

논문 2011-48TC-11-5

# HSDPA MIMO 시스템을 위한 Griffiths 알고리즘 기반 적응 LMMSE Equalizer

(Griffiths' Algorithm Based Adaptive LMMSE Equalizers for HSDPA MIMO Systems)

주 정 석\*

(Jung Suk Joo)

## 요 약

최근 들어 CDMA 기반 시스템에서 고속 데이터 서비스 지원을 위한 수신 성능 개선 방법의 하나로 chip-level equalization 기법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이와 관련된 연구의 하나로 본 논문에서는 D-TxAA (dual stream transmit antenna array) 방식을 사용하는 HSDPA MIMO 시스템에 적용 가능한 Griffiths algorithm 기반 chip-level 적응 LMMSE equalizer의 구조를 제안하고자 한다. 먼저 Griffiths 알고리즘을 D-TxAA 방식에 적용할 경우 사용 가능한 두 가지 형태의 적응 LMMSE equalizer 구조를 유도할 것이며, 여러 채널 환경에 대한 컴퓨터 모의실험을 통해 두 수신기의 성능을 비교 분석하고자 한다.

## Abstract

In CDMA-based systems, recently, researches on chip-level equalization have been studied in order to improve receiving performance when supporting high-rate data services. In this paper, we propose Griffiths' algorithm based chip-level adaptive LMMSE equalizers for HSDPA MIMO systems using D-TxAA (dual stream transmit antenna array). First, we will derive two possible structures of Griffiths' algorithm based equalizer, and then compare their performance through computer simulations in various mobile channel environments.

**Keywords :** HSDPA MIMO systems, D-TxAA, chip-level equalization, Griffiths' algorithm

## I. 서 론

WCDMA (wideband code division multiple access) 방식에 기반한 3세대 이동통신 시스템의 경우 비대칭적 용량 요구(asymmetric capacity requirement)에 의해 상향링크보다는 하향링크에서 보다 높은 전송 용량을 지원해야 한다<sup>[1]</sup>. 이를 위해 3GPP Release 5에서

HSDPA (high speed downlink packet access) 방식이 도입되었으며, 3GPP Release 7부터는 HSDPA의 데이터 속도 및 수신 성능을 향상시키기 위해 2x2 MIMO (multiple input multiple output) 기법이 적용된 D-TxAA (dual stream transmit antenna array) 방식을 지원하고 있다<sup>[2]</sup>. D-TxAA에서는 최대 두 개까지의 데이터 스트림이 동일한 channelization code를 사용하여 동시에 전송될 수 있다. 일반적으로는 수신단 복조 성능 개선을 위해 동일한 데이터가 두 개의 전송 안테나를 통해 전송되는 single stream 방식이 주로 사용되나, 고속의 데이터 서비스를 위해 각각의 전송 안테나에 의해 서로 다른 데이터가 전송되는 dual stream 방

\* 정회원, 한국외국어대학교 전자공학과  
(Hankuk University of Foreign Studies)

※ 본 연구는 2011학년도 한국외국어대학교 교내 학술 연구비의 지원으로 이루어진 것이다.  
접수일자:2011년8월21일, 수정완료일:2011년11월14일

식도 지원하도록 하고 있다.

또한 이와 같은 고속의 데이터 서비스 지원을 위해 하향링크 수신 성능을 개선하기 위한 여러 방안들이 제안되어 왔으며 그 중 대표적인 것이 LMMSE (linear minimum mean-squared error) 기반의 chip-level channel equalization 방식이다<sup>[3~8]</sup>. [3]-[5]에서는 여러 CDMA 환경에서 LMMSE 기반 chip-level equalizer의 성능을 분석하였으며, [6]에서는 1x1 시스템을 대상으로 여러 적응 LMMSE equalization 방식들의 성능을 비교 분석하였다. 최근 들어서는 2x2 MIMO 시스템에 LMMSE 수신기를 적용하는 경우에 대한 연구가 진행되고 있다<sup>[7]-[8]</sup>.

