

MISO 무선 통신 시스템에서 다이버시티 이득을 최대화하는 사전필터의 설계*

김산해, 김홍철, 김학성, 이원철, 신요안
숭실대학교 정보통신전자공학부

Design of Pre-filters for Maximizing Diversity Gain in MISO Wireless Communication Systems

San-Hae Kim, Hong-Cheol Kim, Hak-Seong Kim, Woncheol Lee and Yoan Shin

School of Electronic Engineering, Soongsil University

ksh808@amcs.ssu.ac.kr

요 약 문

본 논문에서는 3GPP에 규격으로 채택된 전송 다이버시티 기법들 중에 이상적인 상황에서 가장 우수한 성능을 갖는 폐쇄루프 전송 다이버시티 (CLTD : Closed Loop Transmit Diversity) 기법과 선형 사전필터의 조합을 통해 MISO 시스템에서 보다 우수한 성능의 전송 다이버시티 기법을 제안하고 이에 대한 성능을 분석하였다. 또한 사전필터의 최적의 필터 계수 값을 사용하여 다이버시티 이득을 최대화하였고 이에 대한 성능을 분석한 결과 CLTD 기법보다 월등히 우수한 성능을 확인하였다.

1. 서 론

음성과 패킷을 고전송율로 송수신하게 되는 3세대 셀룰러 시스템에서는 고품질의 데이터 전송과 더불어 이동 무선 채널에서 발생하는 페이딩 현상에 의해 성능이 저하된다. 때문에 무선 채널 환경에서의 페이딩 효과에 효과적으로 대처하기 위하여 시간, 주파수 및 공간 영역상에서 여러 형태의 다이버시티를 발생하기 위한 방안이 연구되어 왔다. 특히 IMT-2000 시스템에서는 순방향 링크의 트래픽이 역방향 링크에 비해 월등히 많은 비대칭적인 특성으로 인해 순방향 링크가 시스템 전체 용량을

제한하는 요인이 될 것으로 예상된다. 기존의 다이버시티 기법들은 다수의 수신 안테나를 이용하는 기법들이 대부분이었으나, 순방향 링크에서는 단말기의 수신 안테나 수가 제한적이기 때문에 기존의 방법으로는 충분한 이득을 얻을 수 없는 실정이다. 따라서 이러한 점을 극복하기 위하여 다수의 전송 안테나를 이용하는 전송 다이버시티 기법에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[1]. 특히 3GPP에서는 STTD (Space-Time Transmit Diversity), TSTD (Time-Switched Transmit Diversity) 그리고 CLTD (Closed Loop Transmit Diversity)가 이미 규격으로 채택되어 있는 상황이다[2]. 이들 전송 다이버시티 기법들 중에서는 CLTD가 케환 지연이나 케환 에러가 없는 이상적인 상황에서는 가장 우수한 성능을 갖는다[3].

본 논문에서는 CLTD에 최적의 필터 계수 값을 갖는 사전필터를 사용하여 보다 우수한 성능을 갖는 전송 다이버시티 기법을 제안하고 이에 대한 성능을 분석한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 제안된 사전필터 전송 다이버시티 시스템에 대해 설명하고 3장에서는 사전필터의 계수값을 최적으로 구하는 방법에 대해 간단히 소개하였다. 4장에서는 모의 실험을 통한 제안된 시스템의 성능을 분석하였고, 이어 5장에서 결론을 맺는다.

2. 사전필터를 이용한 전송 다이버시티

CLTD는 수신단에서의 수신 전력을 최대화하는 가중

* 본 논문은 LG전자㈜의 연구비 지원 결과임

치들을 단말기에서 계산 후 이에 대한 정보를 궤환하고, 각각의 전송 안테나에서 해당 가중치를 곱한 신호를 동시에 전송하는 방법이다. 본 논문에서 고려하는 사전필터를 이용한 전송 다이버시티 기법은 3GPP의 CLTD와 동일한 구조에 사전필터만을 추가한 구조를 가진다.

