Space-Time Block Code에서의 성능에 관한 연구

이은희, 김종성
한국 전자통신연구원
전화 :042-860-6621/핸드폰 :016-298-2138

A Study on Performance in Space-Time Block Code

Eun-Hee Lee
Electronics and Telcommunication Research institue
eunhee@etri.re.kr

요 약

공간-시간 부호(Space-Time Code)는 다중 안테나 시스템에서 기존의 기술에 비해서 부가적인 대역폭이 필요 없이 부호화 이득을 얻을 수 있다. 지금까지 공간-시간 부호(Space-Time Code)는 다이버시티 이득의 관점에서는 신호행렬들의 차가 완전-계수(Full-Rank)를 가져야 하고, 코딩 이득의 관점에서는 신호행렬들의 차의 determinant 값이 최소값을 가져야 한다. 본 논문에서는 공간-시간 블록 부호 디자인(Space-Time Block Code) 관점에서 직교-디자인(Orthogonal-design) 즉, 최소거리가 5이면서 완전-계수(Full-Rank)인 디자인을 비교대상으로 완전-계수(Full-Rank)가 아니면서 최소거리가 5와7인 두 부호에 관하여 연구되어졌다.

I. 서론

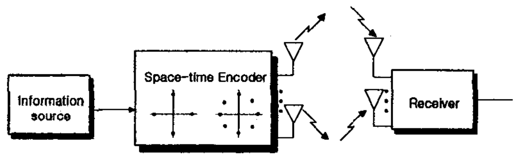
공간-시간부호(Space-Time Code)는 어레이 안테나 프로세싱기법을 이용하여 MIMO(multi-input,multi-output) 채널의 효과를 최대화하는 것으로 무선통신분야에서 최근 각광 받는 기술이다. 공간-시간 부호(Space-Time Code)의 한 분야로 공간-시간 블록 부호(Space-Time Block Code)가 있다. 본 논문에서는 공간-시간 블록 부호(Space-Time Block Code)의 디자인 조건인 다이버시티 이득의 관점에서는 신호 행렬의 차가 완전 계수(Full-Rank)를 가져야하고 코딩이득의 관점에서는

$$\min_{s \neq s'} det(s - s')$$

을 최대화 하여야하는데 이 조건 중에서 신호행렬들의 차를 완전-계수가 아닌 조건에서 디자인하였다.

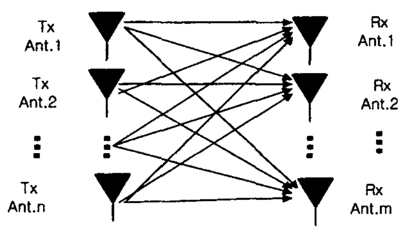
II. Space-Time Code의 부호 및 복호

공간-시간 부호(Space-Time Code)가 정의되는 페이딩(fading) 채널에서 다중 안테나 시스템의 블록 다이아그램은 【그림 1】과 같다.



【그림 1】 송수신기의 블록 다이아그램

수신단은 m개의 안테나를 가지고 있고 전송단은 n개의 안테나를 가지고 있는 페이딩 채널(fading channel) 환경을 고려하였다.



Time index t, 1≤t≤T
【그림 2】 채널 모델

시간 t에 대해, 전송 안테나 i를 통해 송신되는 신호를 C_{it} , $i=1,2,\ldots n$, 시간 t에 대해 수신안테나 j에 의해 수신된 신호를 d_{jt} 라고 한다면 송·수신 신호의 관계는 식(1)로 표현 할 수 있다.

$$d_{jt}=\sum_{i=1}^{n} a_{ji}c_{it}\sqrt{E_s}+\eta_t^j \qquad (1)$$

식(1)을 【그림 2】 의 채널 모델과 연관시키면 식(2)와 같다.

