

논문 2013-50-8-10

# 실내 무선 통신 환경에서 채널 추정 에러에 따른 가중치를 부여한 시역전 필터의 성능 평가

## ( Performance Evaluation of The Weighted TR Prefilter with Channel Estimation Error in An Indoor Wireless Communication Environment )

윤 미 선\*, 이 충 용\*\*

( Misun Yoon and Chungyong Lee<sup>©</sup> )

### 요 약

실내 무선 통신 환경에서 채널 추정 에러가 존재할 때의 시역전 필터와 가중치 시역전 필터의 성능을 비교 분석한다. 시역전 필터는 수신신호의 최대점을 최대화 하기 위해 채널을 시역전하여 전처리 필터로 사용한다. 즉, 시역전 필터의 등가채널은 채널의 공분산의 형태로 최대점이 최대화 된다. 그러나 채널 추정 에러가 존재하는 경우 등가채널이 채널의 공분산이 아니기 때문에 최대점이 정확히 생기지 않게 된다. 가중치 시역전 필터는 최대점을 일정 수준 이상으로 보장하고 심볼 간 간섭을 줄이기 위해 사이드로브 신호를 최소화 하도록 최적화 문제를 통해 설계되었기 때문에 채널 추정 에러가 있는 경우에도 최대점을 보장할 수 있다.

### Abstract

We evaluate the performance of the time-reversal (TR) prefilter and the weighted TR prefilter in an indoor wireless communication system with channel estimation errors. The TR prefilter uses a time-reversed channel as a prefilter to maximize received peak power. The equivalent channel of the TR prefilter is an 공분산 of the channel and the received peak power is maximized. When there are channel estimation errors, the equivalent channel is not an 공분산 of the channel and the received peak power cannot be maximized. The weighted TR prefilter minimizes the inter-symbol interference and maintains the received peak power. Thus, even when there are some channel estimation errors, the weighted TR prefilter can guarantee the received peak power.

**Keywords** : 채널 추정 에러, 시역전 필터, 가중치 시역전 필터, 실내 무선 통신

## I. 서 론

실내 무선 통신 환경에서의 광대역 통신은 기존 협대역 통신에 비해 대용량 데이터 통신을 지원할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 광대역 통신은 밀집된 다중경로로 인한 성능 열화를 단점으로 갖는다. 이를 해결하기 위해 수신단에서 복잡한 수신기법을 적용하여

\* 학생회원, \*\* 정회원, 연세대학교 전기전자공학과  
(Department of Electrical and Electronic  
Engineering, Yonsei University)

© Corresponding Author (E-mail: cylee@yonsei.ac.kr)

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국  
연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임  
(No. 2010-0025659).

접수일자: 2013년5월14일, 수정완료일: 2013년7월31일

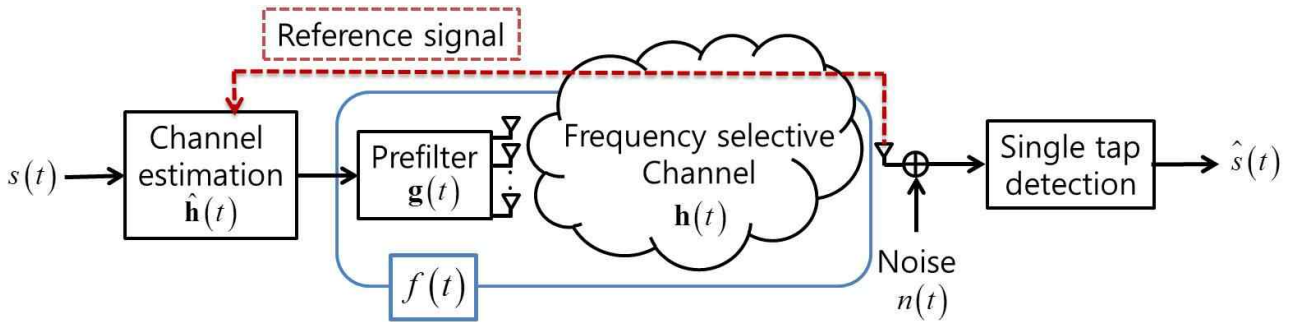


그림 1. 실내 무선 통신 환경에서의 채널 추정을 통해 설계한 전처리 필터를 적용한 송수신기의 블록도  
Fig. 1. Block diagram of the transmitter and receiver structures of prefilter with channel estimation in indoor wireless communication environment.

