

## 양방향 중계시스템에서의 적응형 간섭제거 및 등화기법

\*도우정 \*\*최정민 \*\*\*서종수

연세대학교

\*yttao@yonsei.ac.kr

## Adaptive Joint Detection for Space-Time Coded Two-Way Relaying Systems

\*Tao, Yu-Ting \*\*Choi, Jeong-Min \*\*\*Seo, Jong-Soo

Yonsei University

## 요약

최근 들어 무선 통신 트래픽이 급증하고 있다. 때문에 주파수, 시간 등과 같은 무선 통신 자원의 효율적 활용이 매우 중요해지고 있다. 이러한 관점에서 스펙트럼 효율이 낮은 단방향 중계 시스템에 비해 이론적으로 약 2배에 가까운 스펙트럼 효율을 갖는 양방향 중계 기술에 대한 연구가 최근 들어 활발히 이루어지고 있다. 하지만 양방향 중계 시스템이 갖는 높은 스펙트럼 효율을 극대화하기 위해서는 단방향 릴레이 시스템에 비하여 증가하는 오버헤드의 증가량을 최소화하면서 요구 성능을 만족하는 것이 매우 중요하다. 이러한 문제를 해결하기 위한 하나의 대안으로 본 논문에서는 증폭 후 재전송 (amplify-and-forward) 양방향 중계시스템에서 결합적 간섭제거 및 채널 등화를 위한 적응형 수신기를 제안한다. 제안하는 수신기는 적은 오버헤드만을 갖기 때문에 양방향 중계기술이 갖는 높은 스펙트럼 효율을 그대로 유지할 수 있으며, 복잡도가 높은 역행렬 연산 없이 채널 추정 기반 최소평균자승에러 (minimum mean-square error) 수신기가 갖는 성능을 제공한다.

## 1. 서론

최근 들어 단방향 중계 시스템에 비해 높은 스펙트럼 효율을 갖는 양방향 중계 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 양방향 중계 시스템의 수신기술에 관한 대부분의 논문에서는 간섭 제거와 채널 등화가 서로 다른 필터로 분리되어 처리되었으며, 채널 정보를 기반으로 동작하는 수신기만이 고려되었다 [1]-[3]. 하지만 주파수 선택도가 높은 환경에서 다중안테나를 사용하는 시스템의 경우, 위와 같은 방식으로 양방향 중계 신호를 복원하게 되면 물리 계층에서 매우 많은 시스템 오버헤드를 요구하게 된다 [4]. 때문에 양방향 중계 방식이 갖는 높은 스펙트럼 효율의 장점을 상쇄하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 양방향 중계 방식과 정합된 구조의 적응형 수신기를 제안한다. 잘 알려진 바와 같이, 적응형 수신기를 적은 오버헤드만으로 원 정보를 복원할 수 있기 때문에 양방향 중계 방식이 갖는 스펙트럼 이득을 최대화 할 수 있는 장점이 있다. 또한, 제안하는 수신기는 간섭제거와 채널 등화를 한 번에 처리하면서 역행렬 연산을 요구하지 않기 때문에 구현 복잡도가 높지 않은 장점이 있다.

## 2. 시스템 모델

본 논문에서는 두 개의 송신 노드와 ( $T_1, T_2$ ) 가 증폭 후 재전송 (amplify-and-forward: AF) 모드로 동작하는 하나의 릴레이 ( $R$ )를 통해 서로 정보를 주고 받는 시스템을 고려한다 [1]-[3]. 이때,  $T_1$  과  $T_2$ 는 각각 두 개의 안테나를 가지며, 단일 안테나 기반의  $R$ 은 반이중 방식으로  $T_1$  과  $T_2$  간의 정보교환을 돕는다.  $T_1$ 의  $i$  ( $i = 1, 2$ ) 번째 안테나로부터 전송되는  $N \times 1$  크기의  $k$  번째 데이터 블록을  $\mathbf{x}_i^k$  이라 정의하자. 마찬가지로  $\mathbf{d}_i^k$  을  $T_2$ 의  $i$  번째 안테나로부터 전송

