DBpia

다중 경로 시변 채널 환경에서 시공간 블록 부호 단일 반송파 시스템을 위한 가중치 블록 적응형 채널 추정 알고리즘

준회원 백 종 섭*, 권 혁 제*, 정회원 서 종 수*

A Weighted Block Adaptive Estimation for STBC Single-Carrier System in Frequency-Selective Time-Varying Channels

Jong-Seob Baek*, Hyuk-Jae Kwon* ***Associate Members***, Jong-soo Seo* ***Regular Member***

요 약

본 논문에서는 순환 보호 구간(cyclic-prefix)을 사용하는 시공간 블록 부호 (STBC: Space-Time Block-Coding) 단일 반송파 시스템에서 향상된 채널 성능을 위한 가중된 블록 적응형 주파수 영역 채널 추정기를 제안한다. 제안된 채널 추정기 구조는 필터 입력 신호에 대해 STBC로 구성된 블록을 형성하며, 이후 형성된 입력 블록에 대해 사후 오차 (a posteriori error)를 이용하는 가중된 LS (least-square) 규준을 적용하여 알고리즘을 유도한다. 또한 정적 채널에서 steady-state EMSE (excess mean-square error) 분석을 통해 블록 길이가 늘어남에 따라 EMSE를 분석한다. 전산 모의실험에서는 시변 TU (typical urban) 채널에서 블록 길이를 증가시킬수록 제안한 채널 추정기는 기존 NLMS와 RLS 채널 추정기들 보다 우수한 성능을 나타냄을 확인 할 수 있다.

Key words : Posteriori error, Adaptive channel estimation, Space-time block-coding

ABSTRACT

In this paper, a weighted block adaptive channel estimation (WBA-CE) for a space-time block-coded (STBC) single-carrier transmission with a cyclic-prefix is proposed. In operation of the WBA-CE, a STBC matrix-wise block for filter input symbols is first formulated. Applying a weighted a posteriori error vector-based least-square (LS) criterion for this block, the coefficient correction terms of the WBA-CE are then computed. An approximate steady-state excess mean-square error (EMSE) of the WBA-CE for the stationary optimal coefficient is also analyzed. Simulation results show in a time-varying typical urban (TU) channel that the proposed channel estimator provides better bit-error-rate (BER) performances than conventional algorithms such as the NLMS and RLS channel estimators.

Ⅰ. 서 론

STBC(space-time block-coding)는 차세대 무선 통신 시스템에서 요구하는 고속 및 고품질의 멀티미디어 서비스를 만족시킬 수 있는 안테나 코딩 기법이다[1]. 특히, 순환 보호 구간 (cyclic-prefix)을 사용하는 STBC 단일 반송파 (single-carrier) 시스템의 MSE (Mean Square Error)를 최소화하는 주파수

※ This research was supported by the MIC (Ministry of Information and Communication), Korea, under the ITRC (Information Technology Research Center) support program supervised by the IITA (Institute of Information Technology Assessment) (IITA-2006-(C1090-0603-0011)).

* 연세대학교 전기전자공학과 디지털전송 연구실 (blackgachi@yonsei.ac.kr, hjkwon@yonsei.ac.kr, jsseo@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-02-092, 접수일자 : 2007년 2월 28일, 최종논문접수일자 : 2007년 3월 19일

www.dbpia.co.kr

영역 등화기 (SC MMSE-FDE : SC minimum-mean-square-error frequency-domain equalizer)는 시간 영역 등화기 (time-domain equalizer)에 비해 낮은 복잡도를 지니는 장점이 있으며, STBC-OFDM (STBC-orthogonal frequency division multiplexing)의 PAR (peak-to-average ratio) 문제를 해결할 수 있는 기법이다[3]. 반면에 SC MMSE-FDE의 채널 추정시 OFDM 시스템과 같이 파일럿을 이용한 기법을 적용하기 어려운 문제점을 지닌다[4]. 따라서 SC MMSE-FDE를 수행하기 위해 RLS (recursive-least-square)와 NLMS (normalized least-mean-square) 알고리즘을 이용한 적응형 채널 추정 기법이 제안되었다[8]. 하지만 위와 같은 채널 추정 기법은 시변 채널 (time-varying channel)에서 충분한 채널 추정 성능을 보장하지 못하는 문제점을 지닌다.

이러한 문제점을 개선하기 위한 방안으로 블록 단위 채널 추정 기법이 효과적이다. 이러한 연구는 시간 영역 채널 추정기에서 많은 연구가 진행되었다[9]-[15]. 이러한 예로써 시변 수렴 인자를 갖는 최적 블록 적응형 알고리즘이 LS (least-square) 규준으로 최적화된 연구가 제안되었다[10][11]. 그러나 이러한 기법은 gradient 규준을 기반으로 제안되었으며, 이에 수렴 속도가 저하되는 문제점을 지닌다. 이에 이러한 문제점을 개선하기 위해 최적의 블록 적응형 알고리즘을 개선하여 사후 오차 (*a posteriori error*)를 이용한 LS 규준을 적용하여 최적화한 GOBA (general optimum block adaptive) 알고리즘이 제안되었다[13]. 그러나 GOBA 알고리즘은 탭 계수 연산시 과거 수신 블록에도 동일한 인자를 적용하는 방식으로써 시변 채널에서 채널 변화 추적 성능이 열화되며, 수신 블록의 차수가 높아질수록 복잡도가 증가되는 문제점을 지닌다.

위와 같은 문제점은 순환 보호 구간을 이용하는 시스템의 주파수 영역 등화기를 가중된 LS 규준을 적용함으로써 효과적으로 해결할 수 있다.

이에 본 논문에서는 STBC 단일 반송파 시스템에서 가중된 사후 오차 LS 규준을 이용한 블록 적응형 주파수 영역 채널 추정 구조 및 알고리즘, 즉, WBA-CE (weighted block adaptive frequency-domain channel estimation)를 제안한다. 또한 정적 채널에서 steady-state EMSE (excess mean-square-error) 분석을 통해 STBC에 의한 안테나 이득과 블록 길이에 의한 이득을 분석한다.

전산 모의실험에서는 시변 TU 채널 환경에서 uncoded QPSK (quadrature phase shift keying) 시스템을 이용하여 WBA-CE와 기존 NLMS와 RLS 알고리즘을 이용한 채널 추정 기법의 성능을 비교 분석하였다.