성능을 개선하는 방향으로 연구가 진행 되어왔다<sup>[1]</sup>. 그러나 복잡한 수신단은 수신기의 휴대성이 떨어지고 배터리의 수명도 제한하기 때문에 간단하면서도 성능을 개선시킬 수 있는 시역전 필터가 대안으로 주목받고 있다. 시역전 필터는 신호를 공간적으로 집중시킬 뿐만 아니라 시간 축에서도 신호를 집중시키기 때문에 심볼 간 간섭과 다중 사용자 간섭을 해결하는데 있어서 적합한 송신기법이다<sup>[2~4]</sup>.

시역전 필터는 수신단의 복잡도를 감소시키기 위해 송신단에서 채널의 임펄스 응답을 시역전하여 전처리 필터로 사용한다. 즉, 송신단에서 채널을 추정하여 전처리 필터를 구성하는 두 단계의 과정을 거친다<sup>[5]</sup>. 현실적으로, 완벽히 채널을 추정하는 것은 불가능하다. 따라서 시역전 필터를 사용함에 있어서 성능을 결정짓는 요인 중 하나는 추정된 채널의 정확도라고 할 수 있다.

논문 [6]에서는 one-bit 시역전 필터를 사용하는 시스템에서 채널 추정 에러에 따른 성능을 분석하였다. One-bit 시역전 필터는 reference signal로 얻은 채널의 임펄스 응답을 ±1로 양자화하여 시역전 필터를 사용하는 기법으로 신호 대 잡음비의 하한계를 구함으로써 성능을 분석하였다. 또한 [7]에서는 채널 추정 에러가 존재하는 상황에서 성능분석을 통하여 reference signal과 송신파워와 채널 추정 에러의 상관관계를 보였다.

본 논문에서는 채널 추정 에러가 커짐에 따라 시역전 필터와 가중치가 부여된 시역전 필터의 BER (bit error rate) 성능을 평가하고자 한다. 또한 이를 통해 채널 추정 에러가 존재하는 실내 무선 통신환경에서 두 가지 시역전 필터를 비교, 분석하고 그에 따른 개선점을 찾아보고자 한다.

## II. 본 론

### 1. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1에서와 같이 실내 무선 통신 환경에서 채널 추정 에러가 존재하는 경우의 전처리 필터를 고려하였다. 송신기의 안테나는  $N_t$ 개이며 수신기의 안테나는 1개이다. 채널의 길이는 L이며 송신기는 길이가 L인 FIR (finite impulse response) 필터를 통해 전처리된 신호를 송신한다. 필터를 설계하기 위해서 수신단에서 미리 공유된 reference signal을 송신단으로 전송하면 채널 추정을 한다. 추정된 채널은 다음과 같이 나타낸다.

$$\hat{h}(t) = \sum_{k=0}^{L-1} \hat{h}_k \delta(t - \tau_k) \quad (1)$$

추정된 채널,  $\hat{h}(t)$ 를 이용하여 전처리 필터를 설계하고 다음과 같이 신호,  $x(t)$ 를 송신한다.

$$x(t) = g(t) * s(t) \quad (2)$$

여기서  $s(t)$ 는 송신 심볼을 의미하며 전처리 필터  $g(t)$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$g(t) = \sum_{k=0}^{L-1} g_k(t - kT_s) \quad (3)$$

여기서  $g_k$ 는 전처리 필터의 k번째 계수이고  $T_s$ 는 심볼 간격을 의미한다. 본 논문에서 사용되는 필터는 길이가 채널의 길이와 같은 L tap이다. 설계된 필터를 통해 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y(t) = h(t) * x(t) + n(t) \quad (4)$$

여기서  $\mathbf{h}(t) = \sum_{k=0}^{L-1} \mathbf{h}_k \delta(t - \tau_k)$ 는 채널의 임펄스 응답으로  $\mathbf{h}_k$ 는  $k$ 번째 다중 경로로 인해 생기는 채널으로  $1 \times N_t$  크기의 벡터이다.  $\tau_k$ 는 채널의  $k$ 번째 경로의 지연시간을 의미한다.

