

순환 지연 다이버시티 기법에서의 최적의 순환 지연 값

정회원 김 용 준*, 종신회원 임 민 중**, 정회원 정 병 장***, 노 태 균***,
준회원 김 호 윤****, 정회원 임 대 운***

On the Optimal Cyclic Delay Value in Cyclic Delay Diversity

Yong June Kim* *Regular Member*, Min-Joong Rim** *Lifelong Member*,
Byun-Jang Jeong***, Taegyun Noh*** *Regular Members*,
Ho-Yun Kim**** *Associate Member*, Dae-Woon Lim*** *Regular Member*

요 약

본 논문은 직교 주파수 분할 다중 반송파(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 시스템의 다이버시티 효과를 향상시키는 순환 지연 다이버시티(CDD, cyclic delay diversity) 기법에서 최적의 순환 지연 값을 결정하는 방법을 제안한다. 순환 지연 다이버시티 기법에서는 순환 지연 값이 증가함에 따라 다이버시티 효과에 의한 SINR (signal to interference and noise ratio) 이득이 커지는 동시에 채널 추정 오류의 증가에 의한 SINR 손실도 커지는 상반 관계(trade-off)가 존재한다. 다이버시티 효과와 채널 추정 오류의 상반 관계가 존재할 때 제안된 방법을 통해 구한 최적의 순환 지연값을 순환 지연 다이버시티 기법에 적용하면, 목표로 하는 프레임 오류율(FER, frame error rate)을 만족시키기 위한 SINR을 최소화한다.

Key Words : Cyclic Delay Diversity(CDD), Cyclic Delay Value, Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM)

ABSTRACT

In this paper, we propose a method to determine the optimal cyclic delay value of cyclic delay diversity(CDD) in orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) systems. As the cyclic delay value increases, we can get signal to interference and noise ratio(SINR) gain by diversity effect, while SINR loss increases because of channel estimation errors. If the optimal delay value obtained by the proposed method is applied to CDD scheme, we can minimize the required SINR for a given FER(frame error rate) under the above mentioned trade-off.

I. 서 론

순환 지연 다이버시티(CDD, cyclic delay diversity) 기법을 직교 주파수 분할 다중 반송파(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 시스템에 적용하여 채널의 주파수 선택적 특성을 증가시키면 채널

부호화 기법을 통해 부호화 이득(coding gain)을 향상시킬 수 있다^[1]. 그림 1과 같이 순환 지연 다이버시티 기법을 OFDM 시스템에 적용하는 경우, 시공간 부호(Space-Time Codes)를 적용하는 경우보다 송수신기의 구현 복잡도가 낮고 송신 안테나의 수가 증가해도 수신기 구조를 유지할 수 있다는 장점이 있다^[2]. 순환

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 IT신성장동력핵심기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [2006-S-001-02, 4세대 이동 통신을 위한 적응 무선접속 및 전송 기술 개발]

* 삼성전자 (yongjune.kim@gmail.com), ** 동국대학교 정보통신공학과 (minjoong@dgu.edu), (daewoonlim@gmail.com) (° : 교신저자)
*** 한국전자통신연구원 (bjeong@etri.re.kr, taegyun@etri.re.kr), **** 삼성탈레스 (ryosea@naver.com)

논문번호 : KICS2007-07-327, 접수일자 : 2007년 7월 24일, 최종논문접수일자 : 2008년 8월 12일

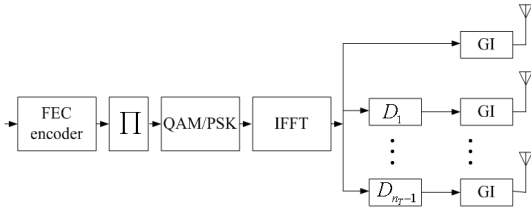


그림 1. 순환 지연 다이버시티를 적용한 다중 안테나 OFDM 시스템의 블록도

지연 다이버시티 기법에서는 순환 지연 값에 따라 주파수 선택적 특성이 변화한다. 여러 개의 송신 안테나와 한 개의 수신 안테나를 사용하는 OFDM 시스템에서 다중 경로 지연 채널을 통하여 신호를 송수신 하는 경우, 채널 추정이 완벽하다고 가정하면, 각 송신 안테나에서 전송된 신호 간의 상관 관계(correlation)를 없애기 위해서 순환 지연 값이 최대 지연 확산(maximum delay spread) 이상이어야 한다고 알려져 있다^[5].