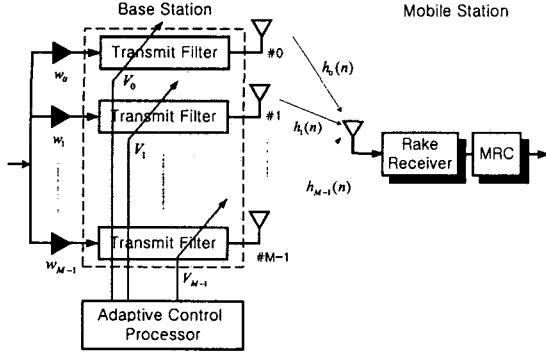


그림 1: 사전필터를 이용한 전송 다이버시티 구조.

그림 1은 M 개의 전송 안테나와 한 개의 수신 안테나를 사용하는 MISO 시스템에서 사전필터를 이용한 전송 다이버시티 기법의 구조를 나타낸 것이다. 그림에서와 같이 전송단에서는 동일한 데이터 $c(n)$ 을 각각 안테나 별로 가중치를 곱하고 사전필터를 통과한 후 M 개 전송 안테나를 통해 전송하고, 수신단에서는 단일의 수신 안테나로 수신한 다음 MRC(Maximal Ratio Combining)를 통해 데이터를 결정하게 된다. 수신단에서 추정된 채널을 통해 사전필터의 계수와 가중치를 계산하고, 이 정보를 궤환하여 사용하게 된다. 여기서 사전필터는 복소 계수값을 갖는 FIR 형태의 선형필터이다. 그림 1에서 채널 $h_m(n)$ 은 다중경로 페이딩 채널을 고려하면 아래의 수식과 같이 나타내어진다.

$$h_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \delta(n-l) \quad (1)$$

여기서 $h_{m,l}$ 은 m 번째 전송 안테나와 수신 안테나 사이의 l 번째 다중경로 성분이고 m 번째 전송안테나의 사전필터 $V_m(n)$ 은 다음의 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_m(n) = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=0}^{K-1} v_{m,k} \delta(n-k) \quad (2)$$

여기서 $v_{m,k}$ 는 m 번째 전송안테나 사전필터의 k 번째

필터계수이며, 정규화 인자 $\alpha = \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} |v_{m,k}|^2 \right\}^{1/2}$ 이다.

전체 시스템에서 사전필터 $V_m(n)$ 과 채널 $h_m(n)$ 은 convolution 관계를 갖기 때문에 사전필터와 채널을 조합하여 아래의 식으로 나타낼 수 있다.

$$G_m(n) = h_m(n) * V_m(n) = \frac{1}{\alpha} \sum_{i=0}^{L+K-2} g_{m,i} \delta(n-i) \quad (3)$$

식 (3)을 보면 채널의 다중경로의 수가 L 개이며, 사전필터의 필터계수가 K 개의 텀으로 이루어져 있기 때문에 convolution 결과 $L+K-1$ 개의 텀으로 표현이 가능하다. 이때 $g_{m,i}$ 는 사전필터와 채널의 convolution된 새로운 계수이다. M 개의 전송 안테나를 통해 전송되어 단말기에서 수신된 신호 $r(n)$ 을 식 (3)을 이용하여 표현하면 다음의 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \frac{w_m}{\alpha} \sum_{i=0}^{K+L-2} g_{m,i} \cdot d(n) \right\} + \eta(n) \quad (4)$$

여기서 w_m 은 m 번째 전송 안테나의 가중치이며, d 는 1 또는 -1의 값을 갖는 전송 심벌이고 $\eta(n)$ 은 첨가 잡음이다. 전송 지연의 완벽한 추정을 가정하면 i 번째 Rake finger의 과정을 거친 후의 출력 r_i 는 다음과 같이 표현된다.

$$r_i = d \sum_{m=0}^{M-1} w_m g_{m,i} + \eta_i \quad (i=0, \dots, L+K-2) \quad (5)$$