본 논문에서는 D-TxAA 방식을 사용하는 HSDPA MIMO 시스템에 적용 가능한 Griffiths algorithm 기반 적응 LMMSE equalizer의 구조를 제안하고자 한다. Griffiths 알고리즘은 [9]에서 처음으로 chip-level equalization에 적용되었으며, [9]와 [6]을 통해 1x1 시스템에서의 정상 동작이 검증된 알고리즘이다. 본 논문에서는 우선 Griffiths 알고리즘을 D-TxAA 방식에 적용할 경우 사용 가능한 두 가지 형태의 적응 LMMSE equalizer 구조를 제시할 것이며, 여러 채널 환경에 대한 컴퓨터 모의실험을 통해 두 수신기의 성능을 비교 분석하고자 한다. 이를 통해 최종적으로 HSDPA MIMO 시스템에 적합한 Griffiths algorithm 기반 적응 LMMSE equalizer를 제안한다.

## II. D-TxAA 기반 HSDPA MIMO 시스템

D-TxAA 기반 HSDPA MIMO 시스템의 하향링크 전송단의 기본 구조는 그림 1과 같다<sup>[2]</sup>. 그림에서 stream1과 stream2는 각각 HS-PDSCH의 primary transport block과 secondary transport block에 해당되는 신호를 나타낸다. Stream1만 전송되는 경우를 single stream 방식, stream1과 stream2가 동시에 전송되는 경우를 dual stream 방식이라 하며, 본 논문에서는 dual stream 방식만을 고려한다.

Stream1과 stream2에는 동일한 spreading과 scrambling이 적용되며 그 출력 신호에 precoding weight  $\{w_1, w_2, w_3, w_4\}$ 가 곱해져서 각각의 antenna branch로 보내진다. Precoding weight 중  $w_1$ 과  $w_3$ 은 동일한 상수 값, 즉  $w_1 = w_3 = 1/\sqrt{2}$ 로 고정되어 있

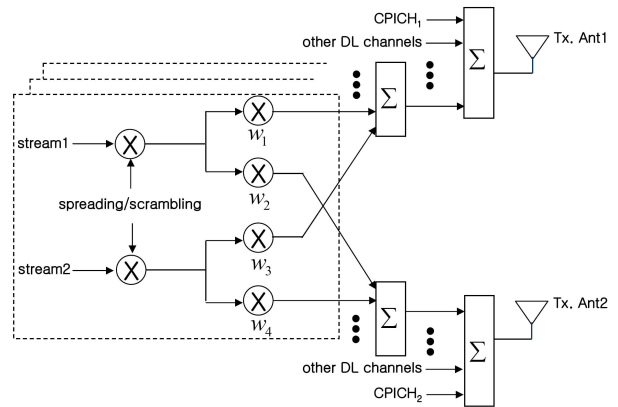


그림 1. D-TxAA 기반 HSDPA MIMO 시스템의 하향링크 전송단의 기본 구조

Fig. 1. Downlink transmitter structure for the D-TxAA based HSDPA systems.

으며,  $w_2$ 는  $\left\{ \frac{1+j}{2}, \frac{1-j}{2}, \frac{-1+j}{2}, \frac{-1-j}{2} \right\}$  중 하나의 값을 갖고,  $w_4 = -w_2$ 로 고정된다. 또한, 보다 높은 데이터 전송률을 위해서는 여러 개의 OVFS code를 사용하여 동시에 여러 개의 HS-PDSCH를 전송하기도 한다. 한편, 수신단에서 전송 안테나 별로 신호가 겪는 채널을 분리해서 추정할 수 있도록 해 주기 위해 두 개의 전송 안테나에 서로 다른 패턴을 갖는 파일럿 채널을 전송해 준다.

## III. Griffiths 적응 알고리즘

Griffiths 알고리즘은 LMMSE 해로 수립하는 적응 알고리즘의 하나로써 [9]에서 처음으로 chip-level equalization에 적용되었다.

