

부채널 상관 특성을 이용한 OFDM 시스템의 주파수 다이버시티 기법 성능 분석

정희원 이종식*, 김장욱**, 오창현***, 조성준****

Performance Analysis of Frequency Diversity Scheme for OFDM Systems Using Sub-channel Correlation Characteristics

Jong-Sik Yi*, Jang-wook Kim**, Chang-hoen Oh***, Sung-jun Cho**** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 OFDM 시스템의 성능을 개선하기 위한 주파수 다이버시티 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 송신기에서 간단한 심볼 부호화 과정을 통해 상관도가 가장 낮은 두 부채널로 특정한 위상차를 갖는 심볼을 전송함으로써, 수신기에서 간단한 신호처리 과정을 통해 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 기법으로 대역효율 감소 없이 기존 OFDM 시스템의 성능을 개선하였다. 또한, 제안한 기법의 성능 저하 원인인 위상차 추정 오류를 최소화하기 위한 최적 위상값을 제시하였으며, 비트 오류를 최소화하기 위한 비트/심볼 변환기법을 제안하였다. 그 결과 추가적인 부호화 및 복호화에 의해 시스템의 복잡도가 조금 증가하지만 기존 시스템의 성능 개선 측면에서 우수하다고 판단되며, 제안한 기법을 적용한 2Tx/1Rx STBC-OFDM(Space Time Block Coded - OFDM) 시스템의 성능이 기존 2Tx/1Rx STBC-OFDM 시스템 보다 성능이 우수함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

Key Words : OFDM; Frequency Diversity; Transmission system.

ABSTRACT

In this paper, we propose the frequency diversity scheme for performance improvement of a OFDM system without decreasing the spectral efficiency. In the proposed scheme, information bit is encoded to symbol by a simple procedure, and the encoded symbol is transmitted through the two lowest correlated sub-channels with the particular phase difference. At the receiver, a frequency diversity gain is obtained by a simple signal processing. We also suggest optimum phase difference value to minimize the performance degradation which resulted from a phase difference estimation error and bit/symbol mapping method to minimize BER. As results, at the point of performance improvement, the proposed scheme is excellent even though it requires a little increase of system complexity because of an additional encoding and decoding. In particular, we confirmed through computer simulation that on the same channel environment and bandwidth efficiency, the 2Tx/1Rx STBC-OFDM system adopting the proposed frequency diversity scheme outperforms the conventional 2Tx/1Rx STBC-OFDM system.performance

I. 서론

exing) 방식은 여러 개의 반송파를 사용하는 다수 반송파 전송방식의 일종으로 입력 데이터를 상호간에 직교성을 갖는 부반송파의 수만큼 병렬화하여

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multi-

* DE&T(jsyi@i-det.com),

** 동양공업전문대학 전자과 (jwkim@dongyang.ac.kr),

*** 한국기술교육대학교 정보기술공학부 (choh@kut.ac.kr),

**** 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부 (sjcho@mail.hangkong.ac.kr)

논문번호 : 030586-1231, 접수일자 : 2003년 10월 15일

각각 전송하는 방식이다. 이 경우 각 부반송파에 실리는 데이터의 전송 주기는 사용 부반송파의 수만큼 증가하기 때문에 광대역의 고속 데이터 전송에 따른 주파수 선택적 채널이 심볼간 간섭이 없는 주파수 비선택적 채널로 근사화 된다[1]-[3]. 따라서 수신단에서는 간단한 단일 탭 등화기를 이용하여 채널의 왜곡을 보상할 수 있다. 또한 OFDM 신호의 등가 이산적인 기저대역 신호는 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 결과와 같고, 수신에서는 송신의 역과정인 DFT(Discrete Fourier Transform) 블록을 이용하여 복조할 수 있기 때문에 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 및 FFT(Fast Fourier Transform)를 이용하여 고속으로 구현할 수 있다[4]. 이러한 OFDM 방식의 특성으로 인하여 현재 디지털 방송, WLAN (Wireless Local Area Network), WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) 등에서 표준 전송방식으로 채택되어 있으며, 차세대 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 활발히 연구되고 있다.

송수신 안테나 사이의 다중 경로 채널의 임펄스 응답은 각 경로의 지연시간과 이득으로 표현되며, 이 때 각 경로의 응답은 크기 및 위상이 독립적인 레일리 분포와 균일 분포를 갖는 복소 가우시안 랜덤변수로 모델링 된다. 마찬가지로 OFDM 부채널의 주파수 응답 또한 복소 가우시안 랜덤변수로 모델링 되기 때문에 부채널 간에는 상관성을 가진다[5]. 따라서 본 논문에서는 OFDM 부채널 간 상관도가 낮은 두 부채널로 특정한 위상차 θ_d 를 갖는 정보 심볼을 전송함으로써 수신에서 두 심볼의 위상차를 검출, 이를 이용하여 두 심볼을 조합함으로써 주파수 다이버시티 이득을 얻는 기법을 제안하여 기존의 OFDM 시스템의 성능을 개선한다. 제안한 기법은 두 부채널로 특정한 위상차를 갖는 심볼을 전송하기 때문에 대역효율의 감소 없이 시뮬레이션을 통해 동일 대역효율에서 기존의 OFDM 시스템보다 시스템 복잡도와 성능의 측면에서 우수함을 확인하였다.

