

# OFDM 시스템에서 윈도우 기법을 이용한 송신 다이버시티

정희원 김 용 준\*, 임 민 중\*\*, 임 대 운\*\*°

## Transmit Diversity Using Windowing Scheme in OFDM System

Yong June Kim\*, Min-Joong Rim\*\*, Dae-Woon Lim\*\*° *Regular Members*

### 요 약

본 논문은 다중 송신 안테나를 사용하는 직교 주파수 분할 다중 반송파(OFDM: orthogonal frequency division multiplexing) 시스템에서 윈도우 기법을 이용하여 송신 다이버시티 효과를 얻는 새로운 기법을 제안한다. 제안된 기법은 윈도우 함수의 형태에 따라 송신 다이버시티 효과가 달라지며 송신 다이버시티를 최대화하기 위한 윈도우 함수의 조건을 제시한다. 제안된 기법은 윈도우 함수의 형태에 따라 순환 지연 다이버시티 (CDD: cyclic delay diversity) 기법, 직교 송신 다이버시티(OTD: orthogonal transmit diversity) 기법, 주파수 스위치 송신 다이버시티 (FSTD: frequency switched transmit diversity) 기법을 일반화한 기법으로 해석될 수 있다.

**Key Words** : Transmit diversity, Space-time codes (STC), Cyclic delay diversity (CDD), Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)

### ABSTRACT

In this paper, we propose a new transmit diversity scheme using window functions in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system. Transmit diversity of the scheme is varied with window functions and the condition of the window function to maximize transmit diversity is derived. The proposed scheme can be considered as a generalization of the diversity schemes such as cyclic delay diversity (CDD), orthogonal transmit diversity (OTD), and frequency switched transmit diversity (FSTD).

### 1. 서론

무선 통신 시스템에서 심각한 문제를 발생시키는 다중 경로 페이딩 현상을 해결하기 위한 방안으로 송신 다이버시티 기법이 활발하게 연구되고 있다. 특히 두 개 이상의 송신 안테나를 사용하여 송신 다이버시티 효과를 얻는 시공간 부호<sup>[1][2][3]</sup>와 순환 지연 다이버시티<sup>[4][5][6]</sup> 등의 기법이 여러 표준에 제안되었다.

시공간 부호의 성능이 기존의 여러 기법들과 비교하여 우수한 것으로 알려져 있으나 각 안테나별

로 채널 추정을 해야 한다는 단점이 있다. 반면 순환 지연 다이버시티 기법은 구현 복잡도가 낮으며 기존의 상용 시스템의 수신기 구조를 유지할 수 있다는 장점을 가진다.<sup>[7]</sup>

본 논문은 다중 안테나를 사용하는 직교 주파수 분할 다중 반송파(OFDM: orthogonal frequency division multiplexing) 시스템에서 심볼을 주파수 영역에서 정의된 윈도우 함수와 곱하여 송신 다이버시티 효과를 얻는 새로운 기법을 제안하고 송신 다이버시티 효과를 최대화하기 위한 윈도우 함수 설계 기법을 제시한다.

\* 삼성종합기술원 (yongjune.kim@gmail.com)

\*\* 동국대학교 정보통신공학과 (daewoonlim@gmail.com, minjoong@dgu.edu) (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2007-03-119, 접수일자 : 2007년 3월 10일, 최종논문접수일자 : 2007년 8월 7일

## II. 원도형 송신 다이버시티 기법

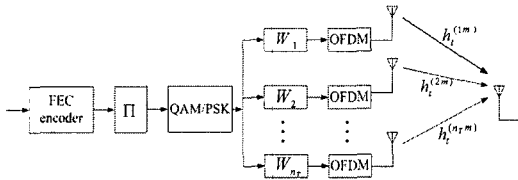


그림 1. 원도형 기법을 적용한 다중 안테나 OFDM 시스템의 블록도

송신 안테나의 수가  $n_r$ 개이고 수신 안테나의 수가  $n_r$ 개인 다중 입력 다중 출력(MIMO) 채널을 가정한다. 이 경우 시간  $t$ 에서 송신 안테나  $n$ 으로부터 수신 안테나  $m$ 으로 전송되는 채널의 임펄스 응답(channel impulse response)을 다음과 같이  $1 \times N_s$  벡터로 정의한다.<sup>[6]</sup>

$$\mathbf{h}_t^{(nm)} = [h_t^{(nm)}(0), \dots, h_t^{(nm)}(D), 0, \dots, 0] \quad (1)$$