식 (2)과 같은 전처리 필터를 통과하고 채널을 통과한다는 가정 하에 수신단 입장에서의 등가채널은 다음과 같다.

$$f(t) = \mathbf{h}(t) * \mathbf{g}(t) = \sum_{k=0}^{2L-1} f_k \delta(t - kT_s) \quad (5)$$

$f_k$ 는 등가 채널의  $k$ 번째 계수이다. 식 (4)의 등가채널을 Sylvester matrix를 사용하여 정리하면 다음과 같다.

$$\mathbf{f} = \mathbf{H}\mathbf{g} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & \\ \vdots & h_1 & \ddots & 0 \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & h_0 \\ 0 & h_{L-1} & h_1 & \\ & \ddots & \vdots & \\ 0 & & & h_{L-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{L-1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

식 (6)을 이용하여 식 (4)를 시간에 따른 벡터로 표현하면 아래와 같이 정리된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{f}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (7)$$

## 2. 시역전 필터

본 논문에서는 채널 추정 에러가 존재하는 경우의 시역전 필터를 분석하고자 한다. 따라서 시역전 필터는 다음과 같이 채널 추정 에러가 반영된 채널을 통해 설계된다.

$$\hat{\mathbf{h}}(t) = \mathbf{h}(t) + \mathbf{e}(t) \quad (8)$$

시역전 필터는 주파수 선택적 특성을 가진 채널의 delay spread로 인한 간섭을 줄여주는 송신 기법이다<sup>[2]</sup>. 시역전 필터는 추정된 채널 (1)을 시역전하고 conjugate하여 다음과 같이 설계된다.

$$\mathbf{g}_{TR} = \frac{1}{\|\mathbf{h}_{TR}\|} \mathbf{h}_{TR} \quad (9)$$

여기서  $\mathbf{h}_{TR}$ 은 추정된 채널의 임펄스 응답을 시역전하고 conjugate한 것으로 다음과 같이 정의한다.

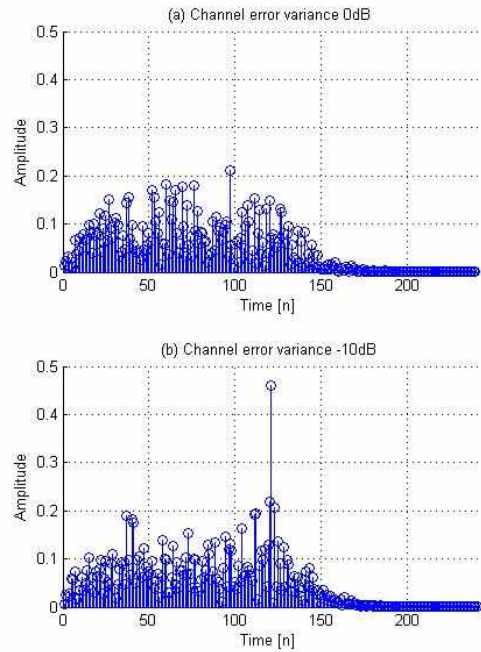


그림 2. 채널 추정 에러가 존재하는 경우의 시역전 필터의 등가채널의 임펄스 응답 (a) 채널 추정 에러의 분산이 0dB인 경우 (b) 채널 추정 에러의 분산이 -10dB인 경우

Fig. 2. Impulse response of the equivalent channel with channel estimation errors for TR prefilter (a) the variance of the channel estimation error is 0dB (b) the variance of the channel estimation error is -10dB.

$$\mathbf{h}_{TR} = [\hat{\mathbf{h}}_{L-1} \hat{\mathbf{h}}_{L-2} \cdots \hat{\mathbf{h}}_0]^H \quad (10)$$

시역전 필터는 등가채널을 채널의 공분산 (autocorrelation) 형태로 만들어 최대점 (peak)에 파워를 집중시킴으로써 채널의 delay spread로 인한 간섭을 줄이는 특징을 갖는다. 채널 추정 에러가 존재하는 경우, 채널을 정확히 아는 경우에 비해 채널 추정 에러의 분산이 증가 할수록 최대점에 파워를 집중시키지 못하는 것을 그림 2를 통해서 확인 할 수 있다.