Ⅱ. STBC 단일 반송파 시스템 모델링

2.1. STBC 송신단

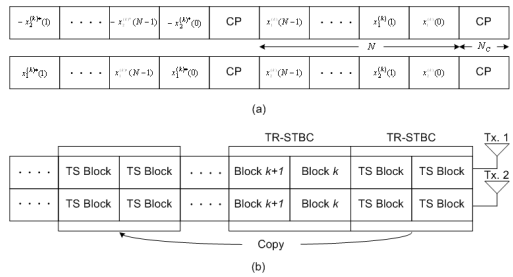


그림 1. (a) STBC 구조
(b) STBC 단일 반송파 시스템 송신 시스템 구조
Fig 1. (a) Block format of time-reversal STBC
(b) Transmitter of STBC single carrier system

주파수 선택적 페이딩 채널에서 최대 다이버시티와 다중 경로 이득을 얻기 위해서는 심볼 단위가 아닌 블록 단위 STBC가 이루어져야 한다. 또한 순환 보호구간을 이용한 단일 반송파 시스템은 DFT (discrete fourier transform)을 이용하여 간단한 주파수 영역 등화기를 구현할 수 있다[3]. 그림 1 (a)는 STBC 구조를 나타낸다. m번째 안테나에서 송신되는 i번째 블록은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{x}_m^{(i)} = \left[x_m^{(i)}(0),\ldots,x_m^{(i)}(N-1)\right] \quad \text{for } i=k,k+1, \text{ and } m=1,2 \tag{1}$$

여기서, N은 DFT 길이, $x_m^{(i)}(n)$은 n번째 심볼을 나타낸다. 이후 $i=k+1$ 번째 블록은 각 안테나에서 블록 단위 STBC 기법에 따라 다음과 같이 송신 블록을 생성한다[3].

$$\begin{aligned}\boldsymbol{x}_1^{(k+1)}(n) &= -\boldsymbol{x}_2^{*\,(k)}\left((-n)_N\right)\\ \boldsymbol{x}_2^{(k+1)}(n) &= \boldsymbol{x}_1^{*\,(k)}\left((-n)_N\right)\\ &\text{for } n=0,\ldots,N-1, \text{ and } k=0,2,4,\ldots\end{aligned} \tag{2}$$

여기서, $(\bullet)_N$은 나머지 연산을 나타낸다. 블록 단위 STBC 기법 적용 이후 안테나에서 예상되는 최대 채널 시간 지연 확산보다 긴 순환 보호 구간을 삽입한다.

$$x_m^{(i)}(n) = \begin{cases} x_m^{(i)}(n+N) & ,n=-N_G,\ldots,-1 \\ x_m^{(i)}(n) & ,n=0,\ldots,N-1 \end{cases} \tag{3}$$

www.dbpia.co.kr

여기서, N_C 는 순환 보호 구간의 길이이다. 적응형 필터를 사용하는 구조에서는 필터 계수를 초기화 시키고 채널 변화를 추적하기 위하여 훈련열 (training sequence)을 수십 데이터 블록마다 삽입한다 [5]. 반면에, 제안 채널 추정 기법에서는 그림 1 (b)와 같이 훈련열 블록에도 블록 단위 STBC 기법을 적용하는 기법을 이용한다.

2.2. STBC 수신단

주파수 영역 등화기를 결합한 STBC 단일 반송파 수신 시스템은 그림 2와 같다. 두 개의 전송 안테나와 한 개의 수신 안테나를 사용할 경우 k번째와 $k+1$번째 수신 블록은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}^{(i)} &= \mathbf{H}_1^{(i)}\boldsymbol{x}_1^{(i)} + \mathbf{H}_2^{(i)}\boldsymbol{x}_2^{(i)} + \boldsymbol{n}_1^{(i)} + \boldsymbol{n}_2^{(i)} \\ &\text{for } i = k, k+1\end{aligned} \tag{4}$$

여기서, $\boldsymbol{y}^{(i)}$는 수신 블록, $\mathbf{H}_1^{(i)}$와 $\mathbf{H}_2^{(i)}$는 ν_1과 ν_2의 채널 시간 지연 확산을 갖는 순환 채널 행렬을 나타낸다. 아래 첨자 1과 2는 각각 첫 번째와 두 번째 송신 안테나를 나타낸다. 이때 전개의 편의를 위해 순환 보호 구간의 길이 N_C와 각 안테나간의 채널 지연 확산 ν_1과 ν_2가 같다고 가정한다. 또한, $\boldsymbol{n}_1^{(i)}$과 $\boldsymbol{n}_2^{(i)}$는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 나타낸다. 정규화된 $N\times N$ DFT 행렬 $\mathbf{Q}$를 식 (5)와 같이 정의하고 순환 채널 행렬 $\mathbf{H}_m^{(i)}$ $(m=1,2)$에 적용하면, $\mathbf{H}_m^{(i)}$은 고유값 분해 (eigen-decomposition) 공식에 따라 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{Q}(l,k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} e^{\frac{-j2\pi lk}{N}} \\ &\text{for } 0 \le l,k \le N-1\end{aligned} \tag{5}$$

$$\mathbf{H}_m^{(i)} = \overline{\mathbf{Q}}\boldsymbol{\Lambda}_m^{(i)}\mathbf{Q} \tag{6}$$

여기서, $\overline{(\bullet)}$은 켤레 복소수의 전치 (complex-conjugate transpose) 연산을 나타낸다. $\boldsymbol{\Lambda}_m^{(i)}$은 채널 임펄스 응답의 DFT 계수, 즉 고유값으로 이루어진 대각선 행렬 (diagonal matrix)을 나타낸다. 따라서 식 (4)는 식 (7)과 같이 주파수 영역 블록들로 변환된다.

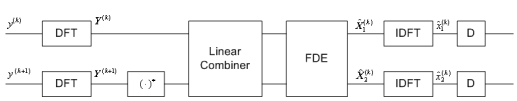


그림 2. 주파수 영역 등화기를 결합한 STBC 단일 반송파 수신 시스템 구조

Fig. 2. STBC receiver structure combined with frequency-domain equalizer

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}^{(i)} &\triangleq \mathbf{Q}\boldsymbol{y}^{(i)} \quad \text{for } i = k, k+1 \\ &= \boldsymbol{\Lambda}_1^{(i)}\boldsymbol{X}_1^{(i)} + \boldsymbol{\Lambda}_2^{(i)}\boldsymbol{X}_2^{(i)} + \boldsymbol{N}_1^{(i)} + \boldsymbol{N}_2^{(i)}\end{aligned} \tag{7}$$

여기서, $\boldsymbol{X}_m^{(i)}$과 $\boldsymbol{N}_m^{(i)}$는 각각 $\boldsymbol{X}_m^{(i)} \triangleq \mathbf{Q}\boldsymbol{x}_m^{(i)}$와 $\boldsymbol{N}_m^{(i)} \triangleq \mathbf{Q}\boldsymbol{n}_m^{(i)}$으로 정의된다. 식 (2)의 블록 단위 STBC 기법과 DFT의 구조로 인해 수신 블록은 주파수 영역에서 다음과 같은 특성을 갖는다.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{X}_1^{(k+1)}(n) &= -\boldsymbol{X}_2^{*(k)}(n) \\ \boldsymbol{X}_2^{(k+1)}(n) &= \boldsymbol{X}_1^{*(k)}(n) \\ &\text{for } n = 0,1,\ldots,N-1 \text{ and } k = 0,2,4,\ldots\end{aligned} \tag{8}$$

채널이 연속된 두 블록동안 변하지 않는다고 가정하면 두 개의 수신 블록은 식 (9)에 정의된 STBC 채널 정합 필터 (channel matched filter) $\overline{\boldsymbol{\Lambda}}$를 식 (7)에 곱하면 식 (10)과 같이 $\boldsymbol{X}_1^{(k)}$와 $\boldsymbol{X}_2^{(k)}$를 다음과 같이 분리 할 수 있다.

$$\overline{\boldsymbol{\Lambda}} = \begin{bmatrix}\overline{\boldsymbol{\Lambda}}_1^{(k)} & \boldsymbol{\Lambda}_2^{(k)} \\ \overline{\boldsymbol{\Lambda}}_2^{(k)} & -\boldsymbol{\Lambda}_1^{(k)}\end{bmatrix} \tag{9}$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}^{(k)} \triangleq \begin{bmatrix}\tilde{\boldsymbol{Y}}^{(k)} \\ \tilde{\boldsymbol{Y}}^{(k+1)}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\tilde{\Lambda}^{(k)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\Lambda}^{(k)}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{X}_1^{(k)} \\ \boldsymbol{X}_2^{(k)}\end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{N}}^{(k)} \tag{10}$$

