

# 부채널 상관 특성을 이용한 OFDM 시스템의 주파수 다이버시티 성능 분석

○이종식\* · 김장욱\*\* · 오창현\* · 조성준\*\*\*

\*한국기술교육대학교 · \*\*동양공업전문대학 · \*\*\*한국항공대학교

## Performance Analysis of Frequency Diversity scheme for OFDM Systems using Sub-channel Correlation Characteristics

○Jong-sik Yi\* · Jang-wook Kim\*\* · Chang-heon Oh\* · Sung-joon Cho\*\*\*

\*Korea University of Technology and Education · \*\*Dongyang Technical College · \*\*\*Hankuk

Aviation University

E-mail : jsyi@kut.ac.kr

### 요 약

본 논문에서는 부채널 상관 특성을 이용하여 상관도가 가장 낮은 두 개의 부채널로 정보를 전송함으로써 OFDM 시스템에서 주파수 다이버시티 이득을 얻는 방안을 제안하였다. 제안된 기법은 간단한 심볼 부호화 과정을 통해 상관도가 가장 낮은 두 부채널로 특정한 위상차를 갖는 심볼을 전송하며, 수신단에서는 두 부채널을 통해 수신된 심볼의 위상차를 검출, 조합함으로써 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 제안된 기법은 부호화 및 복호화 과정이 간단하기 때문에 시스템의 복잡도와 성능면에서 우수하며, 또한 기존의 다중 안테나 신호처리 기술과 결합시킴으로써 송신 및 수신 다이버시티 기법의 성능을 개선할 수 있다. 제안된 기법의 검증을 위해 채널 변화가 느린 레일리 페이딩 환경 하에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 기존의 OFDM 및 2개의 수신 안테나를 가지는 OFDM 시스템과 성능을 비교, 분석하였다.

### 1. 서 론

OFDM 방식은 여러 개의 반송파를 사용하는 다수 반송파 전송의 일종으로 입력 데이터를 상호간에 직교성을 갖는 부반송파의 수만큼 병렬화하여 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 비선형적 채널로 근사화 된다[1],[2]. 따라서, 수신단에서는 간단한 단일 탭 등화기를 이용하여 채널의 왜곡을 보상할 수 있다. 또한 OFDM 신호의 등가 이산적인 지저대역 신호는 IDFT (inverse discrete Fourier transform) 결과와 같고, 수신에서는 송신의 역과정인 DFT 블록을 이용하여 복조할 수 있기 때문에 IFFT 및 FFT를 이용하여 고속으로 구현할 수 있다[3]. 이러한 OFDM 방식의 특성으로 인하여 현재 디지털 방송 (DAB, DVB), WLAN (IEEE802.11a, HIPERLAN) 등에서

표준 변조방식으로 채택되어 있으며, 차세대 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 활발히 연구되고 있다.

이러한 OFDM 시스템에서 각 부채널의 주파수 응답은 복소 가우시안 랜덤변수로 모델링 되기 때문에 부채널 간에는 상관성을 가진다[4]. 따라서, 본 논문에서는 OFDM 부채널 간 상관도가 낮은 두 부채널로 특정한 위상차  $\theta_d$  를 갖는 정보 심볼을 전송, 수신에서 두 심볼의 위상차를 검출, 조합함으로써 주파수 다이버시티 이득을 얻는 기법을 통해 기존의 OFDM 시스템의 성능을 개선한다. 그러나 제안된 기법은 수신기에서 위상차 추정 오류에 의해 이득의 감소가 생긴다. 따라서 본 논문에서는 이러한 다이버시티 이득 감소를 최소화 하기 위한  $\theta_d$  를 제시하며, 비트 오류율 최소화하기 위한 비트/심볼 변환 기법을 제안, 적용하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 OFDM 시스템에 대해 설명하며, III 장에서는

OFDM 부채널의 상관 특성을 이용한 주파수 다이버시티 기법을 제안한다. 다음으로 IV 장에서 제안된 기법의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통해 검증하며, 마지막으로 IV 장에서 결론을 맺는다.

