

터보부호와 연결된 준직교 시공간 블록부호의 성능 비교

김현일⁰ 박효열 황금찬

연세대학교 전기전자공학과 통신시스템연구소

indielife@commsys.yonsei.ac.kr⁰, seahog@commsys.yonsei.ac.kr, kcwhang@yonsei.ac.kr

Performance Comparisons of Quasi-orthogonal Space-time Block Codes Concatenated with Turbo Codes

Hyunil Kim⁰, Hyo Yol Park, Keum Chan Whang

Communication System Lab. Yonsei University Seoul, Korea

요 약

시공간 블록부호는 송신단에서 여러 개의 안테나를 사용하여 무선 통신의 신뢰도를 높인다. 그런데 4개의 송신안테나를 사용하는 시공간 블록부호는 다이버시티 차수 4와 전송률 1을 동시에 얻을 수 없다. 직교 시공간 블록부호는 다이버시티 차수 4를 유지하지만 전송률에서 손해를 보는 반면, 준직교 시공간 블록부호는 다이버시티 이득에서 손해를 보면서 전송률 1을 유지한다. 본 논문에서는 준직교 시공간 블록부호의 복호기에서 최대 우도 복호 방법으로 비트별 연성결정값을 출력하고, 터보부호와 연결하여 다양한 전송률에서 직교 및 준직교 시공간 블록부호의 성능을 비교하였다.

1. 서론

최근 무선 통신 시스템은 제한된 대역폭과 전력을 가지고 데이터를 높은 신뢰도로 고속 전송해야 한다. 이에 따라, 무선 채널의 열악한 환경을 극복하기 위해 채널 부호화 기법과 송수신 다이버시티 등이 이용된다. Alamouti가 소개한 2개의 송신안테나를 사용하는 시공간 블록부호는 부호화 이득은 얻을 수 없지만 간단한 송수신 구조만으로 송신 다이버시티 차수 2를 얻을 수 있다[1]. Tarokh은 2개 이상의 송신안테나에서는 최대 전송률을 갖는 직교설계가 불가능함을 증명하였다[2]. 그 후 Jafarkhani는 4개의 송신안테나를 사용하는 준직교 설계를 제시하였고[3], Sharma와 Papadias는 신호의 성상을 회전시키는 방법을 사용해 다이버시티 이득을 개선시켰다[4].

직교 구조의 시공간 블록부호는 단심볼 복호가 가능하여 쉽게 연성결정값을 정의할 수 있지만, 준직교 구조의 시공간 블록부호는 동시에 두 심볼을 고려하는 최대 우도 복호 기법을 사용하기 때문에 비트별 연성결정값을 알아내는 것이 복잡하다. 단심볼 복호 방법으로 연성결정값을 찾아내어 터보부호에 적용하는 기존의 시도가 있었지만, 같은 블록내의 다른 심볼의 간섭으로 인해 두 개의 송신안테나를 사용하는 직교 구조의 시공간 블록부호와 터보부호를 연결시킨 시스템에 비해 좋은 성능을 보이지 못했다[6].

본 논문에서는 준직교 시공간 블록부호를 최대 우도 복호 방법으로 비트별 연성결정값을 찾아내고, 이를 이용해 터보부호와 연결하는 시스템의 성능을 알아본다. 본 논문의 구성은 2장에서 시스템 모델을 정의하고 3장에서는 준직교 시공간 블록부호에서 연성결정복호 방법을 알아본다. 4장에서는 제시한 시스템의 모의 실험 결과를 제시하고 5장에서 결론을 맺는다.

2. 시스템 모델

N 개의 송신안테나와 M 개의 수신안테나가 있는 시스템을 고려한다. 채널은 n 번째 송신안테나에서 m 번째 수신안테나로 보내는 경로 이득이 $\alpha_{n,m}$ 이고, 한 블록이 전송되는 T 시간 동안

변하지 않는 준 정적 채널을 가정한다.

정보 비트는 터보부호기를 통해 부호화된 후 다시 시공간 블록부호화된다. 이 심볼들은 각기 다른 송신안테나를 통해 전송된다. m 번째 수신안테나에서 시간에 받은 수신신호 $r_{i,m}$ 은

$$r_{i,m} = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{n,m} C_{i,n} + \eta_{i,m} \quad (1)$$

이다. $C_{i,n}$ 은 시간 t_i 에 n 번째 송신안테나에서 보내는 심볼이다. 각 송신안테나에서 전송되는 심볼의 에너지를 1로 정규화했을 때 노이즈 $\eta_{i,m}$ 은 평균이 0이고 복소평면의 각 축으로 분산이 $N/(2 \times \text{SNR})$ 인 확률 변수로 정의된다.

