

무선 릴레이 시스템에서의 Complex Field Network Coding 기법 적용에 관한 연구

준회원 황 원 준*, 정회원 장 준 희*, 종신회원 최 형 진*

A Study on Complex Field Network Coding Scheme for Wireless Relay System

Won-Jun Hwang* Associate Member, Jun-Hee Jang* Regular Member,
Hyung-Jin Choi* Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 릴레이 기반 무선 통신 환경에서 기존의 CFNC (Complex Field Network Coding) 기법 적용 시 발생하는 문제점들을 개선하는 방안을 제시한다. CFNC 기법은 간단한 복소 덧셈 및 뺄셈 연산을 통해 상·하향 링크 신호 교환에 요구되는 시간 구간을 최소화함으로써 전송 효율을 극대화하는 장점을 가진다. 그러나, 기존의 CFNC 기법은 릴레이에서의 ML (Maximum Likelihood) 판정 과정에서 큰 폭의 성능 열화가 발생하는 단점이 있다. 또한, CFNC 기법 적용 시 릴레이의 수신 신호에 다중 주파수 오프셋이 발생함에 따라 릴레이의 미세 주파수 오프셋 추정 성능이 열화 되는 한편, 주파수 오프셋 보상 이후에도 잔류 주파수 오프셋으로 인한 성능 열화가 발생하는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 상향 링크의 송신 다이버시티를 이용함으로써 정확도를 개선 가능한 새로운 ML 판정 기법 및 다중 주파수 오프셋 환경에서 적용 가능한 새로운 미세 주파수 오프셋 추정, 보상 기법을 제안한다. 다양한 환경에서의 컴퓨터 모의실험을 통해 제안된 기법들이 CFNC 기법 적용 시 발생하는 문제점들을 효과적으로 개선 가능함을 입증한다.

Key Words : CFNC, Multiple CFO, Network Coding, Relaying, Synchronization

ABSTRACT

In this paper, a CFNC (Complex Field Network Coding) scheme is presented, which focuses on improving transmission efficiency by reducing time slots that are needed to exchange data frames. Conventional CFNC scheme has the advantage of minimizing the number of time slots required for information exchanges. However, there exists serious performance deterioration because the transmit signals are interfered with each other. Moreover, when CFNC scheme is applied, the estimation and compensation performance of fine frequency offset severely deteriorates due to the multiple frequency offsets in received signal of relay node. In order to overcome these critical problems, we propose an improved CFNC scheme with modified maximum likelihood decision method which uses uplink transmit diversity. Also, we propose an enhanced fine frequency offset estimation method and a corresponding compensation method to deal with the multiple frequency offsets. Corresponding simulation results verify that the proposed methods are able to effectively solve the problems of CFNC scheme.

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2011-(C1090-1111-0005))

* 성균관대학교 정보통신공학부 통신시스템 연구실({hms4253, hellojjh, hjchoi}@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-11-568, 접수일자 : 2010년 11월 30일, 최종논문접수일자 : 2011년 4월 6일

I. 서 론

최근 3GPP LTE, 802.16j 등의 무선 이동 통신 시스템에서 셀 커버리지 확장, 음영 지역 해소 등의 목적으로 릴레이를 이용한 협력 통신 기술에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^[1]. 한편, 릴레이 시스템에서 기지국과 단말의 상·하향 링크 신호 교환 시 요구되는 시간 구간 (time slot)의 수를 줄여 전송 효율을 증가시키기 위한 기법으로 네트워크 코딩 기법을 적용하는 방안이 고려되고 있다^{[2][4]}.

현재까지 제안된 릴레이 시스템에서의 네트워크 코딩 기법은 GFNC (Galois Field Network Coding) 기법과 CFNC (Complex Field Network Coding) 등이 있다. GFNC 기법은 상·하향 링크 신호의 비트 단위 XOR (eXclusive OR) 연산을 이용하며 정보 교환에 필요한 시간 구간의 수를 세 개로 줄일 수 있다^[5]. 한편, CFNC 기법은 간단한 복소 덧셈 및 뺄셈 연산을 통해 요구되는 시간 구간을 두 개로 줄여 전송 효율을 극대화할 수 있는 기법으로 주목 받고 있다^[6]. 그러나 기존의 CFNC 기법은 릴레이에서 동시 수신된 상·하향 링크 신호의 심벌 판정을 위해 사용되는 ML (Maximum Likelihood) 판정 과정에서 큰 폭의 성능 열화가 발생하는 단점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 이와 같은 기존 CFNC 기법의 문제점을 극복할 수 있는 새로운 CFNC 기법을 제안한다. 제안하는 CFNC 기법은 일반적인 무선 통신 환경이 하향 링크에 비해 상향 링크의 전송률이 낮은 비대칭 전송 환경임을 고려하여, 상향 링크 신호의 반복 전송을 통해 발생시킨 다이버시티 이득을 활용하는 형태의 변형된 ML 판정 기법을 적용하여 성능을 향상시킨다. 또한, 릴레이에서의 ML 판정 기법을 통한 상·하향 링크 분리 이후 추가적인 복호 과정을 거쳐 오류 정정을 수행함으로써 추가적인 성능 이득을 얻는다.

한편, CFNC 기법 적용 시 기지국 및 단말은 각자의 신호를 동시에 송신하게 되어 릴레이의 수신 신호는 두 신호가 중첩된 형태가 된다. 이때, 기지국 및 단말의 송신 신호에 서로 다른 크기의 주파수 오프셋이 발생할 수 있으며, 이 경우 릴레이의 수신 신호에는 서로 다른 주파수 오프셋이 발생한 두 신호가 중첩되는 다중 주파수 오프셋이 발생한다. 이러한 환경에서는 보호 구간과 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심벌 후반부 간섭을 통해 위상 회전량을 측정하는 기존 미세 주

파수 오프셋 추정 기법의 경우 정확한 추정이 불가능하다. 뿐만 아니라, 미세 주파수 오프셋에 대한 추정이 정확하게 이루어진 경우를 가정하더라도, 일반적인 시간 영역에서의 주파수 오프셋 보상 이후에는 항상 잔여 주파수 오프셋 성분이 존재하게 되어 ICI (Inter-Carrier Interference)가 발생하는 문제점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 다중 주파수 오프셋 환경에서 적용 가능한 새로운 미세 주파수 오프셋 추정 기법 및 보상 기법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 미세 주파수 오프셋 추정 방식은 OFDM 심벌의 보호구간 길이 동안의 CIR (Channel Impulse Responce) 위상 회전량을 측정하는 형태이며, 상·하향 링크의 RS (Reference Signal) 패턴이 서로 다르므로 간섭으로 인한 성능 열화가 거의 발생하지 않는다. 또한, 제안하는 미세 주파수 오프셋 보상 기법은 수신 신호에 발생한 두 주파수 오프셋으로 각각 보상된 후보신호들을 부반송파 별 채널 전력비에 따른 MRC (Maximum Ratio Combining) 추정 기법을 적용해 조합하여 최소의 잔여 ICI를 가지는 보상치를 결정한다.

본 논문의 구성 및 주요 내용은 다음과 같다. II장에서는 일반적인 전송 기법과 비교해 CFNC 기법의 송·수신 과정을 자세히 설명하며, III장에서는 CFNC 기법의 문제점들을 분석한다. IV장에서는 III장에서 분석한 CFNC 기법들의 문제점들을 개선하기 위한 새로운 기법들을 제시하며, V장에서는 모의 실험 결과의 분석을 통해 기존 기법들과 제안 기법들의 성능 비교를 수행한다. 끝으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 기존의 CFNC 기법

본 장에서는 일반적인 스케줄링 기법과 비교해 GFNC 및 CFNC 기법을 설명하고 각 기법의 장·단점을 분석한다. 간략한 설명을 위해 다음과 같은 통신 환경을 가정한다. BS (Base Station)와 MS (Mobile Station)가 하나의 RN (Relay Node)를 통해 서로 데이터를 교환하며, 이때 BS와 MS는 서로의 송신 거리 밖에 있어 direct link는 존재하지 않는다고 가정한다. BS와 MS는 같은 주파수 대역을 사용해 송신하며, 간섭 발생을 피하기 위해 서로 다른 시간 구간을 이용하는 TDD (Time Division Duplex) 형태의 스케줄링을 적용한다.