수신기에서의 위상차 추정 오류에 의한 이득의 감소가 생긴다. 따라서, 본 논문에서는 이를 최소화하기 위한 최적 위상값 Θ_d 를 제시하며, 비트 오류율을 최소화하기 위한 비트/심볼 변환 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 II 장에서 OFDM 시스템에 대해 소개하며, III 장에서는 OFDM 부채널의 상관

특성을 이용한 주파수 다이버시티 기법을 제안한다. 다음으로 IV 장에서 제안한 기법의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증하며, 마지막 V 장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템

OFDM 시스템 블록도는 그림 1과 같다. 송신에서는 (a)와 같이 발생된 정보 비트열은 심볼 부호화에 의해 심볼 주기가 T_s 인 PSK(Phase Shift Keying) 혹은 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 심볼로 변환되고, 변환된 심볼 데이터는 직/병렬 변환기에 의해 사용 부반송파의 수 N_c 만큼 병렬화 된다.

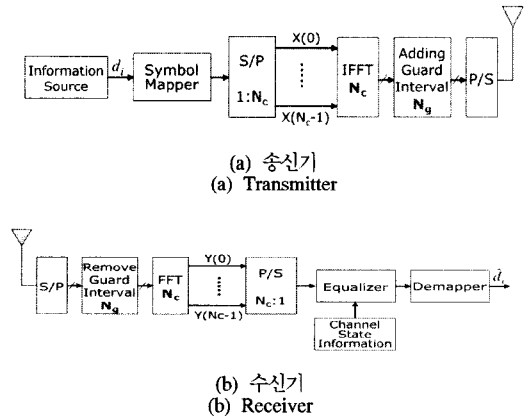


그림 1. OFDM 시스템
Fig 1. OFDM System

다음으로 병렬화된 신호는 IDFT 블록에 의해 OFDM 변조되며, 주기가 $T_{su} = N_c T_s$ 인 하나의 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} X(k) \exp\left(j \frac{2\pi nk}{N_c}\right), \quad 0 \leq n \leq N_c - 1 \quad (1)$$

OFDM 방식에서 각 부반송파로 전송되는 심볼 간의 간섭은 존재하지 않는다. 그러나 신호의 전송은 OFDM 심볼 단위로 이루어지기 때문에 다중경로 채널을 통해 전송된 신호는 이전 OFDM 심볼에 의해 영향을 받게 된다. 따라서, 이러한 채널에서의 지연확산에 의한 OFDM 심볼 간의 간섭과 부반송파의 직교성 파괴를 방지하기 위해 채널의 최대 지

연확산시간 τ_{\max} 보다 긴 보호구간을 유효 심볼의 뒷 부분에서 복사하여 삽입하며, 이를 CP(Cyclic Prefix) 라 한다[6]. 보호구간에 의해 OFDM 심볼의 주기는 실제 데이터가 전송되는 유효 심볼주기 T_{sub} 와 보호구간 T_g 의 합이 되며 ($T_{sym} = T_{sub} + T_g$), 수신단에서는 보호구간을 제거한 후 유효 심볼 주기 동안의 신호를 이용하여 복조한다. 보호구간 $T_g = N_g T_s$ 가 삽입된 하나의 OFDM 심볼은 DAC (Digital Analog Converter)와 저역통과 필터, RF (Radio Frequency) 단을 거쳐 채널로 전송된다.

수신된 신호 y_g 는 그림 1의 (b)와 같이 송신과 반대의 과정을 거쳐 복호되며, OFDM 심볼간의 간섭을 방지하기 위해 삽입된 보호구간이 제거된 신호 y 는

$$y(n) = y_g(n + N_g), \quad 0 \leq n \leq N_c - 1. \quad (2)$$

로 표현할 수 있으며, DFT 블록을 통해 OFDM 복조된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y(k) = H(k)X(k) + W(k), \quad 0 \leq k \leq N_c - 1, \quad (3)$$

OFDM 방식은 식 (3)와 같이 각 부반송파 성분은 시간영역에서 심볼간 간섭이 없으며, 주파수 영역에서 비선형적인 평탄한 페이딩의 영향을 부채널이 받는다. 따라서 다중경로에 의한 주파수 선택적 채널의 영향을 받은 OFDM 심볼은 수신단에서 간단한 단일탭 등화기를 이용하여 각 부반송파 성분이 받는 채널의 특성을 보상할 수 있다.

