안테나 선택적 Feedback을 갖는 폐루프 준직교 STBC

김민수° 김용석 황금찬
연세대학교 전기전자공학과
viper@commsys.yonsei.ac.kr

Closed Loop Quasi- Orthogonal STBC with Antenna Selective Feedback

Minsoo Kim°, Yongseok Kim, Keumchan Whang
Department of Electrical & Electronic Engineering, Yonsei University

요 약

IMT-2000 시스템에서 직교 STBC (Space-Time Block Code)와 같은 송신 다이버시티(diversity) 기법은 순방향 링크용량을 향상시킬 수 있다. 그러나 완벽한 다이버시티 (full diversity) 이득과 코드율 1 (full code rate)을 갖는 직교 STBC 는 송신안테나 개수가 2개일 경우만 존재한다. 이 논문에서는 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 갖는 시스템에서 코드율 1 을 갖는 준직교 STBC를 사용할 경우 안테나 선택적 feedback 정보를 이용하여 완벽한 다이버시티 이득을 얻는 동시에 feedback 정보량은 줄일 수 있음을 보여준다.

1. 서 론

STBC와 같은 전송 다이버시티 기법은 통신 시스템의 링크 성능을 향상시킨다. Almouti는 [1]에서 송신안테나가 두개일 경우 완벽한 다이버시티 이득을 얻고 코드율 1 을 갖는 STBC를 제안했다. 그러나 [2]에서 송신안테나의 개수가 2개를 초과할 경우 복소값을 갖는 심볼에 대해 완벽한 다이버시티 이득을 얻는 코드율 1 의 STBC는 존재 하지 않는다는 것을 증명하였다.

[2],[3]에서는 완벽한 다이버시티 이득을 얻는 대신 코드율이 1 이하인 직교 STBC가 제안되었고 이와 반대로 [4],[5]에서는 다이버시티 이득의 손해를 감수하는 대신 코드율 1 을 제공하는 준직교 코드들이 제안되었다.

준직교 코드에서 다이버시티 이득을 최대한 얻기 위한 방법이 여러가지 제안되었는데 개루프(open loop)에서의 방법을 살펴보면, [6],[7]에서는 송신단에서 코딩된 심볼을 전송할 때 임의의 위상을 전송 심볼에 곱하거나 변조시에 위상을 회전시켜 다이버시티 이득을 향상시켰고 [4]에서는 수신단에서 LMMSE 디코더를 사용하여 수신된 신호에 decorrelating 행렬을 곱해서 다이버시티 이득을 향상시켰다. 위의 세가지 방법은 모두 개루프 방법으로 완벽한 다이버시티 이득은 얻을 수 없다.

폐루프(closed loop)에서의 방법은 [8]에서 제안되었다. 여기에서는 두개의 위상정보를 feedback 하여 완벽한 다이버시티 이득을 획득하는 방법을 제시하였다. 이에 본 논문에서는 코드율 1 을 갖는 폐루프 준직교 STBC시스템에서 다이버시티 이득을 완벽하게 얻는 가운데 안테나 선택적 feedback을 통해 한 개의 위상정보만을 사용함으로써 feedback 정보를 줄이는 변형된 폐루프 시스템을 제안한다.

2절은 non-orthogonal STBC 디자인 방법, 3절은 feedback 되는 위상정보 개수에 따른 수학적 모델, 4절은 실험결과를 각각 기술한다.

2. 준직교 STBC

이 논문에서는 코드율 1을 갖는 준직교 STBC중에서 [4]에서 제안된 코드를 이용하여 실험하였다.

$$G(S)=\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ -s_4^* & s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

여기서 $s_i, (i=1,2,3,4)$는 변조된 심볼이다. 이 코드의 디코딩 행렬은 다음과 같다.

$$H=\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3 & h_4 & h_1 & h_2 \\ h_4^* & -h_3^* & h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$$

여기서 h_i , $(i=1,2,3,4)$ 는 각각 4개의 송신안테나와 수신안테나 사이의 채널을 나타낸다.

상관(correlation) 행렬 H^nH 을 살펴보면,

diagonal 성분 $a=\sum|h_i|^2\ (i=1,2,3,4)$ 와 off-diagonal 성분 $b=2\mathrm{Re}[h_1h_3^*+h_2h_4^*]$가 나타나는데 여기서 a는 코드의 다이버시티 이득을 b는 코드의 준직교 성질에 의해 나타나는 성분으로 수신단에서 다이버시티 이득을 감소시키는 간섭으로 작용하게 된다.

3. Feedback을 통한 직교화

상관계수 b는 STBC의 다이버시티 이득을 감소시키게 되는데 이것은 수신단에서 적절한 위상정보를 특정 송신안테나에 전송해줌으로써 제거할 수 있다.