이들 $L+K-1$ 개의 Rake finger의 출력을 MRC한 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{d} &= \sum_{i=0}^{K+L-2} \left\{ \left(\sum_{m=0}^{M-1} w_m g_{m,i} \right)^* \cdot r_i \right\} \\ &= \sum_{i=0}^{K+L-2} \left\{ \left\| \sum_{m=0}^{M-1} w_m g_{m,i} \right\|^2 \cdot d + \left(\sum_{m=0}^{M-1} w_m g_{m,i} \right)^* \cdot \eta_i \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 η_i 는 평균이 0이고 전력밀도가 $N_0/2$ 인 복소 가우시안 랜덤 변수이다. 그리고 MRC 출력에서의 SNR 을 계산하면 다음과 같다.

$$\gamma_{prefilter} = \frac{\|Gw\|^2}{\sigma_n^2} = \frac{w^H G^H G w}{\sigma_n^2 w^H w} = \frac{\lambda_{G \max}}{\sigma_n^2} \quad (7)$$

식 (7)의 σ_n^2 은 식 (6)의 η_i 의 분산이며, 벡터 \mathbf{w} 는 $\mathbf{G}^H \mathbf{G}$ 행렬의 최대고유치에 해당하는 고유 벡터로 계산되며 $[w_1 \ w_2 \ \dots \ w_m]^T$ 로 표현된다. 또한 행렬 \mathbf{G} 는 각 전송 안테나별 사전필터와 채널의 convolution 결과를 행렬로 나타낸 것으로 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{0,0} & g_{0,1} & \dots & g_{0,L+K-2} \\ g_{1,0} & g_{1,1} & \dots & g_{1,L+K-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{M-1,0} & g_{M-1,1} & \dots & g_{M-1,L+K-2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

CLTD의 SNR은 식 (7)의 행렬 \mathbf{G} 가 채널행렬 \mathbf{H} 로 대체된 형태이며 다음과 같이 나타난다[3,4].

$$\gamma_{CLTD} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}}{\sigma_n^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}} = \frac{\|\mathbf{H} \mathbf{w}\|^2}{\sigma_n^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}} = \frac{\lambda_{\mathbf{H} \mathbf{H}}}{\sigma_n^2} \quad (9)$$

식 (9)의 벡터 \mathbf{w} 는 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 행렬의 최대고유치에 해당하는 고유벡터로 계산되며, 채널행렬 \mathbf{H} 는 다음 식 (10)과 같이 표현된다. 그리고 사전필터나 CLTD의 가중치 벡터는 두 시스템 모두 정규화 되어 있다는 사실을 이용하였다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{0,0} & h_{0,1} & \dots & h_{0,L-1} \\ h_{1,0} & h_{1,1} & \dots & h_{1,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M-1,0} & h_{M-1,1} & \dots & h_{M-1,L-1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

3. 사전필터의 최적의 필터 계수

위의 식 (7)과 식 (9)를 보면 CLTD와 사전필터를 이용한 다이버시티 기법의 SNR은 단순히 행렬 $\mathbf{G}^H \mathbf{G}$ 의 최대 고유치인 $\lambda_{\mathbf{G} \mathbf{G}}$ 와 채널행렬 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 의 최대 고유치인 $\lambda_{\mathbf{H} \mathbf{H}}$ 가 결정하게 된다. 그러므로 사전필터 전송 다이버시티가 우수한 성능을 갖기 위해서 최적의 필터 계수를 선택하여야 한다.

최적의 필터 계수를 선택하기 위해 한 심벌 동안의 결정 통계치를 보면 다음과 같다[5].

$$\chi = \mathbf{P}_l \mathbf{H} \mathbf{V} + \eta \quad (11)$$

여기서 η 는 평균이 0이고 분산이 $T\sigma^2$ 인 복소 가우시안 랜덤 변수이고, \mathbf{V} 는 사전필터의 계수의 벡터이며

$\mathbf{V}^H \mathbf{V} = 1$ 로 정규화 되어 있으며, \mathbf{P}_l 는 자기 상관 행렬로 식 (14)에 나타나 있다. 그러면 다음과 같이 최적의 사전필터 계수를 구할 수 있다[5].

$$\mathbf{V}_{opt} = \arg \max_{|\mathbf{G}|=1} \{(\mathbf{P}_l \mathbf{H} \mathbf{V})^2\} \quad (12)$$

위의 식 (12)의 \mathbf{V}_{opt} 은 다음과 같이 최적의 값을 가질 수 있다.