그림 1은 이러한 통신 환경 하에서의 일반적인

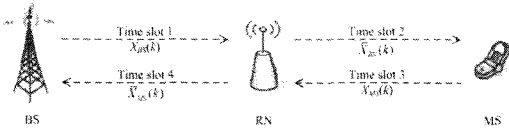


그림 1. 일반적인 TDD 스케줄링 기법을 적용한 송·수신 과정

송·수신 과정을 나타낸 개념도이다. 동시 전송으로 인한 상·하향 링크 간 간섭을 피하기 위해 TDD 스케줄링 기법을 적용할 경우 BS 및 MS, RN의 모든 송신은 별도의 시간 구간으로 구분되며, 그림 1에서와 같이 시간 구간 1에서 BS가 RN에게 송신, 시간 구간 2에서 RN가 MS에게 송신, 시간 구간 3에서 MS가 RN에게 송신, 시간 구간 4에서 RN가 BS에게 송신하는 정책을 고려할 수 있다. 이러한 형태의 스케줄링을 적용하는 경우, BS와 MS가 한번의 데이터 교환을 수행하기 위해 필요한 시간 구간의 수는 4개이다. 릴레이를 고려하지 않는 환경에서 같은 방식의 스케줄링 시 2개의 시간 구간이면 한번의 데이터 교환이 가능함을 고려할 때, 릴레이를 사용함으로 인해 두 배의 무선 자원을 소모하게 되며 이에 따른 전송률 저하가 불가피하다⁵⁾.

그림 2는 CFNC 기법을 적용하였을 때 BS 및 MS, RN의 송·수신 과정을 나타낸 것이다. BS 및 MS의 주파수 영역 송신 신호를 각각 $X_{BS}(k)$ 및 $X_{MS}(k)$ 라 할 때, 시간 구간 1에서의 RN의 주파수 영역 수신 신호 $Y_{RN}(k)$ 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_{RN}(k) = H_{BS-RN}(k)X_{BS}(k) + H_{MS-RN}(k)X_{MS}(k) + W(k), \quad 0 \leq k \leq N_{FFT} - 1 \quad (1)$$

여기서 k 는 주파수 영역 부반송파 인덱스를 의미하며, $H_{BS-RN}(k)$ 및 $H_{MS-RN}(k)$ 는 각각 BS-RN 경로와 MS-RN 경로의 CFR (Channel Frequency Response)을 의미한다. 또한 $W(k)$ 는 주파수 영역 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 나타내며 N_{FFT} 는 FFT 크기이다. 식 (1)에 나타난 바와 같이, RN

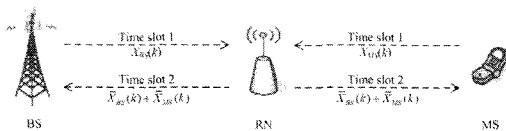


그림 2. CFNC 기법을 적용한 송·수신 과정

의 수신 신호는 BS 및 MS의 송신 신호가 중첩되어 상대 측 신호에게 간섭으로 작용하므로 일반적인 경판정 (hard decision) 방법으로는 정상적인 복조가 불가능하다. 따라서 RN는 BS-RN 경로와 MS-RN 경로의 채널 추정을 수행한 이후 중첩된 두 신호의 분리 및 복조를 위해 ML 판정 기법을 적용하며, 이 과정은 식 (2)와 같다.

$$[\hat{X}_{BS}(k), \hat{X}_{MS}(k)] = \min_{\{S_i, S_j\}} |Y_{RN}(k) - H_{BS-RN}(k)S_i - H_{MS-RN}(k)S_j| \quad (2)$$

여기서 $\hat{X}_{BS}(k)$ 및 $\hat{X}_{MS}(k)$ 는 ML 판정 기법을 이용해 판정한 BS 및 MS 송신 신호를 의미하며 S_i 및 S_j 는 각각 BS 및 MS의 변조 방식에 따라 결정되는 임의의 심벌을 의미한다. 가령, BS와 MS 모두 16QAM 변조 방식을 사용한다면, S_i 및 S_j 는 송신 가능한 16개의 심벌 중 하나가 된다. 수식 (2)에서 알 수 있듯이, ML 판정 기법은 송신 가능한 모든 심벌 조합 가운데 오차가 최소가 되는 심벌 조합을 송신된 심벌로 판정하는 기법이다.

이후, RN은 분리한 심벌 $\hat{X}_{BS}(k)$ 및 $\hat{X}_{MS}(k)$ 를 복소 덧셈 연산하여 식 (3)과 같은 송신 신호를 구성한 후 시간 구간 2에서 BS 및 MS에게 동시 전송한다.

$$X_{RN}(k) = \hat{X}_{BS}(k) + \hat{X}_{MS}(k) \quad (3)$$

BS 및 MS는 시간 구간 1에서 자신이 송신한 신호 성분을 저장하고 있으며, 시간 구간 2에서의 수신 신호로부터 해당 성분을 복소 뺄셈 연산을 통해 제거함으로써 수신한 신호로부터 상대 측의 송신 신호를 복원할 수 있다. BS 및 MS의 이러한 동작은 각각 식 (4) 및 식 (5)와 같이 표현 가능하다.

$$\tilde{Y}_{BS}(k) = Y_{BS}(k) - H_{RN-BS}(k)X_{BS}(k) \quad (4)$$

$$\square H_{RN-BS}(k)X_{MS}(k) + W(k)$$

$$\tilde{Y}_{MS}(k) = Y_{MS}(k) - H_{RN-MS}(k)X_{MS}(k) \quad (5)$$

$$\square H_{RN-MS}(k)X_{BS}(k) + W(k)$$

여기서 $\tilde{Y}_{BS}(k)$ 및 $\tilde{Y}_{MS}(k)$ 는 각각 자신의 송신 신호 성분을 제거한 이후의 BS 및 MS 수신 신호

를 의미하며, $Y_{BS}(k)$ 및 $Y_{MS}(k)$ 는 각각 시간 구간 2에서 BS 및 MS의 수신 신호를 나타낸다. 또한, $H_{RN-BS}(k)$ 및 $H_{RN-MS}(k)$ 는 각각 RN-BS 경로 및 RN-MS 경로의 CFR을 의미한다. 이후, BS 및 MS는 일반적인 송수신 과정과 동일하게 채널 보상 및 심벌 판정을 통해 전송된 비트를 복원하는 과정을 거친다.

이상의 과정에서 알 수 있듯이, CFNC 기법은 BS 및 RS의 송·수신을 동시에 수행하는 한편 RN에서 BS 및 RN로의 송신 또한 동시에 수행함으로써 요구되는 시간 구간의 수를 최소화하며, 중첩되는 전송으로 인한 간섭은 ML 판정 기법과 복소 뺄셈 연산을 통해 제거한다. 릴레이 환경에서 일반적인 전송 시 4개의 시간 구간이 요구되는 것과 비교해, CFNC 기법 적용 시 2개의 시간 구간만을 필요로 하므로 상·하향 링크의 전송률이 동일하다고 가정하면 약 50%의 전송 효율 향상 효과를 얻을 수 있다⁶⁾.