## 3. 가중치 시역전 필터

가중치 시역전 필터는 시역전 필터의 사이드로브 신호를 최소화하여 심볼 간 간섭을 최소화도록 전처리 필터의 계수를 조절하는 기법이다<sup>[8]</sup>. 또한 사이드로브 신호를 줄이면서도 수신 신호의 최대점 파워를 일정 수준 이상으로 유지하도록 설계하여 잡음과 간섭에 모두 강인

한 장점을 가진다<sup>[8]</sup>. 따라서 전처리 필터의 계수를 조절하기 위해서 가중치 매트릭스를 추가하여 등가채널을 만든다. 즉, 시역전 필터 계수에 가중치를 주어 필터 계수를 조절하여 성능을 개선하는 것이다. 에러가 존재하는 추정된 채널을 이용하여 설계된 가중치 시역전 필터의 등가채널은 다음과 같이 정리된다.

$$\mathbf{f}_{WTR} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{h}_{TR} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} w_1 & & & & \\ & w_2 & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & w_{N+L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{h_{L-1}^H} \\ \widehat{h_{L-2}^H} \\ \vdots \\ \widehat{h_0^H} \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (11)에서 sylvester matrix를 이용하여 수신신호의 최대점 파워와 사이드로브신호의 파워의 합을 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$P_{peak} = \mathbf{h}_{TR}^H \mathbf{W}^H \widetilde{\mathbf{H}}^H \widetilde{\mathbf{H}} \mathbf{W} \mathbf{h}_{TR} \quad (12)$$

$$P_{sidelobe} = \mathbf{h}_{TR}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{TR} \mathbf{h}_{TR}^H \mathbf{W}^H \mathbf{h}_{TR} \quad (13)$$

또한 가중치 시역전 필터를 사용했을 때의 송신파워는 다음과 같다.

$$P_{tx} = \mathbf{h}_{TR}^H \mathbf{W}^H \mathbf{W} \mathbf{h}_{TR} \quad (14)$$

여기서  $\widetilde{\mathbf{H}}$ 는 사이드로브신호를 나타내기 위해 채널의 sylvester matrix에서 최대점에 해당하는 행을 삭제한 다음과 같은 형태를 가지게 된다.

$$\widetilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0 & \mathbf{0} & & & \\ \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_0 & & & \\ \mathbf{h}_2 & \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_0 & & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \\ \mathbf{h}_{L-2} & \mathbf{h}_{L-3} & \mathbf{h}_{L-4} & & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_{L-1} & \mathbf{h}_{L-2} & & \mathbf{h}_1 \\ & \mathbf{0} & \mathbf{h}_{L-1} & & \mathbf{h}_2 \\ & & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ & & & & \mathbf{0} & \mathbf{h}_{L-1} \end{bmatrix} \quad (15)$$

식 (12) - (14)를 사용하여 가중치 시역전 필터를 설계하는 문제는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{W}} & P_{sidelobe} \\ \text{s.t.} & P_{tx} = 1 \text{ and } P_{peak} \geq c \mathbf{h}_{TR}^H \mathbf{g}_{TR} \end{aligned} \quad (16)$$

즉, 사이드로브신호를 최소화하여 심볼 간 간섭을 최소화

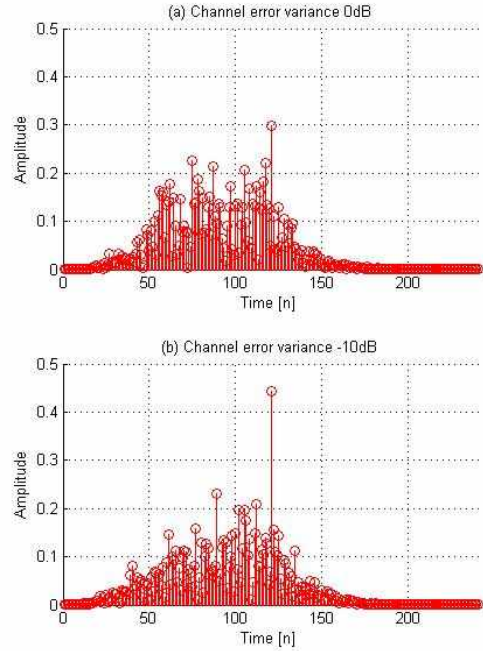


그림 3. 채널 추정 에러가 존재하는 경우의 가중치 시역전 필터의 등가채널의 임펄스 응답 (a) 채널 추정 에러의 분산이 0dB인 경우 (b) 채널 추정 에러의 분산이 -10dB인 경우

Fig. 3. Impulse response of the equivalent channel with channel estimation errors for weighted TR prefilter (a) the variance of the channel estimation error is 0dB (b) the variance of the channel estimation error is -10dB.