여기서, $\tilde{\Lambda}^{(k)} \triangleq |\Lambda_1^{(k)}|^2 + |\Lambda_2^{(k)}|^2$는 $N\times N$대각선 행렬을 나타내고, (l,l)번째 원소는 $|\Lambda_1^{(k)}(l,l)|^2 + |\Lambda_2^{(k)}(l,l)|^2$이다. 식 (10)으로부터 블록 단위 STBC 기법이 적용된 송신 블록이 심볼 단위 STBC 기법이 적용된 N개 블록의 병렬 전송으로 분해될 수 있다[5]. 따라서 식 (10)은 식 (11)로 재정의 할 수 있다.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{Y}}^{(k)}(l) &\triangleq \begin{bmatrix}\tilde{Y}^{(k)}(l) \\ \tilde{Y}^{(k+1)}(l)\end{bmatrix} \quad \text{for } 0 \le l \le N-1. \\ &= \begin{bmatrix}\tilde{\Lambda}^{(k)}(l) & 0 \\ 0 & \tilde{\Lambda}^{(k)}(l)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}X_1^{(k)}(l) \\ X_2^{(k)}(l)\end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{N}}^{(k)}(l)\end{aligned} \tag{11}$$

식 (11)은 식 (10)의 주파수 선택적 페이딩 채널을 N개의 병렬 플랫 페이딩 채널로 간주할 수 있으므로 주파수 영역에서 수신 블록의 l번째 그룹이 개별적으로 등화가 가능하다.

Ⅲ. 제안한 주파수 영역 채널 추정 기법

제안하는 WBA-CE는 주파수 영역의 임의의 l번째 채널 임펄스 응답 그룹에 대한 것이므로 l에

www.dbpia.co.kr

대해 알고리즘을 전개하며, 이는 $0 \le l \le N-1$에서 동일하게 적용된다.

3.1. 가중치 블록 적응형 주파수 영역 채널 추정 구조 및 알고리즘

k번째 블록의 l번째 주파수 영역 채널 임펄스 응답에 해당하는 추정된 채널 계수를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{W}^{(k)}(l) \triangleq \left[W_1^{(k)}(l), W_2^{(k)}(l) \right]^T \tag{12}$$

여기서, $W_1^{(k)}(l)$과 $W_2^{(k)}(l)$는 첫 번째와 두 번째 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 l번째 주파수 영역 채널 임펄스 응답을 나타낸다. 또한 수신 블록 길이를 $2B$ 로 정의하고 $2B \times 1$ 크기의 수신 블록 $\mathbb{Y}^{(k)}(l)$를 식 (13)과 같이 정의한다.

$$\mathbb{Y}^{(k)}(l) = \left[\mathbf{Y}^{T(k-2(B-1))}(l), \cdots, \mathbf{Y}^{T(k)}(l) \right]^T \tag{13}$$

여기서, $\mathbf{Y}^{(k)}(l)$는 k번째와 $(k+1)$번째 수신 블록으로 이루어진 $\mathbf{Y}^{(k)}(l) \triangleq \left[Y^{(k)}(l), Y^{(k+1)}(l) \right]^T$이다. 만약 블록 길이 B가 1보다 크면 과거 수신 블록들은 천이 성질 (shifting property)[8]을 이용하여 메모리 버퍼에 저장하여 사용할 수 있다. 동일한 방법으로 크기가 $2B \times 2$ 인 검출 블록 $\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)$ 을 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l) = \left[\hat{\mathbf{D}}^{T(k-2(B-1))}(l), \cdots, \hat{\mathbf{D}}^{T(k)}(l) \right]^T \tag{14}$$

여기서, 검출 블록 $\hat{\mathbf{D}}^{(k)}(l)$는 다음과 같이 정의한다.

$$\hat{\mathbf{D}}^{(k)}(l) = \begin{bmatrix} \hat{D}_1^{(k)}(l) & \hat{D}_2^{(k)}(l) \\ -\hat{D}_2^{*(k)}(l) & \hat{D}_1^{*(k)}(l) \end{bmatrix}. \tag{15}$$

따라서, 식 (12)와 식 (14)로부터 크기가 $2B \times 1$ 인 추정된 수신 블록 $\hat{\mathbb{Y}}^{(k)}(l)$를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbb{Y}}^{(k)}(l) &\triangleq \left[\hat{\mathbf{Y}}^{T(k-2(B-1))}(l), \cdots, \hat{\mathbf{Y}}^{T(k)}(l) \right]^T. \\ &= \hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l) \mathbf{W}^{(k)}(l) \end{aligned} \tag{16}$$

그림 3은 WBA-CE의 구조를 나타낸다. WBA-CE의 구조는 크게 송신 블록 검출, 필터링, 채널 계수 갱신의 세부분으로 구성된다. 우선 송신 블록 검출 부분에서는 $\hat{\mathbb{D}}^{(k-2)}(l)$로부터 추정한 채널 계수

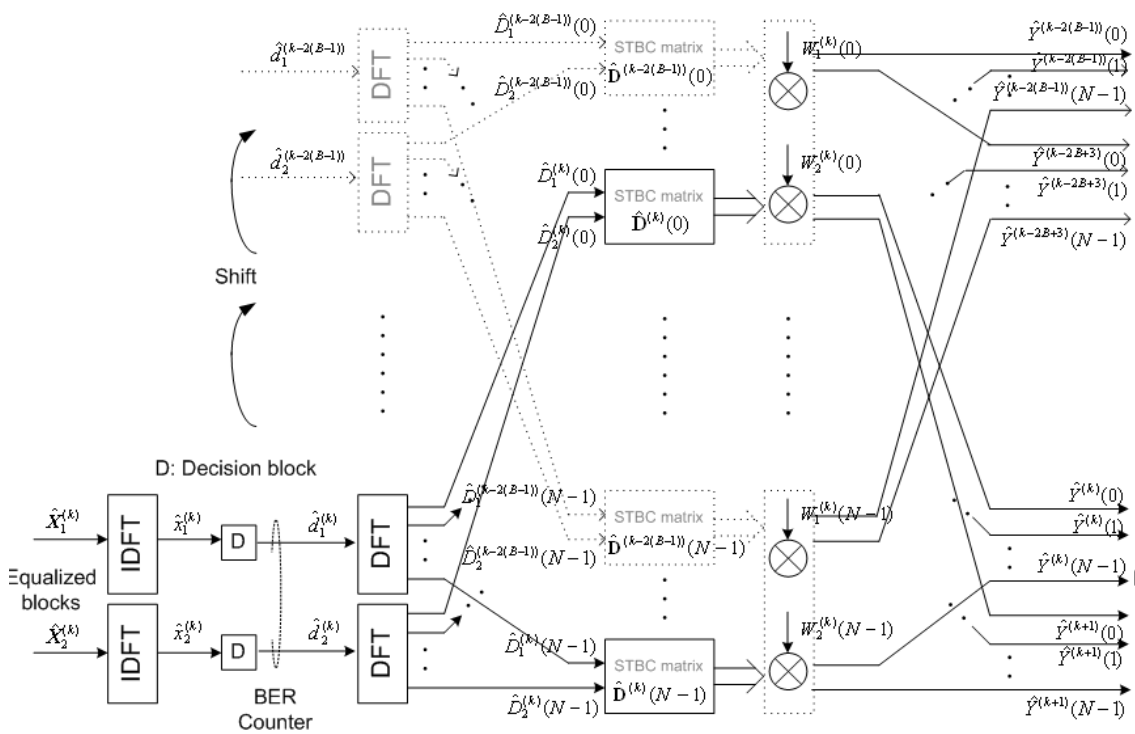


그림 3. 가중된 블록 적응형 주파수 영역 채널 추정 구조의 개념도
Fig. 3. The conceptual structure of the weighted block adaptive frequency-domain channel estimation (WB-CE)

