

W-CDMA 4×1 Downlink 적용을 위한 4-STTD 기법

박 현 수, 민 병 택, 전 준 수, 류 중 찬, *김 철 성

전남대학교 컴퓨터정보통신공학과,*전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부, RRC
전화 : 062-530-0796 / 핸드폰 : 016-9622-8444

The Technique of 4-STTD for Application of W-CDMA 4×1 Downlink

Hyon-Su Park , Byoung-Taek Min, Jun-Su Jeon, Jung-Chan Rue, Cheol-Sung Kim

Dept. of Computer & Information Engr, Chonnam Nat'1 University, RRC
E-mail : winner_96@hanmail.net

Abstract

This paper proposes 4-STTD(4×1) technique for the shake of application of W-CDMA which expand Alamouti STTD(2×1) technique.

As the result of analyzing 4-STTD(4×1) technique proposed in this paper, we can see improvement of quality by approximately 2.2 dB rather than Alamouti STTD(2×1) technique

본 논문에서는 W-CDMA 4×1(송신안테나 4개 수신안테나 1개) Downlink 적용을 위한 4-STTD 기법을 제안한다. 기존의 2×1 STTD와 Data Rate는 같으면서 높은 Diversity Gain을 갖는다. 2장에서는 Alamouti Scheme 설명한다. 3장에서는 제안된 4-STTD 기법을 설명한다. 4장에서는 simulation을 통해 STTD와 본 논문에서 제안한 4-STTD 성능을 비교 분석한다.

I. 서론

현재 무선 이동통신 시장이 급성장하고 무선 환경에서의 다양한 멀티미디어 서비스가 요구되어지고 있으며, 동시에 전송 데이터의 대용량화 및 데이터 전송의 고속화가 진행되고 있다. 따라서 한정된 주파수를 효율적으로 사용할 수 있는 방법을 찾는 것이 가장 시급한 과제로 떠오르고 있으며, 이 과제를 해결하기 위해서는 다중 안테나를 이용한 새로운 전송기술이 필요하다. 3세대 이동통신 표준화 기구인 3GPP에서는 이동통신환경에서 다수의 안테나를 사용하여 데이터를 송/

수신하는 다중 안테나 신호처리 (MASP: Multiple Antenna Signal Processing) 기술을 적용한 새로운 전송 방식들이 활발히 논의되고 있다.

II. STTD scheme

Alamouti가 제안한 Space-time code는 2개의 송신안테나와 한 개의 수신 안테나를 가지는 2Tx ×1Rx 구조이다.

	antenna 1	antenna 2
time t	s_1	s_2
time t+T	$-s_2^*$	s_1^*

첫 번째 시간 슬롯(time T)에서는 복소수 신호 s_1, s_2 를 전송하고, 두 번째 시간 슬롯(time 2T)에는 $-s_2^*, s_1^*$ 를 전송한다.

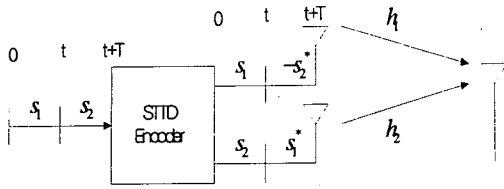


그림 1. STTD Encoder 구조

symbol block S 와 채널 벡터 h 는 아래와 같다.

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}, \quad h = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

수신신호는 아래와 같이 수식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} r_1 &= s_1 h_1 + s_2 h_2 + n_1 \\ r_2 &= -s_2^* h_1 + s_1^* h_2 + n_2 \end{aligned} \quad (2)$$

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}$$

(3)

$$y = Hs + n \quad (4)$$

$$y = [r_1 \ r_2^*]^T$$

$$n = [n_1 \ n_2]^T (\text{i.i.d complex Gaussian vector})$$

각각의 채널 ($h_1 = a_1 e^{j\theta_1}$, $h_2 = a_2 e^{j\theta_2}$)은 pilot 신호 (Known signal)로 추정 가능하다.

채널은 2 Symbol duration 동안 변하지 않는다는 가정을 한다. 수신 신호는 다음과 같이 결합을 하게 되면 송신된 Symbol을 추정할 수 있다.

채널은 두 Symbol 동안 변하지 않는다는 가정을 한다. channel matrix H 는 orthogonal 하기 때문에

$$H^H H = H H^H = h^2 I_2$$

(5)

I_2 : 2x2 identity matrix, gain $h^2 = |h_1^2| + |h_2^2|$ 이다.

matched filter H^H 를 적용함으로써 수신 신호 벡터는 아래와 같다.

(6)

$$Z = [\bar{z}_1 \ \bar{z}_2]^T$$

$$\bar{z}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* = (h_1^2 + h_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*$$

$$\bar{z}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^* = (h_1^2 + h_2^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_2$$

(7)

2 Symbol을 처리하는 동안 diversity gain order 2 을 얻을 수 있다

III. 4-STTD scheme

본 논문에서 제안한 4-STTD 방식은 송신 안테나 4개와 수신 안테나 1개를 사용하고 4 Symbol duration 동안 채널이 변하지 않는다고 가정한다.