하지만 일반적으로는 채널 추정이 완벽하다고 가정할 수 없기 때문에 순환 지연 값이 커질수록 채널의 변화가 커지고 이로 인하여 채널 추정 오류가 증가한다. 순환 지연 값이 증가함에 따라서 다이버시티 효과에 따른 SINR 이득과 채널 추정 오류로 인한 SINR 손실 간에 상반 관계(trade-off)가 존재하므로 최적의 SINR 이득을 갖는 순환 지연 값이 최대 지연 확산보다 작을 수 있다는 점이 본 연구의 동기가 되었다. [6]의 연구 결과에서 지연 다이버시티(delay diversity) 기법을 GSM 시스템에 적용한 경우에 지연 값이 채널의 최대 지연 확산보다 작은 경우 최적의 성능을 나타낸다는 것을 알 수 있다.

본 논문은 다이버시티 효과와 채널 추정 오류의 상반 관계가 존재하는 경우 최적의 순환 지연 값을 결정하는 방법을 제안하며, 다음과 같이 구성 된다. 먼저 II장에서는 순환 지연 다이버시티 기법의 다이버시티 차수와 지연 확산(delay spread)에 대해 살펴볼 것이다. 다음으로 III장에서는 최적의 순환 지연 값을 결정하는 방법을 설명하고 IV장에서는 모의실험을 통해 제안된 방법의 유용성을 검증한다. 마지막으로 V장에서 결론을 내린다.

II. 다이버시티 차수와 지연 확산

2.1 순환 지연 다이버시티 기법의 다이버시티 차수

2.1.1 다이버시티 차수^[3]

각각 한 개의 송신 안테나와 수신 안테나를 가지

는 SISO(single input single output) 시스템에서 평균 크기가 1인 송신 신호 x 를 단일 경로 페이딩 채널 h 를 통하여 전송하는 경우 수신 신호 r 은 다음과 같이 표현된다.

$$r = hx + z \tag{1}$$

여기서 z 는 간섭 및 잡음을 나타내고, σ_z^2 의 분산을 가진다.

단일 경로를 갖는 SISO 시스템의 SINR은 다음과 같다.

$$SINR_s = \frac{|h|^2}{\sigma_z^2} \tag{2}$$

L 개의 경로를 가지는 다중 경로 지연 프로파일 채널은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} p_l h_l \delta(t-lT) \tag{3}$$

여기서 T 는 샘플 구간을 p_l 은 채널의 경로 지연 프로파일을 나타낸다. h_l 은 복소 가우시안 확률 분포이고 서로 i.i.d.(independent and identically distributed)하다고 가정한다.

OFDM 시스템에서의 FFT 크기가 N_s 인 경우에 전력 지연 프로파일(power delay profile)은 다음과 같이 $(1 \times N_s)$ 벡터 \mathbf{P} 로 표현된다.

$$\mathbf{P} = (p_0^2, p_1^2, \dots, p_{L-1}^2, 0, \dots, 0) \tag{4}$$

여기서 전력 지연 프로파일 \mathbf{P} 는 다음의 조건을 만족시킨다.

$$\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2 = 1 \tag{5}$$

L 개의 경로를 갖는 다중 경로 지연 프로파일 채널을 통하여 수신된 신호의 SINR은 다음과 같이 표현된다.

$$SINR_m = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2 |h_l|^2}{\sigma_z^2} \tag{6}$$

본 논문에서는 다중 경로 지연 프로파일 채널의 다이버시티 차수(diversity order) M 을 다음과 같이 정의한다^[3].

$$M = \frac{1/\text{var}\{SINR_m\}}{1/\text{var}\{SINR_s\}} = \frac{\text{var}\{SINR_s\}}{\text{var}\{SINR_m\}} \quad (7)$$

식 (2)와 (6)을 식 (7)에 대입하면 다이버시티 차수 M 는 다음과 같다.

$$M = \frac{\text{var}\{|h|^2\}}{\text{var}\left\{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2 |h_l|^2\right\}} = \frac{1}{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^4} = \frac{1}{|\mathbf{P}|^2} \quad (8)$$

이 경우 다이버시티 차수 M 은 전력 지연 프로파일 \mathbf{P} 에 의해서 결정된다. 식 (5)의 조건과 라그랑지 승수법을 이용하면 $p_l = 1/\sqrt{L}$ 이 경우에 $|\mathbf{P}|^2$ 은 최소 값 $1/L$ 을 가지므로 다이버시티 차수 M 의 최대값은 L 이 된다.

2.2.2 순환 지연 값과 다이버시티 차수

n_T 개의 송신 안테나에서 i 번째 송신 안테나의 채널은 식 (3)과 유사한 형태로 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$h^i(t) = \sum_{l=0}^{L-1} p_l h_l^i \delta(t-lT), \quad 0 \leq i \leq n_T - 1 \quad (9)$$

여기서 h_l^i 은 각각 i.i.d.한 복소 가우시안 확률 변수라고 가정한다. 채널 $h^i(t)$ 를 $D_i T$ 만큼 순환 지연시키면 식 (9)는 다음과 같은 채널로 변형된다.

$$h^i(t - D_i T) = \sum_{l=0}^{L-1} p_l h_l^i \delta(t - (l + D_i)T) \quad (10)$$

i 번째 송신 안테나에서의 순환 지연 값을 $D_i = iDT$ 로 선택하면, 순환 지연 다이버시티 기법의 채널은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$h_{CDD}(t) = \frac{1}{\sqrt{n_T}} \sum_{i=0}^{n_T-1} h^i(t - iDT) \quad (11)$$

단, 순환 지연 다이버시티 채널의 마지막 경로 ($n_T - 1$ 번째 송신 안테나의 $L - 1$ 번째 경로)가 N_s 보다 작도록 순환 지연 값을 결정한다.