하도록 objective function을 설정하고 수신 신호의 최대점 파워를 일정 수준 이상으로 유지하도록 constraint를 설정했다.  $\mathbf{h}_{TR}^H \mathbf{g}_{TR}$ 은 시역전 필터만 사용했을 때의 수신 신호의 최대점 파워이고  $c$ 는 시역전 필터를 사용했을 때의 수신신호의 최대점 파워의 비율을 나타내는 상수이다.

식 (16)의 최적화 문제의 해를 도출하기 위해 다음과 같이 문제를 변형한다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} & \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_1 \mathbf{w} \\ \text{s.t.} & \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_2 \mathbf{w} = 1 \text{ and } \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_3 \mathbf{w} \geq c \mathbf{h}_{TR}^H \mathbf{g}_{TR} \end{aligned} \quad (17)$$

여기서  $\mathbf{D}_{TR}$ 은 시역전 채널 벡터를 대각행렬의 형태로 변형한 것이고  $\mathbf{w}$ 는 가중치 행렬의 대각성분을 벡터의 형태로 표현한 것이다. 또한  $\mathbf{Q}_1 = \mathbf{D}_{TR}^H \widetilde{\mathbf{H}}^H \widetilde{\mathbf{H}} \mathbf{D}_{TR}$ 로 symmetric 행렬이며 positive semidefinite이다.  $\mathbf{Q}_2 = \mathbf{D}_{TR}^H \mathbf{D}_{TR}$ 는 hermitian 행렬로 positive definite이

다.  $Q_3 = D_{TR}^H h_{TR} h_{TR}^H D_{TR}$ 로 대각행렬이며 positive semidefinite이다. 식 (17)은 nonconvex quadratically constrained quadratic optimization이기 때문에 지금의 형태로는 해를 도출하기 어렵다. 따라서 식 (17)은 semidefinite relaxation (SDR)이라는 최적화 기법을 이용하여 해를 도출해야 한다<sup>[9]</sup>.

SDR을 적용하기 위해서 대각합 성질을 이용하여 식 (17)을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \min_w \quad & Tr(Q_1 \bar{W}) \\ \text{s.t.} \quad & Tr(Q_2 \bar{W}) = 1, Tr(Q_3 \bar{W}) \geq ch_{TR}^H g_{TR} \\ & \bar{W} \geq 0, \text{rank}(\bar{W}) = 1 \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 relaxation을 위해 rank에 관련된 조건식을 제외하면 SDR을 적용하여 interior-method 기법을 사용해 해를 도출할 수 있다<sup>[10]</sup>. 이렇게 도출된 해는 rank-1 approximation 기법을 통해 원하는 가중치 시역전 벡터를 얻을 수 있다.

채널 추정 에러가 존재하는 경우, 가중치 시역전 필터의 등가채널의 크기는 그림 3과 같이 나타난다. 그림 2와 비교하면 채널 추정 에러가 10dB인 경우에도 가중치 시역전 필터는 최대점을 찾을 수 있다. 채널 추정 에러가 존재하는 상황에서도 가중치 시역전 필터가 시역전 필터에 비해 최대점에 파워를 집중하거나 사이드 로브 신호를 누르는 역할을 잘 수행하는 것을 확인할 수 있다.

시역전 필터는 최대점 최대화를 위해 공분산의 특성

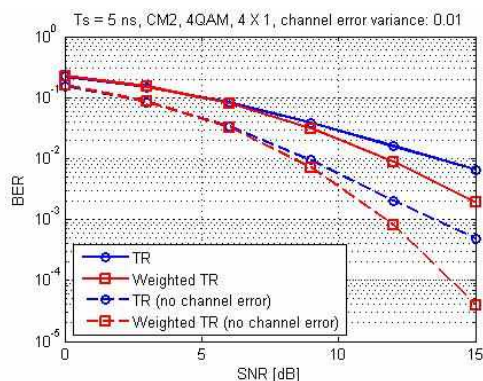


그림 4. CM2에서 채널 추정 에러의 분산을 -20dB로 설정하였을 때의 SNR에 따른 BER 성능

Fig. 4. BER performance of prefilters versus SNR when the variance of the channel estimation error is -20dB in CM2.