되는 데이터 블록이라 하자. 이때  $T_1$  과  $T_2$ 는 TR-STBC(time-reversal space-time block code)를 기반으로 신호를 전송한다 [4]. TR-STBC의 부호화 규칙을 기반으로 각 노드에서 전송되는  $k+1$  번째 데이터 블록은  $\mathbf{x}_1^{k+1} = \mathbf{P}\mathbf{x}_2^{k*}$ ,  $\mathbf{x}_2^{k+1} = -\mathbf{P}\mathbf{x}_1^{k*}$ ,  $\mathbf{d}_1^{k+1} = \mathbf{P}\mathbf{d}_2^{k*}$ ,  $\mathbf{d}_2^{k+1} = -\mathbf{P}\mathbf{d}_1^{k*}$ 로 정의된다. 여기서  $\mathbf{P}$ 는  $N \times N$  크기의 치환 행렬(permutation matrix)로써 입력 벡터 성분의 순서를 반대로 뒤집는 역할을 한다 [4]. 또한,  $T_1$ 의  $i$ 번째 안테나와 중계기 간의 정구화 된 채널 임펄스 응답 (channel impulse response: CIR)은  $\mathbf{h}_i^k = [h_i^k(0), \dots, h_i^k(L_i - 1)]^T$ 로 정의하고,  $T_2$ 의  $i$ 번째 안테나와 중계기 간의 CIR은  $\mathbf{g}_i^k = [g_i^k(0), \dots, g_i^k(P_i - 1)]^T$ 로 나타내기로 한다. 또한,  $\mathbf{H}_i^k$ 와  $\mathbf{G}_i^k$ 는  $[\mathbf{H}_i^k]_{m,l} = h_i^k((m-l) \bmod N)$ 과  $[\mathbf{G}_i^k]_{m,l} = g_i^k((m-l) \bmod N)$ 로 각각 정의된  $N \times N$  순환행렬 (circulant matrix)이다.

본 논문에서는 블록 기반의 신호 전송 모델을 기반으로 시스템을 기반으로 신호의 입출력 관계를 기술한다. 양방향 중계 네트워크에서의 정보교환은 각 블록 당 독립적인 두 개의 타임 슬롯을 기반으로 이루어진다 [1]-[3]. 첫 번째 타임 슬롯에서는  $T_1$  과  $T_2$ 가 동시에 신호를  $R$ 로 전송한다. 이때, 길이  $\nu$ 만큼 CP(cyclic prefix)를 데이터 블록 앞에 복사하여 전송한다. 이때, 순환성질을 만족하기 위하여 CP의 길이는  $\nu \geq \max\{P_1, P_2, L_1, L_2\} - 1$ 을 만족하여야 한다 [5]. 중계기에서 CP제거된 수신신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_R^k = \sum_{i=1}^2 \left( \sqrt{\frac{E_1}{2}} \mathbf{H}_i^k \mathbf{x}_i^k + \sqrt{\frac{E_2}{2}} \mathbf{G}_i^k \mathbf{d}_i^k \right) + \mathbf{n}_R^k \quad (1)$$

여기서  $E_i (i = 1, 2)$ 는  $T_i$ 의 평균 송출 전력이고,  $\mathbf{n}_R^k$ 는 각 성분의 통계적으로 평균은 0이고 분산은  $\sigma_{nR}^2$ 을 갖는 가우시안 잡음벡터를 나타낸다. 중계기에서는 최대 송출전력  $E_R$ 을 만족하기 위하여 다음과 같이 중계기는 수신신호를 증폭한다 [1]-[3].

