

논문 2014-51-6-6

시간 선택적 페이딩 환경에서 CIOD 시공간 블록 부호의 성능 분석

(Performance Analysis for The Coordinate Interleaved Orthogonal
Design of Space Time Block Code in The Time Selective Fading
Channel)

문 승 현*, 이 호 경**

(Seung-Hyun Moon and Ho-Kyoung Lee[Ⓢ])

요 약

본 논문에서는 4개의 전송 안테나 시스템에서 좌표축 인터리빙된 직교 신호로 디자인(Coordinate interleaved orthogonal design: CIOD)된 시 공간 블록 부호(Space time block code: STBC)가 시간 선택적 페이딩 채널인 1차 Markov 채널을 통과하였을 때 성능 분석을 다룬다. 채널이 준 정지 페이딩 채널(Quasi-static fading channel)일 경우 STBC-CIOD는 최대 전송률과 최대 다이버시티(Full rate full diversity: FRFD)를 만족하고, 단일 심볼 복호가 가능한(single symbol decodable: SSD) 코드이나, 시간 선택적 페이딩 환경에서는 신호간의 간섭이 생기므로 FRFD를 만족시키더라도 단일 심볼 복호를 수행하였을 때 간섭에 의한 성능 열화가 생길 것이다. 심볼 오류율(Symbol error rate: SER)의 Union bound를 신호 쌍 오류 확률(pairwise error probability)을 유도하여 구한다. 그리고 4-ary PSK 신호에 대한 모의실험을 통하여 유도된 심볼 오류율을 구하고 이를 수식으로 구한 심볼 오류율의 union bound 와 비교한다.

Abstract

In this paper, we consider the performance evaluation of space time block code (STBC) with coordinate interleaved orthogonal design (CIOD) over time selective channel. In case of quasi static channel, STBC-CIOD satisfies full rate and full diversity (FRFD) property with the single symbol decoding. However in the time selective channel, the symbol interference degrades the system performance when we employ the single symbol decoding. We derive the union bound of the symbol error probability by evaluating the pairwise error probability in the first order Markov channel. We also present simulation results of STBC-CIOD with QPSK.

Keywords : Wireless communication, Multiple antenna system, STBC, CIOD, Single symbol decoding

* 학생회원, 홍익대학교 전자정보통신공학과
(School of Electronic and Information and Communication Engineering, Hongik University)

** 정회원, 홍익대학교 전자전기공학부
(School of Electrical and Electronic Engineering, Hongik University)

Ⓢ Corresponding Author(E-mail: hkleee@hongik.ac.kr)

※ 이 논문은 2009, 2010년도 미래창조과학부의 재원으로 한국연구재단 지원을 받아 수행된 기초연구사업(과제번호 : 2010-0022121)과 해외우수연구기관유치사업(과제번호 : 2009-00422)연구임.

접수일자: 2014년04월03일, 수정일자: 2014년05월10일

수정완료: 2014년05월27일

I. 서 론

다중 송신 안테나에서 전송 다이버시티를 얻기 위한 방법으로 시 공간 블록 부호(Space time block code: STBC)가 사용되고 있다^[1]. Alamouti가 제안한 STBC는 두 개의 전송 안테나에서 최대 전송율과 최대 다이버시티를 만족시키며(Full rate full diversity: FRFD) 수신단에서 단일 심볼 복호(Single symbol decoding: SSD)가 가능하다. 3개 이상의 전송 안테나에서 SSD를 만족하기 위해서 직교 시공간 블록 부호 (Orthogonal space time block code: OSTBC)^[2]가 제안되었지만, 이는 FRFD를 만족하지는 못한다. 그리고 QO-STBC (Quasi-orthogonal STBC)^[3] 방식은 FRFD 조건은 만족하나, 심볼 쌍 복호(double symbol decoding: DSD)^[4]를 하여야 하여 복호 복잡도가 증가한다.