## II. OFDM 시스템

OFDM 시스템 블록도는 그림 1과 같다. 송신에서는 (a)와 같이 발생된 정보 비트열은 심볼 부호화에 의해 심볼주기가  $T_s$ 인 PSK 혹은 QAM 심볼로 변환되고, 변환된 심볼 데이터는 직/병렬 변환기에 의해 사용 부반송파의 수  $N_c$  만큼 병렬화된다. 다음으로 병렬화된 신호  $X = [X(0), X(1), \dots, X(N_c-1)]^T$  ( $[\cdot]^T$ : 전치 (transpose)) 는 IDFT 블록에 의해 OFDM 변조되며, 주기가  $T_{sub} = N_c T_s$  인 하나의 OFDM 심볼  $x = [x(0), x(1), \dots, x(N_c-1)]^T$  는 다음과 같이 표현할 수 있다[3].

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

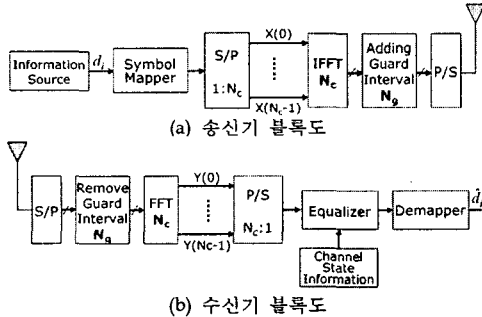


그림 1. OFDM 시스템

OFDM 방식에서 각 부반송파로 전송되는 심볼간의 간섭은 존재하지 않는다. 그러나 신호의 전송은 OFDM 심볼 단위로 이루어지기 때문에 다중경로 채널을 통해 전송된 신호는 이전 OFDM 심볼에 의해 영향을 받게 된다. 이러한 연속된 OFDM 심볼간의 간섭을 방지하기 위해 채널의 최대 지연확산시간  $\tau_{max}$  보다 긴 보호구간을 유효심볼의 뒷 부분에서 복사하여 삽입하며, 이를 CP (cyclic prefix)라 한다. 보호구간에 의해 OFDM 심볼의 주기는 실제 데이터가 전송되는 유효 심볼주기와 보호구간의 합이 되며, 수신단에서는 보호구간을 제거한 후 유효 심볼주기 동안의 신호를 이용하여 복조한다. 보호구간  $T_g = N_g T_s$ 가 삽입된 하나의 OFDM 심볼  $x_g = [x_g(0), x_g(1), \dots, x_g(N_c + N_g - 1)]^T$  는 식 (2)와 같으며, DAC와 RF 단을 거쳐 채널로 전송된다.

$$x_g(n) = x(\text{mod}[n - N_g, N_c]), 0 \leq n \leq N_c + N_g - 1. \quad (2)$$

송신 안테나를 통해 송신된 신호는 차수  $L$  을 갖는 주파수 선택적 페이딩 채널을 거쳐 수신된다. 시간  $n$  에서 채널의 임펄스 응답을  $h(n, \tau)$  라 하면,  $\tau > L$  인 경우  $h(n, \tau) = 0$  이며, 인접 OFDM 심볼간의 간섭을 방지하기 위해 보호구간  $N_g \geq L$  이어야 한다. 따라서 채널  $h(n, \tau)$  를 거쳐 수신된 신호는

$$y_g(n) = \sum_{l=0}^L h(n, l) x_g(n-l) + w(n), 0 \leq n \leq N_c + N_g - 1. \quad (3)$$

로 표현할 수 있다. 여기서,  $w(n)$  은 평균이 0, 분산이  $\sigma_w^2$  인 복소 가우시안 잡음을 나타낸다.

수신된 신호  $y_g$  는 그림 1의 (b)와 같이 송신과 반대의 과정을 거쳐 복호되며, OFDM 심볼간의 간섭을 방지하기 위해 삽입된 보호구간이 제거된 신호는 DFT 블록을 통해 식 (4)와 같이 OFDM 복조된다.

$$Y(k) = H(k)X(k) + W(k), 0 \leq k \leq N_c - 1. \quad (4)$$

여기서,  $W(k)$  는 각 부반송파에 해당하는 복소 가우시안 잡음이며,  $H(k)$  는 각 부반송파 성분  $X(k)$  가 거치게 되는 평탄한 부채널의 주파수 응답으로

$$H(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=0}^L h(l) \exp\left(-j \frac{2\pi lk}{N_c}\right), 0 \leq k \leq N_c - 1. \quad (5)$$

이다. 단,  $h(l)$  은 식 (3)에서 하나의 OFDM 심볼구간 동안 채널이 변화하지 않는다고 가정하여 하나의 OFDM 심볼구간의 채널의 시변 응답  $h(n, l)$  을 시불변 응답  $h(l)$  로 치환한 것이다.