www.dbpia.co.kr

를 적용하여 분리시킨 수신 블록을 이용하여 주파수 영역 등화기의 출력을 구하고, 시간 영역 신호로 변환한 후에 검출하여 $\hat{d}_1^{(k)}(l)$과 $\hat{d}_2^{(k)}(l)$을 구한다. 필터링 부분에서는 검출 블록을 식 (2)와 같은 방법으로 시간 영역에서 블록 단위 STBC 기법을 적용하고 주파수 영역 신호로 변환한다. 이때 식 (8)과 같은 특성 때문에 k번째와 $(k+1)$번째 블록의 l번째 DFT 출력 블록은 식 (15)와 같이 검출된 STBC 블록 형태로 나타난다. 이후 $(k+2)$번째와 $(k+3)$번째 검출 블록의 DFT 출력이 결정되면 $\hat{\mathbb{D}}^{(k+2)}(l)$는 천이 성질에 따라 식 (17)로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbb{D}}^{(k+2)}(l) \triangleq \left[\hat{\mathbf{D}}^{(k-2(B-2))}(l),\cdots,\hat{\mathbf{D}}^{(k+2)}(l)\right]. \quad (17)$$

이와 같이 $k-2(B-2) \le i \le k$에 해당하는 $\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(l)$는 메모리 버퍼에 저장해 놓고 현재 검출된 $\hat{\mathbf{D}}^{(k+2)}(l)$만 추가하여 추정된 채널 계수 $\mathbf{W}^{(k+2)}(l)$의 입력으로 사용한다.

마지막으로 채널 계수 갱신 부분에서는 식 (13)과 식 (16) 사이의 오차를 계산한다. 여기서 얻은 오차 벡터들은 가중된 블록 적응형 주파수 영역 채널 추정 알고리즘에 따라 추정된 채널 계수를 갱신하는데 사용된다. $(k+2)$번째 블록의 l번째 주파수 영역 채널 임펄스 응답에 해당하는 추정된 채널 계수를 갱신하는 기준은 다음과 같다.

$$\mathbf{W}^{(k+2)}(l) = \mathbf{W}^{(k)}(l) + \triangle\mathbf{W}^{(k)}(l) \quad (18)$$

여기서, $\triangle\mathbf{W}^{(k)}(l)$는 $\mathbf{W}^{(k)}(l)$의 보정 벡터이고 STBC 기법을 사용하였기 때문에 채널 계수 갱신 주기가 두 블록으로 구성되어 있다. 크기가 $2B\times 1$인 사전 오차와 사후 오차를 각각 식 (19)와 식 (20)과 같이 정의하고 식 (18)을 적용하여 채널 계수를 갱신한다.

$$\mathbb{E}^{(k)}(l) = \mathbb{Y}^{(k)}(l) - \hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{W}^{(k)}(l) \quad (19)$$

$$\tilde{\mathbb{E}}^{(k)}(l) = \mathbb{Y}^{(k)}(l) - \hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{W}^{(k+2)}(l) \quad (20)$$

여기서, 식 (14)과 식 (18), 그리고 식(19)을 이용하면 사후 오차를 다음과 같이 등가적으로 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbb{E}}^{(k)}(l) = \mathbb{E}^{(k)}(l) - \hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\triangle\mathbf{W}^{(k)}(l). \quad (21)$$

식 (18)의 $\triangle\mathbf{W}^{(k)}(l)$에 대해 최적화하기 위해 사후 오차를 이용하여 다음과 같은 가중된 LS criterion을 적용할 수 있다.

$$\boldsymbol{J}^{(k)}(l) = \hat{\bar{\mathbb{E}}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\tilde{\bar{\mathbb{E}}}^{(k)}(l) \quad (22)$$

여기서, $\mathbf{F}$는 $2B\times 2B$ 크기의 대각선 행렬로서 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{F} = diag\left(\lambda^{B-1},\lambda^{B-1},\cdots,1,1\right) \quad (23)$$

여기서, 가중치 인자 λ는 $0<\lambda\le 1$의 범위를 갖으며, $diag(\bullet)$은 대각행렬을 나타낸다. 따라서 식 (21)을 식 (22)에 대입하고 $\triangle\overline{\mathbf{W}}^{(k)}(l)$에 대해 식 (22)를 최소화하면 최적 보정 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\triangle\mathbf{W}^{(k)}(l) &= \frac{\hat{\bar{\mathbb{D}}}^{(k)}(l)}{\hat{\bar{\mathbb{D}}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\hat{\bar{\mathbb{D}}}^{(k)}(l)}\mathbf{F}\bar{\mathbb{E}}^{(k)}(l) \\ &= \left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}\hat{\bar{\mathbb{D}}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\bar{\mathbb{E}}^{(k)}(l)\end{aligned} \quad (24)$$

여기서 $\mathbf{R}^{(k)}(l) \triangleq \hat{\bar{\mathbb{D}}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\hat{\bar{\mathbb{D}}}^{(k)}(l)$은 식 (14)와 식 (17)의 천이 성질로부터 다음과 같이 재귀적으로 갱신하는 형태가 된다.

$$\mathbf{R}^{(k)}(l) = \lambda\mathbf{R}^{(k-2)}(l) + \hat{\bar{\mathbf{D}}}^{(k)}(l)\hat{\mathbf{D}}^{(k)}(l). \quad (25)$$

또한 $\mathbf{R}^{(k)}(l)$의 역행렬, 즉 $\mathbf{P}^{(k)}(l) \triangleq \left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}$은 역행렬 보조정리 (matrix inversion lemma)[7]에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{P}^{(k)}(l) &= \lambda^{-1}\mathbf{P}^{(k-2)}(l) \\ &+ \lambda^{-2}\mathbf{P}^{(k-2)}(l)\hat{\bar{\mathbf{D}}}^{(k)}(l)\left[\mathbf{G}^{(k)}(l)\right]^{-1}\hat{\mathbf{D}}^{(k)}(l)\mathbf{P}^{(k-2)}(l)\end{aligned} \quad (26)$$

여기서 $\mathbf{G}^{(k)}(l) = \mathbf{I}_2 + \lambda^{-1}\hat{\mathbf{D}}^{(k)}(l)\mathbf{P}^{(k-2)}(l)\hat{\bar{\mathbf{D}}}^{(k)}(l)$ (27)

추정된 식 (26)과 식 (27)을 이용하여 WBA-CE 알고리즘을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{W}^{(k+2)}(l) = \mathbf{W}^{(k)}(l) + \mathbf{P}^{(k)}(l)\hat{\bar{\mathbb{D}}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\bar{\mathbb{E}}^{(k)}(l) \quad (28)$$

여기서 WBA-CE는 $\mathbf{W}^{(0)}(l) = \mathbf{0}$과 $\mathbf{P}^{(0)}(l) = \epsilon\mathbf{I}_2$ (ϵ 은 양의 상수)의 초기 값을 갖는다. 가중된 블록 적응형 주파수 영역 채널 추정 알고리즘은 훈련열을 사용하여 훈련 모드에서 채널 계수를 추정하고, 검출 블록이 입력으로 들어오면 결정 지향 (decision direct) 모드로 전환하여 채널 계수를 추정한다.

www.dbpia.co.kr

다음으로 제안된 채널 추정 알고리즘과 기존 RLS 알고리즘과 연산량을 비교한다. 표 1은 기존 RLS 알고리즘과 WBA-CE의 연산량 비교를 나타낸다. 표 1로부터 $B=1$인 WBA-CE는 RLS 알고리즘보다 낮은 연산량을 보인다. 반면에, 블록 길이가 $B=2$인 경우는 RLS 알고리즘보다 연산량이 $5N$개의 복소수 곱셈기와 $4N$개의 복소수 덧셈기가 추가로 요구됨을 알 수 있다.