이러한 한계점을 극복하기 위하여 STBC 신호에서 실수 부분과 허수 부분의 직교성을 이용하여 좌표축 인터리빙을 이용한 신호 설계로 CIOD(Co-ordinate interleaved orthogonal design) 방식이 제안된다^[5]. 이는 수신단에서 SSD가 가능하며 FRFD를 만족시키는 방식이지만, 이를 만족시키기 위해서는 각 심볼간의 좌표축 곱 거리(Coordinate product distance: CPD)의 값이 0이 되지 않도록 해야 한다는 조건이 있다^[6]. 이는 전송되는 심볼의 신호 성좌를 회전시킨 후 좌표축 인터리빙 함으로써 해결될 수 있다^[7]. 송신 안테나 네 개 이상일 경우에 STBC-CIOD 방식은 참고문헌^[8-9]에 제시된다.

STBC-CIOD에서 FRFD이나 SSD를 만족시키는 이러한 성질들은 채널이 STBC 블록 안에서 변하지 않는 준 정지 페이딩 채널(Quasi-static fading channel)일 경우에만 적용된다. 채널이 시변 채널일 경우에는 블록 안에서 채널 값이 변하기 때문에 심볼간의 간섭이 발생하게 된다. 따라서 시간 선택적 페이딩 채널을 가정했을 경우의 단일 심볼 복호 과정을 거쳤을 때 성능의 열화가 일어날 것으로 예상된다. 따라서 본 논문에서는 1차 마르코프 채널 모델(1st order Markov channel model)을 이용하여 시간적 상관성이 존재하는 레일리 페이딩 채널에서 STBC-CIOD 방식을 이용하여 설계된 신호가 수신단에서 SSD를 할 때 심볼 간의 시간 상관성에 의하여 생기는 수신 성능 열화를 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서는 송신 안테나 4개를 사용하였을 경우의 CIOD 방식에 대하

여 고찰하고 III장에서는 시간 선택적 채널 중 마르코프 채널 모델을 고찰한 후, CIOD 방식이 준 정지 페이딩 채널을 겪었을 때와 마르코프 채널을 겪었을 때에 차이점을 수식적으로 분석한다. 그리고 시뮬레이션을 통해 채널 환경에 따른 성능을 비교 분석한 후, IV장에서 결론을 내린다.

II. Coordinate Interleaved Orthogonal Design(CIOD)

본 절에서는 4 개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 가지는 다중 안테나 시스템에서 CIOD 방식으로 신호를 전송하는 것을 고려한다.

그림 1은 본 논문에서 다루고자 하는 STBC-CIOD 심볼(source symbol)을 복소수로 표현한 신호 블록을 나타낸다. 신호 블록 x 가 I-Q 인터리버를 통과한 후의 신호를 $\tilde{x}_n (n = 0, 1, 2, 3)$ 으로 정의한다. \tilde{x}_n 은 식 (1)의 관계를 따른다.

$$\tilde{x}_n = \text{Re}(x_n) + j\text{Im}(x_{(n+2)_4}) \quad n = 0, 1, 2, 3 \quad (1)$$

\tilde{x}_n 은 I-Q 인터리빙을 통해 신호 x_n 의 실수 부분과 $x_{(n+2)_4}$ 의 허수 부분이 합쳐져 만들어진 신호이다. 허수 부분의 신호 $x_{(n+2)_4}$ 는 n 번째 신호를 택하였을 때 $n+2$ 의 modulo-4 연산을 한 값을 인덱스로 하는 신호이다. 이 신호가 그림 1의 STBC block encoder를 통하여 블록단위로 디자인되는데, 이때의 인코딩 된 신호블록을 행렬로 나타내면 식 (2)과 같다.

$$\tilde{X} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & 0 & 0 \\ -\tilde{x}_1^* & \tilde{x}_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 \\ 0 & 0 & -\tilde{x}_3^* & \tilde{x}_2^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

I-Q 인터리빙 된 신호 \tilde{x}_n 들이 STBC 블록으로 디자인되어 전송될 때 최대 다이버시티를 얻기 위해서는 각 신호 성좌들 간의 실수부와 허부수의 차의 곱인 좌표축 곱 거리(CPD)가 0이 되어서는 안 된다는 조건이 존재한다^[6]. 따라서 신호 블록 내의 심볼들의 성좌를 회전시킴으로써 좌표축 곱 거리를 0 이상으로 만들어 최대 다이버시티를 얻을 수 있다. 따라서 STBC 블록 인코더를