여기서  $D$ 는 송신 안테나  $n$ 에서 수신 안테나  $m$ 으로 전송되는 부채널(subchannel)의 메모리 수이고  $N_s$ 는 OFDM 시스템의 FFT 크기이다. 그리고  $h_t^{(nm)}(d)$ 는 복소 가우시안 확률 변수이며 모든 송신 안테나는 동일한 전력 지연 분포(power delay profile)를 가진다고 가정한다. 또한 하나의 OFDM 심볼을 전송하는 동안 채널은 일정하게 유지되고 반송파간 간섭은 없으며 각각의 수신 안테나에서는 가산성 백색 가우시안 잡음이 더해진다고 가정한다.

그림 1은 원도형 기법을 적용한 다중 안테나 OFDM 시스템의 블록도를 나타낸다. 입력 데이터는 오류 정정 부호(FEC)에 의하여 부호화되고 인터리버  $\Pi$ 를 통하여 인터리빙된다. 인터리빙된 부호는 PSK 또는 QAM 심볼로 변조되고 나서 원도우 함수  $W_n(d)$ 와 곱해진다. 다음으로 입력 심볼은 크기가  $N_s$ 인 IFFT를 이용해서 OFDM 신호로 변환된 뒤에 각각의 송신 안테나를 통해서 전송된다.

채널 임펄스 응답을 주파수 영역으로 변환한 채널의 전달 함수(transfer function)는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\mathbf{H}_k^{(nm)} = [H_k^{(nm)}(0), \dots, H_k^{(nm)}(N_s - 1)] \quad (2)$$

순환 지연 다이버시티 기법이 전체적인 채널의 전달 함수(channel transfer function)를 변화시키는

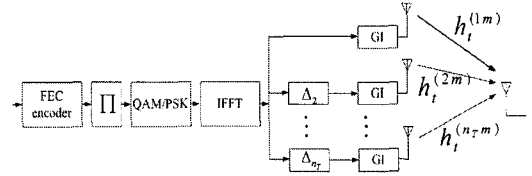


그림 2. 순환 지연 다이버시티를 적용한 다중 안테나 OFDM 시스템의 블록도

것과 같은 원리로 원도형 기법을 적용하는 경우에도 전체적인 채널의 전달 함수가 달라진다.<sup>[5]</sup> 수신 안테나  $m$ 에서 수신되는  $k$ 번째 OFDM 심볼의  $d$ 번째 부반송파의 채널의 전달 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$H_k^{(m)}(d) = \sum_{n=1}^{n_r} W_n(d) H_k^{(nm)}(d) \quad (3)$$

주파수 선택적 채널(frequency selective channel)에서 채널 코딩 기법을 사용하면 송신 다이버시티 효과를 얻을 수 있다고 알려져 있다.<sup>[5][6]</sup> 식 (3)에서  $H_k^{(nm)}(d)$ 가 평평한 페이딩 채널(flat fading channel)이라고 가정한 경우 적절한 원도우 함수  $W_n(d)$ 를 사용하면 전체적인 채널의 전달 함수인  $H_k^{(m)}(d)$ 를 주파수 선택적인 채널로 바꿀 수 있으며 다음 장에서 최적의 다이버시티 효과를 얻기 위한 원도우 함수  $W_n(d)$ 를 설계하는 기법을 제시할 것이다.