표 1. 채널 추정 알고리즘 연산량 비교
Table 1. Comparison of computational complexity

알고리즘	연산기	연산량
WBA-C	×/÷	$(10B+23)N+3N\log_2 N$
	+/-	$(8B+8)N+6N\log_2 N$
RLS	×/÷	$38N+3N\log_2 N$
	+/-	$20N+6N\log_2 N$

3.3. EMSE 분석

정적 채널에서 블록 길이 B의 증가에 따른 성능 향상을 분석하기 위하여 WBA-CE의 EMSE 분석을 수행한다. 일반적으로 적응형 필터의 성능은 EMSE 분석을 통해 정량적으로 측정할 수 있다[7]. 또한 주파수 영역 채널 추정 기법의 EMSE 분석은 시간 영역 채널 추정 기법과 유사한 방법을 사용하여 얻을 수 있다[11]. 반면에 STBC 단일 반송파 시스템은 일반적인 채널 추정기와 달리 두 심볼을 출력한다. 이에 효과적으로 EMSE를 분석하기 위해 다음과 같은 사실을 가정한다.

가정 1. 식 (4)의 $\mathbf{H}_1^{(i)}(l)$과 $\mathbf{H}_2^{(i)}(l)$는 정적 채널이고 서로 상관성이 없다.

가정 2. 식 (7)의 $X_1^{(i)}(l)$과 $X_2^{(i)}(l)$는 서로 상관성이 없다.

가정 3. 식 (7)의 $N_1^{(i)}(l)$과 $N_2^{(i)}(l)$는 서로 상관성이 없다.

가정 4. 검출된 심볼 $\hat{D}_1^{(k)}(l)$과 $\hat{D}_2^{(k)}(l)$는 서로 상관성이 없다. 즉,

$$\mathcal{E}\left\{\hat{D}_i^{*(n)}(l)\hat{D}_j^{(n')}(l)\right\}=\mathcal{E}\left\{\hat{D}_i^{(n)}(l)\hat{D}_j^{*(n')}(l)\right\}\simeq 0 \quad \text{for } i\neq j \text{ and } n\neq n'$$

이다.

가정 5. 검출된 심볼 $\hat{D}_1^{(k)}(l)$과 $\hat{D}_2^{(k)}(l)$의 공분산은

$$\mathcal{E}\left\{\left|\hat{D}_1^{(k)}(l)\right|^2\right\}\simeq\sigma^2_{\hat{D}_1}(l),\ \mathcal{E}\left\{\left|\hat{D}_2^{(k)}(l)\right|^2\right\}\simeq\sigma^2_{\hat{D}_2}(l)$$

이며, $\sigma^2_{\hat{D}}(l)=\sigma^2_{\hat{D}_1}(l)=\sigma^2_{\hat{D}_2}(l)$를 만족한다.

위의 가정들에서 사용된 $\mathcal{E}\{\bullet\}$는 평균을 나타낸다.

EMSE 분석을 위해 우선적으로 계수 오차 벡터 (coefficient error vector) $\mathbf{V}^{(k)}(l)$를 정의한다.

$$\mathbf{V}^{(k)}(l)\triangleq\mathbf{W}^{(k)}(l)-\mathbf{W}_{opt}(l) \tag{29}$$

여기서, 최적 계수인 Wiener 필터의 탭 계수 $\mathbf{W}_{opt}(l)=\left[W_{1,opt}(l), W_{2,opt}(l)\right]^T$를 나타낸다. 다음으로 EMSE를 모델링 한다. 가정 4에 의해 STBC 단일 반송파 시스템을 두 개의 병렬 SISO (Single-Input Single Output) 안테나 시스템으로 나뉠 수 있으며, 그림 5와 같이 모델링 할 수 있다. 그림 5에서 $\|\bullet\|$은 Euclidean vector norm을 나타낸다.

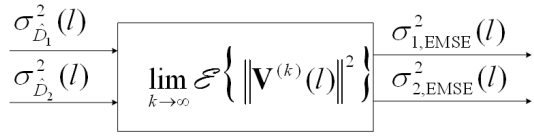


그림 5. STBC 단일 반송파 시스템의 EMSE 모델
Fig. 5. EMSE model of STBC single-carrier system

그림 5로부터 STBC 단일 반송파 시스템에 대한 EMSE 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix}\sigma^2_{1,EMSE}(l)\\ \sigma^2_{2,EMSE}(l)\end{bmatrix}\simeq\lim_{k\to\infty}\mathcal{E}\left\{\|\mathbf{V}^{(k)}(l)\|^2\right\}\begin{bmatrix}\sigma_{\hat{D}_1^2}(l)\\ \sigma_{\hat{D}_2^2}(l)\end{bmatrix}. \tag{30}$$

가정 5에 의해 식 (30)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix}\sigma^2_{EMSE}(l)\\ \sigma^2_{EMSE}(l)\end{bmatrix}\simeq\lim_{k\to\infty}\mathcal{E}\left\{\|\mathbf{V}^{(k)}(l)\|^2\right\}\begin{bmatrix}\sigma^2_{\hat{D}}(l)\\ \sigma^2_{\hat{D}}(l)\end{bmatrix}. \tag{31}$$

결과적으로 식 (31)로부터 EMSE는 $\lim_{k\to\infty}\mathcal{E}\left\{\|\mathbf{V}^{(k)}(l)\|^2\right\}$ 를 측정함으로써 정량적으로 나타낼 수 있음을 알 수 있다. 다음으로 STBC 단일 반송파 시스템에 대한 수학적인 분석을 위해 $2B\times 1$ 크기의 최적 오차 벡터 (optimum error vector)를 정의한다.

$$\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)=\mathbb{Y}^{(k)}(l)-\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{W}_{opt}(l) \tag{32}$$

여기서, $\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)$의 요소들의 평균과 공분산은 각각 0과 $\sigma^2_{opt}(l)$이고 서로 독립이라 가정하며, 따라서 $\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)$의 공분산은 다음과 같이 정의할 수 있다.

www.dbpia.co.kr

$$\mathcal{E}\left\{\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)\overline{\mathbb{E}}_{opt}^{(k)}(l)\right\}=\sigma_{opt}^{2}(l)\mathbf{I}_{2B}. \quad (33)$$

식 (18), 식 (24), 그리고 식 (29)로부터 계수 오차 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{V}^{(k+2)}(l)=\mathbf{V}^{(k)}(l)+\left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\mathbb{E}^{(k)}(l). \quad (34)$$