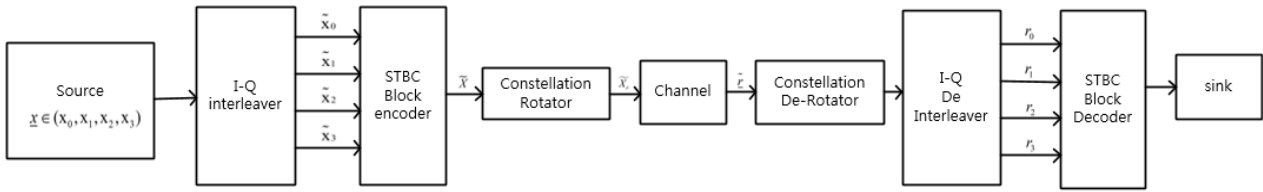


그림 1. STBC-CIOD 블록 다이어그램
Fig. 1. Block diagram of STBC-CIOD.

통과한 신호 블록 \tilde{X} 의 신호 성좌들을 θ 만큼 회전시킨 신호 블록 $\tilde{X}e^{j\theta}$ 를 \tilde{X}_r 이라 정의한다. 신호 성좌들을 회전시킴으로서 \tilde{X}_r 은 최대 다이버시티를 가지는데, 이는 전송하는 코드의 블록 안에서는 일정한 채널 이득값을 가지는 준 정지 페이딩 채널을 가정할 때 가능하다. 채널을 통과한 후 수신단에서 복소 가우시안 잡음을 겪고 수신되는 신호에 대한 표현은 식 (3)과 같다.

$$\begin{pmatrix} \tilde{r}_0 \\ \tilde{r}_1 \\ \tilde{r}_2 \\ \tilde{r}_3 \end{pmatrix} = \tilde{X}_r \begin{pmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_0 \\ n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{pmatrix} \quad (3)$$

식 (3)에서 벡터 \tilde{r}_n ($n=0,1,2,3$)은 그림 1의 채널 출력 신호 벡터의 n 번째 심볼 시간에 수신된 신호를 의미한다. 준 정지 페이딩 채널을 가정하면, 회전된 신호 성좌의 블록 부호의 각 송신 안테나에서 전송되는 신호들은 블록 시간동안 고정된 채널 이득 값인 h_n ($n=0,1,2,3$)을 겪게 된다. 각 채널 이득 값의 크기는 레일리 분포를 가지는 것으로 가정한다. h_n 은 평균이 0이고 차원당 분산이 0.5인 복소 가우시안 분포를 가지는 확률변수이다. 또한 n_n ($n=0,1,2,3$)은 평균이 0, 차원당 분산이 $N_0/2$ 를 가지는 복소 백색 가우시안 잡음이다.

수신된 신호 벡터 \tilde{r} 에 대하여 회전된 신호 성좌를 De-rotating한 후 디 인터리빙 과정을 거친 신호를 r_n ($n=0,1,2,3$)이라 정의하고, 최대 우도 복호(Maximum-likelihood decoding : ML)를 수행하여 신호를 검출하게 된다.

식 (3)의 두 번째 행과 네 번째 행에 공액 연산을 취한 후 등가 채널[8]로 표현하면 식 (4)과 같다.

$$\tilde{r} = H \begin{pmatrix} \tilde{x}_{r0} \\ \tilde{x}_{r1} \\ \tilde{x}_{r2} \\ \tilde{x}_{r3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_0 \\ n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\text{where } H = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & 0 & 0 \\ -h_1^* & h_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_2 & h_3 \\ 0 & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

식 (4)은 회전된 신호 성좌를 가지는 \tilde{x}_{rn} ($n=0,1,2,3$) 심볼들이 준 정지 페이딩 채널을 겪은 후 가우시안 잡음이 더해져 수신된 신호 벡터 \tilde{r} 을 나타내는 식이다. \tilde{x}_{rn} 은 인터리빙 후 좌표축 회전된 신호이므로, 수신된 신호 \tilde{r}_n 에 대하여 그림 1의 De-Rotation 과정을 거친 후 실수 부분과 허수부분을 디 인터리빙 하는 과정을 거친다[10].