이산 시간(discrete-time) 영역에서 D 만큼 지연된 채널의 전력 프로파일을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{P}_{\ll D \gg} = \underbrace{(0, \dots, 0, p_0^2, \dots, p_{L-1}^2, 0, \dots, 0)}_D$$

이 때 순환 지연 다이버시티 기법에 의해 생성된 채널 h_{CDD} 의 전력 지연 프로파일 \mathbf{P}_{CDD} 은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{P}_{CDD} = \frac{1}{n_T} \sum_{i=0}^{n_T-1} \mathbf{P}_{\ll iD \gg} \quad (12)$$

이 경우, 다이버시티 차수 M 은 식 (8)의 정의를 이용하면 다음과 같이 구해진다.

$$M = \frac{1}{|\mathbf{P}_{CDD}|^2} = \frac{n_T^2}{\left| \sum_{i=0}^{n_T-1} \mathbf{P}_{\ll iD \gg} \right|^2} \quad (13)$$

식 (13)은 다이버시티 차수 M 은 송신 안테나의 개수 n_T , 채널의 전력 지연 프로파일 \mathbf{P} , 순환 지연 값 D 에 의해서 결정됨을 보여준다. 이로부터 송신 안테나의 개수와 채널의 전력 지연 프로파일이 고정되어 있는 경우에도 순환 지연 값 D 를 선택해서 다이버시티 차수 M 을 조절할 수 있음을 알 수 있다. 다이버시티 차수 M 은 다음과 같은 상한과 하한 값을 갖는다.

$$\frac{1}{|\mathbf{P}|^2} \leq M \leq \frac{n_T}{|\mathbf{P}|^2}$$

D 가 0일 때는 n_T 개의 채널이 완전히 겹쳐지게 되서 송신 안테나가 한 개인 경우와 동일한 효과를 가지게 되므로 다이버시티 차수는 $1/|\mathbf{P}|^2$ 이 된다. D 가 증가할수록 각 채널이 겹쳐지는 부분이 줄어들고 다이버시티 차수도 증가한다. $D \geq L$ 이면, 각 채널 간의 상관관계가 0이 되므로 다이버시티 차수는 $n_T/|\mathbf{P}|^2$ 가 된다. 일단, $D \geq L$ 이면 D 가 더 커지더라도 다이버시티 차수는 더 이상 증가하지 않는다.

2.2 순환 지연 다이버시티 기법의 지연 확산

2.2.1 지연 확산⁽⁷⁾

채널의 평균 초과 지연(mean excess delay) $\bar{\tau}$ 와 RMS 지연 확산(root mean square delay spread) τ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2 \cdot lT}{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2} = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2 \cdot lT}{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2} \quad (14)$$

$$\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (15)$$

여기서 초과 지연의 2차 모멘트 \bar{r}^2 는 다음과 같이 정의된다.

$$\bar{r}^2 = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2 \cdot (lT)^2}{\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2} = \sum_{l=0}^{L-1} p_l^2 \cdot (lT)^2 \quad (16)$$

2.2.2 순환 지연 다이버시티 기법의 지연 확산

순환 지연 다이버시티 기법의 순환 지연 값 D 가 증가할수록, 채널의 RMS 지연 확산은 증가하게 된다.

송신 안테나의 수가 n_T 개인 순환 지연 다이버시티 기법의 평균 초과 지연 τ_{CDD} 은 식 (12), (14)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tau_{CDD} = \bar{\tau} + \frac{(n_T - 1)DT}{2} \quad (17)$$

순환 지연 다이버시티 기법의 초과 지연 2차 모멘트인 \bar{r}_{CDD}^2 는 식 (12), (16)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{r}_{CDD}^2 = \bar{r}^2 + (n_T - 1)DT\bar{\tau} + \frac{(n_T - 1)(2n_T - 1)}{6}(DT)^2 \quad (18)$$

식 (15)에 식 (17), (18)을 대입하면, 순환 지연 다이버시티 기법의 RMS 지연 확산 τ_{CDD} 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tau_{CDD} = \sqrt{\bar{r}^2 + \frac{(n_T^2 - 1)(DT)^2}{12}} \quad (19)$$

n_T 와 D 가 커질수록 순환 지연 다이버시티 기법의 RMS 지연 확산도 증가한다는 사실을 식 (19)를 통해 확인할 수 있다.