3.1 Double Phase Feedback

Feedback 정보로 두개의 위상을 전송함으로써 off-diagonal 요소를 제거 시킬 수 있는데 이것을 살펴보면 아래와 같다.[8]

상관계수 b의 실수부분을 α라고 정의한다.

$$|\alpha|=|\mathrm{Re}[h_1h_3^*+h_2h_4^*]|$$

$k=h_1h_3^*$, $\lambda=h_2h_4^*$로 정의하고 그림 1과 같이 두개의 위상을 송신단에 전송하여 세번째와 네번째 송신안테나에 각각 위상 θ,φ을 곱해준다면 위의 식은 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned}\alpha&=\mathrm{Re}[h_1h_3^*e^{j\theta}+h_2h_4^*e^{j\phi}]\\&=|k|\cos(\theta+\angle k)+|\lambda|\cos(\phi+\angle\lambda)\end{aligned}$$

여기서 $|\cdot|$과 $\angle$은 각각 절대값과 각도(arctan) 값을 나타내는 기호이다.

$\alpha=0$을 만족하도록 위 식을 정리하면 feedback 되는 두개의 위상값을 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\theta=\arccos\left(-\frac{|\lambda|}{|k|}\cos(\phi+\angle\lambda)\right)-\angle k$$

$$\phi=\begin{cases}[0,2\pi) & ,|k|\geq|\lambda|\\ [\zeta-\angle\lambda,\pi-\zeta-\angle\lambda] & \\ \cup[\pi+\zeta-\angle\lambda,2\pi-\zeta-\angle\lambda] & ,otherwise\end{cases}$$

여기서 $\zeta=\arccos(|k|/|\lambda|)$ 이다.

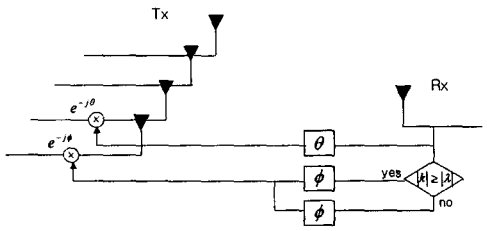

그림 1. Feedback 정보로 두개의 위상을 사용

3.2 Single Phase Feedback

송신단으로 feedback 되는 정보량을 줄이기 위해 그림 2와 같이 한 개의 위상만을 전송해 준다면 off-diagonal 요소가 완전히 제거되지는 않지만 아래의 방법과 같이 간섭을 최소화 시킬 수 있다.

한 개의 위상을 세번째 안테나에 전송한다고 가정하고 이 안테나에서 송신되는 STBC 코딩된 심볼에 위상 θ를 곱하게 되면 α는 아래와 같이 전개된다.

$$\begin{aligned}\alpha&=\mathrm{Re}[h_1h_3^*e^{j\theta}+h_2h_4^*]\\&=|k|\cos(\theta+\angle k)+\lambda_R\end{aligned}$$

만약 $|k|\geq|\lambda_R|$의 조건이라면,(λ_R은 λ의 실수값)

$$\theta=\arccos\left(-\frac{\lambda_R}{|k|}\right)-\angle k \qquad ,|k|\geq|\lambda_R|$$

과 같이 되며 off-diagonal 요소는 완전히 제거된다. 하지만 $|k|<|\lambda_R|$의 경우엔,

$$\theta=\begin{cases}\pi-\angle k & ,|k|<\lambda_R\\ -\angle k & ,|k|<-\lambda_R\end{cases} \qquad ,|k|<|\lambda_R|$$

과 같고 off-diagonal 요소 b는 아래와 같이 최소값을 가진다.

$$b_{\min}=\begin{cases}-|k|+\lambda_R & ,|k|<\lambda_R\\ |k|+\lambda_R & ,|k|<-\lambda_R\end{cases}$$

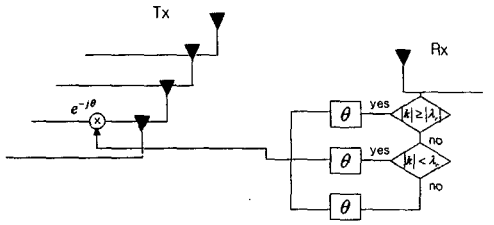

그림 2. Feedback 정보로 한 개의 위상을 사용

3.3 Single phase의 선택적 전송

송신단으로 전송되는 feedback 정보량을 줄이기 위해 한 개의 위상정보만을 이용할 경우 위와 같이 경우에 따라서 off-diagonal 요소가 남게 되어 완벽한 다이버시티 이득을 얻지 못하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 그림 3과 같이 선택적으로 한 개의 위상정보를 전송하는 방식을 제안한다.

그림 3에서 보듯이 세번째와 네번째 송신안테나에 선택적으로 한 개의 위상이 전송되므로 아래와 같이 정의될 수 있다.

$$\begin{aligned}\alpha&=\mathrm{Re}[h_1h_3^*e^{j\theta}+h_2h_4^*e^{j\theta}]\\&=|k|\cos(\theta+\angle k)+|\lambda|\cos(\theta+\angle\lambda)\end{aligned}$$

만약 $|k|\geq|\lambda|$의 경우라면,

$$\theta=\arccos\left(-\frac{\lambda_R}{|k|}\right)-\angle k \qquad ,|k|\geq|\lambda|$$

의 θ값이 세번째 송신안테나로 전송된다.