$$\begin{aligned} r_n &= \tilde{r}_{n,I} + j\tilde{r}_{n+2,Q} \\ r_{n+2} &= r_{n+2,I} + j\tilde{r}_{n,Q} \quad n=0,1 \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)는 식 (1)의 인터리빙 과정을 디 인터리빙 하는 과정을 수식으로 표현한 것이다. 따라서 복호 과정에서는 신호 x_n 이 수신되었다고 생각하고 복호 과정을 수행할 수 있다. 식 (4)의 양 변에 H^H 을 곱하게 되면 $H^H H$ 의 첫 번째와 두 번째 대각 성분은 $|h_0|^2 + |h_1|^2$ 을 갖게 되고, 세 번째와 네 번째 대각 성분은 $|h_2|^2 + |h_3|^2$ 을 갖게 된다. 이에 대한 최대 우도 복호를 수행하기 위해 먼저 \tilde{r} 에 H^H 을 곱한 후 나온 결과를 y 이라 정의하자, 신호 r_n 에 대한 복호 과정은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{x}_n = \arg \min_{x_n} \| y_n - (|h_0|^2 + |h_1|^2)x_{n,I} + j(|h_2|^2 + |h_3|^2)x_{n,Q} \| \quad (6)$$

for x_n ($n=0,1,2,3$)

식 (6)은 x_n 에 대한 함수로만 나타내어지므로, 단일 심볼 복호를 만족한다. 또한 x_n 은 in-phase와 quadrature-phase 부분이 각각 다른 종류의 채널인 $|h_0|^2 + |h_1|^2$ 와 $|h_2|^2 + |h_3|^2$ 을 겪게 되며, 채널을 겪을 때 신호 성좌를 회전시킴으로서 전송되는 신호 성좌의 점들이 모두 다른 값을 가지므로 최대 다이버시티를 만족한다^[6].

따라서 송신 안테나 4개와 수신 안테나 하나인 STBC-CIOD 방식으로 전송한 코드는 적절한 신호 성좌의 선택을 통해 최대 다이버시티를 얻을 수 있으며, 단일 심볼 복호가 가능하고 최대 전송률을 만족하는 코드이다.

III. 시간 선택적 채널을 통과한 CIOD 성능 분석

앞 절에서는 채널 이득 값이 블록 안에서 일정하다고 가정하였으나, 시간 상관성이 존재하는 채널의 경우 2절에서 가정한 복호 방식을 적용하였을 때 성능의 열화가 생길 것이다. 이러한 시간 선택적 채널 모델에서의 성능 열화 현상을 분석하기 위하여 참고논문^[11]에 제시된 1차 마르코프 채널 모델을 이용한다. 식 (7)은 시변 채널의 인접 시구간의 채널 이득 값의 변화를 나타내는 식이다.

$$h_i(n) = \rho h_i(n-1) + g_i(n) \quad (7)$$

식 (7)에서 $h_i(n)$ 은 n 시간대의 채널 이득 값을 나타내고, $g_i(n)$ 은 평균이 0, 차원당 분산이 $\sigma_g^2/2$ 인 복소 가우시안이며, $h_i(n-1)$ 과는 독립적인 분포를 가진다. $g_i(n)$ 의 분산값 σ_g^2 는 $|\rho|^2 + \sigma_g^2 = 1$ 을 만족한다. 또한 ρ 는 채널의 시간 상관성을 나타내는 channel offset factor이다.

Jake의 모델^[12~13]을 이용하여 두 채널 이득 값 간의 상관성을 구하면, $E[h_i(n)h_i(n-1)] = J_0(2\pi f_d T_s)$ 와 같다. f_d 는 도플러 효과로 인한 도플러 천이 주파수를 나타내며, $J_0(\cdot)$ 은 0차 Bessel 함수를 나타낸다. 식 (7)을 이용하여 $E[h_i(n)h_i(n-1)]$ 의 값이 channel offset factor ρ 와 같다는 사실을 알 수 있으므로, $\rho = J_0(2\pi f_d T_s)$ 임을 알 수 있다. 따라서 channel offset factor의 값을 변화시킴으로서 시간 상관성의 정도를 변화시킬 수 있으며, 도플러 천이 주파수를 통한 시간적인 상관성의 변화를 확인할 수 있다.