을 이용하는 것인데 채널 추정 에러가 발생하는 경우, 공분산이 아닌 추정 채널과 채널의 correlation을 이용하는 형태가 된다. 따라서 채널 추정 에러가 클수록 최대점에 파워가 집중되는 장점이 없어지게 된다. 그러나 가중치 시역전 필터는 최적화 문제 (16)에서 sidelobe를 최소화 하고 최대점을 일정 수준 이상으로 보장하도록 설계되기 때문에 시역전 필터보다 성능이 좋게 나온다.

### III. 실험

본 절에서는 채널 추정 에러가 존재하는 경우의 시역전 필터와 가중치 시역전 필터의 성능을 검증하고 이를 통해 두 기법을 비교분석하고자 한다.

#### 1. 실험 환경

실내 무선 통신 환경에서 송신단은 4개의 안테나를 가지고 있으며 수신단은 안테나를 1개 가지고 있다. 또한 각 송신단은 QPSK를 사용하여 신호를 전송하였으며, 실내 무선 통신 채널에서의 정확한 성능평가를 위해 IEEE 802.15.3a의 채널모델 CM2를 기반으로 실험을 진행하였다<sup>[11]</sup>.

#### 2. 실험 결과 및 분석

그림 4는 심볼 전송 간격이 CM2에서의 채널 추정 에러가 없는 경우와 채널 추정 에러의 분산을 -20dB로

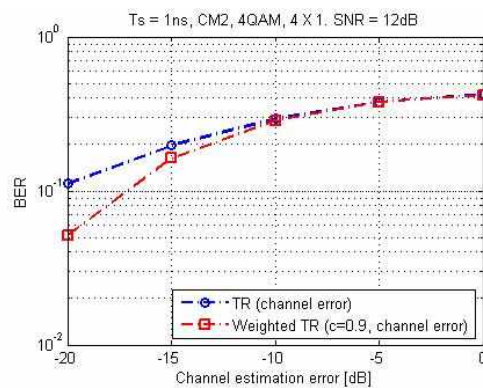


그림 5. CM2에서 SNR을 12dB로 설정하고 심볼 간격을 1ns로 설정하였을 때 채널 추정 에러에 따른 BER 성능

Fig. 5. BER performance of prefilters versus the variance of the channel estimation error when the SNR is 12dB and the symbol duration is 1ns in CM2.



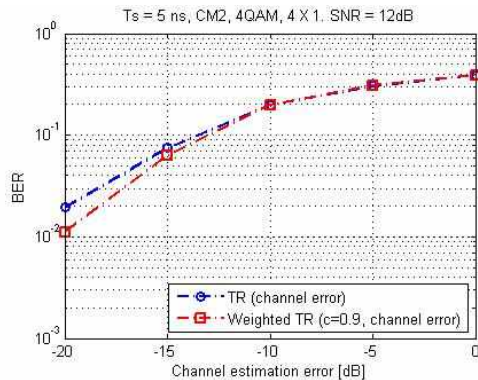


그림 6. CM2에서 SNR을 12dB로 설정하고 심볼 간격을 5ns로 설정하였을 때 채널 추정 에러에 따른 BER 성능

Fig. 6. BER performance of prefilters versus the variance of the channel estimation error when the SNR is 12dB and the symbol duration is 5ns in CM2.

설정하였을 때의 각 기법의 BER 성능 그래프이다. 여기서 심볼 간격은 5ns로 설정하였다. 시역전 필터와 가중치 시역전 필터 모두 채널 추정 에러가 없는 경우보다 성능이 열화된 것을 확인할 수 있다. 그러나 가중치 시역전 필터는 수신신호의 최대점 파워와 사이드로브 신호를 고려하여 설계하였기 때문에 채널 추정 에러가 존재하여도 SNR이 좋을수록 시역전 필터에 비해 성능이 좋은 것을 확인할 수 있다.