III. CFNC 기법의 문제점 분석

3.1 ML 판정 기법의 정확도 문제

CFNC 기법 적용 시의 가장 큰 문제점은 RN에서 중첩된 두 수신 신호를 분리 및 복조하기 위해 적용하는 ML 판정 기법의 정확도가 낮아 일반적인 송·수신 시의 복조 성능에 비해 BER (Bit Error Rate) 성능이 큰 폭으로 열화된다는 점이다. 그림 3은 COST 207 TU 채널 환경에서 일반적인 경판정 기법을 통해 복조하는 경우와 CFNC 기법 적용 시 ML 판정 기법을 통해 복조하는 경우의 BER 성능

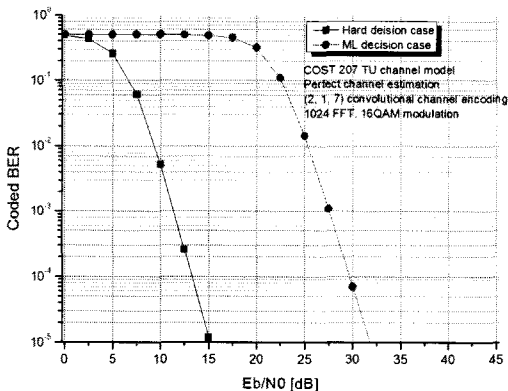


그림 3. 일반적인 경판정 기법과 ML 판정 기법의 BER 성능 비교

을 나타낸 것으로, 일반적인 경판정 기법에 비해 ML 판정 기법 적용 시 BER=10⁻⁵ 성능을 만족하기 위한 E_b/N_0 측면에서 약 17 dB에 달하는 성능 열화가 발생함을 확인할 수 있다. 이와 같이 RN에서의 복조 시 큰 폭의 성능 열화가 발생하는 경우, 시간 구간 2에서 RN이 송신하는 신호는 이미 오류가 발생한 상태의 신호가 되므로 BS 및 MS에서는 오류의 정정이 불가능하다. 즉, CFNC 기법 적용 시 전체적인 오류 성능이 ML 판정 기법의 정확도에 의해 결정되므로, CFNC 기법의 안정적인 동작을 위해서는 ML 판정 기법의 정확도 개선을 위한 새로운 방안이 요구된다.

3.2 주파수 오프셋 추정 성능의 열화

CFNC 기법 적용 시 릴레이의 수신 신호는 BS 및 MS의 송신 신호가 중첩된 형태가 된다. 일반적으로 RN와 BS 간의 거리가 RN와 MS 간의 거리에 비해 멀다는 점을 고려할 때, BS의 송신 신호에는 상대적인 거리 차로 인한 시간 지연이 발생한다.

이러한 환경 하에서 RN의 시간 영역 수신 신호는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_{RN}[n] = h_{BS-RN}[n] \otimes x_{BS}[n - N_{\text{delay}}] + h_{MS-RN}[n] \otimes x_{MS}[n] + w[n], \quad -N_{CP} \leq n < N_{FFT} \quad (6)$$

여기서 n 은 시간 영역 샘플의 인덱스를 의미하며, $h_{MS-RN}[n]$ 및 $h_{BS-RN}[n]$ 은 각각 MS-RN 경로와 BS-RN 경로의 CIR을 나타낸다. 또한 $x_{MS}[n]$ 과 $x_{BS}[n]$ 은 각각 MS와 BS의 시간 영역 송신 신호이며, N_{delay} 는 상대적인 거리 차로 인해 BS의 송신 신호에 발생한 시간 지연 샘플 수를 의미한다. $w[n]$ 은 시간 지연 AWGN 잡음을 나타내며, N_{CP} 는 OFDM 심벌의 CP (Cyclic Prefix) 길이를 의미한다.

한편, BS와 MS가 서로 직접적으로 통신을 하고 있지 않는 릴레이 환경에서는 BS와 MS 간 동기 오차가 발생할 가능성이 크며, BS는 고정된 위치에서 송신하는 반면 MS는 이동 가능하므로 두 송신 신호간 도플러 천이로 인한 주파수 오프셋의 차이가 발생할 수 있다. 이러한 이유로 BS 및 MS의 송신 신호에 서로 다른 주파수 오프셋 e_{BS} 및 e_{MS} 가 발생할 경우, 수신 신호는 식 (7)과 같이 표현된다.

$$y_{RN}[n] = (h_{MS-RN}[n] \otimes x_{MS}[n]) e^{j2\pi e_{MS} n / N} + (h_{BS-RN}[n] \otimes x_{BS}[n - N_{\text{delay}}]) e^{j2\pi e_{BS} n / N} + w[n] \quad (7)$$

기본적인 미세 주파수 오프셋 추정 기법은 시간 영역에서 보호 구간과 유효 심벌 구간의 후반부가 동일하다는 특성을 이용하여 두 구간 내의 위상 변화량을 통해 주파수 오프셋을 추정한다^[8]. 시간 영역 수신 신호 $y[n]$ 에 대하여 보호 구간 N_{CP} 를 이용해 소수부 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_f$ 을 추정하는 과정은 식 (8)과 같다.

$$\hat{\epsilon}_f = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{N_{CP}-1} \text{Im}[y^*(N_{FFT}-n)y(-n)]}{\sum_{n=0}^{N_{CP}-1} \text{Re}[y^*(N_{FFT}-n)y(-n)]} \right\} \quad (8)$$

여기서 $\text{Re}[\cdot]$ 과 $\text{Im}[\cdot]$ 는 각각 복소수의 실수부와 허수부를 나타내며, $(\cdot)^*$ 기호는 공액 복소 연산을 의미한다. 이 알고리즘의 추정 구간은 정규화된 주파수 오프셋을 기준으로 $-0.5 \leq \epsilon \leq 0.5$ 이며, ± 0.5 지점에서는 아크 탄젠트 연산의 특성으로 인해 추정이 불가능하다.

그러나, 이와 같은 기존의 미세 주파수 오프셋 추정 기법은 다중 주파수 오프셋 환경에서 추정 성능이 열화 되는 문제점이 있다. 그림 4는 다중 주파수 오프셋 환경에서 일반적인 미세 주파수 오프셋 추정 기법의 동작을 나타낸 개념도이다. 식 (6)에 나타낸 바와 같이 BS의 송신 신호는 N_{delay} 샘플 만큼 지연되어 수신되므로, 보호 구간의 첫 N_{delay} 개의 샘플로부터 계산되는 위상 회전량을 통해 ϵ_{MS} 을 추정 가능하다. 반면, 나머지 $N_{CP} - N_{\text{delay}}$ 개의 샘플은 간섭 신호가 중첩되므로, 이 구간 동안 계산되는 위상 회전량은 ϵ_{MS} 로 인한 위상 회전과 ϵ_{BS} 로 인한 위상 회전의 평균치에 해당하는 값이다. 따라서, 전체 보호 구간 동안 추정되는 주파수 오프셋은 식 (9)와 같다.

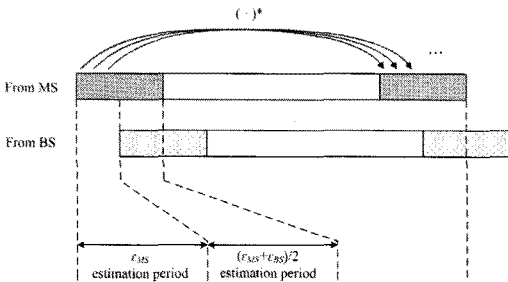


그림 4. 다중 주파수 오프셋 환경에서 기존 미세 주파수 오프셋 추정 기법의 동작을 나타낸 개념도

$$\hat{\epsilon}_f = \frac{N_{\text{delay}}}{N_{CP}} \epsilon_{MS} + \left(1 - \frac{N_{\text{delay}}}{N_{CP}}\right) \cdot \left(\frac{\rho}{1+\rho} \epsilon_{MS} + \frac{1}{1+\rho} \epsilon_{BS}\right) \quad (9)$$

여기서 ρ 는 중첩된 두 신호의 전력 비를 의미하며, BS 및 MS로부터 수신되는 신호의 평균 전력을 각각 P_{BS} , P_{MS} 라 할 때 식 (10)과 같이 계산된다.

$$\rho = \frac{P_{MS}}{P_{BS}} \quad (10)$$

식 (9)로부터 알 수 있듯이, 다중 주파수 오프셋 환경에서 기존의 미세 주파수 오프셋 추정 기법은 BS 및 MS의 상호 간섭으로 인해 정확한 값을 추정하지 못하며 N_{delay} , N_{CP} , ϵ_{BS} 와 ϵ_{MS} 의 크기 차, ρ 등의 변수에 의해 추정 결과가 달라지게 된다. 따라서, CFNC 기법의 현실적인 적용을 위해서는 신호 중첩으로 인한 간섭에 영향을 받지 않고 ϵ_{BS} 와 ϵ_{MS} 를 독립적으로 추정할 수 있는 미세 주파수 오프셋 추정 기법이 요구된다.