III. 부채널 상관특성을 이용한 주파수 다이버시티 기법

1. OFDM 부채널 상관 특성

OFDM 부채널간의 상관특성을 나타내는 채널의 공분산 행렬 \mathbb{R}_{HH} 는 다음과 같다.

$$\mathbb{R}_{HH} = E[\mathbb{H}\mathbb{H}^H] = \begin{bmatrix} H(0) \\ H(1) \\ \vdots \\ H(N_c - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H^*(0) & H^*(1) & \dots & H^*(N_c - 1) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1 & \dots & \rho_{N_c-1} \\ \rho_{-1} & \rho_0 & \dots & \rho_{N_c-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{-(N_c-1)} & \rho_{-(N_c-2)} & \dots & \rho_0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

여기서, $\rho_{\Delta k}$ 는 k 번째 부채널의 주파수 응답과 $\Delta k = -(N_c - 1), \dots, N_c - 1$ 인 $k + \Delta k$ 번째 부채널의 주파수 응답의 상관도를 나타내는 값으로 $\rho_{\Delta k} = E[H(k)H^*(k + \Delta k)]$ 이다.

FIR 필터로 구현된 주파수 선택적 채널의 탭 계수의 크기는 확률적으로 독립적인 레일리 분포를 한다. 즉, $E[h(l)h^*(p)]_{l \neq p} = 0$ 이 되므로 $\rho_{\Delta k}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_{\Delta k} &= E \left[\left(\sum_{l=0}^L h(l) \exp \left(-j \frac{2\pi kl}{N_c} \right) \right) \left(\sum_{p=0}^L h^*(p) \exp \left(j \frac{2\pi (k + \Delta k)p}{N_c} \right) \right) \right] \\ &= \sum_{l=0}^L \sigma_l^2 \exp \left(j \frac{2\pi \Delta k l}{N_c} \right). \quad (5) \end{aligned}$$

여기서, $\sigma_l^2 = E[|h(l)|^2]$ 으로 다중경로 채널의 l 번째 전력지연 프로파일과 같다. 따라서, OFDM 시스템에서 두 부채널간의 상관도를 나타내는 $\rho_{\Delta k}$ 는 다음의 세 가지 특징을 갖는다.

가. $\rho_{\Delta k}^* = \rho_{-\Delta k}$ 이므로 공분산 행렬은 $\mathbb{R}_{HH} = \mathbb{R}_{HH}^*$ 인 허미션 행렬이다.

나. $\rho_{\Delta k} = \rho_{N_c - \Delta k}^*$ 이므로 $\Delta k = \frac{N_c}{2}$ 를 중심으로 그 크기가 대칭이다.

다. $|\rho_{\Delta k}| = \sum_{l=0}^L \sigma_l^2$ 로 $\Delta k = 0$ 에서 최대가 되며, Δk 가 증가함에 따라 그 상관도는 감소한다.

그림 2는 식 (5)에서 $N_c = 256, L = 5$ 인 경우 균일 전력지연 프로파일과 표 1의 COST207 TU (Typical Urban) 채널 전력지연 프로파일에 대한 OFDM 부채널 상관특성을 나타낸 것이다. 균일한 전력지연 프로파일을 가지는 채널의 경우 $\Delta k = 44, 86, 128$ 에서 부채널간 상관도가 가장 낮으며, 본 논문의 시뮬레이션에서 채널 모델로 적용한 COST207 TU의 경우 $\Delta k = 78$ 에서 최소가

된다.

표 1. COST207 TU 채널의 전력지연 프로파일[7]
Table 1. Power delay Profile of COST207 TU channel[7]

Delay [μ s]	Power
0.0	0.189
0.2	0.379
0.5	0.239
1.6	0.095
2.3	0.061
5.0	0.037

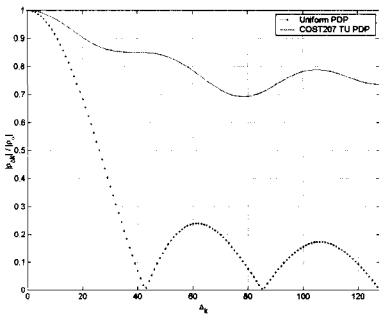


그림 2. $N_c = 256, L = 5$ 인 채널에서 OFDM 부채널 상관특성
Fig. 2. Correlation property of OFDM sub channel in case of $N_c = 256, L = 5$

2. 주파수 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템

(1) 시스템 구조

이동통신 시스템에서 다이버시티 기법은 공간/시간/주파수 영역에서 독립적인 특성을 갖는 다양한 채널로 replica 정보를 전송함으로써 수신신호의 확률분포에서 자유도가 증가하기 때문에 이득을 얻는 것이다. 본 논문에서는 이러한 다이버시티 개념을 이용하여 OFDM 부채널간 상관도가 가장 낮은 두 부채널로 특정한 위상차 θ_d 를 갖는 정보 심볼을 전송, 수신기에서 두 심볼의 위상차를 검출하여 두 심볼을 조합함으로써 다이버시티 이득을 얻는 기법을 제안한다.