식 (34)의 양변의 좌측에 $\mathbf{R}^{(k)}(l)$를 곱하고 식 (29)과 식 (32)를 이용하여 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}&\mathbf{R}^{(k)}(l)\mathbf{V}^{(k+2)}(l) \\ &=\mathbf{R}^{(k)}(l)\left\{\mathbf{V}^{(k)}(l)-\mathbf{W}^{(k)}(l)\right\}+\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\mathbb{Y}^{(k)}(l) \\ &=\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\mathbb{Y}^{(k)}(l)-\mathbf{R}^{(k)}(l)\mathbf{W}_{opt}(l) \\ &=\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)\end{aligned} \quad . \quad (35)$$

결과적으로 식 (34)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{V}^{(k+2)}(l)=\left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l) \quad (36)$$

여기서 식 (36) 양변의 평균을 취하고 $\mathbf{R}^{(k)}(l)$과 $\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)$이 서로 독립이라고 가정하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}&\mathcal{E}\left\{\mathbf{V}^{(k+2)}(l)\right\} \\ &=\mathcal{E}\left\{\left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)\right\} \\ &=\mathcal{E}\left\{\left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}\right\}\mathcal{E}\left\{\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{F}\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)\right\}\end{aligned} \quad . \quad (37)$$

식 (32)에서 $\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)$와 $\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)$서로 상관성이 없으므로, $\mathbf{R}^{(k)}(l)\neq 0$이면, 식 (37)은 항상 0이 된다. 이러한 결과로부터 제안한 WBA-CE은 항상 Wiener 필터의 탭 계수로 수렴함을 알 수 있다.

다음으로 EMSE에 대한 블록 길이 B와 λ에 대한 영향을 분석하기 위하여 $\lim_{k\to\infty}\mathcal{E}\left\{\|\mathbf{V}^{(k+2)}(l)\|^{2}\right\}$을 정량적으로 측정한다. $\lim_{k\to\infty}\mathcal{E}\left\{\|\mathbf{V}^{(k+2)}(l)\|^{2}\right\}$은 식 (33)과 식 (36)을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다[7].

$$\begin{aligned}&\lim_{k\to\infty}\mathcal{E}\left\{\|\mathbf{V}^{(k+2)}(l)\|^{2}\right\} \\ &=\lim_{k\to\infty}\left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\mathbf{F} \\ &\quad\bullet\ \mathcal{E}\left\{\mathbb{E}_{opt}^{(k)}(l)\overline{\mathbb{E}}_{opt}^{(k)}(l)\right\}\overline{\mathbf{F}}\hat{\mathbb{D}}^{(k)}(l)\left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1} \\ &=\sigma_{opt}^{2}(l)\lim_{k\to\infty}\left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}\lim_{k\to\infty}\mathbf{L}^{(k)}(l)\lim_{k\to\infty}\left[\mathbf{R}^{(k)}(l)\right]^{-1}\end{aligned} \quad . \quad (38)$$

식 (38)로부터 $\lim_{k\to\infty}\mathcal{E}\left\{\|\mathbf{V}^{(k+2)}(l)\|^{2}\right\}$은 $\lim_{k\to\infty}\mathbf{R}^{(k)}(l)$와 $\lim_{k\to\infty}\mathbf{L}^{(k)}(l)$를 연산함으로써 얻을 수 있음을 알 수 있다. 우선 $\mathbf{R}^{(k)}(l)$의 정량적인 값은 다음과 같은 모델로부터 근사적으로 계산이 가능하다[11].

$$\mathbf{R}^{(k)}(l)=\mathcal{E}\left\{\mathbf{R}^{(k)}(l)\right\}+\triangle\mathbf{R}^{(k)}(l). \quad (39)$$

여기서, $\triangle\mathbf{R}^{(k)}(l)$은 $\mathcal{E}\left\{\mathbf{R}^{(k)}(l)\right\}$에 대한 $\mathbf{R}^{(k)}(l)$와의 차이를 나타내며 블록 길이 B가 커지면 무시할 수 있다. 따라서 식 (39)는 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned}&\mathbf{R}^{(k)}(l)\simeq\mathcal{E}\left\{\mathbf{R}^{(k)}(l)\right\} \\ &=diag\left(\sum_{m=1}^{2}\sum_{i=1}^{B}\lambda^{(B-i)}\left(\mathcal{E}\left\{\left|\hat{D}_{m}^{(k-2(B-i))}(l)\right|^{2}\right\}\right)\right)\end{aligned} \quad . \quad (40)$$

$\mathbf{L}^{(k)}(l)$도 $\mathbf{R}^{(k)}(l)$과 동일한 방법으로 전개하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}&\mathbf{L}^{(k)}(l)\simeq\mathcal{E}\left\{\mathbf{L}^{(k)}(l)\right\} \\ &=diag\left(\sum_{m=1}^{2}\sum_{i=1}^{B}\lambda^{2(B-i)}\left(\mathcal{E}\left\{\left|\hat{D}_{m}^{(k-2(B-i))}(l)\right|^{2}\right\}\right)\right)\end{aligned} \quad . \quad (41)$$

따라서 $\lim_{k\to\infty}\mathbf{R}^{(k)}(l)$과 $\lim_{k\to\infty}\mathbf{L}^{(k)}(l)$은 각각 식 (42)와 식 (43)과 같이 구할 수 있다.

$$\lim_{k\to\infty}\mathbf{R}^{(k)}(l)=\begin{cases}diag\left(\dfrac{2\left(1-\lambda^{B}\right)\sigma_{\hat{D}}^{2}(l)}{1-\lambda}\right), & \lambda<1\\ diag\left(2B\sigma_{\hat{D}}^{2}(l)\right), & \lambda=1\end{cases} \quad (42)$$

$$\lim_{k\to\infty}\mathbf{L}^{(k)}(l)=\begin{cases}diag\left(\dfrac{2\left(1-\lambda^{2B}\right)\sigma_{\hat{D}}^{2}(l)}{1-\lambda^{2}}\right), & \lambda<1\\ diag\left(2B\sigma_{\hat{D}}^{2}(l)\right), & \lambda=1\end{cases} \quad (43)$$

식 (42)와 식 (43)을 식 (38)에 대입하면 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned}&\lim_{k\to\infty}\mathcal{E}\left\{\|\mathbf{V}^{(k+2)}(l)\|^{2}\right\} \\ &=\begin{cases}diag\left(\dfrac{(1-\lambda)\left(1+\lambda^{B}\right)}{2(1+\lambda)\left(1-\lambda^{B}\right)\sigma_{\hat{D}}^{2}(l)}\sigma_{opt}^{2}(l)\right), & \lambda<1\\ diag\left(\dfrac{\sigma_{opt}^{2}(l)}{2B\sigma_{\hat{D}}^{2}(l)}\right), & \lambda=1\end{cases}\end{aligned} \quad . \quad (44)$$

결과적으로 식 (44)을 식 (31)에 대입함으로써 하나의 출력 심볼에 대한 EMSE는 다음과 같음을 확인 할 수 있다.

$$\sigma_{EMSE}^{2}(l)=\begin{cases}\dfrac{(1-\lambda)\left(1+\lambda^{B}\right)}{2(1+\lambda)\left(1-\lambda^{B}\right)}\sigma_{opt}^{2}(l), & \lambda<1\\ \dfrac{\sigma_{opt}^{2}(l)}{2B}, & \lambda=1\end{cases} \quad . \quad (45)$$

www.dbpia.co.kr

식 (45)에서 상수 '2'는 STBC 에 의해 야기되는 안테나 이득을 의미한다. 또한 $\lambda=1$인 경우 블록 길이 B가 커질수록 블록 길이에 의한 이득으로 EMSE가 감소함을 알 수 있다. 또한 $\lambda<1$인 경우 $\frac{(1-\lambda)(1+\lambda^B)}{(1+\lambda)(1-\lambda^B)}<1$의 이득을 얻음을 알 수 있다. 위와 같은 결과 분석은 그림 6으로부터 명확하게 확인할 수 있다. 그림 6은 $\sigma^2_{opt}(l)=10^{-2}$일 때 블록 길이 B에 대한 EMSE 그래프를 나타낸다.