따라서 본 절에서는 이러한 채널 모델에 기반을 두어

2절에서의 STBC-CIOD 방식에 대한 성능 변화를 해석하고자 한다. 단일 채널이 심볼 시간 간의 채널 상관성이 존재하는 마르코프 채널로 모델링 된다면, 이에 대한 등가 채널 표현은 식 (4)의 채널 이득값 H 가 식 (8)과 같이 된다.

$$H_{\text{markov}} = \begin{bmatrix} h_0(1) & h_1(1) & 0 & 0 \\ -h_1^*(2) & h_0^*(2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_2(3) & h_3(3) \\ 0 & 0 & -h_3^*(4) & h_2^*(4) \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (8)의 $h_i(n)$ 의 채널 이득값은 식 (7)과 같은 상관관계를 갖는다. 따라서 식 (4)은 준 정지 페이딩 채널을 표현하는 반면에, 식 (8)은 1차 마르코프 채널을 표현하는 식이다. 단일 심볼 복호를 가정하고 Channel matched filtering을 수행한 후 나오는 $H^H H_{\text{markov}}$ 는 식 (9)와 같다.

$$H^H H_{\text{markov}} = \begin{bmatrix} \alpha & Z_1 & 0 & 0 \\ Z_2 & \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma & Z_3 \\ 0 & 0 & Z_4 & \delta \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 대각성분

$$\begin{aligned} \alpha &= |h_0(1)|^2 + \rho|h_1(1)|^2 + h_1(1)g_1^*(2) \\ \beta &= \rho|h_0(1)|^2 + |h_1(1)|^2 + h_0(1)g_0^*(2) \\ \gamma &= \rho^2|h_2(1)|^2 + \rho^3|h_3(1)|^2 + \rho h_2^*(1)g_3(3) \\ &\quad + \rho^2 h_3(1)g_4^*(2) + \rho h_3(a)g_4^*(3) \\ &\quad + h_3(1)g_4^*(4) \\ \delta &= \rho^3|h_2(1)|^2 + \rho^2|h_3(1)|^2 + \rho h_3^*(1)g_4(2) \\ &\quad + \rho^2 h_2(1)g_3(2) + \rho h_2(1)g_3^*(3) \\ &\quad + h_2(1)g_3^*(4) \end{aligned} \quad (10)$$

이며 비 대각 성분은

$$\begin{aligned} Z_1 &= h_0^*(1)h_1(1) - h_0^*(2)h_1(1) \\ Z_2 &= h_0(1)h_1^*(1) - h_1^*(2)h_0(1) \\ Z_3 &= h_3(3)h_2^*(1) - h_2^*(4)h_3(1) \\ Z_4 &= h_2(3)h_3^*(1) - h_2(1)h_3^*(4) \end{aligned} \quad (11)$$

이다. 준 정지 페이딩 채널의 경우는, channel offset factor가 1이며 이때 비 대각 성분 Z_n 은 모두 0이다. 식 (9)의 행렬이 대각 성분만 존재하게 되며, 그 값도 각각 자유도 4인 카이 제곱 분포를 가진다. 따라서 최대 우도 복호를 수행하였을 때 최대 다이버시티를 가지며 단일

심볼 복호가 가능하다. 시변 채널의 경우에는 ρ 값이 1이 아닌 경우이므로 수신된 후 De-rotating과 디 인터리빙된 신호 $y_n (n = 0, 1, 2, 3)$ 은 인접 심볼이 Z_n 과 곱해지는 형태로 간섭이 작용한다. 이를 수식으로 나타내면 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} y_0 &= \alpha x_{0,I} + j\gamma x_{0,Q} + Z_1 x_{1,I} + jZ_3 x_{1,Q} + \eta_0 \\ y_1 &= \beta x_{1,I} + j\delta x_{1,Q} + Z_2 x_{0,I} + jZ_4 x_{0,Q} + \eta_1 \\ y_2 &= \gamma x_{2,I} + j\alpha x_{2,Q} + Z_3 x_{3,I} + jZ_1 x_{3,Q} + \eta_2 \\ y_3 &= \delta x_{3,I} + j\beta x_{3,Q} + Z_4 x_{2,I} + jZ_2 x_{2,Q} + \eta_3 \end{aligned} \quad (12)$$