여러 개의 송신 안테나를 사용하는 시스템에서 한 개의 안테나로 전송하는 시스템과 전력을 동일하게 유지하기 위해서 원도우 함수  $W_n(d)$ 는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$\sum_{n=1}^{n_r} |W_n(d)|^2 = 1 \quad (4)$$

그림 2는 순환 지연 다이버시티를 적용한 다중 안테나 OFDM 시스템의 블록도를 나타낸다. 순환 지연 다이버시티는 PSK 또는 QAM 심볼을 IFFT하여 OFDM 신호를 생성한 후에 송신 안테나별로 정해진 지연 값  $\Delta_n$ ,  $0 \leq n \leq n_r$ 을 사용하여 OFDM 신호를 순환 이동한다. 다음으로 보호 구간(guard interval)을 삽입한 후에 각각의 송신 안테나를 통해 전송한다. 이때  $\Delta_n$ 은 최소한 채널 메모리  $D$ 보다 커야 다이버시티 효과를 최대화할 수 있으며,  $D$ 가 알려져 있지 않을 때는 다음의 조건을 만족하는 순환 지연 값을 선택한다.<sup>[6]</sup>

$$\Delta_n = \frac{N_s(n-1)}{n_T} = \frac{N_s}{n_T} + \Delta_{n-1} \quad (5)$$

순환 지연 다이버시티 기법의 경우  $m$ 번째 수신 안테나에서 수신되는  $k$ 번째 OFDM 심볼의  $d$ 번째 부반송파의 채널 주파수 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$H_k^{(m)}(d) = \sum_{n=1}^{n_T} H_k^{(nm)}(d) e^{-j2\pi d \Delta_n} \quad (6)$$

식 (3)에서 원도우 함수가 다음과 같이 주어지면 원도형 기법과 순환 지연 다이버시티 기법은 동일한 형태를 갖게 된다. 따라서 원도형 기법은 순환 지연 다이버시티의 일반화된 형태라고 할 수 있다.

$$W_n(d) = e^{-j2\pi d \Delta_n} \quad (7)$$

푸리에 변환에서 시간 축에서의 순환 이동은 주파수 축에서의 위상 변화로 나타나므로 주파수 축에서 위상을 변화시키는 위상 다이버시티는 순환 지연 다이버시티와 개념적으로 동일한 기법이다. 하지만, 구현에 있어서 위상 다이버시티 기법은  $n_T$ 번의 IFFT 연산을 수행해야 하지만, 순환 지연 다이버시티는 한 번의 IFFT 연산만 수행하면 되므로 구현 복잡도가 낮다는 장점이 있다.

### III. 원도우 함수 설계

다이버시티 효과를 최대화하기 위해서는 비상관(unrelated) 부반송파의 개수를 최대화해야 한다. 따라서 상관 관계가 존재하는 부반송파의 개수를 최소화할 수 있도록 원도우를 설계해야 한다.

제안된 기법에서 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용하는 경우 서로 다른 부반송파 간의 채널 계수 상관 관계를 표현하기 위해서 다음 세 가지를 가정한다. 첫 번째로 두 개의 송신 안테나의 채널 계수는 공간적으로 상관 관계가 0인 복소 정규 확률 변수로 가정 한다.

$$E\{H_k^{(11)}(d)H_k^{(21)}(d)^*\} = 0$$

여기서  $E_k\{u\}$ 는 확률 변수  $u$ 의 평균값을 의미한다. 다음으로 각각의 송신 안테나는 동일한 전력 지연 분포를 가진다고 가정한다.

$$E\{|H_k^{(11)}(d)|^2\} = E\{|H_k^{(21)}(d)|^2\}$$

마지막으로 채널의 동기 대역폭(coherence bandwidth)  $B_c$ 에 대하여 다음의 조건이 성립한다고 가정한다.

$$E\{H_k^{(n1)}(d)H_k^{(n1)}(d+\gamma)^*\} = \begin{cases} 1, & |\gamma| \leq B_c/2 \\ 0, & |\gamma| > B_c/2 \end{cases}$$

여기서  $\gamma$ 와  $d$ 는 모듈러(modular)  $N$  연산으로 수행된다. 원도우 함수를 적용한 경우 위의 조건들로부터 부반송파의 채널 계수의 상관 관계를 하단의 식 (8)과 같이 유도할 수 있다.)