$$\mathbf{r}^k = \gamma_1 \mathbf{H}_1^k \mathbf{x}_1^k + \gamma_1 \mathbf{H}_2^k \mathbf{x}_2^k + \gamma_2 \mathbf{G}_1^k \mathbf{d}_1^k + \gamma_2 \mathbf{G}_2^k \mathbf{d}_2^k + \gamma_3 \mathbf{n}_R^k \quad (2)$$

여기서  $\gamma_i (i = 1, 2, 3)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \sqrt{E_1 E_R / (2(E_1 + E_2 + \sigma_{nR}^2))}, \\ \gamma_2 &= \sqrt{E_2 E_R / (2(E_1 + E_2 + \sigma_{nR}^2))}, \\ \gamma_3 &= \sqrt{E_R / (E_1 + E_2 + \sigma_{nR}^2)}. \end{aligned} \quad (3)$$

두 번째 타임 슬롯에 CP를  $\mathbf{r}^k$ 에 삽입한 뒤 중계기는 신호를 각 노드로 전송한다. 이때 두 노드에 유입되는 잡음 성분들은 서로 독립적이며 동일한 통계적 특성을 가지며, 두 노드의 수신기 구조는 동일하다. 때문에 본 논문에서는  $T_1$ 을 기준으로 수신 신호를 표현하고, 수신기 구조를 기술하기로 한다.  $T_1$ 의  $p$ 번째 ( $p = 1, 2$ ) 안테나에서 CP제거된 수신신호는 다음과 같이  $\mathbf{H}_p^k$ 와  $\mathbf{r}^k$ 의 곱으로 표현된다.

$$\mathbf{y}_p^k = \gamma_1 \mathbf{H}_{p1}^k \mathbf{x}_1^k + \gamma_1 \mathbf{H}_{p2}^k \mathbf{x}_2^k + \gamma_2 \tilde{\mathbf{H}}_{p1}^k \mathbf{d}_1^k + \gamma_2 \tilde{\mathbf{H}}_{p2}^k \mathbf{d}_2^k + \Delta_p^k \quad (4)$$

여기서  $\mathbf{H}_{pq}^k = \mathbf{H}_p^k \mathbf{H}_q^k$ 이고  $\tilde{\mathbf{H}}_{pq}^k = \mathbf{H}_p^k \mathbf{G}_q^k$  ( $q=1, 2$ )이다.  $\Delta_p^k$ 는 중계기에서 증폭된 잡음 및 수신단에 유입된 잡음 성분을 포함하는 실효잡음 벡터로써  $\Delta_p^k = \gamma_3 \mathbf{H}_p^k \mathbf{n}_R^k + \mathbf{n}_{T_1,p}^k$ 와 같이 주어진다. 여기서  $\mathbf{n}_{T_1,p}^k$ 는  $T_1$ 의  $p$ 번째 안테나에 유입되는 잡음으로 각 성분은 통계적으로 평균 0과 분산  $\sigma_n^2$ 을 갖는다. 수신단에 유입되는 실효잡음의 통계적 분산은  $E[\Delta_p^k \Delta_p^{k\dagger} | \mathbf{h}_p^k] = (\gamma_3^2 \sigma_{nR}^2 \sum_{l=0}^{L_p-1} |h_p^k(l)|^2 + \sigma_n^2) \mathbf{I}_N \triangleq \sigma_{\Delta_p}^2 \mathbf{I}_N$ 으로 표현되며,  $(\cdot)^\dagger$ 는 Hermitian 연산을 의미한다 [6].