3.3 잔류 주파수 오프셋으로 인한 성능 열화

BS 및 MS의 주파수 오프셋을 추정한 이후에는 식 (7)의 수신 신호에 대하여 주파수 오프셋 보상을 수행하게 된다. 이때, 일반적인 주파수 오프셋 보상 방식과 같이 추정된 주파수 오프셋에 대한 위상 회전량을 보상해주는 경우에는 다중 주파수 오프셋으로 인한 ICI를 완벽히 제거할 수 없다는 문제점이 있다. 예를 들어, BS 송신 신호에 발생한 주파수 오프셋인 ϵ_{BS} 로 보상된 이후의 주파수 영역 수신 신호는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다. 단, 여기서 잡음의 영향은 고려하지 않는다.

$$Y_{\epsilon_{BS}}(k) = X_{MS}(k)H_{MS-RN}(k)I_{\epsilon_{MS}}(0) + X_{BS}(k)H_{BS-RN}(k) + H_{MS-RN}(k) \sum_{n=0, n \neq k}^{N_{FFT}-1} I_{\epsilon_{MS}}(n-k) \quad (11)$$

여기서 $I_{\epsilon}(n-k)$ 는 주파수 오프셋으로 인한 신호 왜곡을 나타낸 것으로 식 (12)와 같이 표현된다.

$$I_{\epsilon}(n-k) = \frac{\sin \pi(n-k+\epsilon)}{N_{FFT} \sin \frac{\pi}{N_{FFT}}(n-k+\epsilon)} \cdot \exp \left\{ j \frac{\pi}{N_{FFT}}(N_{FFT}-1)(n-k+\epsilon) + j\theta_{\epsilon} \right\} \quad (12)$$

한편, MS 송신 신호에 발생한 주파수 오프셋인 ϵ_{MS} 로 보상된 이후의 주파수 영역 수신 신호는 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_{e_{MS}}(k) = X_{MS}(k)H_{MS-RN}(k) + X_{BS}(k)H_{BS-RN}(k)I_{e_{BS}}(0) + H_{BS-RN}(k) \sum_{n=0, n \neq k}^{N-1} I_{e_{BS}}(n-k) \quad (13)$$

식 (11) 및 식 (13)의 세 번째 항은 보상되지 못한 다른 주파수 오프셋으로 인한 ICI를 나타낸다. 즉, ϵ_{BS} 및 ϵ_{MS} 의 추정치 정확하게 수행되더라도 두 주파수 오프셋이 중첩된 수신 신호에 특정 주파수 오프셋 값을 적용해 보상하는 경우에는 항상 잔류 주파수 오프셋 성분이 존재하게 되어 SNR 손실 및 잔여 ICI로 인한 성능 열화가 발생한다.

또한, 일반적인 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서는 부반송파 별 채널 전력에 따라 ICI의 양이 변화하므로, 최적의 주파수 오프셋 보상 위치 또한 부반송파 별로 변화한다. 따라서, 특정한 주파수 오프셋 값 하나로 전체 부반송파를 보상하는 경우에는 잔여 ICI 양을 효과적으로 감소시킬 수 없다는 문제점이 있다. 즉, 다중 주파수 오프셋 환경에서는 잔여 ICI가 존재할 뿐만 아니라, 잔여 ICI의 양 또한 부반송파 별 채널 전력에 따라 달라지므로 효과적인 보상이 더욱 어렵게 된다.

IV. CFNC 기법의 문제점 개선 방안

4.1 상향 링크 다이버시티를 이용하는 ML 판정 기법

본 절에서는 일반적인 무선 통신 환경이라 할 수 있는 비대칭 전송 환경을 고려한 상향 링크의 반복 전송에 대해 설명한다. 또한, ML 판정 기법의 정확도를 향상시키기 위한 방안으로서 반복 전송을 통해 발생시킨 상향 링크의 다이버시티 이득을 활용할 수 있는 새로운 ML 판정 기법을 적용하는 CFNC 기법을 제안한다⁷⁾.

4.1.1 비대칭 전송 환경에서의 반복 전송

일반적인 무선 통신 환경은 기지국의 하향 링크 신호에 비해 단말의 상향 링크 신호의 전송률이 낮은 비대칭 전송 환경이다. OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템의 경우 이러한 비대칭 특성으로 인해 BS는 전체 부반송파를 사용하며 MS는 일부 부반송파만을 사용하게

된다. 그림 5는 이러한 비대칭 전송 환경에서의 상·하향 링크의 부반송파 비대칭성을 나타낸 것으로, 간략한 표현을 위하여 성형 필터 설계의 용이성 및 인접 대역 간 간섭 회피를 위해 일반적으로 고려되는 보호 대역을 표현하지 않았다. 또한, 주파수 도약에 따른 부반송파의 불규칙적 배치를 고려하지 않고 모든 부반송파가 연속적인 대역에 할당되는 것으로 가정하였다. 그림 5에서 BS 및 MS는 각각 부반송파 할당 함수 u_k 에 결정된 부반송파를 사용하며, 이때 BS는 전체 L 개의 부반송파를 사용하는 한편 MS는 그보다 적은 수인 M 개의 부반송파를 사용하므로, MS의 상향 링크 신호는 $L-M$ 개의 사용되지 않는 부반송파가 있다.

본 논문에서는 이러한 비대칭 전송 환경에서 상향 링크의 여유 대역을 통해 동일한 상향 링크 신호를 반복 전송함으로써 간단히 송신 다이버시티 이득을 얻는 방법을 고려한다. 그림 6은 여유 대역을 추가로 활용해 상향 링크를 총 D 회 전송하는 상황을 표현한 것이다. 이 경우, 반복 전송으로 인해 단말이 사용하는 총 부반송파의 수는 $D \times M$ 개이며, 반복 전송으로 인해 상향 링크의 주파수 영역 신호 구조는 식 (14)와 같은 특성을 가진다.

$$X_{MS}(u_k) = X_{MS}(u_{k+iM}), 0 \leq i < D \quad (14)$$

또한, 그림 6에 표기한 바와 같이 각 부반송파 별 복소 심볼값을 \sqrt{D} 로 나눔으로써 전체 송신 전력을 반복 전송을 적용하기 이전과 동일하게 설정한다.

다수의 단말이 전체 대역을 나누어 사용하는 환경일 경우, 특정 단말의 반복 전송으로 인해 다른 단말이 간섭을 받지 않도록 하는 스케줄링이 요구되는 한편 반복 전송 횟수 D 가 상대적으로 작은 값으로 제한된다. 그러나 V장의 모의 실험 결과로부터

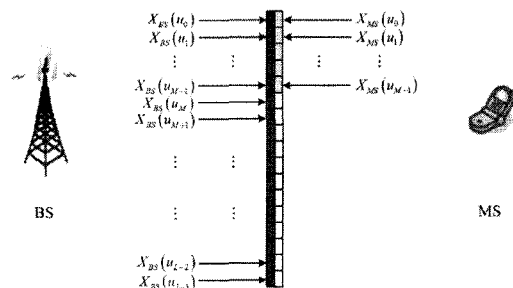


그림 5. 상·하향 링크 간 부반송파 비대칭 전송 환경

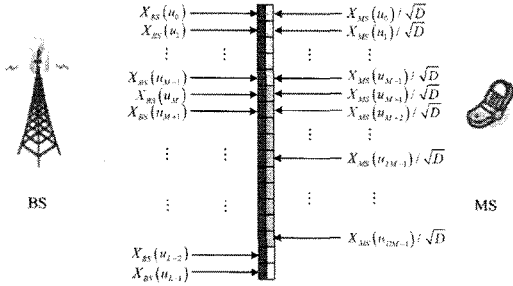


그림 6. 비대칭 전송 환경에서의 상향 링크 반복 전송

터 본 논문이 제안하는 CFNC 기법 적용 시 적은 횟수의 반복 전송으로도 충분한 성능 이득을 얻을 수 있음을 보일 것이다.