준 정지 페이딩인 경우, 식 (6)과 같은 복호 방식을 통하여 단일 심볼 복호가 가능하다. 그러나 시변 채널의 경우에는 복호 과정에서 원하는 신호 성분 외의 $Z_i (i = 0, 1, 2, 3)$ 로 인한 간섭 성분이 존재하게 되며, $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ 값 또한 복소 값을 갖게 된다. 따라서 각각의 x_n 을 복호할 때 오류율이 열화될 것으로 사료된다. 간섭 성분으로 인한 오류율의 열화 정도를 수식적으로 분석하기 위하여, 심볼 오류율의 Union bound를 심볼 쌍 오류 확률(Pairwise error probability)을 이용하여 구한다.

$$P(x_0 \rightarrow \hat{x}_0) = E[P(x_0 \rightarrow \hat{x}_0) | H_{markov}] \quad (13)$$

식 (13)의 $P(x_0 \rightarrow \hat{x}_0)$ 는 심볼 x_0 가 전송되었을 때 \hat{x}_0 로 잘못 판단할 심볼 쌍 오류 확률을 나타낸다. 식 (6)과 같은 SSD 복호를 $h_n = h_n(1) (n = 0, 1, 2, 3)$ 으로 하여 수행하며, 채널 환경 H_{markov} 는 가우시안 확률 변수로 이루어져 있는 랜덤 행렬이다. 주어진 채널 환경에서 심볼 쌍 오류는 신호 y_0 와 \hat{x}_0, x_0 의 유클리드 거리를 이용하여 나타낼 수 있다^[14].

$$\frac{|y_0 - ((|h_0|^2 + |h_1|^2)x_{0,I} + j(|h_2|^2 + |h_3|^2)x_{0,Q})|}{|y_0 - ((|h_0|^2 + |h_1|^2)\hat{x}_{0,I} + j(|h_2|^2 + |h_3|^2)\hat{x}_{0,Q})|}$$

을 정리하면 식 (13)의 우변을 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$E\left[\frac{\eta_0^*(\xi - \psi) + (\xi - \psi)^* \eta_0}{|\xi^2 + \xi\zeta^* + \xi^*\zeta - \zeta\psi^* - \zeta^*\psi - |\psi|^2|} | H_{markov}\right] \quad (14)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \xi &= \alpha x_{0,I} - (|h_0|^2 + |h_1|^2)\hat{x}_{0,I} \\ &\quad + j(\gamma x_{0,Q} - (|h_2|^2 + |h_3|^2)\hat{x}_{0,Q}) \\ \zeta &= Z_1 x_{1,I} + jZ_3 x_{1,Q}, \end{aligned}$$

그리고

$$\psi = (\alpha - |h_0|^2 - |h_1|^2)x_{0,I} + j(\gamma - |h_2|^2 - |h_3|^2)x_{0,Q}$$

이다.

식 (14)의 $\eta_0^*(\xi - \psi) + (\xi - \psi)^* \eta_0$ 은 평균이 0, 분산이 $2|\psi - \xi|^2 N_0$ 인 가우시안 랜덤 변수이므로, Q-function 을 통하여 오류율을 구할 수 있다.

$$P(x_0 \rightarrow \hat{x}_0) = E\left[Q\left(\frac{|\xi^2 + \xi\zeta^* + \xi^*\zeta - |\psi|^2 - \zeta\psi^* - \zeta^*\psi|}{\sqrt{2|\psi - \xi|^2 N_0}}\right) | H_{markov}\right] \quad (15)$$

식 (15)를 이용하여 SER의 Union bound를 다음과 같이 구한다^[15].

$$P_s \leq \sum_{x_i} P(x_i) \sum_{x_i \neq \hat{x}_i} P(x_i \rightarrow \hat{x}_i) \quad (16)$$

여기서 $P(x_i)$ 는 심볼 x_i 의 발생 확률이며, Uniform 분포를 가정하였다. 만일 채널이 준 정지 페이딩 채널이라면, $H_{markov} = H$ 일 경우이며, 이때의 결과는 참고논문^[11]에 제시된 준 정지 페이딩 채널에서의 오류율을 나타낸 식과 동일하다.