$$\begin{pmatrix} D_{11} & D_{12} & \cdots\cdots & D_{1T} \\ \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ D_{m1} & D_{m2} & \cdots\cdots & D_{mT} \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{21} & \cdots & A_{n1} \\ \vdots & \cdots\cdots & \cdots & \vdots \\ A_{1m} & A_{2m} & \cdots\cdots & A_{nm} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots\cdots & C_{1T} \\ \vdots & \cdots\cdots & \cdots & \vdots \\ C_{n1} & C_{n2} & \cdots & C_{nT} \end{pmatrix}$$

$$+\begin{pmatrix} N_{11} & N_{12} & \cdots\cdots & N_{1T} \\ \vdots & \cdots\cdots & \cdots & \vdots \\ N_{m1} & N_{m2} & \cdots\cdots & N_{mT} \end{pmatrix} \qquad (2)$$

식(1)을 공간-시간 블록 부호 형태로 나타내면 식(3)과 같다.

$$D = \sqrt{E_s}AC + N \qquad (3)$$

식(3)에서 수신된 신호 D는 m×T행렬, 페이딩 상수 A는 m×n행렬, 전송 안테나에 송신된 신호 C는 n×T, 노이즈 신호N은 m×T행렬로 나타내었다. 본 논문에서는 ML(Maximum -Likehood Receiver)방법으로 복호했다.

III. 문제 제기

앞장에서 언급 한 것과 같이 공간-시간 부호의 우수한 디자인 조건은 완전 계수(Full-Rank)에 의한 다이버시티(Diversity)를 갖고 가능한 한 최대의 코딩 이득(Coding Gain)을 갖도록 하는 것이다.

지금까지 이 두 가지조건을 만족시키는 형태만 연구되어지고 있다. 하지만 본 논문에서는 두 조건 중 두 번째 조건은 만족시키면서 첫 번째 조건은 만족시키지 않았다. 그리고 코드워드(Codeword) 사이의 거리를 5와 7로 잡았다.

IV. full-rank가 아니면서 최소 거리 (minimal-distance)가 5인 디자인.

우수한 디자인 조건에 만족하는 코드를 구성하기 위해 먼저 4×4 행렬을 펼쳐 코드의 길이가 16인 코드를 구성하였다. [5]에 따르면, GF (2^m)의 0이 아닌 elements 2^m-1는 $x^{2^m-1}+1$ 의 근으로 구성 할 수 있으므로, GF (2^m)의 elements는 $X^{2m}+X$의 근으로 구성 할 수 있다

conjugate roots	minimal polynomials
{0}	$x+1$
{1,2,4,8}	x^4+x^3+1
{3,6,12,9}	$x^4+x^3+x^2+x+1$
{5,10}	x^2+x+1
{7,14,13,11}	x^4+x+1

【표 1】 minimal polymial

minimal polynomials는 【표 1】 와 같이 구성할 수 있으며, 최소 거리가 5이므로 각각의 생성 다항식은 식(5), (6)와 같이 구할 수 있다.

$$g_1(x)=(x^4+x^3+1)(x^4+x^3+x^2+x+1) \qquad (5)$$

$$g_2(x)=(x^4+x+1)(x^4+x^3+x^2+x+1) \qquad (6)$$

식(5)는 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$g_1(x)=x^8+x^4+x^2+x+1 \qquad (7)$$

식(7)을 행렬로 나타내면 【표 2】 와 같다. 식(6)의 상수항에 해당하는 부분이 행렬의 가장 왼쪽에 해당한다. 【표2】 의 코드는 선형 코드(linear code)가 된다. 이 식으로 이끌어 낼 수 있는 코드는 2^7개 중 determinant가

큰 값 2^4개만을 뽑아서 사용하였다.