본 논문에서 제안한 부채널 상관특성을 이용한 OFDM 시스템의 주파수 다이버시티 기법에 대한 시스템 블록도는 그림 3와 같으며, (a)는 송신기, (b)는 수신기에 대한 블록도이다.

송신기에서 정보 비트열 d_k 는 상관도가 가장 낮은 두 부채널, k 번째와 k' 번째로 위상차 $\theta_d = \pm \theta$ 를 갖는 정보 심볼을 전송함으로써 수신에서 주파수 다이버시티를 얻기 위해 제안된 비트/심볼 변환기 및 S/P (serial to parallel) 블록을 거쳐 OFDM 변조되어 채널로 전송되며, 두 부채널로 전송되는 k 번째 부반송파 성분 $X(k)$ 와 k' 번째 부반송파 성분 $X(k')$ 의 관계는 다음과 같다.

$$X(k) = A_k \exp(j \theta_k) = X(k') \exp(j \theta_d). \quad (6)$$

여기서, A_k, θ_k 는 복소값을 갖는 k 번째 부반송파 성분의 크기 및 위상이다.

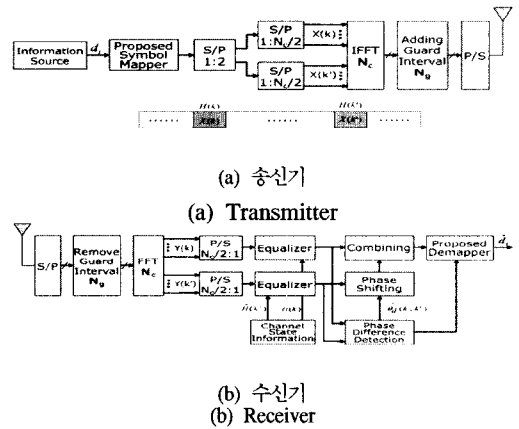


그림 3. 부채널 상관특성을 이용한 주파수 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템
Fig. 3. OFDM system with frequency diversity scheme using the correlation property of sub channel

수신기에서 OFDM 복조된 k 및 k' 번째 부반송파 성분은 추정된 채널 정보를 이용하여 등화된 후 두 반송파 성분의 위상차를 이용하여 등화된 후 두 반송파 성분의 위상차를 이용하여 등화된 후 두 반송파 성분 $R(k) = H^*(k) Y(k)$ 를 추정한다. 다음으로 채널 등화과정을 거친 k' 번째 부반송파 성분 $R(k') = H^*(k') Y(k')$ 를 추정된 $\hat{\theta}_d$ 만큼 위상 회전 신호와 채널 등화과정을 거친 k 번째 부반송파 성분 $R(k) = H^*(k) Y(k)$ 를 더함으로써 $\widehat{X}(k)$ 를 추정하며, $\widehat{X}(k)$ 를 $\hat{\theta}_d$ 만큼 위상 회전시킨 $\widehat{X}(k')$ 를 구한다. 즉, 수신기의

이러한 신호처리 과정은 식 (7) 및 (8)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{X}(k) &= H^* Y(k) + H^*(k') Y(k') \exp(j \widehat{\theta}_d) \\ &= \left(|H(k)|^2 + |H(k')|^2 \right) X(k) + W(k). \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} X(k') &= \widehat{X}(k) \exp(-j \widehat{\theta}_d) \\ &= \left(|H(k)|^2 + |H(k')|^2 \right) X(k') + W(k'). \end{aligned} \quad (8)$$