식 (8)에서  $|\gamma| > B_c/2$ 인 경우에는 원도우 함수를 적용하더라도 상관 관계가 0으로 유지된다. 반면  $|\gamma| \leq B_c/2$ 인 경우에는 원도우 함수에 따라 채널의 상관 관계가 달라지며 원도우 함수가 다음 조건을 만족하면 상관 관계가 0이 되는 부 반송파의 수가 증가한다.

$$W_1(d)W_1^*(d+\gamma) + W_2(d)W_2^*(d+\gamma) = 0 \quad (9)$$

원도우 함수를 적용하기 전에 모든 부반송파간의 상관 관계가 1인 경우 즉  $B_c = N$ 인 경우에  $0 < |\gamma| \leq N/2$ 인 모든  $\gamma$ 에 대하여 식 (9)를 만족할 수 있는 원도우 함수가 존재하지 않는다. 이 경우에는 원도우 함수를 이용해서 상관 관계를 최대화 할 수 있는 부반송파의 수는  $N/2$ 이며 식 (9)에서  $\gamma = 2u + 1, 0 \leq u \leq N/2 - 1$ 번째 부반송파와의 상관 관계를 0으로 할 수 있다. 또한 식 (8)이 모든 부반송파  $d$ 에 대하여 동일하게 만족해야 하므로 원도우 함수는 송신 안테나의 수  $n_T = 2$ 의 주기를 가지는 주기 함수로 표현된다. 이러한 점을 고려하면 원도우 함수를 일반적인  $(2 \times 2)$  직교 설계(orthogonal

$$\begin{aligned} & E_k\{H_k^{(11)}(d)H_k^{(11)}(d+\gamma)^*\} \\ &= E_k\{(W_1(d)H_k^{(11)}(d) + W_2(d)H_k^{(21)}(d)) \times (W_1(d+\gamma)H_k^{(11)}(d+\gamma) + W_2(d+\gamma)H_k^{(21)}(d+\gamma))^*\} \\ &= \begin{cases} (W_1(d)W_1^*(d+\gamma) + W_2(d)W_2^*(d+\gamma)) E_k\{|H_k^{(1m)}(d)|^2\}, & |\gamma| \leq B_c/2 \\ 0, & |\gamma| > B_c/2 \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

design)를 이용하여 설계할 수 있다. 직교 설계의 행렬을 반복하여 원도우 함수를 생성하면 제안된 원도우링 기법은 여러 가지 다이버시티 기법을 일반화한 형태가 된다. 다음의 예제들을 통하여 이러한 내용을 구체적으로 설명한다.

예제 ①  $W_1 = [\alpha, -\beta^*, \alpha, -\beta^*, \dots, \alpha, -\beta^*]$   
 $W_2 = [\beta, \alpha^*, \beta, \alpha^*, \dots, \beta, \alpha^*]$

여기서  $\alpha^2 + \beta^2 = 1$ 이며  $d=0,1$ 일 때의 원도우가  $N_s/2$ 번 반복된다고 생각할 수 있다. 이로부터  $d=0,1$ 때의 원도우 함수를 다음의 행렬로 정의할 수 있다.

$$A = \begin{bmatrix} \alpha & -\beta^* \\ \beta & \alpha^* \end{bmatrix}$$

위의 행렬은 Alamouti 기법에서의 행렬과 유사한 형태가 됨을 알 수 있다.<sup>[3]</sup> □

만약, 원도우의 함수를 실수로 한정하면 식 (9)를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$W_1(d)W_1(d+\gamma) + W_2(d)W_2(d+\gamma) = 0 \quad (10)$$

식 (10)에  $W_1^2(d) + W_2^2(d) = 1$ 의 조건을 대입하면 인접한 부반송파의 채널 계수 상관 관계가 0이 되기 위한 원도우 함수의 조건을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$W_1^2(d) + W_1^2(d+\gamma) = 1 \quad (11)$$

( $\Leftrightarrow W_1^2(d) + W_1^2(d-\gamma) = 1$ )

$W_2$ 는  $W_2 = \pm \sqrt{1 - W_1^2}$ 을 이용하되 식 (10)을 만족시키도록 부호를 선택한다.