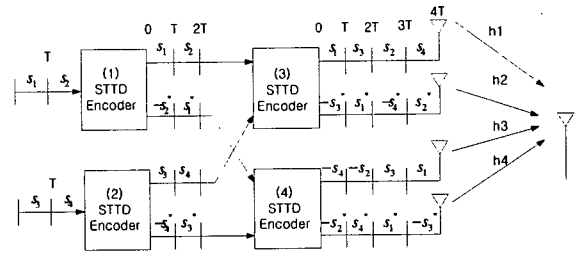


그림 2. 4-STTD Encoder 구조

먼저 4-STTD는 STTD의 확장된 구조로써 ((1),(2),(3)) STTD Encoder의 coding 구조는 아래 그림에 나타내었다.

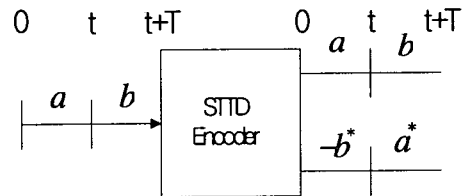


그림 3. ((1),(2),(3)) STTD Encoder 구조

(4) STTD Encoder 구조는 아래 그림에 나타내었다.

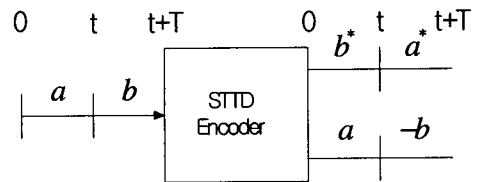


그림 4. (4) STTD Encoder 구조

각각 Encoder에서 출력된 Symbol들은 서로 orthogonal 하지만 다른 Encoder 출력들과는 orthogonal 하지 않는다. 그래서 아래와 같은 방법으로 다시 STTD Encoding하여 완벽하진 않지만 최대한 orthogonal 하게 encoding 하여 네 개의 Symbol을

전송하는 구조를 만들어 낼 수 있다.

첫 번째 Encoder 의 위쪽 branch 출력은 세 번째 Encoder의 첫 번째 입력으로 들어가고, 아래쪽 branch 출력은 네 번째 Encoder의 첫 번째 출력으로 들어간다. 두 번째 Encoder의 위쪽 branch 출력은 세 번째 Encoder의 두 번째 입력으로 들어가고, 아래쪽 branch 출력은 네 번째 Encoder의 두 번째 출력으로 들어간다.

네 개의 Symbol $\mathbf{S} = [s_1, s_2, s_3, s_4]^T$ 를 전송을 위한 Symbol block \mathbf{S} 와 채널 벡터 \mathbf{h} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_3 & s_2 & s_4 \\ -s_3^* & -s_1^* & -s_4^* & s_2^* \\ -s_4 & -s_2 & s_3 & s_1 \\ -s_2^* & s_4^* & s_1^* & -s_3^* \end{bmatrix} \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} \quad (9)$$

수신신호는 아래와 같이 수식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_1 &= s_1 h_1 - s_3^* h_2 - s_4 h_3 - s_2^* h_4 + n_1 \\ r_2 &= s_3 h_1 + s_1^* h_2 - s_2 h_3 + s_4^* h_4 + n_2 \\ r_3 &= s_2 h_1 - s_4^* h_2 + s_3 h_3 + s_1^* h_4 + n_3 \\ r_4 &= s_4 h_1 + s_2^* h_2 + s_1 h_3 - s_3^* h_4 + n_4 \end{aligned} \quad (10)$$

(10)

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & -h_4 & -h_2 & -h_3 \\ h_2^* & -h_3^* & h_1^* & h_4^* \\ h_4 & h_1^* & h_3^* & -h_2^* \\ h_3 & h_2 & -h_4 & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2^* \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (12)$$

$$\mathbf{y} = [r_1 \ r_2^* \ r_3^* \ r_4]^T$$

$\mathbf{n} = [n_1 \ n_2^* \ n_3^* \ n_4]^T$ (i.i.d complex Gaussian vector).

$$h_1 = a_1 e^{j\theta_1}, h_2 = a_2 e^{j\theta_2}, h_3 = a_3 e^{j\theta_3}, h_4 = a_4 e^{j\theta_4} \quad (13)$$

각각의 채널은 pilot 신호 (Known signal)로 추정 가능하다.

채널은 넷 Symbol duration동안 변하지 않는 다는 가정을 한다. $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 는 더 이상 unitary matrix가 아니다.

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} h^2 & 0 & 0 & K \\ 0 & h^2 & K & 0 \\ 0 & -K & h^2 & 0 \\ -K & 0 & 0 & h^2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

(13)

채널 gain $h^2 = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$
채널 dependent random variable K는 아래와 같다.

$$K = -h_1^* h_3 + h_1 h_3^* + h_2 h_4^* - h_2^* h_4 \quad (14)$$

(14)

matched filter \mathbf{H}^H 를 적용함으로써 수신 신호 벡터는 아래와 같다.