여기서,

$$Y(k) = H(k)X(k) + W(k). \quad (9)$$

$$Y(k') = H(k')X(k') + W(k'). \quad (10)$$

이며, $W(k)$ 및 $W(k')$ 는 위의 신호처리 과정을 거친 가우시안 잡음 성분들이다. 결과적으로 추정된 위상차 $\widehat{\theta}_d = \theta_d$ 이고 $H(k)$ 와 $H(k')$ 가 확률적으로 독립인 ($E[H(k)H^*(k')] = 0$) 경우 제안된 주파수 다이버시티 기법의 이득은 최대가 된다[10]. 그러나 위 두 가정은 성립될 수 없기 때문에 제안된 기법의 성능 저하의 요인이 된다. 우선, 실제 이동통신 채널의 경우 식 (6)를 얻기 위한 가정, $E[h(l)h^*(p)]_{l \neq p} = 0$ 는 성립되지 않기 때문에 균일한 전력지연 프로파일을 갖는 채널의 경우 그림 2와 같이 $|\rho_{\Delta k} = 44, 86, 128| \neq 0$, 즉 Δk 만큼 떨어진 두 부채널간 상관성이 존재하기 때문에 다이버시티 이득이 감소한다. 다음으로 위상차 추정 오류에 의해 제안된 기법의 다이버시티 이득은 감소된다. 이러한 문제는 송신기에서 최적의 위상차 $\theta_{d(Opt)}$ 를 갖고 두 부채널로 심볼을 전송함으로써 최소화 할 수 있다. 그림 4와 같이 상관도가 가장 낮은 두 부채널을 통해 심볼 $X(k)$ 와 $X(k')$ 를 $\theta_d = \theta$ 의 위상차를 두고 전송한 경우 수신된 두 부 반송파 성분은 채널과 잡음에 의해 왜곡될 것이다. 만약, 이러한 왜곡에 의해 두 부채널을 통해 수신된 심볼간의 위상차 부호가 송신된 신호의 위상차 부호와 반대가 되는 경우 위상차 추정 오류가 발생 되며, 이러한 위상차 추정 오류는 그림 3과 같이 하나의 부 반송파 성분을 위상천이시킨 후 두 부 반송파를 조합하는 과정에서 수신된 심볼의 오류를 증가시키는 결과를 초래할 것이다.

만약 $X(k)$ 가 전혀 왜곡이 없이 수신되었다고 가정하면, 즉 $R(k) = X(k)$ 이면, 추정된 위상차는 수신된 k' 번째 부반송파 성분 $R(k')$ 에 의해 결정된다. 따라서, 추정 위상차 오류는 $X(k')$ 가 왜곡에 의해 위상이 시계방향으로 $\pi - \theta$ 와 θ 만큼 회전되는 경우가 발생되는데 $X(k')$ 가 $\theta > 90^\circ$ 이면 $\pi - \theta$, $\theta < 90^\circ$ 이면 θ 만큼 위상이 회전될 확률이 높기 때문에 최적 위상차 $\theta_{d(Opt)} = \pm \frac{\pi}{2}$

이며, 식 (11)은 위상차 추정 오류가 발생하는 경우를 식으로 표현한 것이다.

$$\begin{cases} \tan^{-1} \left(\frac{R(k')}{X(k') e^{j(\pi-\theta)}} \right) > 0, & \theta > \frac{\pi}{2} \\ \tan^{-1} \left(\frac{R(k')}{X(k') e^{-j\theta}} \right) > 0, & \theta < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (11)$$

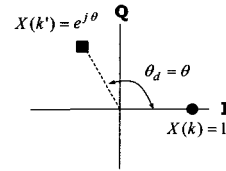


그림 4. 상관도가 가장 낮은 두 부채널로 전송되는 심볼의 정상도

Fig. 4. Constellation of symbol transmitted to the sub channel of the least correlation property

(2) 비트 오류를 최소화하기 위한 비트심볼 변환 기법

본 논문에서 제안된 OFDM 시스템은 k 번째 부채널과 상관도가 가장 낮은 k' 번째 부채널로 위상차 $\theta_d = \pm \frac{\pi}{2}$ 를 갖는 replica 심볼을 전송함으로써 주파수 다이버시티 이득을 얻는 기법이며, 두 부 반송파 성분의 위상을 θ_d 만큼 천이시키는 이유는 위상차 θ_d 에 하나의 정보비트를 포함시켜 전송할 수 있기 때문이다.

두 부채널로 전송되는 심볼간의 위상차 $\theta_d = \pm \frac{\pi}{2}$ 에 하나의 정보비트 b_p 를 포함시켜 전송하기 위한 $X(k)$ 와 $X(k')$ 의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{cases} X(k') = X(k) \exp(-j\frac{\pi}{2}), & b_p = 0, \\ X(k') = X(k) \exp(j\frac{\pi}{2}), & b_p = 1. \end{cases} \quad (12)$$

여기서, $X(k)$ 는 기존 비트오율을 최소화하기 위한 비트/심볼 변환기의 출력이다.