그림 5와 그림 6은 CM2에서 심볼 간격이 각각 1ns와 5ns일 때, 채널 추정 에러의 크기에 따른 BER 성능을 나타낸 그래프이다. 심볼 간격이 5ns인 경우의 성능은 심볼 간격이 1ns인 경우보다 심볼 전송 간격이 넓기 때문에 사이드로브 신호가 심볼 간 간섭으로 적게 작용하기 때문에 성능이 더 좋게 나온다. 그러나 채널 추정 에러가 크게 존재하는 경우에는 심볼 간격이 벌어져더라도 성능 개선이 이루어지지 않는 것을 볼 수 있다. 이것은 추정된 채널과 실제 채널의 차이가 크기 때문에 적합한 필터를 설계하지 못하기 때문이다.

#### IV. 결 론

본 논문은 채널 추정 에러가 존재하는 실내 무선 통신 환경에서 시역전 필터와 가중치 시역전 필터의 성능 평가를 통해 두 기법을 비교 분석하였다. 가중치 시역전 필터는 최대점 파워를 일정 수준 이상으로 보장하고

심볼 간 간섭을 줄이기 위해 사이드로브 신호를 최소화하도록 설계되었다. 따라서 채널의 공분산의 특성만을 이용한 시역전 필터에 비해 채널 추정 에러에 강인한 특성을 갖는다. 실험 결과를 통해 채널 추정 에러가 존재하는 경우에 시역전 필터에 비해 가중치 시역전 필터의 성능이 더 뛰어난 것을 확인할 수 있다.

#### REFERENCES

- [1] K. Popovski, B. J. Wysocki, and T. A. Wysocki, "Modeling and Comparative Performance Analysis of a Time-reversed UWB system," EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Volume 2007 Issue 1, January 2007.
- [2] P. Kyritsi, et al., "Time Reversal and Zero-Forcing Equalization for Fixed Wireless Access Channels," in Signals, Systems and Computers, 2005. Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on, 2005, pp. 1297-1301.
- [3] Sigit, Seungkyu Choi and Chungyong Lee "Shifted Time Reversal Technique for Two-user Wireless Communication Using Variable Rate Back-off," 대한전자공학회, 전자공학회논문지-TC, 제48권 제5호, pp. 33-39, 2011년 5월
- [4] 윤미선, 이충용 "다중 사용자 실내 통신 시스템에서의 데이터 고속 전송 및 심볼 간 간섭 최소화를 위한 이중 시역전 전처리 필터," 대한전자공학회, 전자공학회논문지-TC, 제49권 제8호, 58-64쪽, 2012년 8월
- [5] Misun Yoon and Chungyong Lee, "Double TR Prefilter for Minimum ISI for High Data Rate Indoor Wireless Communication System," IEEE signal processing letter, submitted.
- [6] Dariush Abbasi-Moghadam and Valid Tahataba Vakili, "Effect of Channel Estimation Error on Time Reversal UWB Communication System," Wireless personal communications, Volume 68, Issue 2, pp 433-439, January 2013.
- [7] Peseferoni Kyritsi and George Papanicolaou, "Time-reversal: Spatio-temporal focusing and its dependence on channel correlation," in Proc. ICSPCS 2007.
- [8] 윤미선, 이충용 "실내 무선 통신 환경에서 심볼 간 간섭 최소화를 위해 가중치를 적용한 시역전 필터," 대한전자공학회, 전자공학회논문지-TC, 제49권 제8호, 52-57쪽, 2012년 8월
- [9] N. Hung Tuan, et al., "Semidefinite Relaxation

of Quadratic Optimization Problems,” IEEE Signal Processing Magazine, vol. 27, pp. 20-34, May 2010.

- [10] M. Grant, S. Boyd, and Y. Ye. (2009). CVX: MA TLAB software for disciplined convex programming[Online]. Available: <http://www.stanford.edu/~boyd/cvx>.
- [11] Jeff Foerster, “Channel Modeling Sub-committee Report Final,” IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), January, 2012.

---

저 자 소 개

---



윤 미 선(정회원)  
2008년 연세대학교 전기전자  
공학과 학사 졸업.  
2008년~현재 연세대학교 전기  
전자공학과 석박사통합  
과정.

<주관심분야 : 통신 신호처리, 실내 무선 통신>



이 충 용(정회원)  
1987년 연세대학교 전자공학과  
학사 졸업.  
1989년 연세대학교 전자공학과  
석사 졸업.  
1995년 Georgia Tech.  
전자공학과 박사 졸업.

1996년~1997년 삼성전자 선임연구원  
1997년~현재 연세대학교 전기전자공학부 교수  
<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO, 협력통신  
시스