## III. 부채널 상관 특성을 이용한 주파수 다이버시티 기법

### 1. OFDM 시스템의 부채널 상관 특성

OFDM 시스템에서 하나의 OFDM 심볼구간  $T_{sym}$  동안 채널 상태가 변하지 않는다고 가정하면 하나의 OFDM 심볼구간 동안 채널의 시변 응답  $h(n, l)$  을 식 (5)와 같이 시불변 응답  $h(l)$  로 놓을 수 있으며, 이러한 주파수 선택적 채널의 임펄스 응답은 각 탭의 계수가  $h(l)$  인  $L+1$  개의 탭을 가지는 FIR 필터로 구현할 수 있다. 각 탭의 계수  $h(l)$  은 크기가 독립적인 레일리 분포 (Rayleigh di-

tribution), 위상이 균일분포 (uniform distribution)를 하는 복소 가우시안 랜덤변수로 모델링할 수 있기 때문에 식 (5)에서  $L+1$  개의 복소 가우시안 랜덤변수들의 합으로 표현되는  $k$  번째 부채널의 주파수 응답  $H(k)$  또한 복소 가우시안 랜덤변수가 된다[4].

식 (5)를  $N_c \times 1$ 의 크기를 갖는 벡터로 표현하면  $H=[H(0), H(1), \dots, H(N_c-1)]^T$ 가 되며, OFDM 부채널 간의 상관특성을 나타내는 채널의 공분산 (covariance) 행렬  $R_{HH}$ 는 다음과 같다.

$$R_{HH} = E[HH^H] = \begin{pmatrix} \rho_0 & \dots & \rho_{N_c-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{-(N_c-1)} & \dots & \rho_0 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

여기서  $E[\cdot]$ 는 평균,  $[\cdot]^H$ 는 허미션 행렬 (Hermitian matrix)을 나타내며,  $\rho_{\Delta k}$ 는  $k$ 번째 부채널의 주파수 응답과  $-(N_c-1) \leq \Delta k \leq N_c-1$ 인  $k+\Delta k$ 번째 부채널의 주파수 응답간의 상관도를 나타내는 값으로  $\rho_{\Delta k} = E[H(k)H^*(k+\Delta k)]$ 이다. 앞에서 언급하였듯이 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.

$$\begin{aligned} \rho_{\Delta k} &= E \left[ \left( \sum_{l=0}^{N_c-1} h(l) \exp(-j \frac{2\pi k l}{N_c}) \right) \left( \sum_{p=0}^{N_c-1} h^*(p) \exp(j \frac{2\pi (k+\Delta k) p}{N_c}) \right) \right] \\ &= \sum_{l=0}^{N_c-1} \sigma_l^2 \exp(j \frac{2\pi \Delta k l}{N_c}). \end{aligned} \quad (7)$$

여기서,  $\sigma_l^2 = E[|h(l)|^2]$ 으로  $l$  번째 경로의 전력이면 프로파일과 같다.

이동통신 시스템에서 다이버시티 기법은 공간/시간/주파수 영역에서 독립적인 특성을 갖는 다양한 채널로 데이터를 전송함으로써 수신신호의 확률분포에서 자유도 (degree of freedom)가 증가하기 때문에 이득을 얻는 것이다. 따라서 본 논문에서는 OFDM 부채널 간의 상관도가 낮은 두 부채널로 특정한 위상차  $\theta_d$ 를 갖는 정보 심볼을 전송하며, 수신에서 두 심볼의 위상차를 검출, 이를 이용하여 두 심볼을 조합함으로써 다이버시티 이득을 얻는 기법을 제안한다. 그림 2는 식 (7)에서  $N_c=256, L=5$ 인 경우 균일전력지연 프로파일과 COST207 TU (typical urban) 채널 전력지연 프로파일 [5]에 대한 OFDM 부채널의 상관특성을 보여준다. 균일한 전력지연 프로파일을 가지는 채널의 경우 상관도가 가장 낮은  $\Delta k=44$ 이며, 본 논문에서 채널 모델로 설정한 COST207 TU의 경우  $\Delta k=78$ 이다.