2.3 특정 채널에 대한 예

전력 지연 프로파일 \mathbf{P} 가 식 (20)과 같이 주어졌 있는 채널에 2개의 송신 안테나를 사용하는 순환 지연 다이버시티 기법을 적용하는 경우를 살펴본다.

$$\mathbf{P} = (1-a)(1, a, a^2, a^3, \dots) \quad (20)$$

여기서 a 는 $0 < a < 1$ 이고, $p_l^2 = (1-a)a^l$ 이므로 $\sum p_l^2 = 1$ 의 조건을 만족시킨다.

2.3.1 다이버시티 차수

식 (13)을 이용하면 다이버시티 차수 M 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M = \frac{2(1+a)}{(1+a^D)(1-a)} \quad (21)$$

식 (21)을 통해 순환 지연 값 D 가 증가할수록 다이버시티 차수 M 이 증가한다는 것을 알 수 있다. 그림 2는 다양한 a 값에 대하여 순환 지연 값 D 에 따라서 정규화된 다이버시티 차수가 변화하는 그래프이다. 여기서 정규화된 차수는 송신 안테나의 수가 n_T 개인 경우 다이버시티 차수의 최대값이 n_T 가 되도록 조정된 값을 의미한다. a 가 0에 가까울수록 채널의 RMS 지연 확산이 작아지고, 작은 D 에서도 다이버시티 차수 M 을 최대화할 수 있다. 반면에 a 가 1에 가까워지면, 채널의 RMS 지연 확산이 커지고 다이버시티 차수 M 을 최대화하기 위한 D 도 커진다.

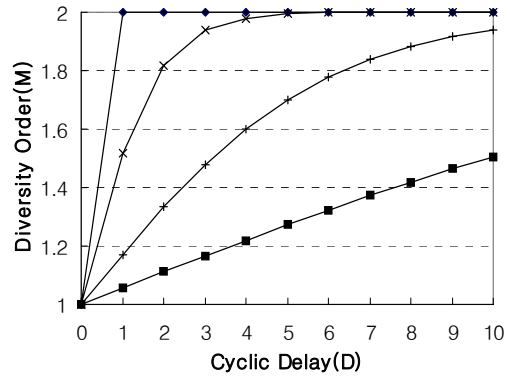


그림 2. 순환 지연 값 D 에 따른 다이버시티 차수(왼쪽부터 $a=0, 1/\sqrt{10}, 1/\sqrt{2}, \sqrt{4/5}$).

2.3.2 지연 확산

식 (14)~(16)과 (19)를 사용하면, 1개의 송신 안테나를 사용할 때의 RMS 지연 확산 τ 과 2개의 송신 안테나에 순환 지연 다이버시티 기법을 적용했을 때의 RMS 지연 확산 τ_{CDD} 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tau = \frac{\sqrt{a}}{1-a} T \quad (22)$$

$$\tau_{CDD} = \sqrt{\frac{a}{(1-a)^2} + \frac{D^2}{4}} T \quad (23)$$

III. 최적의 순환 지연 값 결정

순환 지연 다이버시티 기법을 적용하면 채널 용량의 평균은 변하지 않지만, 분산은 작아짐으로써 불능률(outage) 성능이 개선된다^[3]. 따라서 식 (7)과 같이 정의된 다이버시티 차수가 증가할수록 채널의 분산이 감소하기 때문에 시스템의 불능률 성능이 개선된다고 설명할 수 있다.

그러므로, 주어진 FER을 만족시키기 위한 SINR은 다이버시티 차수가 증가할수록 단조 감소한다. 주어진 FER을 만족시키기 위한 SINR을 다음과 같이 임의의 감소 함수 $f(\cdot)$ 을 이용하여 정의한다.

$$SINR = f(M) \quad (24)$$

다이버시티 차수가 일정 수준 이상으로 증가하면 페이딩 채널은 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널로 전환되기 때문에 다이버시티 이득이 더 이상 증가할 수 없으며, 일정 수준 이상의 다이버시티 차수에서는 SINR이 더 이상 감소하지 않을 것이다. 즉, 함수 $f(\cdot)$ 는 M 이 증가함에 따라 단조 감소하다가, 일정 수준 이상의 M 부터는 AWGN 채널의 SINR에 수렴할 것이다.

순환 지연 값이 증가하면, 다이버시티 차수가 증가할 뿐만 아니라, RMS 지연 확산도 증가한다. RMS 지연 확산이 증가하면 채널의 주파수 선택적 특성이 커지게 되고, 주파수 선택적 특성이 커질수록 채널 추정을 위해 사용되는 파일럿(pilot) 신호 사이의 보간(interpolation) 과정에서 발생하는 채널 추정 오류도 증가하게 된다. 즉, 순환 지연 값이 증가하면 다이버시티 차수와 채널 추정 오류가 함께 증가하게 되는 것이다.