그러나 식 (12)로 정의되는 비트/심볼 변환기는 성상도에서 인접 심볼간의 비트 변화는 최소가 되지만 수신에서의 위상차 추정오류에 의해 비트오율은 증가한다. 따라서, 이를 최소화하기 위해 비트/심볼 변환 기법은 $b_p = 0$ 경우

$$\begin{cases} X(k) = A, \\ X(k') = A \exp(j\frac{\pi}{2}). \end{cases} \quad (13)$$

와 같으며, $b_p = 1$ 경우

$$\begin{cases} X(k) = A \exp(j\frac{\pi}{2}), \\ X(k') = A. \end{cases} \quad (14)$$

와 같다. 여기서, A 는 기존 비트오율을 최소화하기 위한 비트/심볼 변환 기법에 의해 생성된 심볼이다. 그림 5는 대역효율 2 [bits/sec/Hz]에서 제안된 비트/심볼 변환기법을 적용한 결과이며, 입력 비트의 최상위 비트가 b_p 이다.

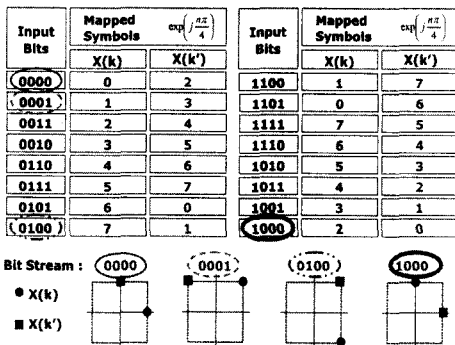


그림 5. 대역효율 2 [bits/sec/Hz]에서의 비트/심볼 변환 기법
 Fig. 5. Bit/symbol conversion scheme at bandwidth efficiency 2 [bits/sec/Hz]

IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

본 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 주파수 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템의 성능을 검증한다.

본 시뮬레이션에서는 표 1의 $L=5$ 인 COST207 TU 채널 전력지연 프로파일과 최대 도플러 주파수 $f_d=10$ [Hz] 인 레일리 페이딩 채널을 사용하였으며, 수신기에서는 이러한 채널 정보를 완벽하게 추정하였다는 것을 가정한다. OFDM 시스템의 파라미터는 사용 부반송파의 수 $N_c=256$ 이고, 샘플링 주기 $T_s=2^{-20}$ 이며, 제안된 주파수 다이버시티 기법에 적용된 파라미터는 다음과 같다. 상관도가 가장 낮은 두 부채널간의 거리 Δk 는 III 장 2절에서 언급한 것처럼 실제 이동통신 채널은 식 (5)를 만족하지 않는다. 따라서, 본 시뮬레이션에서는 제안된 기법의 부호화 및 복호화 과정의 복잡도를 줄이기 위해 OFDM 부채널간의 상관함수 $\rho_{\Delta k}$ 의 특성 (나)와 (다)를 적용하여 Δk 는 두 부채널간 거리가 가장 먼 $N_c/2$ 로 하였으며, 이는 그림 2에서 알 수 있듯이 상관도가 가장 낮은 $\Delta k=78$ 에서의 상관값과 거의 일치하는 준최적의 Δk 이다. 그리고 Δk 만큼 떨어진 두 부채널로 전송되는 심볼의 위상차 $\theta_d = \pm \pi/2$, 대역효율은 2 [bits/sec/Hz] 로 설정하였다. 그리고 다중의 송수신 안테나를 이용한 OFDM 시스템에서 위상차의 추정은 기존 다이버시티 기법, 즉 MRC(Maximum Rake Combining) 과정을 거친 신호를 이용하여 추정하였다.

다음으로 본 논문에서 시뮬레이션을 통해 제안된 주파수 다이버시티 기법을 적용하여 성능을 검증한 시스템은 1Tx/1Rx OFDM, 1Tx/2Rx OFDM, [8]의 시공간 블록부호 \vec{G}_2 를 적용한 2Tx/1Rx STBC-OFDM (Space Time Block Coded OFDM) [9] 및 2Tx/1Rx SFBC-OFDM (Space Frequency Block Coded OFDM)이며[10], 성능 비교를 위해 시뮬레이션을 수행한 시스템은 [11]의 \vec{G}_3 와 \vec{G}_4 를 적용한 3Tx/1Rx STBC-OFDM 및 4Tx/1Rx STBC-OFDM 이다[11].

이러한 시스템들에서 송신 신호의 전력은 송신

안테나 수에 관계없이 일정하게 유지하였다. 그림 6에서 그림 9까지 기존의 OFDM 시스템과 제안하는 주파수 다이버시티 기법을 사용한 OFDM 시스템의 BER(Bit Error Rate) 성능을 보여주며, 모든 시스템의 대역효율은 2 [bits/s/Hz] 이다. 즉, 기존 시스템의 변조기법은 QPSK이며, 제안된 시스템은 8-PSK 변조기법을 사용하였다.