편의상 아래의 식과 같이 정의된 MSE (mean square error) 비용함수를 가정하기로 한다.

$$J = E[|b - \mathbf{w}^H \mathbf{r}|^2] \quad (1)$$

여기서  $\mathbf{r}$ 과  $\mathbf{w}$ 는 각각 equalizer의 입력 벡터와 equalizer의 탭 계수 벡터를 나타내며,  $b$ 는 equalizer의 희망 출력값을 나타낸다. 이 경우 비용함수의 gradient 벡터는 다음과 같다.

$$\nabla J = -2E[b^* \mathbf{r}] + 2E[\mathbf{r} \mathbf{r}^H] \mathbf{w} \quad (2)$$

여기서  $E[b^* \mathbf{r}] = \mathbf{p}$ 는 equalizer의 입력 벡터와 희망 출력값 사이의 cross-correlation 벡터이며,  $E[\mathbf{r} \mathbf{r}^H] = \mathbf{R}$

은 입력 신호의 covariance 행렬을 나타낸다. 따라서 식 (1)을 최소화 하는 최적의 LMMSE 해는  $\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p}$  로 표현된다<sup>[10]</sup>. 추가로, 이와 같은 LMMSE 해에 수렴 하도록 하는 적응 알고리즘 중 gradient 벡터의 반대 방향으로 equalizer의 탭 계수를 적응 시키는 방식을 steepest descent 알고리즘이라 하며 탭 계수의 적응 식은 다음과 같다<sup>[10]</sup>.

$$\begin{aligned}\mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - (\mu/2)\nabla J \\ &= \mathbf{w}(n) + \mu(\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}(n))\end{aligned}\quad (3)$$

본 논문에서 고려하는 Griffiths 알고리즘은 식 (3)에서 covariance 행렬  $\mathbf{R}$ 을 순간 추정치  $\mathbf{r}(n)\mathbf{r}(n)^H$  로만 대체시켜 준 것으로써 그 적응 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu(\mathbf{p} - \mathbf{r}(n)\mathbf{r}(n)^H\mathbf{w}(n)) \\ &= \mathbf{w}(n) + \mu(\mathbf{p} - \mathbf{r}(n)z(n)^*)\end{aligned}\quad (4)$$

여기서  $\mu$ 는 adaptation step size이며,  $z(n)$ 은  $n$ 번째 시각에서의 equalizer의 출력신호이다. 식 (4)에서 cross-correlation 벡터  $\mathbf{p}$ 는 채널 추정치로부터 계산 가능하며  $\mathbf{r}(n)$ 와  $z(n)$ 은 equalizer의 입력신호와 출력신호이므로, Griffiths 알고리즘은 탭 계수 수렴을 위한 별도의 훈련 신호(training sequence)를 필요로 하지 않는다는 장점이 있다. 또한,  $\mathbf{p}$ 의 추정 주기와 상관없이 식 (4)의 탭 계수 갱신 주기를 임의로 조절할 수 있어 수렴 속도를 빨리 할 수 있다<sup>[9]</sup>.

#### IV. Griffiths 알고리즘 기반 적응 LMMSE Equalizer (Dual Stream Case)

그림 1에서 stream1과 stream2의 chip-level 신호를 행 벡터(column vector) 형태로 나열한 것을  $\mathbf{s}_1$ 과  $\mathbf{s}_2$ 로 가정하고,  $j$ 번째 전송안테나와  $i$ 번째 수신안테나 사이의 채널 행렬을  $\mathbf{H}_{i,j}$ 로 가정하자. 이 경우 두 개의 수신안테나로부터 받아진 수신신호를 하나의 행 벡터로 나타내면 다음과 같다<sup>[11]</sup>.

$$\begin{aligned}\mathbf{r} &= \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \mathbf{H}_{1,2} \\ \mathbf{H}_{2,1} & \mathbf{H}_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1\mathbf{I} & w_3\mathbf{I} \\ w_2\mathbf{I} & w_4\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{n}\end{aligned}\quad (5)$$

여기서  $\mathbf{r}_i$ 는  $i$ 번째 수신안테나로 수신된 신호를 나타내며,  $\mathbf{n}$ 은 평균이  $\mathbf{0}$  벡터이고 covariance 행렬로  $2\sigma^2\mathbf{I}$

를 갖는 복소수 AWGN (additive white Gaussian noise) 벡터를 나타낸다.