수신단에서 CP(Cyclic Prefix)를 제거한 후 FFT를 거치고 나면 n 번째 심볼 시간(symbol time)에서 k 번째 부반송파(subcarrier)의 심볼을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y[n, k] = H[n, k]X[n, k] + Z[n, k]$$

여기서 $H[n, k]$ 는 n 번째 심볼 시간의 k 번째 부반송파에서의 채널의 주파수 응답이고, $Z[n, k]$ 는 간섭 및 잡음에 의해 생성되는 성분으로서 분산이 σ_Z^2 인 AWGN으로 근사화될 수 있으며^[8], 이 후부터는 편의상 $[n, k]$ 는 생략한다.

채널 추정 계수 \hat{H} 를 다음과 같이 표현한다.

$$\hat{H} = H + \Delta H$$

여기서 ΔH 는 채널 추정 오류를 나타낼 때 $E\{\Delta H\} = 0$ 라고 가정하면, 채널 추정의 MSE(Mean Square Error)는 ΔH 의 분산이 된다.

$$E\{|\Delta H|^2\} = E\{|\Delta H|^2\} - |E\{\Delta H\}|^2 = \sigma_\Delta^2$$

σ_Δ^2 는 τ_{CDD} 의 함수이고, 이 함수는 단조 증가 함수임을 가정할 수 있다. 따라서 τ_{CDD} 과 σ_Δ^2 의 관계는 다음과 같이 임의의 증가 함수 $g(\cdot)$ 로 표현할 수 있다.

$$\sigma_\Delta^2 = g(\tau_{CDD}) \quad (25)$$

수신 신호 Y 를 MRC(Maximal Ratio Combining) 등화기에 통과시키면 다음과 같이 표현되는 신호 \hat{X} 를 얻는다.

$$\begin{aligned} \hat{X} &= \hat{H}^* Y = (H^* + \Delta H^*)(HX + Z) \\ &= |H|^2 X + H^* Z + \Delta H^* HX + \Delta H^* Z \end{aligned}$$

여기서 신호에 해당되는 항은 $|H|^2 X$ 이고 간섭 및 잡음을 나타내는 항은 $H^* Z + \Delta H^* HX + \Delta H^* Z$ 라고 할 수 있다.

따라서, 송신 신호의 전력을 1이라고 가정하면, 채널 추정 오차 ΔH 가 존재할 때의 SINR은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$SINR = \frac{|H|^2}{\sigma_Z^2 + \sigma_\Delta^2 + \frac{\sigma_Z^2 \sigma_\Delta^2}{|H|^2}} \quad (26)$$

채널 추정 오차가 존재하지 않는다면 $\sigma_\Delta^2 = 0$ 이 되므로 $SINR = |H|^2 / \sigma_Z^2$ 이고, $\sigma_\Delta^2 \neq 0$ 이면, $SINR < |H|^2 / \sigma_Z^2$ 이 된다.

만약 $\frac{\sigma_Z^2 \sigma_\Delta^2}{|H|^2} \ll \sigma_Z^2 + \sigma_\Delta^2$ 을 가정하면 식 (26)을 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$SINR = \frac{|H|^2}{\sigma_Z^2 + \sigma_\Delta^2} \quad (27a)$$

$E\{|H|^2\} = 1$ 일 때 SINR의 평균인 \overline{SINR} 은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \overline{SINR} &= E\{SINR\} = \frac{E\{|H|^2\}}{\sigma_Z^2 + \sigma_\Delta^2} = \frac{1/\sigma_Z^2}{1 + \sigma_\Delta^2/\sigma_Z^2} \\ &= \frac{SINR_{req}}{1 + \sigma_\Delta^2/SINR_{req}} \end{aligned} \quad (27b)$$

여기서 $SINR_{req}$ 은 주어진 FER을 만족시키기 위해 서 시스템에 요구되는 SINR(required SINR)이다.

$\overline{SINR}=f(M)$ 이기 때문에 채널 추정 오류의 영향 이 없다면 주어진 FER을 만족시키기 위한 $SINR_{req}=f(M)$ 지만, 채널 추정 오류가 존재할 때에 는 $\overline{SINR}=f(M)$ 을 만족시키기 는 $SINR_{req}$ 을 구해야 한다. 식 (24), (25), (27b)를 이용하면, $SINR_{req}$ 을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$SINR_{req} = \frac{f(M)}{1 - \sigma_{\Delta}^2 f(M)} \quad (28)$$

$$= \frac{f(M)}{1 - g(\tau_{CDD})f(M)}$$

순환 지연 값 D 가 증가할수록, 다이버시티 효과 면에서는 SINR 성능이 개선되고, 채널 추정 면에서 는 SINR 성능이 저하된다. 즉, 다이버시티 효과와 채널 추정 오류로 인한 상반 관계가 성립하는 것이 다. 따라서 이러한 관계를 고려하여 요구되는 $SINR_{req}$ 을 최소화하는 순환 지연 값 D 를 최적의 순환 지연 값 D_{opt} 로 정의한다.