4.1.2 제안하는 ML 판정 기법

본 논문에서는 비대칭 전송 환경에서 상향 링크 신호의 반복 전송으로 인한 다이버시티 이득을 활용하는 새로운 ML 판정 기법을 활용하는 CFNC 기법을 제안한다. 제안하는 ML 판정 기법은 상향 링크 신호가 반복 전송됨에 따라 동일한 상향 링크 심벌이 있는 부반송파를 동시에 판정에 고려한다. 즉, 상향 링크 신호가 D 회 반복 전송되는 경우 총 D 개의 부반송파와 심벌을 판정에 고려하여 동시에 $D+1$ 개의 심벌을 추정한다.

이하에서는 $D=2$ 인 경우의 예를 들어 제안 기법의 원리를 보다 자세히 설명한다. 그림 7은 $D=2$ 인 환경에서 제안하는 ML 판정 기법의 원리를 나타낸 개념도이다. 상향 링크가 반복 전송된 두 부반송파에는 상향 링크 심벌 $X_{MS}(k)$ 및 두 종류의 하향 링크 심벌 $X_{BS}(k)$ 및 $X_{BS}(k+M)$ 이 중첩되며, 제안 기법은 두 개의 부반송파를 동시에 반영하여 이상의 세 개 심벌을 동시에 판정한다. 이 과정은 식 (15)와 같이 표현 가능하다.

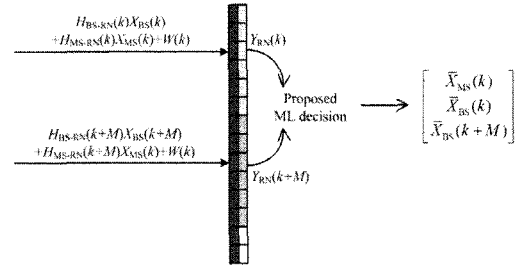


그림 7. 제안하는 ML 판정 기법의 개념도 ($D=2$)

$$\begin{aligned}
 & [\bar{X}_{MS}(k), \bar{X}_{BS}(k), \bar{X}_{BS}(k+M)] \\
 & = \min_{[S_i, S_j, S_k]} \left[\begin{array}{l} |Y_{RN}(k) - H_{MS-RN}(k)S_i - H_{BS-RN}(k)S_j|^2 \\ + |Y_{RN}(k+M) - H_{MS-RN}(k+M)S_i \\ - H_{BS-RN}(k+M)S_k|^2 \end{array} \right] \quad (15)
 \end{aligned}$$

제안하는 ML 판정 기법은 상향 링크의 반복 전송 횟수 D 가 증가함에 따라 보다 많은 수의 부반송파를 동시에 반영하여 다수의 심벌을 판정하게 되며, 이에 따라 복잡도가 증가하지만 판정의 정확도가 점차적으로 향상된다.

그림 8은 제안하는 CFNC 기법 적용 시 RN의 동작을 나타내는 블록도이다. RN에서는 수신 신호의 FFT 연산 및 채널 추정 이후 제안한 ML 판정 기법을 적용해 상·하향 링크 신호를 분리 및 복조한다. 이후 선택적으로 복호 및 재부호화 과정을 통해 오류 정정을 수행할 수 있으며, 복호된 비트는 변조 방식에 따라 복소 심벌로 재변조되며, 일반적인 CFNC 기법과 동일하게 MS 및 BS 신호가 서로 복소 덧셈이 취해진 후 동시에 송신된다.

제안 기법 적용 시 BS 및 MS의 동작은 기본적으로 기존의 CFNC 기법과 동일하다. 그러나 BS에서의 MS 신호 복조 시에는 상향 링크가 반복 전송

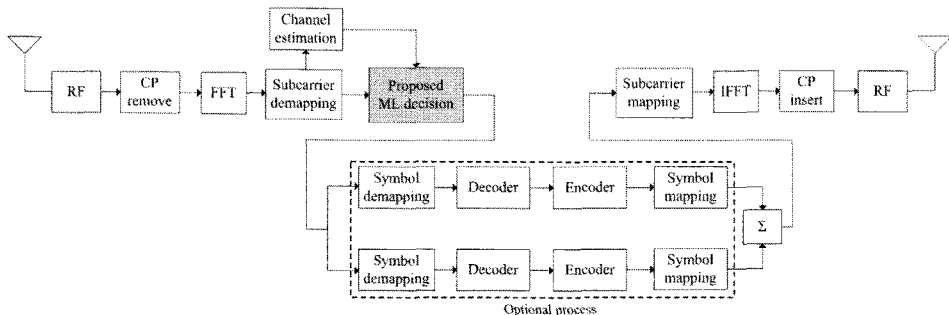


그림 8. 제안하는 CFNC 기법의 블록도

된다는 점을 이용해 일반적으로 알려진 송신 다이버시티 활용 기법을 적용할 수 있다. 예를 들어, 상향 링크 복조 시 반복 전송된 부분송파 중 채널 상태가 가장 양호한 부분송파를 선택하는 기법을 적용할 수 있으며, 그 외에도 MRC (Maximal Ratio Combining) 기법 등을 이용하는 것이 가능하다⁹⁾.

4.2 제안하는 미세 주파수 오프셋 추정 기법

본 절에서는 다중 주파수 오프셋 환경에서 안정적인 추정 성능을 보장하는 새로운 미세 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. 그림 9는 제안하는 미세 주파수 오프셋 추정 기법의 동작 원리를 나타낸 개념도이다. 제안하는 미세 주파수 오프셋 추정 방식은 OFDM 심볼의 보호 구간 길이 동안의 CIR 위상 변화량을 측정하는 형태이다. 이때, CIR 추정은 BS 또는 MS의 RS (Reference Signal)만으로 생성된 시간 영역 참조 신호 $r_{BS}[n]$ 또는 $r_{MS}[n]$ 과 수신 신호 $y_{RN}[n]$ 의 상관을 통해 구할 수 있다⁴⁾. BS와 MS의 RS 패턴이 서로 다르기 때문에 상호 상관 출력은 0에 가까우므로 CIR 추정 시 간섭 신호로 인한 성능 열화는 크지 않다. 따라서 제안하는 기법은 BS 및 MS 송신 신호의 중첩으로 인한 간섭이 발생하는 환경에서도 추정 성능의 열화 없이 각각의 주파수 오프셋을 정확히 추정할 수 있다.