V. full-rank가 아니면서 최소 거리(minimal-distance)가 7인 디자인.

최소 거리가 7이므로, 생성 다항식은 식(8),(9)와 같다.

$$g_1(x) = (x^4 + x^3 + 1)(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)(x^2 + x + 1) \quad (8)$$

$$g_2(x) = (x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)(x^2 + x + 1)(x^4 + x + 1) \quad (9)$$

식(8)에 의해 아래의 행렬을 나타낼 수 있다. 식(8)은 식(10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$g_1(x) = x^{10} + x^9 + x^8 + x^5 + x^2 + x + 1 \quad (10)$$

식(10)을 행렬로 나타내면 【 표 3】 과 같다. 식(10)의 상수항에 해당하는 부분이 행렬의 가장 왼쪽에 해당한다. 【표3】 은 선형 코드(linear code)가 된다. 이 부호에 임의의 0과 1을 삽입하여 길이가 16인 부호를 구성하였다.

111010001000000	$g_1(x)$
011101000100000	$x\,g_1(x)$
001110100010000	$x^2\,g_1(x)$
000111010001000	$x^3\,g_1(x)$
000011101000100	$x^4\,g_1(x)$
000001110100010	$x^5\,g_1(x)$

【 표2 】 생성 다항식

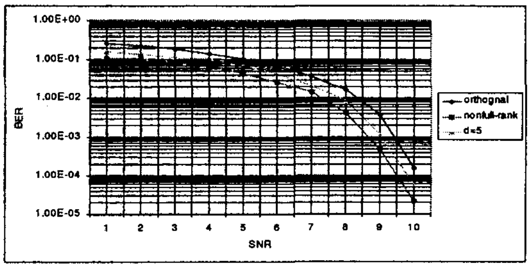
이 식으로 이끌어 낼 수 있는 부호는 2^5개 중 완전-계수 (Full-Rank)가 아니면서 determinant값이 큰 2^4개만을 뽑아서 사용하였다.

VI.모의 실험

실험 환경을 살펴보면, 잡음은 평균이 0이고 분산이 $\frac{N_0}{2}$인 가우시안 분포를 사용하였다. 페이딩 상수는 평균이 0이고 분산이 0.5를 가진 가우시안 분포이다. 이 부호의 프레임 길이는 128심벌(symbol)을 사용하였다. 본 논문에서는 수신 안테나 4개와 전송 안테나 4개를 고려하였다. 하나의 프레임에서 다른 프레임으로 이동하는 동안 페이딩 상수가 일정한 상태인 채널을 느린 페이딩 환경(slowly fading environment) 이라 하며, 본 논문에서는 느린 페이딩 환경(slowly fading environment)을 고려하였다.

1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 1 0 0 0 0	$g_1(x)$
0 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 1 0 0 0	$x\,g_1(x)$
0 0 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 1 0 0	$x^2\,g_1(x)$
0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 1 0	$x^3\,g_1(x)$
0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 1	$x^4\,g_1(x)$

【표 3】 생성 다항식



【결 과】 orthogonal인 부호와 non-full rank이면서 최소거리가 5와 7인 부호.

VII.결론 및 향후과제.

세 부호 즉 직교 디자인 ,완전-계수(Full-Rank)가 아닌 경우의 최소 거리가 5인 부호, 완전-계수(Fulll-Rank)가 아닌 경우의 최소 거 리가 7인 부호의 비교는 그림에서 보는 바와 같이 완전-계수(Full-Rank)가 아닌 경우의 부호가 성능 면에서 우수하게 나타났다. 이 세 부호는 성능 면에서 완전-계수(Full-Rank)가 아닌 경우의 최소거리가 7인 부호가 좋게 나타났으며 다음은 최소 거리가 5인 부호, 직교 디자인 순서로 성능이 나타났다.

VII. 참고 문헌

[1]J .H. Winters."On the Capacity of Radio Communi ciation Systems with diversity in a Rayleigh fading environment" IEEE Jurnal on Sel.Areas in Commun. Vol SAC-5, No 5. June 1987.

[2]S. Lin, D. J. Costello, "Error Control Coding Fundamentals and Applications", Pretice Hall, 1983