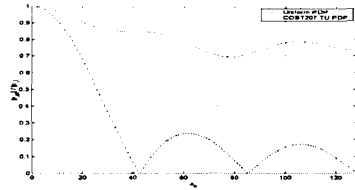


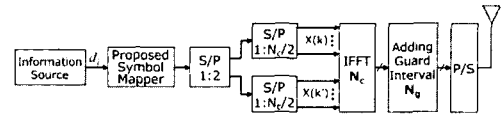
그림 2  $N_c=256, L=5$ 인 경우 OFDM 부채널의 상관특성

## 2. 주파수 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템

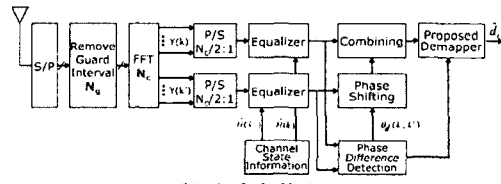
본 논문에서 제안한 부채널 상관특성을 이용한 OFDM 시스템의 주파수 다이버시티 기법에 대한 시스템 블록도는 그림 3과 같으며, (a)는 송신기, (b)는 수신기에 대한 블록도이다. 송신기에서 정보 비트열  $d_i$ 는 상관도가 가장 낮은 두 부채널,  $k$ 번째와  $k'$ 번째로 식 (8)과 같이 위상차  $\theta_d$ 를 갖는 정보 심볼을 전송함으로써 수신에서 주파수 다이버시티를 얻기 위해 제안된 심볼 부호화기 및 S/P 블록을 거쳐 OFDM 변조되어 채널로 전송된다.

$$X(k) = A_k \exp(j \theta_k) = X(k') \exp(\pm j \theta_d). \quad (8)$$

여기서,  $A_k, \theta_k$ 는  $k$ 번째 부반송파 성분의 크기 및 위상이다.



(a) 송신기 블록도



(b) 수신기 블록도

그림 3. 부채널 상관특성을 이용한 주파수 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템

수신기에는 그림 3의 (b)와 같이  $\hat{\theta}_d = \pm \theta$ 를 추정하여 식 (9) 및 (10)과 같이 복원한다.

$$\begin{aligned} \widehat{X}(k) &= HY(k) + H^*(k')Y(k) \exp(-j \hat{\theta}_d) \quad (9) \\ &= (|H(k)|^2 + |H(k')|^2)X(k) + W. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \widehat{X}(k') &= \widehat{X}(k) \exp(j \hat{\theta}_d) \\ &= (|H(k)|^2 + |H(k')|^2)X(k') + W'. \end{aligned} \quad (10)$$

여기서,

$$\begin{aligned} Y(k) &= H(k)X(k) + W(k), \\ Y(k') &= H(k')X(k') + W(k'). \end{aligned} \quad (11)$$

$W$  및  $W'$ 는 가우시안 잡음 성분들이다.

결과적으로 추정된 위상차  $\hat{\theta}_d = \theta_d$ 이고  $H(k)$ 와  $H(k')$ 가 독립적인 경우 제안된 기법의 주파수 다이버시티 이득이 최대가 됨을 알 수 있다[6]. 그러나 위의 두 가정은 성립될 수 없기 때문에 제안된 기법의 성능 저하의 요인이 된다. 우선, 실제 이동통신 채널의 경우 식 (9)를 얻기 위한 가정,  $E[h(D)h^*(p)]_{p \neq D} = 0$ 는 성립되지 않기 때문에 그림 2의 균일한 전력지연 프로파일을 갖는 채널의 경우  $|\rho_{\Delta k=44}| \neq 0, |\rho_{\Delta k=41}| \neq 0$  즉 두 부채널 간의 상관성이 존재하기 때문에 다이버시티 이득이 감소한다. 다음으로 위상차 추정 오류에 의해 제안된 기법의 다이버시티 이득 감소는 최적의 위상차  $\theta_{\alpha(OB)} = \pm\pi/2$ 를 갖고 두 부채널로 심볼을 전송함으로써 최소화 할 수 있다. 또한, 본 논문에서는 BER 성능을 개선하기 위한 심볼/비트 변환기법을 제안, 적용하였다.