제안하는 기법은 먼저 보호 구간 시작 지점 위치에서의 CIR인 $h_1[n]$ 및 유효 심볼 구간 시작 지점 위치에서의 CIR인 $h_2[n]$ 을 각각 추정한다. RN가 BS에 발생한 주파수 오프셋 ϵ_{BS} 를 추정하는 상황을 고려할 경우, $r_{BS}[n]$ 과 $y_{RN}[n]$ 의 시간 영역 상관을 통한 2회의 CIR 추정 과정은 식 (16) 및 식 (17)과 같이 표현 가능하다.

$$h_1(n) = \frac{N_{FFT}}{N_{RS}} \sum_{m=0}^{N_{FFT}-1} r_{BS}^*(m - N_{CP}) y_{RN}(m - N_{CP}) \quad (16)$$

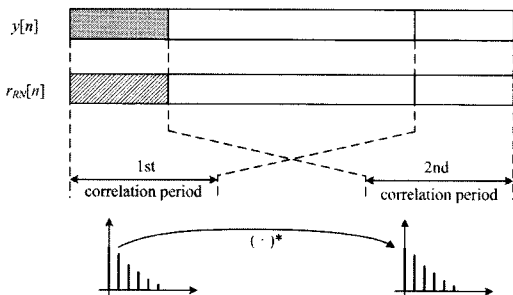


그림 9. 제안하는 미세 주파수 오프셋 추정 기법의 개념도

$$h_2(n) = \frac{N_{FFT}}{N_{RS}} \sum_{m=0}^{N_{FFT}-1} r_{BS}^*(m) y_{RN}(m) \quad (17)$$

여기서 N_{RS} 는 RS가 맵핑되는 주파수 영역 부분 송파의 총 개수이다. 식 (16) 및 식 (17)과 같이 추정된 $h_1[n]$ 및 $h_2[n]$ 으로부터 첫 번째 경로의 위상 변화량을 계산하여 주파수 오프셋의 크기를 추정한다. 이 과정은 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_{BS} = \frac{N_{FFT}}{2\pi N_{CP}} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im} \left[h_1^*(0) h_2(0) \right]}{\text{Re} \left[h_1^*(0) h_2(0) \right]} \right\} \quad (18)$$

한편, 다중 경로의 지연 정보를 알고 있는 경우 첫 번째 경로만이 아닌 전체 경로의 위상 변화량을 모두 이용할 수 있으며, 이 과정은 식 (19)와 같이 표현 가능하다.

$$\hat{\epsilon}_{BS} = \frac{N_{FFT}}{2\pi N_{CP}} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im} \left[\sum_{i=1}^{N_{path}} h_i^*(d_i) h_2(d_i) \right]}{\text{Re} \left[\sum_{i=1}^{N_{path}} h_i^*(d_i) h_2(d_i) \right]} \right\} \quad (19)$$

여기서 N_{path} 는 전체 다중 경로의 수이며 d_i 는 i 번째 경로의 CIR 상의 샘플 인덱스를 의미한다. 식 (19)와 같이 전체 다중 경로를 모두 이용하는 경우 각 경로의 위상 변화량의 평균치를 이용하므로 잡음 및 간섭으로 인한 추정 오차를 더욱 감소시킬 수 있다.

MS 송신 신호에 발생한 주파수 오프셋 ϵ_{MS} 를 추정하는 경우에도 MS의 시간 영역 참조 신호 $r_{MS}[n]$ 을 적용하여 동일한 과정을 수행함으로써 MS 송신 신호에 발생한 주파수 오프셋 ϵ_{MS} 또한 추정 가능하다.

4.3 제안하는 미세 주파수 오프셋 보상 기법

본 절에서는 다중 주파수 오프셋 환경에서 잔여 주파수 오프셋으로 인한 성능 열화를 개선하는 방안으로 MRC 추정 기반의 새로운 미세 주파수 오프셋 보상 기법을 제안한다.

그림 10은 제안하는 미세 주파수 오프셋 보상 기법의 동작 과정을 나타낸 것이다. 제안 기법 적용 시 RN에서는 ϵ_{BS} 및 ϵ_{MS} 의 값을 추정한 후 두 오프셋 값으로 수신 신호의 주파수 오프셋을 각각 보상한다. 즉 하나의 수신 신호를 2회 보상하여 식

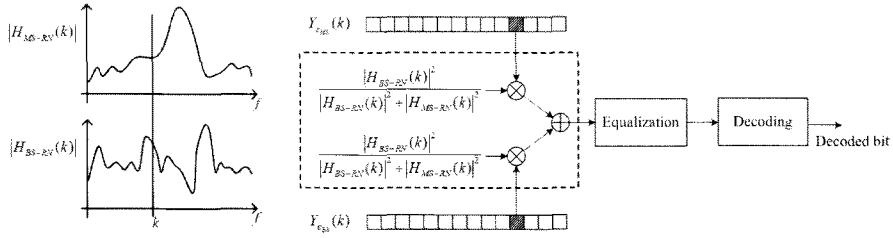


그림 10. 제안하는 미세 주파수 오프셋 보상 기법의 동작 과정

(11) 및 식 (13)과 같은 후보 신호를 생성한다. 이후, RN에서 추정된 $H_{BS-RN}(k)$ 및 $H_{MS-RN}(k)$ 를 이용하여 MRC 기반의 선형 조합을 통해 ICI를 최소화하는 최적의 보상치를 결정한다. 이 과정은 식 (20)과 같이 표현할 수 있다.

$$Y_{opt}(k) = \frac{|H_{BS-RN}(k)|^2}{|H_{BS-RN}(k)|^2 + |H_{MS-RN}(k)|^2} Y_{r_{in}}(k) + \frac{|H_{MS-RN}(k)|^2}{|H_{BS-RN}(k)|^2 + |H_{MS-RN}(k)|^2} Y_{e_{MS}}(k) \quad (20)$$

식 (20)과 같이 주파수 오프셋을 보정한 이후에는 일반 일반적인 수신 신호의 신호 처리 과정과 동일하게 채널 보상 이후 복조 과정을 통한 비트 복원을 수행한다.

채널 전력에 따른 조합 과정을 거쳐 결정된 $Y_{opt}(k)$ 는 MRC 이론에 의해 주파수 오프셋으로 인한 SNR 손실 및 잔여 ICI가 최소화된 보상치이다 [7]. 따라서, 제안 기법은 수신 신호의 모든 부반송파 성분에 대하여 독립적으로 최적의 보상치를 결정함으로써 전체 OFDM 심벌 내의 잔여 ICI 양을 최소화할 수 있다.

V. 컴퓨터 모의 실험

컴퓨터 모의 실험을 통해 본 논문에서 제안한 기법들과 기존 기법들 간의 성능 비교를 수행하였다. 본 논문에서 제안된 세 가지 제안 기법들의 성능 비교는 각각 다음과 같은 관점에서 수행되었다.

ML 판정 시의 정확도 개선을 위해 4.1절에서 제안된 상향 링크의 다이버시티를 활용하는 새로운 ML 판정 기법은 기존의 CFNC 기법과의 coded BER 성능 비교를 통해 효용성을 검증하였다. 이때, 상향 링크의 반복 전송 횟수를 의미하는 D를 다양하게 설정하여 모의 실험을 진행함으로써 반복 전

송 횟수에 따른 제안 기법의 성능 향상 정도를 분석하였다.

다중 주파수 오프셋 환경에서의 안정적인 미세 주파수 오프셋 추정을 위해 4.2절에서 제안된 CIR 위상 회전량 측정 기반의 미세 주파수 오프셋 추정 기법은 기존 기법과의 잔류 주파수 오프셋 RMSE (Root Mean Squared Error) 및 정상 상태 jitter 성능 비교를 통해 우수성을 검증하였다. 이때, 발생 가능한 잔류 미세 주파수 오프셋을 추적하기 위해 그림 11에 나타난 바와 같은 이득 값 스위칭이 가능한 2차 PLL (Phase Locked Loop) 회로를 적용하였다. 즉, 초기 동작 시에는 정상 상태로의 빠른 수렴을 위해 상대적으로 큰 초기 이득 값 G_1 를 적용한 뒤, 일정 시간이 지난 후에는 정상 상태에서의 jitter 성능을 향상 시키기 위해 작은 후기 이득 값 G_2 를 적용하였다.