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H \mathbf{P}_l \mathbf{H} \quad (13)$$

여기서 식 (1)의 채널 임펄스 응답에서 L 개의 다중 경로를 안다고 가정한다. 일반적인 경우 $K \leq L$ 이므로 $K=L$ 라 가정하고 채널의 가운데 경로가 가장 강한 경로이므로 \mathbf{P}_l 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{P}_l = \begin{bmatrix} \underbrace{0 \ \dots \ 0}_{L-1} & 1 & \underbrace{0 \ \dots \ 0}_{L-1} \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서 1 값은 L 위치의 원소이다. 식 (14)를 적용하면 최적의 필터 계수값은 다음과 같다.

$$\mathbf{V}_{opt} = \frac{1}{\Omega} [\mathbf{V}_0 \ \mathbf{V}_1 \ \dots \ \mathbf{V}_{M-1}]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{V}_m = [h_{m,L-1} \ h_{m,L-2} \ \dots \ h_{m,0}]^T \quad (16)$$

여기서 Ω 은 정규화 요소이고 다음 식 (17) 나타나 있다.

$$\Omega = \sqrt{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,l}|^2} \quad (17)$$

다시 말하면, 사전필터의 최적의 필터 계수는 역의 시간에서의 채널 임펄스 응답의 복소 conjugate가 되며 이는 전송 안테나를 하나만 사용했을 때에 pre-RAKE combining 시스템과 같다.

4. 모의 실험

제안 방식의 성능 평가를 위해 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험은 단일 사용자인 경우만을 고려 하였고 채널 모델은 평균이 0이고 분산이 1인 2개의 다중 경로를 가지는 복소 가우시안 랜덤 변수를 사용하였다.

모의 실험은 제안된 시스템의 사전필터의 필터 탭 수가 2개인 경우에 전송 안테나를 2개와 3개인 경우에 대해서 실험을 하였으며, 그 비교 대상인 CLTD는 전송 안테나 2개와 3개인 경우에 대해 실험을 하였다. 두 시스템 모두 제한 정보의 제한 지연이나 제한 에러가 없고 가중

치의 양자화도 없으며 완벽한 채널추정이 되었다고 가정 한 이상적인 상황에서 수행하였다. 아래의 그림 2,3은 각 각 전송 안테나를 2개와 3개를 사용하여 데이터를 전송 할 때 신호대잡음비(E_b/N_0)에 따른 비트오율(BER)의 변화를 도시한 것이다. 결과 그림 모두 CLTD에 비해 제안된 사전필터를 사용한 경우가 더 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다. 그림 4, 5는 각각의 시스템에서 안테나 수가 늘어날 때의 성능 비교를 보이고 있다. 여기서 안테나 수가 늘어날수록 제안된 사전필터의 성능이 CLTD보다 성능 향상이 커짐을 알 수 있어 전송 다이버시티 이득이 높음을 알 수 있다.

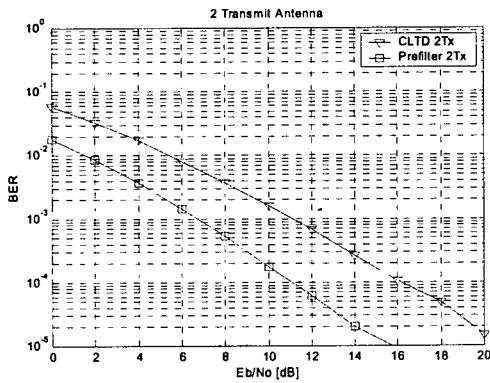


그림 2: 2 송신 안테나일 때 성능 비교.