그림 2는 QPSK 신호를 사용하고, Rotating angle은 $\tan^{-1}(2)/2$ rad로 한 STBC-CIOD 방식으로 전송할

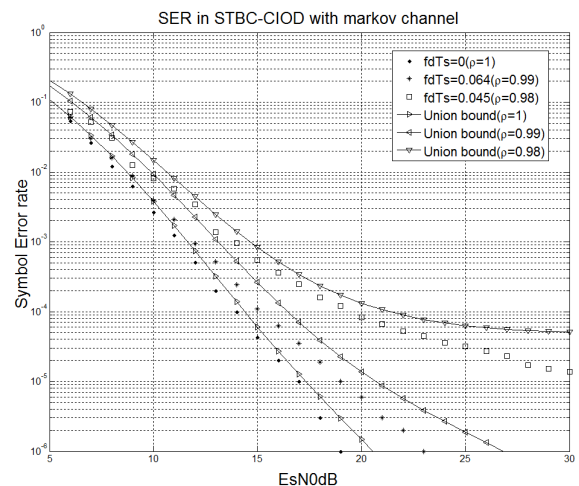


그림 2. QPSK신호를 이용한 STBC-CIOD의 심볼오류 확률 Union bound 및 시뮬레이션

Fig. 2. Union bound of symbol error probability in STBC-CIOD with QPSK modulation and simulation result.

때 도플러 천이 주파수($f_d T_s$) 혹은 ρ 값에 대한 오류율과 준 정지 페이딩 채널에서의 오류율을 나타낸 것이다. 점선은 시물레이션 결과이며, 실선은 식 (16)을 이용하여 구한 Union Bound이다. 식 (15)의 채널 환경을 난수로 발생시켜 Monte-carlo 시물레이션을 이용하여 심볼 오류 확률의 Union bound를 구하였다.

$\rho = 1$ 인 환경에서는 3절에서 논한 것과 같이 준정지 페이딩 채널에서의 STBC-CIOD 전송 상황과 같아진다. 이에 대한 모의실험 결과는 참고문헌^[10]에서 주어진 실험치와 같은 것을 볼 수 있다. 또한 $\rho = 0.99$ 인 환경에서 단일 심볼 복호를 적용하였을 때 10^{-4} SER 기준으로 준 정지 페이딩 채널에 비하여 약 2dB 가량의 E_s/N_0 성능 열화가 생기며, $\rho = 0.98$ 인 환경에서는 단일 심볼 복호를 적용하였을 때 6dB 가량의 E_s/N_0 성능 열화가 일어난다. 상관성이 작아질수록 성능 열화는 급격히 증가하는 것을 알 수 있다. 그림 2의 시물레이션의 SER과 Union bound를 비교하였을 때 전체적으로 약 2~3dB의 오차가 존재하며, ρ 의 변화에 대한 오류율 추이는 같은 것을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