반대로 $|k|<|\lambda|$ 라면,

$$\theta=\arccos\left(-\frac{k_R}{|\lambda|}\right)-\angle\lambda \qquad ,|k|<|\lambda|$$

의 θ 값이 네번째 송신안테나로 전송되어 곱해지

게 된다. 이렇게 위상정보를 세번째 안테나와 네번째 안테나에 선택적으로 전송하면 off-diagonal 요소가 완전히 제거된다. 선택적으로 한 개의 위상이 수신단에서 송신단으로 전송된다면 무조건 한 개의 위상만 전송될 때의 feedback 정보량에 1 bit만 추가로 필요할 뿐이다. 즉 feedback 정보로 두개의 위상을 사용할 때 보다 정보량이 줄어들게 된다..

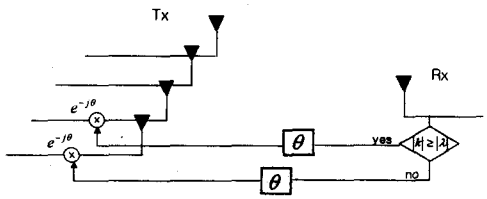

그림 3. Feedback 정보로 선택적인 한 개의 위상을 사용

4. 실 험 결 과

실험은 1개 경로를 갖는 준정적 레일리 채널에서 진행하였다. 또한 하나의 STBC 블록 내에선 동일한 채널을 갖고 feedback 정보는 오류 없이 송신단에 전달됨을 가정하였다. 변조방식은 QPSK를 사용하였다.

그림 4는 feedback 정보가 없을 경우, 송신단에서 한 개의 위상 정보를 갖는 경우, 두 개의 위상 정보를 갖는 경우 그리고 한 개의 선택적 정보와 한 개의 위상정보를 갖을 경우에 Eb/No에 대한 BER을 나타낸 그림이다. Feedback 정보를 줄이기 위해 한 개의 위상정보만을 이용했을 경우는 BER 10^{-3} 에서 두개의 위상정보를 사용했을 때 보다 약 2 dB의 성능열화가 발생한다. 그러나 안테나 선택적으로 한 개의 위상정보를 feedback 했을 경우는 두개의 위상정보를 feedback 했을 경우와 같이 완벽한 다이버시티 이득을 얻게 된다.

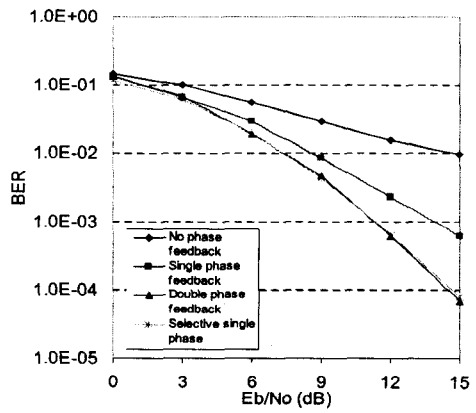

그림 4. Feedback 정보로 사용하는 위상의 개수에 따른 성능분포

5. 결 론

코드율 1 을 갖는 4x4 준직교 STBC의 특성으로 인해 디코딩시 off-diagonal 요소가 발생한다. 이러한 off-diagonal 요소는 다이버시티 이득을 심각하게 감소시킨다. 간섭 요소를 완전히 제거하기 위해 본 논문에서 제안하는 선택적 feedback을 이용하면 두개의 위상을 전송할 때보다 feedback 정보량은 줄이면서 완벽한 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 보았다.

6. 참 고 문 헌

[1] Alamouti, S.M, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun. , Vol. 16, pp.1451 - 1458, Oct. 1998

[2] Tarokh, V. Jafarkhani, H. Calderbank, A.R, "Space-time block codes from orthogonal designs," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 45 , pp.1456 - 1467 July 1999

[3] Tirkkonen, O. Hottinen, A. "Complex space-time block codes for four Tx antennas," IEEE. GLOBECOM '00., Vol. 2 , pp.1005 - 1009, Dec. 2000

[4] Tirkkonen, O. Boariu, A. Hottinen, A, "Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas," IEEE. SSTA. Vol. 2 , pp. 429 - 432, Sept. 2000

[5] Jafarkhani, H, "A quasi-orthogonal space-time block code," IEEE Trans. Commun. Vol. 49 , pp.1 - 4, Jan. 2001

[6] Hottinen, A. Tirkkonen, O, "A randomization technique for non-orthogonal space-time block codes," IEEE VTC'2001, Vol. 2 , pp.1479 - 1482, May 2001

[7] Sharma, N. Papadias, C.B. "Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation," IEEE Trans. Commun, Vol.51 , pp.332 - 335 , March 2003

[8] Toker, C, Lambotharan, S, Chambers, J.A, "Space-time block coding for four transmit antennas with closed loop feedback over frequency selective fading channels," IEEE Inform. Theory, pp.195 - 198 April 2003