식 (13)과 (19)에서 확인할 수 있듯이 다이버시티 차수와 RMS 지연 확산은 순환 지연 값의 함수이기 때문에, 순환 지연 값에 따라서 $f(M)$ 와 $g(\tau_{CDD})$ 가 변화한다. 따라서 식 (28)을 이용하면, $SINR_{req}$ 을 최소가 되게 하는 최적의 순환 지연 값 D_{opt} 를 구 할 수 있으며, 이 과정에서 일반적으로는 $f(M)$ 와 $g(\tau_{CDD})$ 를 사전에 생성하여 테이블로 저장한다.

IV. 모의실험 결과

순환 지연 기법에서 최적의 순환 지연 값을 결정 하기 위해 제안된 방법의 유용성을 보이기 위해 모의 실험을 표 1과 같은 조건으로 수행 하였고, 전력 지 연 프로파일은 $\mathbf{P}=(1-a)(1, a, a^2, a^3, \dots)$ 로 정의하였다.

표 1. 모의실험 조건

매개 변수	값
전력지연 프로파일	$\mathbf{P}=(1-a)(1, a, a^2, a^3, \dots)$
변 조	BPSK
FFT 크기	256
FER	10^{-2}
채널 부호화 기법	컨벌루션 부호 (구속장 = 7, 부호율 = 1/3)
채널 추정	선형 보간 (주기 = 8)

채널 추정이 완벽한 경우 다이버시티 차수가 증 가하면 주어진 FER(= 10^{-2})을 만족시키기 위한 $SINR$ 은 감소한다.

이러한 관계를 나타내는 식 (24)의 단조 감소 함 수 $f(\cdot)$ 는 그림 3을 통해 확인할 수 있다.

D 가 증가함에 따라 RMS 지연 확산이 증가하게 되고, 이로 인해 채널 추정 오류의 분산도 증가하게 된다. 그림 4에서 RMS 지연 확산과 채널 추정 오 류의 분산의 관계를 나타내는 그래프가 단조 증가 함을 볼 수 있고 이 그래프는 식 (25)에서 $g(\cdot)$ 에 해당된다.

D 의 증가는 다이버시티 차수 M 의 증가를 통한 $SINR$ 개선과 함께, 채널 추정 오류의 분산 σ_{Δ}^2 의 증가로 인한 $SINR$ 손실을 모두 가져온다. 다이버시 티 효과와 채널 추정 오류를 함께 고려한 모의실험 결과는 그림 5에서 확인할 수 있다. D 가 증가할수 록 특정 FER을 만족시키는 $SINR_{req}$ 이 다이버시티 효과에 의해 감소하다가 채널 추정 오류의 영향으