준 정지 페이딩 채널에서 STBC-CIOD 는 FRFD을 가지고 단일 심볼 복호가 가능한 코드이나 시간 선택적 페이딩 채널에서는 단일 심볼 복호를 수행하였을 때 간섭 성분으로 인한 성능 열화가 생긴다. 본 논문에서는 이러한 성능 열화를 분석하기 위하여 심볼 쌍 오류율을 수식적으로 분석하고 이를 Monte-carlo simulation을 통하여 구하였으며, 이를 이용하여 심볼 오류율의 Union bound를 구하였다. 만일 Mobile의 속도가 느린 경우에는 단일 심볼 복호를 적용하였을 때 성능 열화도가 상대적으로 낮으나 Mobile의 속도가 증가할수록 낮은 ρ 값에 상관성이 작은 채널 환경이 될 것이다. 이러한 경우에는 오류율 열화를 막기 위하여 채널 변화를 가정 한 최대 우도 복호를 택하는 것이 더 나은 전략일 것이다. 그러나 이 경우 복잡도가 지수적으로 증가하는 단점이 존재한다. 따라서 본 논문의 결과와 수식을 이용하여 목표 SER에 도달하기 위하여 송신 파워를 증가시켜 단일 심볼 복호를 택하거나, 최대 우도 복호를 택하는 기준을 마련할 수 있을 것이다. 인접 심볼이 간섭으

로 작용하는 경우에는 단일 심볼 복호 알고리즘을 개선한 복호 방식도 고려해 볼 수 있다.

REFERENCES

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, Oct.1998.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Spacetime block codes from orthogonal designs," IEEE Trans. Info. Theory, Vol.45, No.5, pp.1456-1467. July 1999.
- [3] H. Jafarkhani, "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code," IEEE Trans. Commun, Vol.49, pp.1-4, Jan.2001.
- [4] Hamid Jafarkhani, "Space-Time Codes: theory and practice," Cambridge University Press 2005, pp. 1- 54, 126-150
- [5] Z. A. Khan and B. S. Rajan : "Single-symbol maximum likelihood decodable linear STBCs", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 52, No. 5, pp. 2062-2091, May 2006.
- [6] W. Su and X.-G. Xia, "Signal constellations for quasiorthogonal spacetime block codes with full-diversity,"
- [7] Z. A. Khan, B. S. Rajan, and H. H. Lee, "Rectangular coordinate interleaved orthogonal designs," in Proc. IEEE GLOBECOM 2003, Commun. Theory Symp., vol. 4, San Francisco, CA, Dec. 2003, pp. 2004 - 2009.
- [8] M. Z. A. Khan and B. S. Rajan, "A Co-Ordinate Interleaved Orthogonal Design for Four Transmit Antennas," Dep. Elect. Commun. Eng., Indian Inst. Sci., Bangalore, India, IISc-DRDO Rep. No. TR-PME-2002-17, 2002.
- [9] B. S. Rajan, M. Z. A. Khan, and M. H. Lee, "A Co-ordinate interleaved orthogonal design for eight transmit antennas," Dep. Elect. Commun. Eng., Indian Inst. Sci., Bangalore, India, IISc-DRDO Rep. No. TR-PME-2002-16, 2002.
- [10] Ying Rao wei and M.Z.Wang, "Performance analysis of Full-rate STBC's from coordinate interleaved orthogoanl design" IEEE, 2007.
- [11] H. S. Wang and P.-C. Chang, "On Verifying the First-Order Markovian Assumption for a Rayleigh Fading Channel Model", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.45, No.2, pp.353-357, May 1996.

- [12] Z. Liu, X. Ma, and G.B. Giannakis, "Space-time coding and Kalman filtering for time-selective fading channels." IEEE Trans. Commu., Vol.50, No. 2, pp.183-6, Feb. 2002.
- [13] W. C. Jakes, Microwave Mobile Communication. New York, NY:Wiley, 1974.
- [14] John G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 2001.
- [15] G. Taricco, and E. Viterbo, "Performance of component interleaved signal sets for fading channels," IEE Electronics Letters, vol. 32, June 1996 pp.1170 - 1172

저 자 소 개



문 승 현(학생회원)-주저자
2013년 홍익대학교 전자전기
공학부 학사 졸업.
2013년~현재 홍익대학교 전자
정보통신공학과 석사과정.
<주관심분야 : 이동통신, 시공간
부호, TCM, 해양 음파>



이 호 경(정회원)-교신저자
1981년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업.
1987년 Northrop Univ.
전자공학과 석사 졸업.
1994년 남가주대학교 전기공학과
박사 졸업.
1994년~현재 홍익대학교 전자전기공학부 교수
<주관심분야 : 채널코딩, TCM, Turbo TCM, 이
동통신, 위성통신>