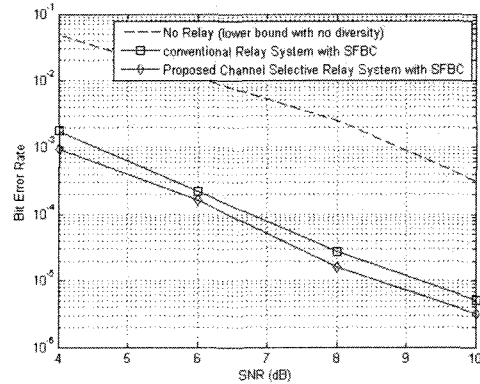
스 신호를 제거하고, N점 푸리에 변환을 통과한 후, 등화기와 MAP 디텍터로 입력한다. MAP 디텍터의 결과로 얻은 신호 비트의 LLR (Log-Likelihood Ratio) 값은 디인터리빙된 후 디코더의 입력으로 사용되어 원 신호가 복원되게 된다. 복원된 신호는 단말기로의 재전송을 위하여, 부호기와 인터리버를 거쳐 QPSK 부채널 맵핑되고, 안테나 다이버시티 이득 획득을 위하여 주파수 공간 블록 부호화된 후, N점 역푸리에 변환기를 거쳐 송신된다.



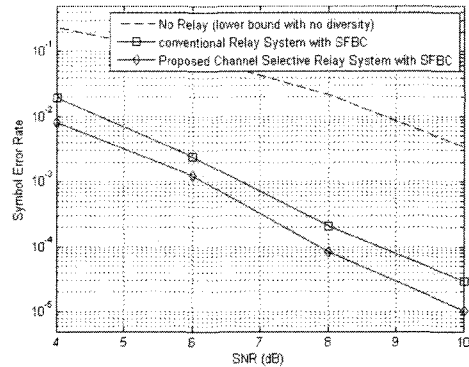
<그림 4> Typical Urban 채널

이 때, 실험 결과 비교를 위하여 채널 상태에 따라 부채널을 선택한 경우와 고정된 경우에 대해 각각 실험한다. 단말기에서는 기지국에서 송신한 신호와 중계기에서 송신한 신호를 각각 N점 푸리에 변환으로 획득한 후, 주파수 공간 블록 부호에 대한 MRC (Maximum Ratio Combining) 과정을 수행하여 결과를 확인하게 된다. 0.001의 정규화된 도플러 주파수를 가정하였고, 1개 프레임은 혼련 심볼 구간 없이 10개의 데이터 심볼 구간으로 구성하였다. 6-탭 TU (Typical Urban) 무선 채널을 사용하였고, 채널 추정은 완벽하다고 가정하였다. 그림 4는 TU 채널을 보여주고 있다. 그림 5와 그림 6은 주파수 공간 블록 부호화된 중계기 기반의 OFDMA 시스템의 비트 오류율 (BER, Bit Error Rate)과 심볼 에러율 (SER, Symbol Error Rate)을 각각 보여주고 있다. 그림 5와 그림 6에서, 점선은 중계기 없이 출발 단말기와 목적 단말기 사이의 전송만 이뤄진 경우의 성능을 보여주고 있

다. 다중 경로가 생성되지 않아 주파수 공간 블록 부호에 의한 안테나 다이버시티 이득을 얻지 못하였기에 상대적으로 성능이 좋지 않음을 볼 수 있다.



<그림 5> 주파수 공간 블록 부호화된 중계기 기반의 OFDMA 시스템의 비트 에러율



<그림 6> 주파수 공간 블록 부호화된 중계기 기반의 OFDMA 시스템의 심볼 에러율

사각형 모양의 실선은 주파수 공간 블록 부호가 적용된 기존의 중계기 기반 OFDMA 시스템의 성능을 보여 주고 있고, 다이아몬드 모양의 실선은 본 논문에서 제안한, 주파수 공간 블록 부호가 적용된 채널 선택적 중계기 기반의 OFDMA 시스템의 성능을 보여주고 있다. 이때, 출발 단말기와 중계기 사이의 SNR은 20dB로 설정하였다. 제안된 시스템이 기존 시스템과 비교하여, 10<sup>-5</sup>의 비트 에러율 수준에서 약 0.6 dB, 10<sup>-4</sup>의 심볼 에러율 수준에서 약

0.9 dB 성능이 개선됨을 확인할 수 있다.

## 6. 결론 및 향후 방향

본 논문에서는 채널 선택적 중계기 기반의 주파수 공간 블록 부호화된 OFDMA 시스템을 제안하고, 그에 따른 중계기 기반 프로토콜을 채택하였다. 채택된 프로토콜을 기반으로, 중계기와 단말기 사이의 채널 상태에 따라 선택적으로 부채널 밴드를 사용함으로써 수신 성능을 향상시킬 수 있었다. 본 논문에서는, 기지국에서 단말기로의 하향 전송을 위한 OFDMA 시스템 연구가 진행되었기 때문에, 상하향 링크를 모두 구성하기 위하여 향후, 단말기에서 기지국으로의 상향 전송을 위한 SC-FDMA 시스템에 적용하는 연구가 필요하리라 사료된다.

## 참 고 문 헌

[1] 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.

[2] Samsung 4G Forum, "Migration Paths Towards 4G Networks", Aug. 2004.

[3] 윤철식, "WiBro 기술이 IEEE 802.16 표준으로 채택되기까지", 한국통신학회지, 제 25권 제 3호, pp. 60-63, 2008년 3월.

[4] 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.

[5] N. Al-Dhahir, "Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels", IEEE Communications Letters, vol. 5, no. 7, pp. 304-306, July 2001.

[6] 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.

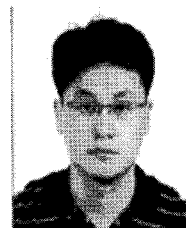
[7] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[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] R. Pabst, etc., "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio", IEEE Communications Magazine, vol. 42, pp. 80-89, Sep. 2004.

[10] 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.

[11] 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, March 2008.



원 희 철 (Hui-Chul Won)

- 중신회원
- 1998년 2월 : 포항공대 전자전기공학과 (공학사)
- 2000년 2월 : 포항공대 전자전기공학과 (공학석사)
- 2004년 8월 : 포항공대 전자컴퓨터공학부 (공학박사)
- 2004년 9월~2006년 8월 : 삼성전자 통신연구소 책임연구원
- 2006년 9월 ~ 현재 : 대구대학교 컴퓨터·IT공학부 조교수

논문접수일 : 2009년 7월 27일  
 논문수정일 : 2009년 9월 29일  
 게재확정일 : 2009년 9월 29일