또한 chip 당  $N_s$  개의 샘플을 사용하고 총  $F$  chip 길이를 갖는 chip-level equalizer를 고려할 경우,  $\mathbf{H}_{i,j}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H}_{i,j} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{N_s \times L}^{i,j} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{N_s \times 1} & \mathbf{h}_{N_s \times L}^{i,j} & \cdots & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{N_s \times 1} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} & \ddots & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{N_s \times 1} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} & \cdots & \mathbf{h}_{N_s \times L}^{i,j} \end{bmatrix}\quad (6)$$

$$\mathbf{h}_{N_s \times L}^{i,j} = \begin{bmatrix} h_{0,L-1}^{i,j} & \cdots & h_{0,0}^{i,j} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_s-1,L-1}^{i,j} & \cdots & h_{N_s-1,0}^{i,j} \end{bmatrix}\quad (7)$$

여기서  $L$ 은 채널 impulse response의 길이를 나타낸다. 따라서 식 (5)의  $\mathbf{H}_{i,j}$ 의 크기는  $(N_s F) \times (F + L - 1)$ ,  $\mathbf{s}_1$ 과  $\mathbf{s}_2$ 의 크기는  $(F + L - 1) \times 1$ , 수신신호  $\mathbf{r}$ 의 크기는  $(2N_s F) \times 1$ 이다.

#### 4.1 Equalizer 구조1

우선, 식 (5)에서 equalizer의 희망 출력 벡터에 precoding weight를 포함시킬 경우(즉, 희망 벡터를  $\mathbf{W}\mathbf{s} = \mathbf{W} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \end{bmatrix}$ 로 할 경우), equalizer를 precoding weight에 관계없이 채널만을 등화시키는 구조로 유도할 수 있다. 이 경우 LMMSE 해는 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_a = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + 2\sigma^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}\quad (8)$$

물론 최종적으로 원하는 신호는  $\mathbf{s}$ 이므로 equalizer 출력신호에 precoding 행렬의 역행렬을 곱해 주어야 한다. 즉,  $\hat{\mathbf{s}}_{\text{EQ1}} = \mathbf{W}^{-1}(\mathbf{w}_a^H \mathbf{r})$ 을 통해 얻어지며, 여기서 precoding 행렬  $\mathbf{W}$ 가 unitary 행렬(즉,  $\mathbf{W}\mathbf{W}^H = \mathbf{I}$ )임을 이용하면  $\hat{\mathbf{s}}_{\text{EQ1}} = \mathbf{W}^H \mathbf{w}_a^H \mathbf{r}$ 로 표현할 수 있다.

Chip-level LMMSE equalizer의 구조와 탭 계수를 유도하기 위해, stream1과 stream2의  $d$ 번째 chip 신호의 추정치를 얻는 과정을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}_1(d) \\ \hat{\mathbf{s}}_2(d) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} w_1 & w_3 \\ w_2 & w_4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} [\mathbf{w}_a(d)]^H \\ [\mathbf{w}_a(F+L-1+d)]^H \end{bmatrix} \mathbf{r} \\ &= \begin{bmatrix} w_1 & w_3 \\ w_2 & w_4 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} [EQ1_{1,1}]^H & [EQ1_{1,2}]^H \\ [EQ1_{2,1}]^H & [EQ1_{2,2}]^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (9)$$