### 3. 적응형 간섭제거 및 채널 등화

본 논문에서는 블록페이딩 환경을 가정하며, 채널은 두 블록 전송 시간 동안 변하지 않는다고 가정한다. 즉,  $\mathbf{H}_{pq}^k = \mathbf{H}_{pq}^{k+1} \triangleq \mathbf{H}_{pq}$  그리고  $\tilde{\mathbf{H}}_{pq}^k = \tilde{\mathbf{H}}_{pq}^{k+1} \triangleq \tilde{\mathbf{H}}_{pq}$ 의 관계를 갖는다 [4]. 일반적으로 TR-STBC가 적용된 시스템의 경우 서로 다른 두 데이터 블록을 제대로 분리하기 위하여 블록 길이를 채널의 상관시간을 고려하여 정하며, 적응형 필터는 채널 변화가 심하지 않은 환경에서 응용되기 때문에 위와 같은 전송 환경을 가정하는 것이 가능하다. 식 (4)로부터 주어진 수신 신호에 DFT를 적용하여 주파수 영역으로 변환한 뒤, TR-STBC의 부호 규칙에 따라  $k+1$ 번째 수신 블록에 복소수 공액 연산을 적용하면,  $T_1$ 의  $p$ 번째 안테나에서 수신하는  $k$ 와  $k+1$  블록의 주파수 영역 표현은 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_p^k &= \Sigma_{p1} \mathbf{X}_1^k + \Sigma_{p2} \mathbf{X}_2^k + \Lambda_{p1} \mathbf{D}_1^k + \Lambda_{p2} \mathbf{D}_2^k + \mathbf{Q} \Delta_p^k \\ \mathbf{Y}_p^{k+1} &= -\Sigma_{p2}^\dagger \mathbf{X}_1^k + \Sigma_{p1}^\dagger \mathbf{X}_2^k - \Lambda_{p2}^\dagger \mathbf{D}_1^k + \Lambda_{p1}^\dagger \mathbf{D}_2^k + \mathbf{Q} \Delta_p^{k+1} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $\mathbf{Y}_p^k = \mathbf{Q} \mathbf{y}_p^k$ ,  $\bar{\mathbf{Y}}_p^{k+1} = \mathbf{Q} \mathbf{y}_p^{k+1}$ ,  $\chi_l^k = \mathbf{Q} \mathbf{x}_l^k$ ,  $\mathbf{D}_l^k = \mathbf{Q} \mathbf{d}_l^k$  ( $l = 1, 2$ ) 그리고  $\bar{\Delta}_p^{k+1} = \mathbf{P} \Delta_p^{k+1}$ 의 관계를 갖는다. 또한, 식 (5)에서  $\Sigma_{pq} = \gamma_1 \mathbf{Q} \mathbf{H}_{pq} \mathbf{Q}^\dagger$ ,  $\Sigma_{pq}^\dagger = \gamma_1 \mathbf{Q} \mathbf{P} \mathbf{H}_{pq}^\dagger \mathbf{P} \mathbf{Q}^\dagger$ ,  $\Lambda_{pq} = \gamma_2 \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{H}}_{pq} \mathbf{Q}^\dagger$ ,  $\Lambda_{pq}^\dagger = \gamma_2 \mathbf{Q} \mathbf{P} \tilde{\mathbf{H}}_{pq}^\dagger \mathbf{P} \mathbf{Q}^\dagger$ 는 대각 채널 행렬(diagonal channel matrix)을 나타낸다. 식 (5)에서 알 수 있듯,  $\mathbf{D}_l^k (l = 1, 2)$ 을 검출하기에 앞서, 자기간섭(self-interference) 신호  $\mathbf{X}_l^k$ 를 먼저 제거하여야 한다. 자기간섭 신호는  $T_1$ 에서  $T_2$ 로 보내진 신호이므로  $T_1$ 은 자기간섭 신호를 완벽하게 알고 있다. 때문에 노드와 중계기 간의 채널 정보를 획득한 후에 해당 간섭 성분을 제거할 수 있다. 자기간섭 제거 과정을 수학적으로 표현하기 위하여  $\mathbf{Y}_p = [\mathbf{Y}_p^k; \bar{\mathbf{Y}}_p^{k+1}]^T$  ( $p = 1, 2$ ) 그리고  $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1^k; \mathbf{X}_2^k]^T$ 와 같이 수신신호 벡터와 송신신호 벡터를 정의하자. 식 (5)와  $\mathbf{Y}_p$  그리고  $\mathbf{X}$ 의 정의로부터 자기간섭 제거기 출력신호는 아래와 같이 주어진다.