4.3절에서 제안된 MRC 기반의 주파수 오프셋 보상 기법은 coded BER 및 복조된 심벌의 MSE (Mean Squared Error) 성능 측면에서의 분석을 수행하였다. 이때, 성능 비교 대상으로서 다중 주파수 오프셋 발생 시 가장 간단히 고려할 수 있는 중간 오프셋 보상 기법을 고려하였으며, 이는 추정된 두 주파수 오프셋 ϵ_{BS} 및 ϵ_{MS} 의 평균값 $(\epsilon_{BS} + \epsilon_{MS})/2$ 로 수신 신호를 보상하는 방법이다. 한편, 주파수 오프셋 보상 기법 간의 성능 비교를 위한 coded BER 모의 실험 시에는 다른 성능 변화 요인을 배제하고 주파수 오프셋 보상 성능만을 비교하기 위하여 MS

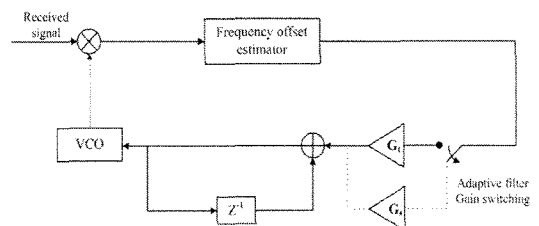


그림 11. 이득 값 스위칭이 가능한 2차 PLL 회로 구조

및 BS가 동일한 신호를 전송했다고 가정하고 RN에서는 ML 판정 기법이 아닌 일반적인 경판정 기법을 통해 비트를 복원하도록 하였다.

각 모의 실험은 3GPP LTE 시스템의 규격에 따라 설정된 환경에서 진행되었다. 표 1은 모의 실험에 적용된 주요 파라미터들을 정리한 것이다.

그림 12 및 그림 13은 기존 ML 판정 기법 및 4.1절에서 제안된 상향 링크의 다이버시티를 활용하는 ML 판정 기법을 적용한 경우의 상·하향 링크 coded BER 성능을 나타낸 것이다. 그림 12 및 그림 13으로부터 확인할 수 있듯이, 한 차례의 반복 전송을 수행하는 $D=2$ 의 경우에도 제안 기법은 coded BER= 10^{-5} 을 만족하기 위한 E_b/N_0 측면에서 상향 링크 기준 약 9 dB, 하향 링크 기준 약 2.5 dB에 달하는 성능 이득이 있다. 기존 CFNC 기법에서 RN에 추가적인 복호 및 부호화 과정을 수행

표 1. 주요 시스템 파라미터

Parameter	Value
Channel model	COST 207 TU
Modulation	QPSK, 16QAM
Carrier frequency	2.6 GHz
Bandwidth	15.36 MHz
FFT size	1024
CP size	256
Number of used subcarrier	601
Number of uplink data symbols (M)	128
Number of uplink signal repetition (D)	2, 3, 4
Normalized frequency offset of MS (ϵ_{MS})	0.14, 0.25
Normalized frequency offset of BS (ϵ_{BS})	0.07, 0.1
MS and BS signal power ratio (ρ)	1 (0 dB)
Vehicular speed	0 km/h, 60 km/h
Delay of BS signal (N_{delay})	85 samples
Loop filter gain switching point	After 360 symbols
Transient state filter gain (G_t)	0.5, 0.7
Steady state filter gain (G_s)	0.05, 0.15
Channel coding method	(2,1,7) convolutional code, 4 soft bit

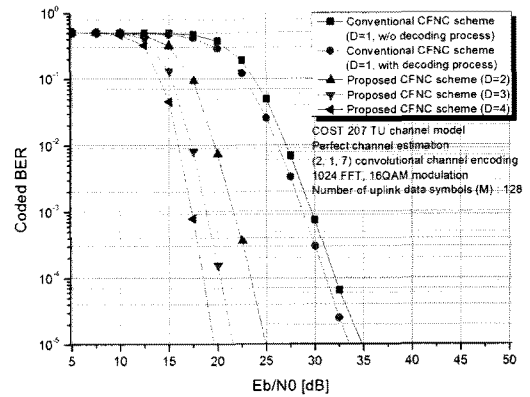


그림 12. 상향 링크의 coded BER 성능 비교

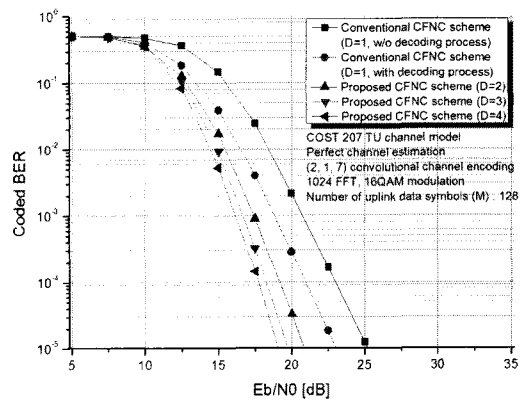


그림 13. 하향 링크의 coded BER 성능 비교

하는 경우의 성능 이득이 상향 링크 기준 약 1 dB, 하향 링크 기준 약 2.5 dB임을 고려할 때, 제안하는 ML 판정 기법 적용으로 인한 성능 이득은 RN에서의 추가적인 복호 및 부호화 과정으로 인한 오류 정정 효과보다 월등히 우수함을 알 수 있다. 또한, 상향 링크의 반복 전송의 횟수가 증가할수록 상·하향 링크 간 중첩되는 대역의 크기가 증가해 상호 간 간섭이 증가함에도 불구하고 실제 coded BER은 점차 향상됨을 확인할 수 있다. 이는 상·하향 링크 간 간섭으로 인한 성능 열화 요인보다 ML 판정 기법의 정확도 향상으로 인한 성능 개선 요인이 더욱 크다는 것을 증명하는 것으로서 제안 기법의 우수성을 확인할 수 있다.

그림 14 및 그림 15는 기존 미세 주파수 오프셋 추정 기법 및 4.2절에서 제안된 CIR 위상 회전량 측정 기반의 미세 주파수 오프셋 추정 기법 적용에 따른 잔류 주파수 오프셋의 RMSE 및 정상 상태 jitter 성능을 나타낸 것이다. 그림 14로부터, 이득

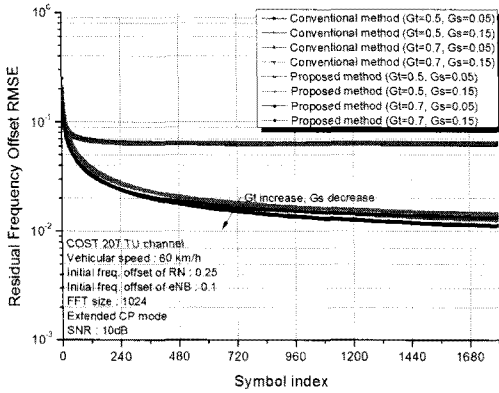


그림 14. 잔류 주파수 오프셋의 RMSE 성능 비교

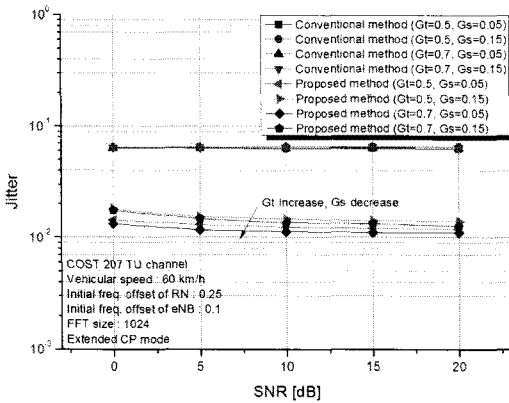


그림 15. 정상 상태 jitter 성능 비교

값에 따른 약간의 성능 변화는 있으나 대체적인 정상 상태 진입 속도는 기존의 기법이 제안 기법보다 더 빠름을 확인할 수 있다. 이는 기존의 기법이 보호 구간을 이용하므로 모든 OFDM 심벌을 이용해 추정을 수행하는 반면, 제안하는 기법은 RS가 전송되는 OFDM 심벌만을 추정에 이용할 수 있기 때문이다. 이러한 특성으로 인해 상대적으로 추적 속도가 느리지만 약 480 심벌 정도로 비교적 빠른 시간 안에 정상 상태에 진입하며, 잔류 RMSE 측면에서는 기존 기법에 비해 큰 폭의 성능 향상이 있음을 확인할 수 있다. 한편, 그림 15로부터 정상 상태 jitter 성능은 SNR이 높아짐에 따라 근소하게 향상됨을 확인할 수 있으며, 기존 기법과 제안하는 기법을 비교할 때 이득 값에 따른 성능 변화에 무관하게 제안하는 기법이 상대적으로 우수한 성능을 나타냄을 확인할 수 있다.