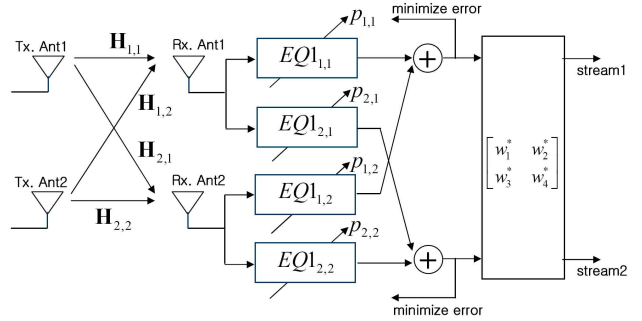
여기서  $\hat{s}_1(d)$ 와  $\hat{s}_2(d)$ 는  $s_1, s_2$  벡터의  $d$ 번째 성분 값에 대한 추정치이며,  $w_a(d)$ 와  $w_a(F+L-1+d)$ 는 각각 식 (8)의  $w_a$  행렬의  $d$ 번째와  $(F+L-1+d)$ 번째의 행 벡터로 그 크기는  $(2N_s F) \times 1$ 이다. 또한 보다 직관적인 설명을 위해 수신신호를 안테나 별로 나눠서 표현할 경우, stream1을 위한 equalizer의 최적의 탭 계수를 나타내는  $w_a(d)$ 는 동일한 크기(즉,  $(N_s F) \times 1$ )의 두 개의 행 벡터  $EQ1_{1,1}$ 와  $EQ1_{1,2}$ 로 나눌 수 있으며, stream2를 위한 equalizer의 최적의 탭 계수를 나타내는  $w_a(F+L-1+d)$  역시 동일한 크기(즉,  $(N_s F) \times 1$ )의 행 벡터  $EQ1_{2,1}$ 와  $EQ1_{2,2}$ 로 나눠서 표현할 수 있다. 따라서 stream1과 stream2를 복원하기 위해서는 탭 수가  $N_s F$  인 4개의 equalizer가 필요하다.

Griffiths 알고리즘을 적용하여 식 (9)를 구현할 경우, 각각의 equalizer의 탭 계수가 최적 해에 수렴할 수 있도록 해 주기 위해 cross-correlation 벡터가 필요하다 (식 (4) 참고). 우선 precoding weight가 곱해진 신호가 equalizer의 희망 출력이므로, stream1과 stream2의  $d$ 번째 chip 신호에 해당되는 equalizer의 희망 출력은  $\begin{bmatrix} \bar{s}_1(d) \\ \bar{s}_2(d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 & w_3 \\ w_2 & w_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(d) \\ s_2(d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 s_1(d) + w_3 s_2(d) \\ w_2 s_1(d) + w_4 s_2(d) \end{bmatrix}$ 가 된다. 따라서 각각의 equalizer  $\{EQ1_{i,j}, i,j=1,2\}$ 를 위한 cross-correlation 벡터는  $p_{i,j} = E[\bar{s}_i(d) r_j^*]$ 이며, 식 (5)로부터 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

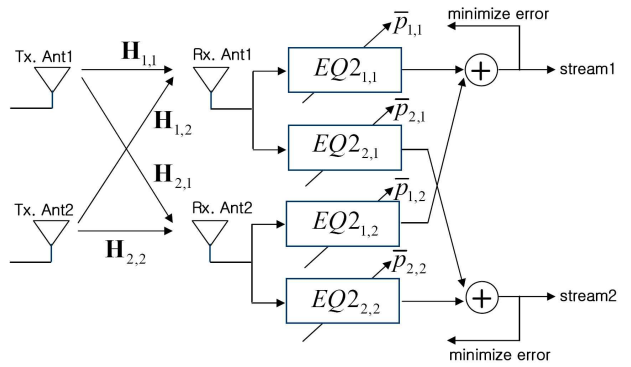
$$\begin{aligned} p_{1,1} &= H_{1,1}(d) \\ p_{1,2} &= H_{2,1}(d) \\ p_{2,1} &= H_{1,2}(F+L-1+d) \\ p_{2,2} &= H_{2,2}(F+L-1+d) \end{aligned} \quad (10)$$

즉, 모든 cross-correlation 벡터는 채널 행렬의 행 벡터만으로 표현되며, 이 값은 파일럿 채널로부터 추정할 수 있다.