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2N} & \mathbf{0}_{2N \times 2N} & \Sigma_1 \\ \mathbf{0}_{2N \times 2N} & \mathbf{I}_{2N} & \Sigma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서  $\Sigma_1$ 와  $\Sigma_2$ 는 다음과 같다.

$$\Sigma_1 = \begin{bmatrix} -\Sigma_{11} & -\Sigma_{12} \\ \Sigma_{12}^\dagger & -\Sigma_{11} \end{bmatrix}, \quad \Sigma_2 = \begin{bmatrix} -\Sigma_{21} & -\Sigma_{22} \\ \Sigma_{22}^\dagger & -\Sigma_{21} \end{bmatrix} \quad (7)$$

일반적으로 간섭제거기 출력을 기반으로 원하는 데이터를 검출하기 위하여 TR-STBC decoupling과 채널등화 과정이 식 (6)에 적용되며, 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{B} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \mathbf{A}_{11}^\dagger & -\mathbf{W}_1 \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{W}_1 \mathbf{A}_{12}^\dagger & \mathbf{W}_1 \mathbf{A}_{11} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1 = (\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{W}_1) \mathbf{M}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}_2 \mathbf{A}_{21}^\dagger & -\mathbf{W}_2 \mathbf{A}_{22} \\ \mathbf{W}_2 \mathbf{A}_{22}^\dagger & \mathbf{W}_2 \mathbf{A}_{21} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_2 = (\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{W}_2) \mathbf{M}_2} \quad (8)$$

여기서  $\otimes$ 는 크로네커 델타 곱(Kronecker delta product)을 나타내며,  $\mathbf{W}_i (i = 1, 2)$ 는 주파수 영역 선형 등화기의 탭 계수 값을 의미한다. 또한,  $\mathbf{M}_i$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ -\mathbf{A}_{12}^\dagger & \mathbf{A}_{11}^\dagger \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \\ -\mathbf{A}_{22}^\dagger & \mathbf{A}_{21}^\dagger \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (8)에서  $\mathbf{W}_i$ 는 실수만을 성분으로 갖는 대각행렬이고,  $\mathbf{A}_{pq}$  역시 대각행렬이므로  $\mathbf{B}_i (i = 1, 2)$ 는 직교행렬이다.  $\mathbf{D}_l^k$ 를 복원하기 위하여 식 (8)을 식 (6)에 곱하여 간섭제거기 및 TR-STBC decoupling 그리고 채널등화기를 통과한 신호는 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} \widehat{D}_1^* \\ \widehat{D}_2^* \end{bmatrix} = \mathbf{B}_1 \mathbf{Y}_1 + \mathbf{B}_2 \mathbf{Y}_2 + \underbrace{(\mathbf{B}_1 \boldsymbol{\Sigma}_1 + \mathbf{B}_2 \boldsymbol{\Sigma}_2)}_{\mathbf{B}_3} \mathbf{X} \quad (10)$$

서로 다른 두 직교행렬의 합이나 곱도 직교행렬이므로 식 (10)의  $\mathbf{B}_3$  역시 직교행렬이다 [4]. 직교행렬의 특성을 이용하여, 식 (10)을 다음과 같이 다시 정리할 수 있다.

$$\widehat{D}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{F}_k \quad (11)$$

여기서  $\widehat{D}_k = [\widehat{D}_1^{*T}, \widehat{D}_2^{*T}]^T$ ,  $\mathbf{U}_k = [\widetilde{\mathbf{Y}}_1, \widetilde{\mathbf{Y}}_2, \widetilde{\mathbf{X}}]$ 이며,  $\widetilde{\mathbf{Y}}_i$  ( $i = 1, 2$ ) 와  $\widetilde{\mathbf{X}}$ 는 다음과 같다.