그림 16 및 그림 17은 단순한 중간 오프셋 보상 기법 및 4.3절에서 제안된 MRC 기반의 미세 주파

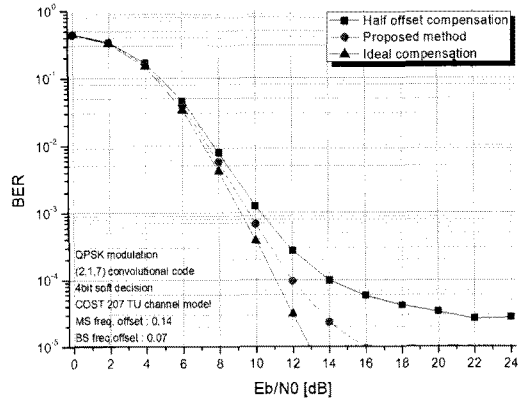


그림 16. Coded BER 성능 비교

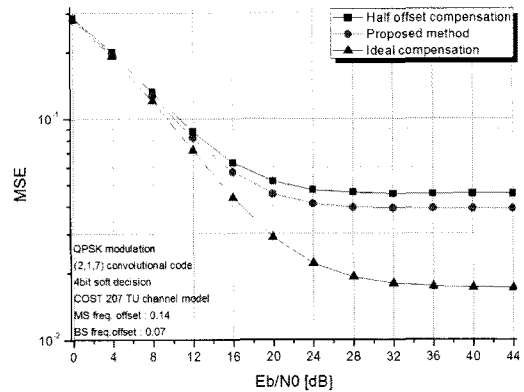


그림 17. 복조된 심벌의 MSE 성능 비교

수 오프셋 보상 기법 적용에 따른 coded BER 성능 및 복조된 심벌의 MSE 성능을 나타낸 것이다. 그림 16으로부터, 중간 오프셋 보상 기법의 경우 보상 이후의 잔여 ICI로 인한 성능 열화로 인해 오류 포화 (error floor) 현상이 발생함에 반해 제안하는 기법은 오류 포화 현상이 없으며 ICI가 없는 경우에 비교적 근사한 오류 성능을 보임을 확인할 수 있다. 이러한 결과로부터 제안 기법이 중간 오프셋 보상 기법에 비해 우수한 잔여 ICI 저감 효과가 있음을 확인할 수 있다. 또한, 그림 17에 나타난 바와 같이 복조된 심벌에 대한 MSE 성능에서도 제안된 기법이 중간 오프셋 보상 기법에 비해 향상된 성능을 보임을 알 수 있다.

이상의 결과로부터, 본 논문에서 제안된 세 가지 제안 기법들이 각각 기존의 기법들에 비해 우수한 성능을 나타냄을 확인할 수 있다. 따라서, 본 논문의 제안 기법들을 적용함으로써 CFNC 기법 적용 시 발생하는 문제점들을 효과적으로 개선할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 CFNC 기법의 적용 시 발생 가능한 문제점들을 해결하기 위한 새로운 기법들을 제안하였다. CFNC 기법은 릴레이 기반의 송·수신 시 전송 효율을 크게 향상시킬 수 있지만, 다음과 같은 성능 열화 요인이 존재한다. 첫째, 릴레이에서 중첩된 심벌의 분리 및 복조를 위해 사용하는 ML 판정 기법의 정확도가 낮아 상·하향 링크 모두 오류 성능이 크게 열화 된다. 둘째, 다중 주파수 오프셋이 발생함으로 인해 미세 주파수 오프셋의 추정 성능이 열화 된다. 셋째, 주파수 오프셋 보상 이후의 잔여 주파수 오프셋 성분으로 인한 성능 열화가 발생한다. 이와 같은 문제점을 개선하기 위해 본 논문에서 제안하는 기법은 다음과 같다. 첫째, ML 판정 기법의 정확도를 개선하기 위해 상향 링크의 다이버시티 이득을 발생시킨 후 이를 활용한 새로운 ML 판정 기법을 적용하는 방안을 제안하였다. 둘째, 다중 주파수 오프셋 환경에서의 안정적인 동작을 위해 CIR의 위상 회전량 추정 기반의 새로운 미세 주파수 오프셋 추정 방식을 제안하였다. 셋째, 주파수 오프셋 보상 이후의 잔여 ICI를 최소화하기 위해 MRC 기반의 새로운 주파수 오프셋 보상 기법을 제안하였다. 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안된 기법들이 각각 기존 기법들에 비해 우수한 성능을 보임을 확인하였으며, 제안 기법 적용을 통해 CFNC 기법의 문제점들을 효과적으로 개선 가능함을 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] A. Ephremides, S. Jaggi, T. Ho, B. Shrader, and S.-Y. Chung, "Special issue on network coding," *J. Commun. Netw.*, Vol.10, No.4, Dec., 2008.

[2] K. J. Lee, W. J. Sung, and J. W. Jang, "Application of network coding to IEEE 802.16j mobile multi-hop relay network for throughput enhancement," *J. Commun. Netw.*, Vol.10, No.4, Dec., 2008.

[3] W. Pu, C. Luo, S. Li, and C. W. Chen, "Continuous network coding in wireless relay network," in *Proc. IEEE INFOCOM*, Apr., 2008, pp.1526-1534.

[4] Y. Wu, P. A. Chou, and S. Y. Kung, "Information exchange in wireless networks with network coding and physical layer broadcast," *Technical Report MSR-TR-2004-78*, Microsoft Research, Redmond WA, Aug., 2004.

[5] S. Zhang, S. C. Liew, and P. P. Lam, "Hot topic: Physical-layer network coding," in *Proc. MobiCom*, Sept., 2006, pp.358-365.

[6] T. Wang and G. B. Giannakis, "Complex field network coding for multiuser cooperative communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.26, pp.561-571, Apr., 2008.

[7] W.-J. Hwang, J.-H. Jang, and H.-J. Choi, "An improved complex field network coding scheme for wireless relay system in asymmetric link environment," in *Proc. IEEE TENCON*, Nov., 2010, Japan.

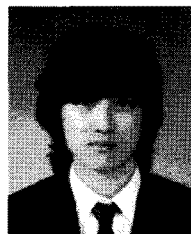
[8] J.-J. Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "On synchronization in OFDM system using the cyclic prefix," in *Proc. RVK*, pp.663-667, 1996.

[9] Najafizadeh L. and Tellambura C., "BER analysis of arbitrary QAM for MRC diversity with imperfect channel estimation in generalized rician fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.55, pp.1239-1248, July, 2006.

[10] M. Li, J. Tan, and W. Zhang, "A channel estimation method based on frequency-domain pilots and time-domain processing for OFDM system," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, Vol.50, pp.1049-1057, Nov., 2004.

황 원 준 (Won-Jun Hwang)

준회원

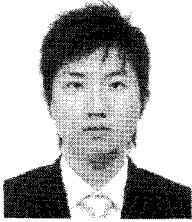


2009년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 학사
 2011년 2월 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사
 2011년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정
 <관심분야> 무선통신, 이동통신,

MIMO, 협력 통신 기술

장 준 희 (Jun-Hee Jang)

정회원

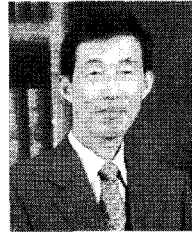


모뎀 동기 기술

2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 학사
2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정
<관심분야> 무선통신, 이동통신,

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 학사
1976년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
1976년 3월~1979년 7월 (주)금성사 중앙연구소 연구원
1979년 9월~1982년 12월 미국 Univ. of Southern California 전기공학과 (공학박사)
1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원
1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수
<관심분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술