시공간 블록부호의 복호기에서는 수신안테나에서 받은 신호를 통해 부호화 비트의 연성결정값을 찾아내고 터보부호의 복호를 통해 정보 비트를 복호한다.

3. 준직교 시공간 블록부호의 연성결정복호

시공간 블록부호는 $T \times N$ 의 송신 행렬 G 로 정의된다. T 는 한 심볼블록의 시간 슬롯의 수이고, N 은 송신안테나의 수이다. T 개의 시간 슬롯 동안 K 개의 심볼을 보낼 때, G 의 전송률은 $R = K/T$ 이다. 부호의 최대 전송률은 1보다 작거나 같다($R \leq 1$).

N 개의 송신안테나를 이용하는 시공간 블록부호는 다음과 같이 부호화 된다. 2^b 의 크기를 갖는 성상도를 이용한다고 할 때, 부호기는 한 블록에 Kb 개의 비트를 받아 K 개의 심볼 s_1, s_2, \dots, s_K 로 변조한다. 부호기는 모든 $1 \leq k \leq K$ 에 대해 x_k 의 자리에 s_k 를 바꾸어 넣는다. 그 결과를 C 행렬이라고 하면 l 번째 행의 n 번째 원소 $C_{l,n}$ 은 시간 t_l 에 n 번째 송신안테나를 통해 전송된다. 2개의 송신안테나를 사용하는 시공간 블록부호의 송신 행렬은

$$G_2 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (2)$$

로 정의된다.

4개의 송신안테나를 갖는 전송률 3/4의 직교 시공간 블록부호는 (3)과 같다. $R=1$ 인 Jafarkhani의 준직교 시공간 블록부호

는 아래와 같다.

$$H_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & -x_3 & -x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

직교 구조와 구별하기 위해 준직교 구조는 G 대신 H 를 사용한다. Sharma-Papadias 구조는 Jafarkhani 구조에서 x_3 과 x_4 의 성상을 회전시켜 안테나간 간섭을 최소화 한다[4].

수신기는 완벽한 채널 정보를 알고 있다는 가정하에 다음의 결정 매트릭스를 계산한다.

$$f(x_i, K, x_K) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |r_{i,m}|^2 - \sum_{n=1}^N \alpha_{n,m} C_{i,n} \quad (5)$$

기존의 수신기는 모든 가능한 부호어

$$c_{1,1}, c_{1,2}, K, c_{1,N}, c_{2,1}, c_{2,2}, K, c_{2,N}, K, c_{T,1}, c_{T,2}, K, c_{T,N}$$

에 대해 (5)의 결정 매트릭스를 최소화 하는 심볼을 선택한다.

k 번째 심볼의 i 번째 비트를 결정하는 연성결정값은 다음과 같은 LLR(Log Likelihood Ratio)로 정의된다.

$$\Lambda(s_{k,i}) = \ln \frac{\Pr\{s_{k,i} = 1 | r_1, r_2, r_3, r_4\}}{\Pr\{s_{k,i} = 0 | r_1, r_2, r_3, r_4\}} \quad (6)$$

즉,

$$\Lambda(s_{k,i}) = \ln \frac{\sum_{x_1, x_2, x_3, x_4} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} f(x_1, x_2, x_3, x_4)\right\}}{\sum_{x_1, x_2, x_3, x_4} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} f(x_1, x_2, x_3, x_4)\right\}} \quad (7)$$

로 표시할 수 있다. Jafarkhani의 준직교 시공간 블록부호는 다음과 같이 직교성이 성립하는 두 쌍의 심볼들의 함수로 나타낼 수 있다.

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = \sum_{i=1}^4 |r_i|^2 + f(x_1, x_4) + f(x_2, x_3) \quad (8)$$

$$f(x_1, x_4) = \left(\sum_{i=1}^4 |h_i|^2 \right) (|x_1|^2 + |x_4|^2) + 2 \operatorname{Re} \left\{ (-h_1 r_1^* - h_2^* r_2 - h_3^* r_3 - h_4 r_4^*) x_1 + (-h_1 r_4^* + h_2^* r_3 + h_3^* r_2 - h_4 r_1^*) x_4 + (h_1 h_4^* - h_2^* h_3 - h_3^* h_2 + h_4 h_1^*) (x_1 x_4^*) \right\} \quad (8-1)$$

$$f(x_2, x_3) = \left(\sum_{i=1}^4 |h_i|^2 \right) (|x_2|^2 + |x_3|^2) + 2 \operatorname{Re} \left\{ (-h_2 r_1^* + h_1^* r_2 - h_4^* r_3 + h_3 r_4^*) x_2 + (-h_3 r_4^* - h_4^* r_3 + h_1^* r_2 + h_2 r_1^*) x_3 + (h_2 h_3^* + h_2^* h_3 - h_1 h_4^* - h_1^* h_4) (x_2 x_3^*) \right\} \quad (8-2)$$

$$G_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_4}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_4}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_4}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_4}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{\sqrt{2}} & -\frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (9)$$