예제 ②  $W_1 = [a, -b, a, -b, \dots, a, -b]$   
 $W_2 = [b, a, b, a, \dots, b, a]$

여기서  $a^2 + b^2 = 1$ 이고 원도우 함수를 행렬의 형태로 정의하면 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \quad (12)$$

만약  $a=b=1/\sqrt{2}$ 이라면, 위의 형태는 직교 송신 다이버시티(OTD: orthogonal transmit diversity) 기법을 나타낸다. □

예제 ③  $W_1 = [1, 0, 1, 0, \dots, 1, 0]$   
 $W_2 = [0, \pm 1, 0, \pm 1, \dots, 0, \pm 1]$

이 경우에도 원도우 함수를 행렬의 형태로 다음과 같이 표현할 수 있으며 이 행렬은 주파수 스위치 송신 다이버시티(FSTD: frequency switched transmit diversity) 기법을 의미한다.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \pm 1 \end{bmatrix}$$

예제 ④  $W_1(d) = \cos(ad)$ 일 때에 (10)을 만족시키는  $\alpha$ 를 구할 수 있다.  $W_1(d) = \cos(ad)$ 을 (10)에 대입하여 식을 유도하면,  $\alpha = \pi/2$ 가 된다. 이로부터 부반송파의 채널 계수의 상관 관계가 0이 되도록 하는  $W_1(d)$ ,  $W_2(d)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$W_1(d) = [1, 0, -1, 0, \dots, -1, 0]$$

$$W_2(d) = [0, \pm 1, 0, \pm 1, \dots, 0, \pm 1]$$

이 경우는 예제 ③과 유사한 결과이다. □

송신 안테나의 개수가  $n_T$ 개이고 수신 안테나가 1개인 경우에는 식 (9)를 다음과 같이 일반화한 식을 만족시키도록 원도우 함수를 설계한다.

$$\sum_{n=1}^{n_T} W_n(d)W_n^*(d+\gamma) = 0 \quad (13)$$

이와 같이 일반적인 경우에도 직교 설계를 이용하여 원도우 함수를 결정할 수 있다. 복소 직교 설계는  $(2 \times 2)$ 의 형태만 존재하고, 실수 직교 설계는  $(2 \times 2)$ ,  $(4 \times 4)$ ,  $(8 \times 8)$ 의 형태가 존재한다.<sup>[3]</sup> 송신 안테나가 4개인 경우에는 실수 직교 설계를 이용하여 다음과 같이 원도우 함수를 결정할 수 있다.

$$A = \begin{bmatrix} a & b & a & b \\ b & -a & b & -a \\ a & b & -a & -b \\ a & -b & -a & b \end{bmatrix} \quad (14)$$

이 경우 식 (13)을 만족시키는  $\gamma$ 는  $4u+1, 4u+2, 4u+3, 0 \leq u \leq N/4-1$ 이며 전체 서브캐리어 중에서 3/4개의 서브캐리어들과의 상관 관계를 0으로 할 수 있다.