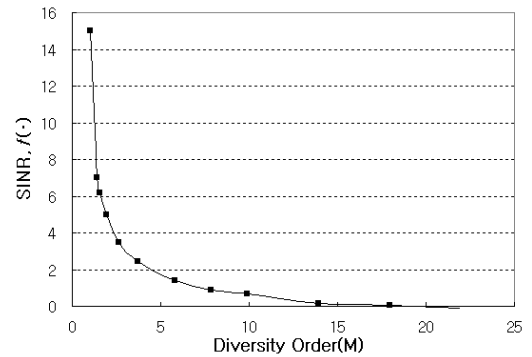


그림 3. 채널 추정이 완벽한 경우의 함수 $f(\cdot)$ (주어진 FER= 10^{-2} 일 때)의 함수 $f(\cdot)$

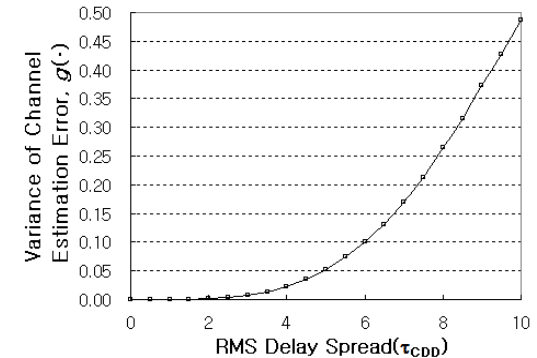


그림 4. RMS 지연 확산 τ_{CDD} 과 채널 추정 오류의 분산 σ_{Δ}^2 의 함수 $g(\cdot)$

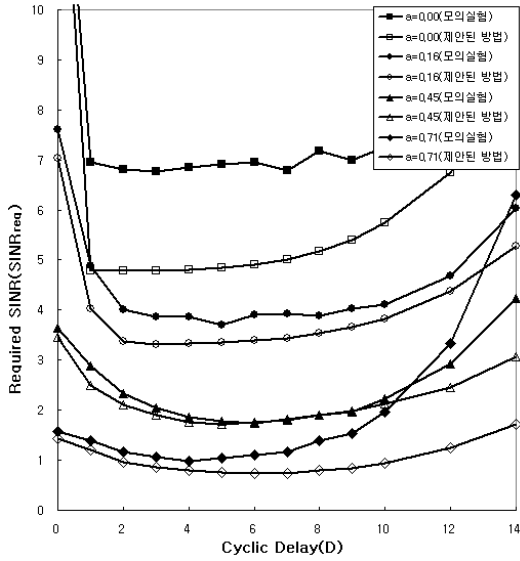


그림 5. 순환 지연 값에 따른 요구 SINR

표 2. 사용하는 식

식 (번호)	그림
$SINR = f(M)$ (24)	그림 3
$\sigma_{\Delta}^2 = g(\tau_{CDD})$ (25)	그림 4
$SINR_{req} = \frac{f(M)}{1 - g(\tau_{CDD})f(M)}$ (28)	그림 5

로 인해 증가하는 것을 알 수 있다.

표 2에서 제시된 식 (24), (25), (28)을 이용해서 $SINR_{req}$ 에 해당되는 \widehat{SINR}_{req} 을 제안된 방법으로 계산할 수 있다. 우선 채널 추정이 완벽하다고 가정하면, 모의실험을 통해 식 (24)에서 주어진 함수 $f(M)$ 에 대한 테이블을 구할 수 있다. 또한, 주어진 채널에서 일정한 방식으로 채널 추정을 하는 경우 함수 $g(\tau_{CDD})$ 에 대한 테이블을 구할 수 있다. 그 후, $f(M)$, $g(\tau_{CDD})$ 을 식 (28)에 대입하면 주어진 FER을 만족시키기 위해 제안된 방법으로 계산한 \widehat{SINR}_{req} 를 구할 수 있다. \widehat{SINR}_{req} 는 그림 5에서 확인할 수 있다.

모의실험 결과를 통해 최적의 순환 지연 값 D_{opt} 를 구할 수 있고, \widehat{SINR}_{req} 를 통해서도 최적의 순환 지연 값에 대한 \widehat{D}_{opt} 를 구할 수 있다. 표 3에는 주어진 채널의 RMS 지연 확산 τ (식 (22))에 대한 D_{opt} 와 \widehat{D}_{opt} 가 함께 제시되어 있다.

또한, 표 3에는 D_{opt} 를 적용했을 때의 SINR인 $SINR_{opt}$ 과 \widehat{D}_{opt} 를 적용했을 때의 요구되는 SINR인 \widehat{SINR}_{opt} 가 비교되어 있다. 그 결과, SINR의 오차 ($|SINR_{opt} - \widehat{SINR}_{opt}|$)가 매우 작다는 것을 확인할 수 있다. 즉, 식 (28)을 이용해서 추정된 \widehat{SINR}_{req} 을 최소화하는 \widehat{D}_{opt} 을 선택하면 순환 지연 다이버시티 시스템의 성능을 최적화할 수 있는 것이다.

그림 6은 RMS 지연 확산 τ 와 최적의 순환 지연 값 D_{opt} 의 관계를 보여주고 있다. 본 모의실험 조건 하에서는 최적의 순환 지연 값이 FFT 크기에 비해서 상대적으로 작다는 것을 알 수 있다. 또한, RMS 지연 확산에 따른 최적의 순환 지연 값은 일정 값까지 증가하다가 감소하는 경향을 보이는데, 이러한 경향은 RMS 지연 확산이 일정 값 이상이면 추가적으로 얻을 수 있는 다이버시티 효과에 비해 채널 추정 오류로 인한 성능 열화의 영향이 더 크기 때문에 발생한다. 그림 6에서 음영 부분은 $SINR_{req}$ 이 $\pm 0.3dB$ 의 오차 이내에 있도록 하는 순환 지연 값 D 의 범위를 나타낸다. 제안된 방법으로 구한 \widehat{D}_{opt} 가 이러한 범위 내에 있음을 확인할 수 있다.