그림 6은 대역효율 2 [bits/sec/Hz]에서 2개의 수신 안테나를 이용한 다이버시티 기법에 제안한 주파수 다이버시티 기법을 사용한 1Tx/2Rx OFDM 시스템의 BER 성능으로 기존 시스템보다 10^{-4} 의 BER에서 약 2.5dB, 10^{-5} 의 BER에서 4.5dB 성능이 개선되었다. 다음으로 수신 안테나 수가 2개로 증가함에 따라 제안한 시스템의 성능이 10^{-3} 의 BER에서 약 12dB 성능이 개선되었다.

그림 7은 대역효율 2 [bits/sec/Hz]에서 시공간 블록 부호 G_2 를 이용한 송신 다이버시티 기법에 제안한 주파수 다이버시티 기법을 적용한 2Tx/1Rx STBC-OFDM 시스템의 BER 성능으로써 기존 시스템보다 10^{-4} 의 BER에서 약 1.5dB, 10^{-5} 의 BER에서 2.5dB 성능이 개선되었다[9]. 다음으로 송신 안테나 수가 2개로 증가함에 따라 제안한 시스템의 성능이 10^{-3} 의 BER에서 약 9dB 성능이 개선되지만 그림 9의 1Tx/2Rx OFDM 시스템보다 3dB 성능 열화가 생긴다. 이는 송신 신호 전력이 안테나 수에 관계없이 일정하기 때문이다.

그림 8은 대역효율 2 [bits/sec/Hz]에서 시공간 블록 부호 G_2 를 이용한 송신 다이버시티 기법에 제안한 주파수 다이버시티 기법을 적용한

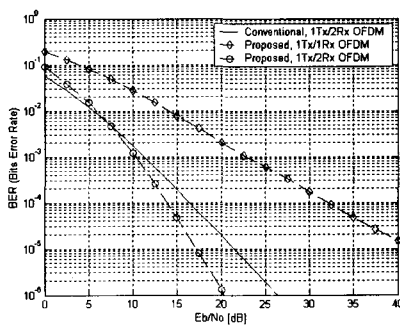


그림 6. 주파수 다이버시티 기법을 적용한 1Tx/2Rx OFDM 시스템의 성능
Fig. 6. Performance of 1Tx/2Rx OFDM system with Frequency diversity scheme

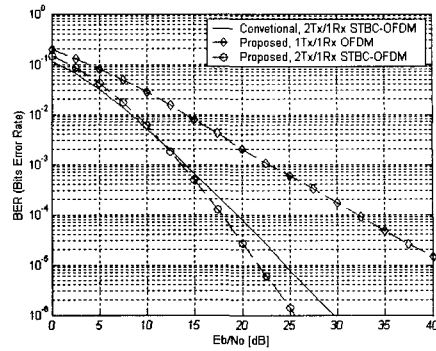


그림 7. 주파수 다이버시티 기법을 적용한 2Tx/1Rx STBC-OFDM 시스템의 성능
Fig. 7. Performance of 2Tx/1Rx OFDM systems with Frequency diversity scheme

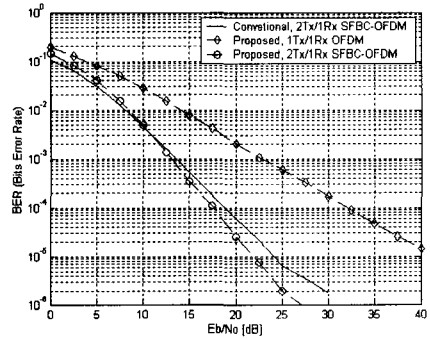


그림 8. 주파수 다이버시티 기법을 적용한 2Tx/1Rx SFBC-OFDM 시스템의 성능
Fig. 8. Performance of 2Tx/1Rx OFDM systems with Frequency diversity scheme

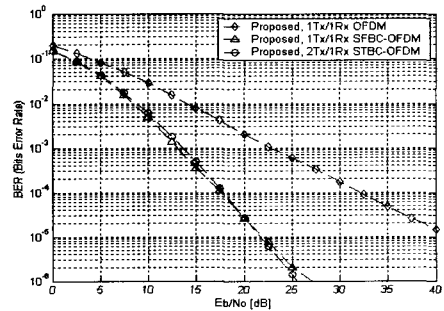


그림 9. 주파수 다이버시티 기법을 적용한 2Tx/1Rx STBC-OFDM과 2Tx/1Rx SFBC-OFDM 시스템의 성능 비교
Fig. 9. Performance comparison of 2Tx/1Rx SFBC-OFDM system with 2Tx/1Rx STBC-OFDM system with frequency diversity scheme

2Tx/1Rx SFBC-OFDM 시스템의 BER 성능으로써 기존 시스템보다 10^{-4} 의 BER에서 약 1.5dB, 10^{-5} 의 BER에서 2dB 성능이 개선되었다[10]. 다음으로 송신 안테나 수가 2개로 증가함에 따라 제안한 시스템의 성능이 10^{-3} 의 BER에서 약 9dB 성능이 개선되었으며, 25dB 이상의 E_b/N_0 에서 두 시스템의 성능이 나빠지는 이유는 SFBC-OFDM 시스템이 채널의 주파수 선택성 페이딩에 민감하기 때문이다.