부반송파간의 상관 관계가 성능에 미치는 영향을 살펴보기 위해서 다음 조건을 만족하는 원도우 함

수를 고려한다.

$$W_1(d)W_1^*(d+\gamma) + W_2(d)W_2^*(d+\gamma) = \rho \quad (15)$$

식 (15)에서  $\rho=0$ 이면 식 (9)와 같이 부반송파들을 비상관화시켜서 다이버시티 효과를 높이는 것이고  $\rho=1$ 이면 다이버시티 효과를 얻지 못하므로 결국 1개의 송신 안테나를 사용하는 것과 동일한 성능을 가지게 된다. 다음은  $W_1(d)$ ,  $W_2(d)$ 가 다음과 같이 주어져 있는 경우를 살펴본다.

$$\begin{aligned} W_1 &= [a, b, \dots, a, b] \\ W_2 &= [\sqrt{1-a^2}, \sqrt{1-b^2}, \dots, \\ &\quad \sqrt{1-a^2}, \sqrt{1-b^2}] \end{aligned} \quad (16)$$

$a, b$ 가 실수이고,  $0 \leq a, b \leq 1$ 이 되도록 윈도우 함수를 설계하면, 식 (15)에서  $\rho$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\rho = ab + \sqrt{1-a^2} \sqrt{1-b^2}$$

$b = \sqrt{1-a^2}$ 라고 하면  $\rho = 2ab$ 가 된다. 따라서  $a=1$ 인 경우는 예제 ③과 일치하고,  $\rho$ 는 0이 된다.  $a = \sqrt{1/2}$ 인 경우는  $\rho$ 가 1이 된다. 다음 장의 모의 실험 결과에서  $\rho$ 가 작을수록 더 우수한 성능을 가지게 됨을 확인할 수 있다.

#### IV. 모의 실험 결과

윈도우 기법을 이용한 송신 다이버시티의 성능을 분석하기 위하여 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험에서 FFT 크기  $N_s$ 는 256이며 BPSK 변조를 사용하였다. 또한 채널 부호화 기법으로는 구속장 (constraint length)이 7이고 부호율이 1/3인 컨벌루션 부호(convolutional code)를 사용하였으며 채널 환경으로 평평한 페이딩 채널과 주파수 선택적 페이딩 채널을 고려하였고, 채널 추정은 완벽하다고 가정하였다.

그림 3은 각각 1개, 2개, 4개의 송신 안테나를 사용하여 평평한 페이딩 채널을 통하여 송수신 하는 경우 순환 지연 다이버시티 기법과 윈도우 기법의 성능을 보여준다. 순환 지연 다이버시티 기법의 순환 지연값은 식 (5)와 같이 주어졌고, 윈도우 함수는 식 (12), 식 (14)의 형태로 정하였다. 순환 지연 다이버시티 기법을 적용하는 경우와 윈도우 기법을 적용하는 경우 성능이 유사함을 볼 수 있다.

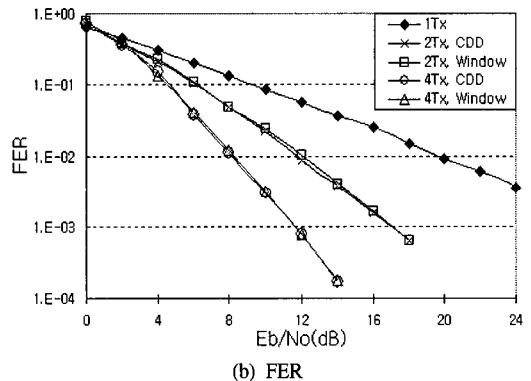
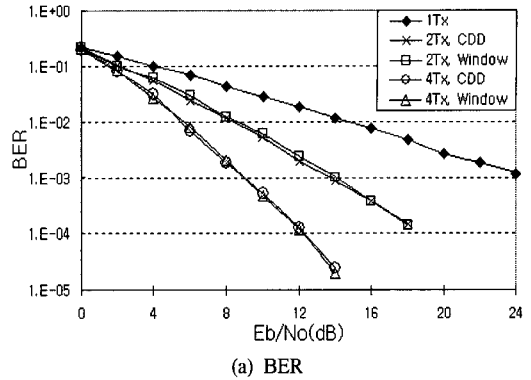
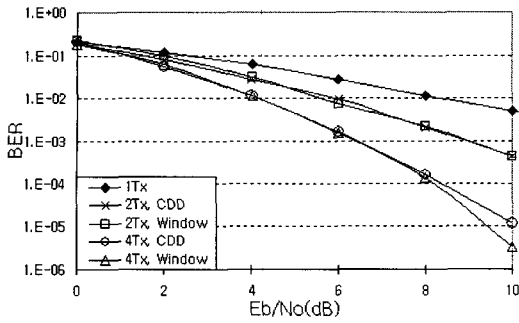