표 3. 모의실험 결과와 제안된 방법 비교

τ	순환 지연 값(D)		SINR		
	D_{opt}	\widehat{D}_{opt}	$SINR_{opt}$	\widehat{SINR}_{opt}	오차
0.00	3	1	6.76	6.95	0.19
0.47	5	3	3.70	3.87	0.17
0.82	5	4	2.50	2.62	0.12
1.21	6	5	1.74	1.79	0.05
1.80	5	5	1.26	1.26	0.00
2.87	4	5	0.99	1.04	0.05
3.90	4	4	1.12	1.12	0.00
4.92	1	4	1.43	1.68	0.25
6.95	0	0	2.56	2.56	0.00

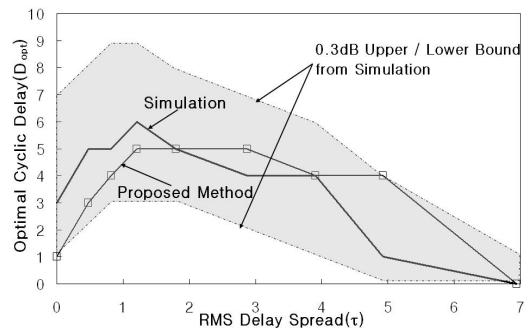


그림 6. RMS 지연 확산에 따른 최적의 순환 지연 값

V. 결 론

OFDM 시스템에 순환 지연 다이버시티 기법을 적용하는 경우 채널의 주파수 선택적 특성을 증가한다. 기존의 연구에서는 채널 추정이 완벽하다고 가정된 후, 각 송신 안테나에서 전송된 신호의 상관관계를 최소화하여 송수신 성능을 향상시키지 위해서는 순환 지연 값이 채널의 최대 지연 확산보다 커야 한다고 주장한다. 그러나 채널 추정이 완벽하지 않은 경우에는 다이버시티 효과로 인한 SINR 이득과 채널 추정 오류로 인한 SINR 손실 간에 상반 관계(Trade-off)가 존재한다. 만일 채널의 RMS 지연 확산이 큰 경우에는 채널에서 이미 성능 개선에 필요한 다이버시티 효과를 충분히 얻었기 때문에 순환 지연 다이버시티 기법을 통해서는 추가적인 성능 개선을 기대하기 어렵다. 반면 순환 지연 다이버시티 기법을 적용했을 때에 다이버시티 효과를 얻지 못해도 채널 추정의 성능은 저하될 수 있으므로 최적의 성능을 위해서는 적절한 순환 지연 값을 결정해야 한다.

본 논문에서는 이러한 상반 관계가 존재하는 경우 최적의 순환 지연 값을 구하는 방법을 제안하였으며 모의실험 결과와 비교하였다. 모의실험을 통해 구한 최적의 순환 지연 값을 순환 지연 다이버시티 기법에 적용한 경우와 제안된 방법으로 구한 최적의 순환 지연 값을 적용한 경우의 SINR 성능을 비교하면 그 차이가 0.3dB 미만으로 제안된 방법이 매우 유용함을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] 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.

[2] 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.

[3] 임민중, "OFDM 시스템에서의 다이버시티 기술 성능 비교," 하계종합학술발표회 논문초록집 8A-35, 2007년 7월.

[4] J. Winters, "Diversity Gain of Transmit Diversity in Wireless Systems," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol.47, pp.119-123, Feb. 1998.

[5] 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.

[6] P. Mogensen, "GSM Base-Station Antenna Diversity Using Soft Decision Combining on Up-link and Delayed-Signal Transmission on Down-link," in *Proc. 43rd IEEE Veh. Tech. Conf.*, May 1993, pp.611-616.

[7] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice Hall, first edition, 1996.

[8] J. W. Choi, *Design of Adaptive OFDM Wireless Transceivers*, Ph. D. dissertation, Seoul National University, Aug. 2004.

[9] 임민중, 허성호, 송현주, 임대운, 정병장, 노 태균, "OFDMA 시스템의 다중 사용자 스케줄링을 위한 순환지연 다이버시티의 지연값 결정," 한국통신학회논문지 33권 3호, 2008년 3월.

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 삼성전자 연구원
<관심분야> 디지털 통신, 정보 이론, 오류정정부호

임 민 중 (Min-Joong Rim)

종신회원



1987년 서울대학교 전자공학과 학사
1993년 Univ. of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering 박사
1993년~2000년 삼성전자 선임연구원

2000년~현재 동국대학교 IT학부 부교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신 소프트웨어

정 병 장 (Byung-Jang Jeong)

정회원



1988년 2월 경북대학교 전자공학과 학사
1992년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
1997년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사
1994년 5월~2003년 5월 삼성

종합기술원 전문연구원

2003년 6월~현재 ETRI 선임연구원

<관심분야> 통신신호처리, 무선통신, MIMO

김 호 윤 (Ho-Yun Kim)

준회원



2006년 2월 동국대학교 정보통신공학과 학사
2008년 2월 동국대학교 정보통신공학과 석사
2007년 12월~현재 삼성탈레스 연구원
<관심분야> 이동통신, 무선통신, OFDM

노 태 균 (Taegyun Noh)

정회원



2003년 2월 고려대학교 전기전자공학부 학사
2005년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
2005년 2월~현재 ETRI 연구원
<관심분야> 무선통신, 통신신호처리

임 대 운 (Dae-Woon Lim)

정회원



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

2006년 9월~현재 동국대학교 IT학부 조교수

<관심분야> OFDM, 부호 이론, 시공간 부호