그림 6에서 보이는 것처럼 주어진 λ에 대해 블록 길이 B가 증가함에 따라 EMSE가 지수적으로 감소하는 경향을 보이며, 이는 식 (52)에서 블록 길이에 대한 이득임을 알 수 있다. 또한 λ의 값이 증가할수록 낮은 EMSE를 보임을 알 수 있다. 반면에, 시변 채널에서 적응형 필터의 추적 성능이 향상시키기 위해서는 작은 λ 값을 설정해야 한다. 따라서 채널 상태에 따른 적절한 λ 값 설정이 요구된다.

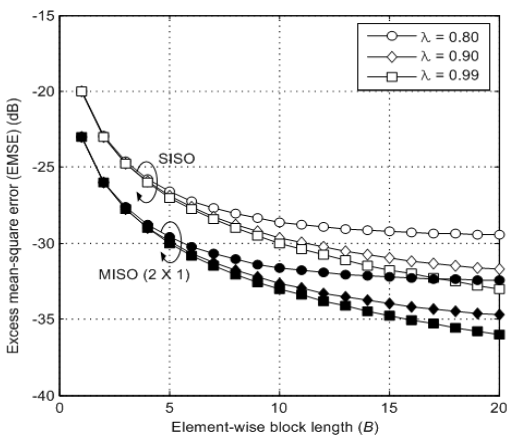


그림 6. 블록 길이에 따른 EMSE 그래프 $\left(\sigma^2_{opt}(l)=10^{-2}\right)$
Fig. 6. EMSE versus block length (B)

Ⅳ. 전산 모의실험 및 결과 분석

전산 모의실험에 앞서 WBA-CE의 수렴 속도를 살펴볼 필요가 있다. WBA-CE의 수렴 속도는 수신 블록이 모두 채워지지 않은 $0\le k<2(B-1)$ 영역에서 채널 추정기의 초기화 속도에 의해 결정된다. 만약 WBA-CE이 $k\ge 2(B-1)$인 구간부터 동작한다면 블록 길이 $B=1$인 기존 NLMS 알고리즘을 이용한 채널 추정 기법보다 수렴 속도가 저하된다. 그러나 $0\le k<2(B-1)$ 구간에서도 제안된 채널 추정 기법이 동작한다면 $B=1$일 때보다 수렴 속도가 같거나 빠르다[8]. 이 경우에 추정된 채널 계수를 갱신하는 데에 두 가지 방법을 고려할 수 있다. 첫 번째 방법은 $0\le k<2(B-1)$ 구간에서는 채널 추정 기법을 $B=1$인 경우처럼 동작시키고 $k\ge 2(B-1)$인 구간부터 식 (28)을 이용하여 추정된 채널 계수를 갱신하는 방법이다. 따라서 수렴 속도는 $B=1$인 경우, 즉 기존 NLMS 알고리즘을 이용한 채널 추정 기법과 같게 된다. 두 번째 방법은 $0\le k<2(B-1)$ 구간에서 추정된 채널 계수를 식 (28)을 이용하여 갱신한다. 예를 들어 제안된 채널 추정 기법의 블록 길이가 $B=5$일 때 현재 $k=0,2$의 네 개의 블록을 수신했다고 가정하면, 가상의 $\tilde{B}$를 2라고 가정하고 식 (28)을 적용한다. 이렇게 $\tilde{B}=B-1$이 될 때까지 추정된 채널 계수를 갱신한다. 따라서 첫 번째 방법은 수렴 속도가 기존 NLMS 알고리즘을 이용한 경우와 같고, 두 번째 방법은 훈련열 블록을 B번 사용하게 되므로 첫 번째 방법보다 수렴 속도가 빠르다[8]. 이에 본 전산 모의실험에서는 WBA-CE을 위해 두 번째 방법을 사용한다.

4.1. 전송 시스템 구성 및 전산 모의실험 환경

전산 모의실험을 위해 단일 반송파 방식을 적용하는 EDGE 시스템을 고려하였다[12]. 코딩을 적용하지 않은 시스템에서 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식을 사용하였으며, 채널 환경은 시변 TU (Typical Urban) 채널을 이용하여 모델링하였다[12]. 하나의 데이터 블록은 64개의 심볼 $(N=64)$로 구성 하였으며, 심볼 주기는 $T_S=3.69\mu s$로 설정하였다[12]. 결과적으로 설정된 심볼 주기는 $\tau=0.2889$의 정규화된 RMS 지연 확산, 채널에 대한 샘플 지연이 3인 환경을 형성한다. 또한 송수신단에서는 IS-136 TDMA 시스템에서 사용하는 roll-off factor $\alpha_f=0.35$, 필터 주기가 $T_f=4T_S$인 RC (raised cosine) 필터를 사용하였다[12]. 따라서 전체 채널 샘플 지연 확산은 7이며, 블록간 간섭을 막기 위해 순환 보호 구간의 길이르 $N_C=7$로 설정하였다. 마지막으로 필터 계수를 초기화하고 채널 변화를 추적하기 위한 훈련열 블록은 26데이터 블록마다 삽입하였다.

4.2. SNR에 따른 BER 비교

STBC 시스템에서 입력 SNR에 따른 WBA-CE와 기존 RLS-CE를 이용한 채널 추정 기법의 BER (bit-error-rate) 성능을 비교 분석한다. 또한 송신 신

www.dbpia.co.kr

호가 수신부에서 정확히 검출이 된다는 가정 하에 설계된 NDE (No Decision Error) 주파수 영역 등화기를 고려함으로써 준 최적 경계 (sub-optimum bound)를 제공한다. 수렴 속도와 BER에 영향을 미치는 가중치 인자는 여러 번의 모의실험을 통해 추적 성능과 알고리즘의 안정성을 고려하여 WBA-CE에 대해 $\lambda = 0.83, 0.85$ 두 개의 인자를 사용하였으며, RLS-CE 경우는 가중치 인자 $\lambda_{RLS} = 0.83$을 사용하였다. 또한 ϵ과 ϵ_{RLS}는 10,000으로 설정하였다.

그림 7과 그림 8은 도플러 천이 $f_d = 5Hz, 10Hz$인 채널 환경에서 각각의 채널 추정기를 이용한 MMSE-FDE의 SNR에 대한 BER 성능을 나타낸다.