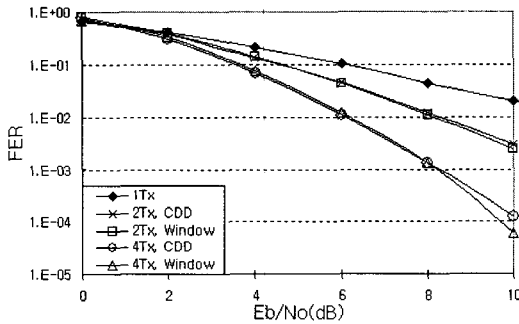
그림 3. 송신 다이버시티 효과( $N_s = 256$ , BPSK, 평평한 페이딩 채널).

평평한 페이딩 채널 환경에서 다이버시티 기법을 적용하지 않은 경우  $N_s$ 개의 부반송파가 모두 동일한 값을 가지므로 비상관된 부반송파가 존재하지 않는다. 반면 윈도우 기법을 적용하면, 송신 안테나가 2개인 경우에는 홀수 번째의 부반송파와 짝수 번째의 부반송파의 상관 관계가 0이 되므로 비상관된 부반송파의 수가  $N_s/2$ 개가 된다. 또한 송신 안테나가 4개인 경우에는 식 (14)에서 알 수 있듯이 4의 배수 번째 부반송파들만 상관 관계가 존재하고 그 외의 부반송파들은 상관 관계가 0이 되기 때문에 비상관된 부반송파가  $3N_s/4$ 개가 된다. 비상관된 부반송파의 개수가 늘어날수록 다이버시티 효과가 커지고 성능이 개선되는 것을 확인할 수 있다.

그림 4는 각각 1개, 2개, 4개의 송신 안테나를 사용하여 주파수 선택적 페이딩 채널을 통하여 송수신 하는 경우 순환 지연 다이버시티 기법과 윈도우 기법의 성능을 보여준다. 여기서 순환 지연값과 윈도우 함수는 그림 3의 조건과 같다. 사용된 채널은 시간 영역에서 간격이 15인 두 개의 임펄스로 구성되어 있으며 두 번째 임펄스의 전력 프로파일



(a) BER



(b) FER

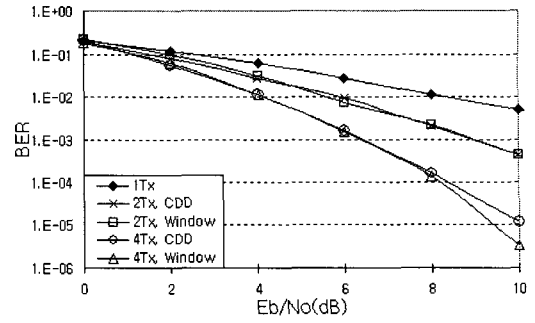
그림 4. 송신 다이버시티 효과( $N_s = 256$ , BPSK, 주파수 선택적 페이딩 채널).

은 첫 번째 임펄스의 전력 프로파일보다 3dB가 작도록 설정 하였다. 이 경우에는 채널의 주파수 선택적 특성 때문에 윈도우 기법을 적용하기 전에도 다이버시티 효과가 있으므로 평평한 페이딩 채널의 경우보다 전체적으로 성능이 개선됨을 확인할 수 있다.