#### IV. 모의실험 결과 및 검토

본 장에서는 모의실험 결과를 통해 제안된 주파수 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템의 성능을 검증한다. 본 모의실험에서는 표 1의 CO-ST207 TU 채널 전력지연 프로파일 ( $L=5$ )을 사용하며, 최대 도플러 주파수 (maximum Doppler frequency)  $f_d=10$  [Hz]인 레일리 페이딩 채널을 사용하였으며, 수신기에서 이러한 채널 정보를 완벽하게 추정한다고 가정한다. 시스템 파라미터는  $N_c=256, T_s=2^{-20}, \Delta k$ 는 두 부채널의 거리 가장 먼  $N_c/2, \theta_d = \pm\pi/2$ 이다.

그림 4는 기존의 OFDM 시스템에 제안된 주파수 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템의 BER 성능을 보여주며, 모든 시스템의 대역효율은 2 [bits/sec/Hz]이다. 먼저 기존 시스템에 대한 성능의 개선 정도를 살펴보면 다음과 같다. 기존의 OFDM 시스템과 비교해 보면  $10^{-3}$ 의 BER에서 약 1.5dB,  $10^{-4}$ 의 BER에서 약 3dB 성능이 개선되었으며, 2개의 수신 안테나를 가진 OFDM 시스템과 비교해 보면  $10^{-4}$ 의 BER에서 약 2.5dB,  $10^{-5}$ 의 BER에서 약 4.5dB의 성능 개선을 보인다. 그러나 두 시스템 모두가 낮은  $E_b/N_0$ 에서 기존 시스템 보다 성능이 나빠짐을 알 수 있다. 이것은 제안된 기법의 대역효율이 저하를 극복하기 위해 더 높은 변조기법을 적용하였기 때문이다. 다음으로 기존 시스템보다 성능이 좋아지기 시작하는  $E_b/N_0$  값이 제안된 기법을 적용한 시스템에 따라 차이를 알 수 있다. 이는 두 부채널로 전송된 심볼의 위상차를 기존의 MRRC (maximal-ratio receive combining) 기법에 의해 복원한 심볼을

이용하여 검출함으로써 위상차 추정 오류가 2개의 수신 안테나를 가지는 시스템이 감소하기 때문이다.

#### V. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템의 성능을 개선하기 위한 주파수 다이버시티 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 송신단에서 간단한 심볼 부화화 과정을 통해 상관도가 가장 낮은 두 부채널 특정한 위상차를 갖는 심볼을 전송함으로써 주파수 다이버시티 이득에 의해 OFDM 시스템의 성능을 개선하였다. 또한 제안된 기법의 성능 저하의 원인이 되는 위상차 추정 오류를 최소화하기 위한 두 부채널로 전송되는 심볼의 위상값을 제시하였다. 그 결과 기존의 시스템에 비해 시스템의 복잡도와 성능 개선의 측면에서 우수하다고 판단되며, 제안된 기법을 모의실험을 통해 확인한 시스템 이외에 다른 OFDM 시스템에도 적용 가능하다.

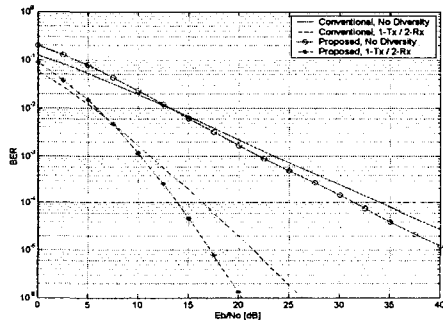


그림 4. 대역효율 2 [bits/sec/Hz]에서 제안된 주파수 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템의 성능

#### 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] 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.
- [4] Z. Wang and G. B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications," IEEE Signal Processing Mag., vol. 17, pp. 29-47, Mar.

2000.

- [5] COST207 TD(86)51-REV 3 (WG1), "Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests late 1986," Sept. 1986.
- [6] T. Eng, N. Kong, and L. B. Milstein, "Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channels," IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 9, pp. 1117-1129, Sept. 1996.