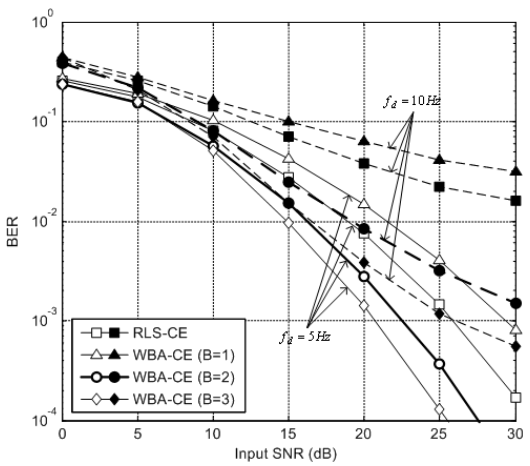


그림 7. 입력 SNR에 따른 BER 성능 ($\lambda = 0.83$, $f_d = 10$Hz)
Fig. 7. BER performance versus input SNR ($\lambda = 0.83$, $f_d = 10$Hz)

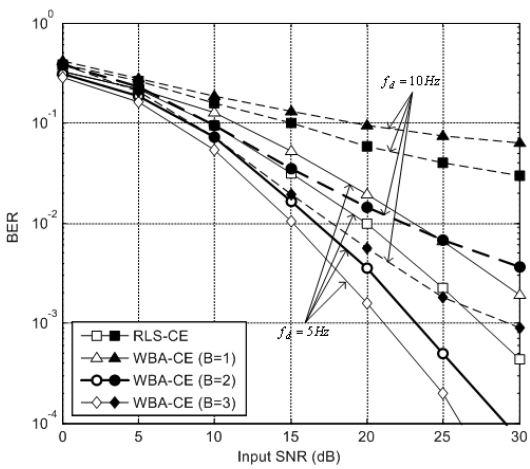


그림 8. 입력 SNR에 따른 BER 성능 ($\lambda = 0.85$, $f_d = 10$Hz)
Fig. 8. BER performance versus input SNR ($\lambda = 0.85$, $f_d = 10$Hz)

이때 MMSE-FDE를 위한 입력 SNR은 수신부에 알려져 있다고 가정한다.

그림 7과 그림 8로부터 WBA-CE ($B > 1$)는 블록 길이 B에 의한 이득으로 인해 WBA-CE ($B = 1$)는 우수한 성능을 제공함을 알 수 있다. 반면에 B가 증가할수록 성능 증가폭이 점차 줄어드는 것을 확인할 수 있으며, 이는 관찰 구간을 늘림으로써 EMSE가 줄어드는 효과를 갖지만 그림 6과 같이 B가 증가함에 따라 성능 개선 폭이 지수적으로 감소하기 때문이다. 또한 WBA-CE ($B > 1$)는 도플러 천이가 증가 할수록 RLS-CE를 이용한 경우보다 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다. 이러한 성능 결과는 RLS 알고리즘의 생성 원리로부터 분석 될 수 있다. 즉 RLS 알고리즘은 $B \to \infty$ 가정 하에 유도되었지만, 실제 업데이트에 사용되는 심볼 블록이 길이는 $B = 1$이며, 결과적으로 채널 추정기 계수 업데이트에 사용되는 채널의 통계적 특성은 WBA-CE ($B > 1$)에 비해 낮다. 결과적으로 RLS 알고리즘이 빠른 시변 채널에서 성능이 열화가 되는 주요 원인이다. 또한 상대적으로 빠른 시변 채널에서 가중치 인자가 작을수록 우수한 추적 성능을 나타냄을 확인 할 수 있었다.

위의 전산 모의실험 결과 분석으로부터, 복잡도 증가에 따른 성능 이득을 고려시 WBA-CE ($B = 2$)가 시변 채널 환경에서 적합함을 확인 할 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 순환 보호 구간을 사용하는 STBC 단일 반송파 시스템에서 향상된 채널 추정 성능을 제공하기 위해 새로운 형태의 블록 적응형 채널 추정기 WBA-CE를 제안하였다. 또한 정적 채널 상태에서 WBA-CE의 EMSE를 분석함으로써 STBC에 의한 안테나 이득뿐만 아니라 블록 길이가 증가에 따른 이득이 있음을 확인하였다. 전산 모의실험에서는 시변 TU 채널 환경하에서 WBA-CE ($B \geq 2$)는 RLS-CE 보다 우수한 성능을 제공함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

〔1〕 S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

〔2〕 D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A.

www.dbpia.co.kr

Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, “Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems,” IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.

〔3〕 N. Al-Dhahir, “Single-carrier frequency-domain equalization for space time-coded transmissions over frequency-selective fading channels,” IEEE Commun. Lett., vol. 5, no. 7, pp. 304-306, July 2001.

〔4〕 W. M. Younis and A. H. Sayed, “Adaptive channel estimation for MIMO space-time coded communications,” Sensor Array and Multichannel Signal Process. Workshop Proc., pp. 412 - 416, July 2004.

〔5〕 W. B. Mikhael and F. H. Wu, “A fast block FIR adaptive digital filtering algorithm with individual adaptation of parameters,” IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 36, pp. 1-10, Jan. 1989.

〔6〕 S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 4th ed., Prentice-Hall Inc., New Jersey, 2002.

〔7〕 T. Wang and C. L. Wang, “On the Optimum Design of the Block Adaptive FIR Digital Filter”, IEEE Trans. Signal Process., vol. 41, no. 6, pp. 2131-2140, June 1993.

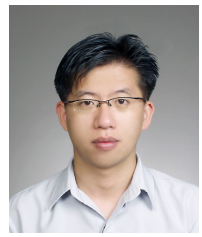
〔8〕 O. Simeone, Y. B. Ness and U. Spagnolini, “Pilot-Based Channel Estimation for OFDM Systems by Tracking the Delay-Subspace,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 1, pp. 315-325, Jan. 2004.

〔9〕 N. R. Yousef and A. H. Sayed, “A Unified Approach to the Steady-State and Tracking Analyses of Adaptive Filters,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 49, no. 2, pp. 314-324, Feb. 2001.

〔10〕 E. ELEFTHERIOU and D.D. FALCONER, “Tracking Properties and Steady-State Performance of RLS Adaptive Filter Algorithms,” IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Process., vol. ASSP-34, no. 5, pp. 1097-1110, Oct. 1986.

〔11〕 A. Furuskar, S. Mazur, F. Muller, and H. Olofsson, “EDGE: Enhanced data rates for GSM and TDMA/136 evolution,” IEEE Pers. Commun. Mag., pp. 56-66, June 1999.

백 종 섭 (Jong-Seob Baek) 준회원



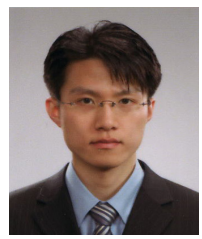
2001년 : 인하대학교 전자공학과 졸업

2003년 : 연세대학교 전기전자공학과 석사 졸업

2003년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 이동 방송/통신, MIMO 시스템, Adaptive Channel Equalization/Estimation, Iterative (Turbo) Equalization/Channel Estimation.

권 혁 제 (Hyuk-Jae Kwon) 준회원



2005년 : 연세대학교 전기전자공학과 졸업

2007년 :연세대학교 전기전자공학과 석사졸업

<관심분야> 디지털 이동통신, Adaptive Channel Equalization/Estimation

서 종 수 (Jong-soo Seo) 정회원

1975년 : 연세대학교 전자공학과 졸업

1983년 : Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 석사

1998년 : Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 박사

1975년~1981년 : LG정밀 중앙연구소

1987년~1989년 : IDC, Canada 책임연구원

1990년~1992년 : 삼성종합기술원 정보 시스템 연구소 수석연구원

1992년~1995년 : CAL, Canada 책임 연구원

1995년~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 정교수

<관심분야> 디지털 통신/ 방송 시스템, Resource allocation, CDMA, OFDM

www.dbpia.co.kr