(7)식은 다시

$$\Lambda(s_{k,i}) = \ln \frac{\sum_{x_1, x_2, x_3, x_4} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \{f(x_1, x_4) + f(x_2, x_3)\}\right]}{\sum_{x_1, x_2, x_3, x_4} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \{f(x_1, x_4) + f(x_2, x_3)\}\right]} \quad (9)$$

이 LLR을 터보부호의 입력으로 사용한다.

4. 모의실험 및 고찰

채널 환경은 준 정적 레일리 페이딩 채널을 가정하였다. 또한, 수신단에서는 완벽한 채널 추정이가능하다고 가정한다. QPSK 변조를 사용하고 채널 부호는 프레임 길이 1152, 구속장 길이 4의 터보부호[7]를 사용한다. 최대 1×10^5 개의 프레임까지 실험을 수행하였다.

그림 1에서는 주파수 효율이 1.33 bit/s/Hz일 때 E_b/N_0 에 대한 비트오율을 비교하였다. 시공간 블록부호의 전송률이 1인 시스템에서는 부호율 $r=2/3$ 의 터보부호를 사용하고 4개의 송신안테나를 가진 직교 구조는 시공간 블록부호의 전송률이 3/4이기 때문에 8/9 부호율의 터보부호를 사용하였다. G_4 구조(4x1_or)는 시공간 블록부호의 낮은 전송률을 극복하기 위해 더 높은 부호율의 터보부호를 적용하였기 때문에 부호화 이득이 G_2 구조보다 작다. G_4 구조는 1개의 송신안테나를 사용하는 경우보다 비트오율 10^{-4} 에서 0.5dB 정도 성능 개선이 있지만, G_2 구조보다 1.5dB 정도의 성능 열화가 있다. 반면에 Jafarkhani 구조(4x1_ja)와 Sharma-Papadias 구조(4x1_sp)는 이상적인 4개의 송신안테나를 갖는 시공간 블록부호(4x1_opt)에 비해 약 0.7dB 정도 성능 열화가 있지만 G_2 구조보다 약 0.5dB의 성능 개선을 보여준다. 그런데 Jafarkhani 구조와 Sharma-Papadias 구조는 성능의 차이가 거의 없다. 성상의 회전이 비트별 연성결정부호에서는 시스템의 성능을 개선시키지 못함을 알 수 있다.

그림 2는 주파수 효율이 1.00 bit/s/Hz일 때의 실험결과이다. G_4 구조는 1개의 송신안테나를 사용하는 경우보다 비트오율 10^{-4} 에서 약 0.8dB의 성능 개선이 있지만 G_2 구조보다 약 0.5dB의 성능 열화가 있다. Jafarkhani 구조와 Sharma-Papadias 구조는 이상적인 시공간 블록부호에 비해 약 0.5dB의 성능 열화가 있긴 하지만 G_2 구조보다 약 0.2dB 정도의 성능 개선을 보여준다.

그림 3에서는 주파수 효율이 0.50 bit/s/Hz일 때의 실험결과이다. 준직교 시공간 블록부호는 G_2 구조 또는 1/3 부호율의 터보부호를 적용한 G_4 구조와 거의 비슷한 성능을 보여주지만 G_2 구조의 성능에 약간 못 미친다. 준직교 시공간 블록부호는 추가되는 패리티 비트에 안테나간 간섭의 영향이 포함되어있기 때문에 직교 시공간 블록부호보다 부호화 이득에 손해가 있다. 따라서 부호율이 낮아지면서 부호화 이득을 충분히 얻게 되면

G_2 구조가 더 좋은 성능을 보여준다.