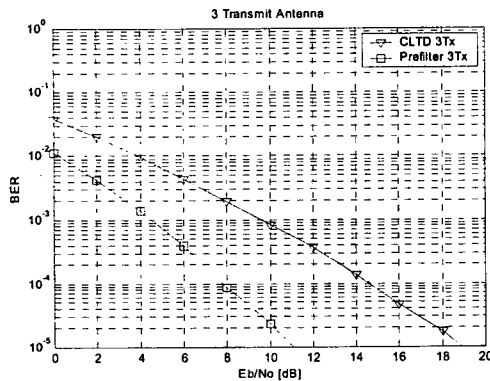


그림 3: 3 송신 안테나일 때 성능 비교.

4. 결 론

본 논문에서는 3GPP에 규격으로 채택된 전송 다이버시티 기법들 중에 이상적인 상황에서 가장 우수한 성능을 갖는 CLTD와 최적의 필터계수를 갖는 선형 사전필터를 조합한 보다 우수한 성능의 전송 다이버시티 기법을 제안하고 그 성능을 평가하였다. 그 결과 이상적인 상황

에서 CLTD보다 항상 월등히 우수한 성능을 보임을 확인하였고, 안테나 수를 증가시킬수록 CLTD 시스템보다 제안된 시스템의 그 성능차가 커져 MISO 시스템에서 적합함을 보여주었다. 향후 더 많은 안테나 수에 대한 실험이 필요하고 더 자세한 성능 분석을 위해서는 제한 지연과 제한 에러등의 비이상적인 환경에서의 분석이 필요하다.

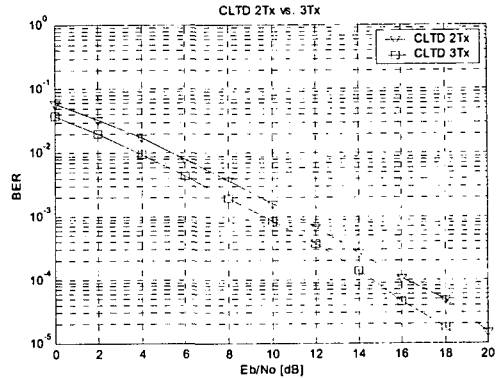


그림 4: 송신 안테나가 2개 및 3개일 때 CLTD의 성능.

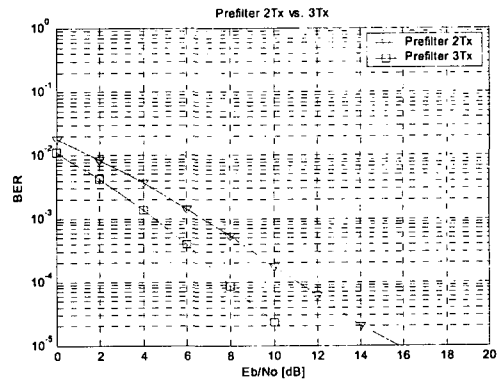


그림 5: 송신 안테나가 2개 및 3개일 때 사전필터의 성능.

참고문헌

- [1] R. Wichman and A. Hottinen, "IMT-2000 transmit diversity concepts," *Proc. PIMRC '99*, Osaka, Japan, Sep. 1999.
- [2] 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Radio Access Network Physical Layer Procedures, *3GPP TS 25.211 & 25.214*, V3.3.0, June 2000.
- [3] G.-M. Oh, H.-S. Kim, W. Lee and Y. Shin, "Performance of closed loop transmit diversity scheme for IMT-2000 satellite communication systems," *Proc. ITC-CSCC 2001*, vol. 2, pp. 849-852, Tokushima, Japan, July 2001.
- [4] M. Sandell, "Analytical analysis of transmit diversity in WCDMA on fading multipath channels," *Proc. VTC 2000-Fall*, Boston, USA., Sep. 2000.
- [5] R. L. Choi and K. B. Letaief, "MISO CDMA transmission with simplified receiver for wireless communication handsets," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 5, pp. 888-898, May 2001.