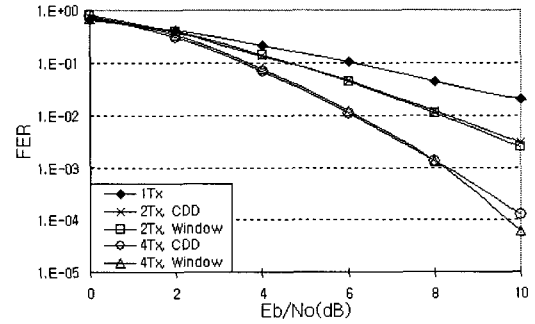
그림 5는 송신 안테나가 2개이고 윈도우 함수가 식 (16)과 같이 주어진 경우 상관 관계  $\rho$ 의 변화에 따른 성능의 차이를 보여주고 있다. 여기서는 평평한 페이딩 채널을 가정하였으며 이 때 윈도우 함수에서 사용되는 상수  $a$ 의 변화에 따라  $\rho$ 의 크기가 달라진다. 그림에서  $\rho$ 가 작을수록 성능이 우수하고  $\rho$ 가 커질수록 성능은 저하됨을 볼 수 있다.

### V. 결론

본 논문은 다중 송신 안테나를 사용하는 OFDM 시스템에서 주파수 영역에서 안테나 별로 정의된 윈도우 함수를 심볼과 곱하는 방법으로 송신 다이버시티 효과를 얻는 새로운 기법을 제안하였고 모의 실험을 통하여 성능을 확인 하였다. 제안된 기법에서 송신 다이버시티 효과를 최대화하기 위해서



(a) BER



(b) FER

그림 5. 송신 다이버시티 효과( $N_s = 256$ , BPSK, 주파수 선택적 페이딩 채널).

직교 설계를 이용하여 윈도우 함수를 생성하였으며, 제안된 기법은 윈도우 함수의 형태에 따라 순환 지연 다이버시티 기법, 직교 송신 다이버시티 기법, 주파수 스위치 송신 다이버시티 기법을 일반화한 기법으로 해석될 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication I: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Information Theory*, vol.44, no. 2, pp. 744-765, March 1998.
- [2] S. Alamouti, "A simple transmitter diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, special issue on signal processing for wireless communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, 1998.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, June 1999.

- [4] S. Kaiser, "Spatial transmit diversity techniques for broadband OFDM systems," in *Proc. IEEE Globecom 2000*, November 2000, pp. 1824 - 1828.
- [5] A. Dammann and S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM systems and its application to the DVB-T system," in *Proc. IEEE Globecom 2001*, pp. 3100 - 3105.
- [6] G. Bauch, and J. S. Malik, "Cyclic delay diversity with bit-interleaved coded modulation in orthogonal frequency division multiple access," *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 5, no. 8, pp. 2092-2100, Aug. 2006.
- [7] A. Lodhi, F. Said, M. Doher, and A. H. Aghvami, "Performance comparison of space-time block coded and cyclic delay diversity MC-CDMA systems," *IEEE Wireless Communications*, vol. 12, pp. 38-45, Apr. 2005.

김 용 준 (Yong June Kim)

정회원



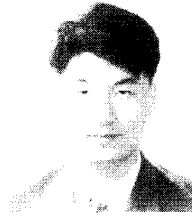
2002년 2월 서울대학교 전기공학부 학사  
 2004년 2월 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 석사  
 2004년 7월~2007년 6월 육군삼사관학교 전자공학과 전임강사  
 2007년 8월 ~ 현재 삼성종합기술원 연구원

원 연구원

<관심분야> 디지털 통신, 정보 이론, 오류정정부호

임 민 중 (Min-Joong Rim)

정회원



1987년 서울대학교 전자공학과 사  
 1993년 University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering 박사  
 1993년 ~ 2000년 삼성전자 선임 연구원  
 2000년 ~ 현재 동국대학교 정보통신공학과 부교수

통신공학과 부교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신 소프트웨어

임 대 운 (Dae-Woon Lim)

정회원



1994년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 학사  
 1997년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 석사  
 2006년 8월 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 박사  
 1995년 9월~2002년 8월 LS산전

선임 연구원

2006년 9월~현재 동국대학교 정보통신공학과 조교수  
 <관심분야> OFDM, 부호 이론, 시공간 부호