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} h^2 s_1 + K s_4 \\ h^2 s_2 + K s_3 \\ h^2 s_3 - K s_2 \\ h^2 s_4 - K s_1 \end{bmatrix} + \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad (15)$$

(15)

$$\mathbf{Z} = [\bar{z}_1 \ \bar{z}_2 \ \bar{z}_3 \ \bar{z}_4]^T$$

$$\begin{aligned} \bar{z}_1 &= h^2 s_1 + K s_4 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* + h_4 n_3^* + h_3^* n_4 \\ \bar{z}_2 &= h^2 s_2 + K s_3 - h_4^* n_1 - h_3 n_2^* + h_1 n_3^* + h_2^* n_4 \\ \bar{z}_3 &= h^2 s_3 - K s_2 - h_2^* n_1 + h_1 n_2^* + h_3 n_3^* - h_4^* n_4 \\ \bar{z}_4 &= h^2 s_4 - K s_1 - h_3^* n_1 + h_4 n_2^* - h_2 n_3^* + h_1^* n_4 \end{aligned} \quad (17)$$

수신 벡터 \mathbf{Z} 가 Symbol interference가 없다면 4 Symbol을 처리하는 동안 diversity gain order 4 얻을 수 있다. 하지만 수신 벡터 \mathbf{Z} 는 다른 Symbol interference가 포함 되어 있다.

Maximum-likelihood detection(MLD)을 통해서 Symbol interference를 제거할 수 있다.

채널 H의 완벽한 추정을 가정하면, 수신신호 \mathbf{r} 에서 \mathbf{S} 를 검출하기 위한 MLD 기법은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{x} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (18)$$

(18)

Maximum likelihood detection(MLD) 기법은 모든 가능한 심벌 입력 \mathbf{S} 를 고려하여 Euclidean 거리의 제곱이 가장 가까운 신호를 검출하게 되므로 우수한 성능 가진다.

본 논문에 제안된 4-STTD (4x1)에서 Maximum-likelihood detection(MLD) 기법을 적용하여 Symbol

interference를 제거함으로써 Diversity gain order 4에 근접하는 Diversity gain을 얻을 수 있다.

IV. SIMULATION

본 논문에서 제안한 4-STTD(4×1) 기법의 성능을 기존의 STTD(2×1)기법과 비교하기 위하여 STTD와 4-STTD의 송신단에서 전체 송신 전력은 같다고 가정한다. 각각의 송신안테나에서 수신안테나까지 fading의 Amplitude는 mutually uncorrelated Rayleigh 분포를 갖는 Rayleigh fading channel 이다.

수신기에서는 Maximum-likelihood detection(MLD) 기법을 사용하였으며 완벽한 channel estimation을 가정하였다.

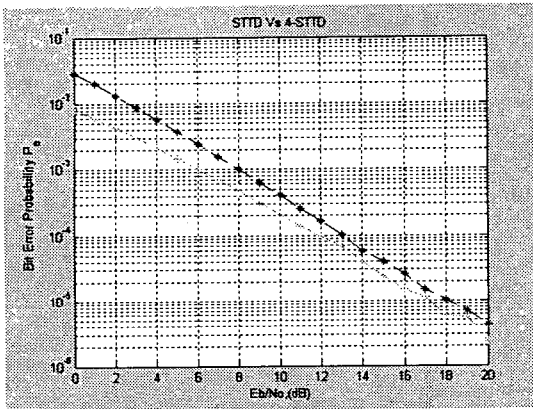


그림 5 Rayleigh fading channel에서 STTD와 4-STTD 비교

V. CONCLUSION

본 논문은 기존의 2×1의 STTD 기법을 응용하여 4×1로 확장하여 transmit Diversity를 증가시키는 알고리즘 제안하였다.

위의 그림 5에서 보듯이 BER이 10^{-3} 을 만족시키는 E_b/N_0 는 STTD는 8.1dB이고 4-STTD의 경우는 5.9dB로써 약 2.2dB 정도의 성능이 향상됨을 알 수 있다.

4-STTD를 적용한 경우는 interference term이 존재함으로써 Diversity gain order 4를 정확히 얻지는 못하지만 제안된 4-STTD에 채널코딩을 적용함으로써 더욱 좋은 성능 향상을 얻을 것으로 기대된다.

본 논문은 다이버시티 기법을 적용한 W-CDMA 시스템 설계의 기초 자료로 활용될 수 있을 것으로 사료

된다.

REFERENCES

- [1] Siavash M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications" IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL .16, NO.8 ,OCTOBER 1998
- [2] J.G.Proakis, "Digital Communication ", New york :McGraw Hill .3rd ed.,1995.
- [3] A.Naguib, N.Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channels ,"IEEE Signal Processing Mag.,pp. 76-92, May 2000

* 본 연구는 한국과학재단 지정 전남대학교 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터의 연구비 지원에 의해 연구되었음.