그림 9는 주파수 시터 기법을 적용한 그림 7의 2Tx/1Rx STBC-OFDM 시스템과 그림 8의 2Tx/1Rx SFBC-OFDM 시스템의 시뮬레이션 결과를 비교한 것으로 두 시스템의 성능이 거의 일치함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 부채널 상관 특성을 이용하여 상관도가 가장 낮은 두 부채널로 정보를 전송함으로써 OFDM 시스템에서 주파수 다이버시티 이득을 얻는 기법을 제안하였으며, 제안한 기법의 성능 저하 원인인 위상차 추정오류를 최소화하기 위한 최적 위상값 및 비트 오류를 최소화하기 위한 비트/심볼 변환 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 간단한 심볼 부호화 과정을 통해 상관도가 가장 낮은 두 부채널로 특정한 위상차를 갖는 심볼을 전송, 수신기에서는 두 부채널을 통해 수신된 심볼의 위상차를 검출, 조합함으로써 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며, 특히 다중 안테나 신호처리 기술과 결합시킴으로써 OFDM 시스템의 송신 및 수신 다이버시티 성능을 개선할 수 있다.

제안한 주파수 다이버시티 기법의 검증을 위해 채널 변화가 느린 레일리 페이딩 환경 하에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 기존 OFDM 시스템(1Tx/1Rx OFDM, 1Tx/2Rx OFDM, 2Tx/1Rx STBC-OFDM, 2Tx/1Rx SFBC-OFDM)과 성능을 동일한 대역효율에서 비교, 분석하였다. 그 결과 추가적인 부호화 및 복호화에 의해 시스템의 복잡도가 조금 증가하지만 기존 시스템의 성능 개선 측면에서 우수하다고 판단된다.

참고 문헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an Idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 17-25, Mar. 1990.
- [2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [3] 조용수, 무선 멀티미디어 통신을 위한 OFDM 기초, 대영사, 2001.
- [4] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [5] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 17, pp. 29-47, Mar. 2000.
- [6] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," in *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 964-967, 1980.
- [7] COST207 TD(86)51-REV 3 (WG1), "Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests late 1986," Sept. 1986.
- [8] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. on Select. Areas in Commun.*, vol. 16, no. 8, Oct. 1998.
- [9] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels," in *Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, Cambridge, MA, pp. 149-152, Mar. 2000.
- [10] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, San Francisco, CA, pp. 1473-1477, Nov. 2000.
- [11] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R.

Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, July 1999.

이 종 식(Jong-Sik Yi) 李宗植 정회원



2002년 2월 : 한국기술교육대학교 정보기술공학부 (공학사)

2004년 2월 : 한국기술교육대학교 전기전자공학과 (공학석사)

2004년 2월~현재 :(주) DE&T

<관심분야> CDMA, OFDM

김 장 욱(Jang-Wook Kim) 金壯昱 정회원



1990년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업 (공학사)

1997년 8월 : 고려대학교 정보통신공학과 졸업 (공학석사)

1990년 1월~1996년 12월 :

삼성전자 통신연구소 전임연구원

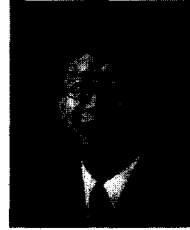
1997년 1월~2001년 10월 : KTF 네트워크 연구소 차장

2000년 3월~2002년 2월 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과 박사 수료

2001년 10월~현재 : 동양공업전문대학 전자과 조교수

<관심분야> OFDM, 이동통신, MIMO

오 창 헌(Chang-Heon Oh) 吳昌憲 종신회원



1988년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)

1990년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학석사)

1996년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학박사)

1990년 2월~1993년 9월 : 한진전자 (주) 기술연구소 근무

1993년10월~1999년 2월 : 삼성전자(주) CDMA 개발팀 근무

1993년 3월~현재 : 한국기술교육대학교 정보기술 공학부 조교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, SDR

조 성 준(Sung-Joon Cho) 趙成俊 종신회원



1969년 2월 : 한국항공대학교 항공통신공학과 (공학사)

1975년 2월 : 한양대학교 대학원 (공학석사)

1981년 3월 : 일본 오사카 대학교 대학원 통신공학과 (공학박사)

1972년 8월 : 한국항공대학교 전자, 정보통신 컴퓨터공학부 교수

<관심분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학