$$\widetilde{\mathbf{Y}}_i = \begin{bmatrix} D(\mathbf{Y}_i^k) & D(\mathbf{Y}_i^{k+1}) \\ D(\mathbf{Y}_i^{k+1*}) & -D(\mathbf{Y}_i^{k*}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\widetilde{\mathbf{X}}_i = \begin{bmatrix} D(\mathbf{X}_i^k) & D(\mathbf{X}_i^{k+1}) \\ D(\mathbf{X}_i^{k+1*}) & -D(\mathbf{X}_i^{k*}) \end{bmatrix}$$

여기서  $D(\mathbf{a})$ 는 벡터  $\mathbf{a}$ 의 성분을 대각 성분으로 갖는 대각 행렬을 의미한다. 식 (11)에서  $6N \times 1$ 의 크기를 갖는 벡터  $\mathbf{F}$ 는 간섭제거 및 TR-STBC decoupling 그리고 채널 등화를 한 번에 수행하는 필터 탭 계수를 의미하며, 널리 알려진 적응형 알고리즘을 이용하여 필터 계수 값을 찾을 수 있다. 표 1에서는 RLS(recursive least-square) 알고리즘을 기반으로  $\mathbf{F}$ 를 갱신하는 예시를 보여주고 있다. 표 1에서  $0 < \lambda \leq 1$ 는 forgetting 인자를 의미하며 보통 1에 가까운 값을 갖는다 [7]. 만약  $\lambda$ 가 1이라면, RLS 알고리즘은 모든 과거 값을 참조하여 필터 계수를 갱신한다. 필터 탭을 갱신하는 데에 있어  $\boldsymbol{\Sigma}_k^{-1}$  연산이 요구되는데,  $\boldsymbol{\Sigma}_k$ 가 대각 행렬이기 때문에 실제 높은 구현 복잡도를 요구하지 않는다.

표 1 RLS 알고리즘을 이용한 필터 탭 갱신 [7]

Initialize the algorithm by setting $\mathcal{F}_0 = \mathbf{0}_{6N \times 1}$ and $\mathcal{P}_0 = \delta \mathbf{I}_{6N \times 6N}$ where the regularization parameter $\delta$ is a large positive constant.
$\mathcal{F}$ and $\mathcal{P}$ are updated at every two block time ( $k = 0, 2, 4, \dots$ ) as follows:
$\boldsymbol{\Sigma}_k = \mathbf{I}_{2N} + \lambda^{-1} \mathbf{U}_k \mathcal{P}_k \mathbf{U}_k^\dagger$
$\mathcal{P}_{k+2} = \lambda^{-1} \mathcal{P}_k - \lambda^{-2} \mathcal{P}_k \mathbf{U}_k^\dagger \boldsymbol{\Sigma}_k^{-1} \mathbf{U}_k \mathcal{P}_k$
$\mathcal{F}_{k+2} = \mathcal{F}_k + \mathcal{P}_{k+2} \mathbf{U}_k^\dagger (\mathcal{D}_k - \mathbf{U}_k \mathcal{F}_k)$
where $\lambda$ is a positive constant close to, but less than 1.

#### 4. 전산 모의실험 결과

양방향 중계 네트워크에서 제안하는 수신기의 성능을 평가하기 위하여 전산 모의실험을 시행하였다. 모의실험에서 채널은 uniform delay power profile을 적용하였고, 각 단일 링크의 채널 길이는 2로 가정하였다. 즉,  $L_1 = L_2 = P_1 = P_2 = 2$ 이므로 CP의 길이는 1로 하였다. 또한 중계기를 포함한 모든 노드에 유입되는 잡음은 통계적으로 서로 독립적이며, 동일한 분산을 갖는 환경을 고려하였다. DFT 크기는 64를 고려하였으며, 매 50 블록 간격으로 하나의 블록 크기에 해당하는 훈련열을 삽입하였다. 데이터 블록에는 QPSK 변조 방식을 적용하였다. 성능 비교를 위하여 채널 정보 기반의 간섭제거 및 MMSE 등

화기가 적용된 수신기를 고려하였다. 특히, 성능 비교를 위하여 비교 대상은 아래와 같이 3가지를 고려하였다.