5. 결론

준직교 시공간 블록부호에서 최대 우도 복호 방법으로 연성 결정값을 출력하였고, 이를 이용해 터보부호와 연접하였다. 준직교 구조를 사용하는 경우 부호간 준직교성으로 생겨나는 간섭 때문에 이상적인 직교 구조에 비해 성능 열화가 존재한다. 하지만 최대 전송률을 지원할 수 없는 직교 구조보다 더 낮은 터보부호를 적용할 수 있기 때문에 더 많은 부호화 이득을 얻을 수 있다. 터보부호와 연접한 4개의 송신안테나를 사용하는 시공간 블록부호는 준직교 구조가 직교 구조에 비해 복잡도는 증가하지만 비트오율 측면에서 성능이 향상된다. 주파수효율이 1.00 bit/s/Hz 이상으로 높을 때에는 4개의 송신안테나를 사용하는 준직교 시공간 블록부호를 사용하는 것이 2개의 송신안테나를 사용하는 시공간 블록부호보다 우수한 성능을 보인다. 그러나 주파수효율이 0.50 bit/s/Hz로 낮을 때, 4개의 송신안테나를 사용하는 준직교 시공간 블록부호는 2개의 송신안테나를 사용하는 시공간 블록부호보다 더 많은 송신 다이버시티를 얻음에도 불구하고 성능이 개선되지 않는다. 이는 부호율이 낮아지면서 추가되는 패리티 비트에 준직교성의 영향이 포함되어 있어서 간섭의 영향을 더 많이 받기 때문이다.

참고문헌

[1] Siavash M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
 [2] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, A. Robert Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, No. 5, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
 [3] Hamid Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, No. 1, pp. 1-4, Jan. 2001.
 [4] Naresh Sharma, Constantinos B. Papadias, "Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, No. 3, pp. 332-335, Mar. 2003.
 [5] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, A. Robert Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, No. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
 [6] Junghoon Suh, M.M.K. Howlader "Design schemes of space-time block codes concatenated with turbo codes," *VTC Spring 2002. IEEE 55th*, vol. 2, pp. 1030-1034, May 2002.
 [7] Lin-Nan Lee, A. Roger Hammons, Jr., Feng-Wen Sun, Mustafa Eroz, "Application and standardization of turbo codes in third-generation high-speed wireless data services," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, No. 6, pp. 2198-2207, Nov. 2000.

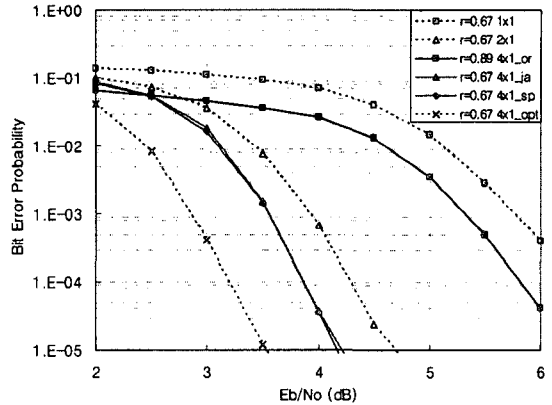


그림 1. 주파수효율 1.33 bit/s/Hz에서 성능비교

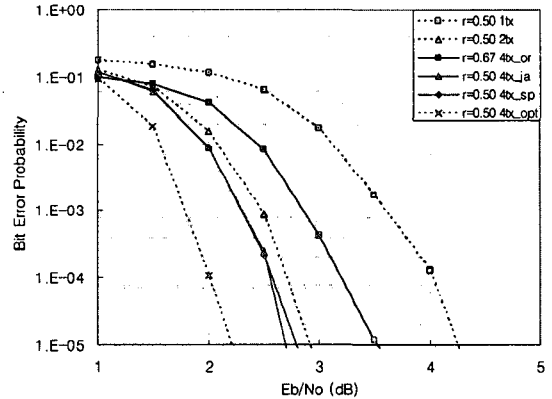


그림 2. 주파수효율 1.00 bit/s/Hz에서 성능비교

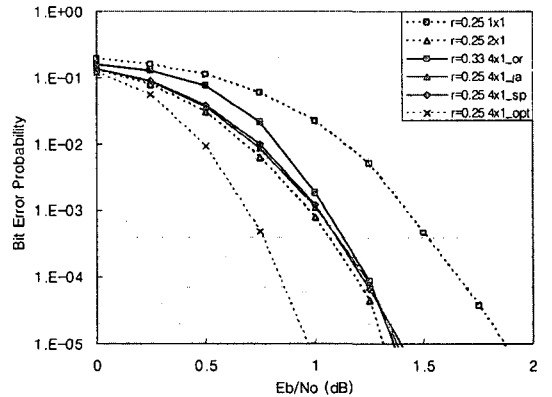


그림 3. 주파수효율 0.50 bit/s/Hz에서 성능비교