- 1) 수신기-A: 완벽한 CIR 및  $\sigma_{\Delta_p}^2$  정보를 알고 있는 경우로써, 이상적인 성능을 제공하며, 실제 구현은 불가능하다.
- 2) 수신기-B: 추정된 CIR 및 완벽한  $\sigma_{\Delta_p}^2$ 를 알고 있는 경우, 여기서, 최적의 채널 추정을 위해 RPC(repeated and phase-rotated Chu) 시퀀스를 사용하였으며, 시퀀스의 길이는  $4K$ 로 설정하였다. 여기서,  $K = 2 \max\{L_1, L_2, P_1, P_2\} - 1$ 이다 [5]. 본 수신기는 잡음의 분산 값을 정확히 알고 있어야 하므로 실제 환경에서 완벽하게 구현할 수 없다.
- 3) 수신기-C: 추정된 CIR과 근사화 된  $\sigma_{\Delta_p}^2$ 을 기반으로 동작하는 수신기로써, 실제 시스템에 적용가능한 수신기이다 [6].

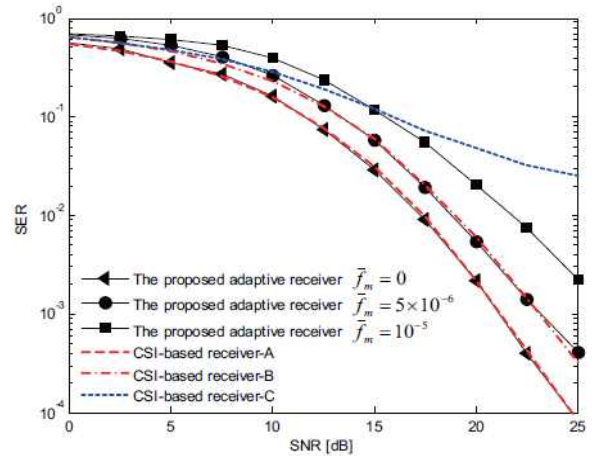


그림 1 제안하는 수신기와 기존 수신기의 SER 성능 비교

그림 1은 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio: SNR)에 따른 제안하는 적응형 수신기 및 수신기-A/B/C의 심볼 오류(symbol error rate: SER) 성능을 나타낸다. 일반적으로 도플러 주파수에 따라 최적의 성능을 갖는  $\lambda$ 값이 변하게 된다 [7]. 때문에 SER을 관찰하기 이전에 별도의 전산 모의실험을 기반으로 정규화 된 도플러 주파수가  $\bar{f}_m = 0/5 \times 10^{-6}/10^{-5}$ 와 같을 때  $\lambda = 0.99/0.93/0.93$ 가 최적의 성능을 제공하는 것을 확인하였으며, 해당 결과를 SER 성능 평가에 활용하였다. SER 성능을 관찰해보면 채널이 시간에 따라 변하지 않는 상태( $\bar{f}_m = 0$ )에서는 제안한 기법의 성능이 이상적인 경우에 해당하는 수신기-A와 동일한 성능을 제공하는 것을 알 수 있다 [7]. 제안하는 수신기의 성능은  $\bar{f}_m$ 이 증가할수록 열화 된다. 하지만 수신기-B와 비교하면 제안 기법이  $\bar{f}_m = 0$  일 때 성능이 더 좋고  $\bar{f}_m = 5 \times 10^{-6}$  일 때 비슷한 성능을 갖는다. 특히, 실제 구현이 가능한 수신기-C와 비교할 때, 제안하는 수신기가 성능과 안정성 관점에서 보다 뛰어난 것을 알 수 있다. 수신기-C의 성능열화는 기본적으로  $\sigma_{\Delta_p}^2$ 의 근사화 때문에 일어나게 되는데, SNR이 낮은 환경에서는 근사화 오류의 영향이 성능에 큰 영향을 미치지 않지만, SNR높은 환경에서는 근사화 오류에 의한 영향이 잡음에 의한 영향보다 높아지기 때문

에 성능이 열화 되고, 에리플로우 현상이 발생하게 된다. 위와 같은 현상을 완화하기 위해서는 중계기에서 별도의 훈련열을 매 블록마다 삽입하여 중계기와 수신 노드 간 채널의 순시 전력 값을 추정하여야 한다. 하지만 이러한 경우 시스템의 오버헤드가 크게 증가한다는 문제가 발생하며, 이론적으로 수신기-B의 성능을 넘을 수 없기 때문에, 수신 성능 및 스펙트럼 효율 간의 trade-off 관점에서도 효율적이지 못하다. 반면, 제안하는 수신기는 환경에서 따라 실제 구현이 불가능한 수신기-A와 동일한 성능을 제공하며, 실제 구현이 가능한 수신기-C와 비교하여 우수한 성능을 갖는다. 더불어 제안하는 수신기는 적응형 알고리즘을 기반으로 하기 때문에 시스템 오버헤드가 적게 필요하여, 스펙트럼 효율을 높일 수 있는 장점이 있다.

## 5. 결론

본 논문에서는 TR-STBC가 적용된 양방향 중계 시스템에서의 적응형 수신기를 제안하였다. 제안하는 수신기는 간섭제거, 신호 분리 및 등화를 각각 따로 처리하는 기존 수신기와 달리 하나의 필터를 통해 모든 수신 신호처리 과정을 수행한다. 제안하는 수신기는 채널 정보를 요구하지 않기 때문에 시스템 오버헤드가 적다는 장점이 있으며, TR-STBC를 이용한 특별한 구조를 통해 복잡한 역행렬 연산이 필요치 않는다. 전산 모의실험 결과, 실제 구현 가능한 기존 수신기에 비해 제안하는 수신기가 우수한 성능을 제공함을 확인하였다.

## Acknowledgement

본 논문은 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발 사업의 연구결과로 수행되었음.

## 참조 문헌

- [1] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient signaling for half-duplex relay channels", in Proc. Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computing, Pacific Grove, CA, pp. 1066-1071, Oct. 2005.
- [2] N. Xu, and S. Fu., "Performance analysis of space-time codes over two-way relay channels", in Proc. IEEE Military Commun. Con. (MILCOM), Boston, MA, USA, pp. 1-7, Oct. 2009.
- [3] F. Gao, R. Zhang, and Y.-C. Liang., "Optimal channel estimation and training design for two-way relay networks", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 10, pp. 3024-3033, Oct. 2009.
- [4] W. M. Younis, A. H. Sayed, and N. Al-Dhahir., "Efficient adaptive receivers for joint equalization and interference cancellation in multiuser space-time block-coded systems", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 11, pp. 2849-2862, Nov. 2003.
- [5] J. Coon, M. Beach, and J. McGeehan, , and J. McGeehan., "Optimal training sequences for channel estimation in cyclic-prefix-based single-carrier systems with transmit diversity", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 11, no. 9, pp.

729-732, Sep. 2004.

- [6] A. S. Lalos, A. A. Rontogiannis, and K. Berberidis., "Frequency domain channel estimation for cooperative communication networks", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 6, pp. 3400-3405, Jun. 2010.
- [7] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 4th ed., Prentice-Hall, New Jersey, 2002.