최종적으로, equalizer의 희망 벡터를  $W s$ 로 할 경우 Griffiths 알고리즘 기반 적응 LMMSE equalizer의 구조는 그림 2 (a) (Equalizer 구조1)와 같이 도시할 수 있다. 즉, Equalizer 구조1은 precoding weight와 무관하게 동작하는 equalizer와 precoding weight의 직교성을 이용하여 두 개의 stream을 분리해 내는 부분이 연결된 구조를 갖는다.



(a) Equalizer 구조1



(b) Equalizer 구조2

그림 2. HSDPA MIMO system을 위한 Griffiths algorithm 기반 적응 LMMSE equalizer:

(a) Equalizer 구조1 (b) Equalizer 구조2

Fig. 2. Griffiths' algorithm based adaptive LMMSE equalizer for HSDPA MIMO systems:

(a) Equalzier structure1 (b) Equalzier structure2.

#### 4.2 Equalizer 구조2

이번에는 equalizer가 precoding weight의 영향까지를 모두 고려하여 각각의 stream 신호의 추정치를 바로 출력하도록 하는 구조를 고려한다. 즉, equalizer의 희망 출력 벡터를  $s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$ 로 하는 경우로써, LMMSE 해를 구하면 다음과 같다<sup>[11]</sup>.

$$\begin{aligned} w_b &= (H W W^H H^H + 2\sigma^2 I)^{-1} H W \\ &= (H H^H + 2\sigma^2 I)^{-1} H W \end{aligned} \quad (11)$$

이 경우 equalizer의 출력 신호는  $\hat{s}_{EQ2} = w_b^H r$ 가 되며, 식 (8)과 식 (11)로부터 알 수 있듯이  $w_b = w_a W$ 이므로  $\hat{s}_{EQ2} = W^H w_a^H r = \hat{s}_{EQ1}$  된다. 즉, 최적의 LMMSE equalizer의 경우는 희망 벡터를  $W s$ 로 할 때나  $s$ 로 할 때의 성능이 동일하다.

$\mathbf{w}_b$ 를 사용할 경우, stream1과 stream2의  $d$ 번째 chip 신호의 추정치를 얻는 과정은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}_1(d) \\ \hat{\mathbf{s}}_2(d) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} [\mathbf{w}_b(d)]^H \\ [\mathbf{w}_b(F+L-1+d)]^H \end{bmatrix} \mathbf{r} \\ &= \begin{bmatrix} [EQ2_{1,1}]^H & [EQ2_{1,2}]^H \\ [EQ2_{2,1}]^H & [EQ2_{2,2}]^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

또한 식 (12)를 Griffiths 알고리즘 기반의 적응 equalizer로 구현할 경우, 각각의 equalizer  $\{EQ2_{i,j}, i, j = 1, 2\}$ 를 위한 cross-correlation 벡터는  $\bar{\mathbf{p}}_{i,j} = E[s_i(d) \mathbf{r}_j^*]$ 이며, 식 (5)로부터 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{p}}_{1,1} &= w_1 \mathbf{H}_{1,1}(d) + w_2 \mathbf{H}_{1,2}(d) \\ \bar{\mathbf{p}}_{1,2} &= w_1 \mathbf{H}_{2,1}(d) + w_2 \mathbf{H}_{2,2}(d) \\ \bar{\mathbf{p}}_{2,1} &= w_3 \mathbf{H}_{1,1}(F+L-1+d) + w_4 \mathbf{H}_{1,2}(F+L-1+d) \\ \bar{\mathbf{p}}_{2,2} &= w_3 \mathbf{H}_{2,1}(F+L-1+d) + w_4 \mathbf{H}_{2,2}(F+L-1+d) \end{aligned} \quad (13)$$

최종적으로, equalizer의 희망 벡터를  $\mathbf{s}$ 로 할 경우 Griffiths 알고리즘 기반 적응 LMMSE equalizer의 구조는 그림 2 (b) (Equalizer 구조2)와 같다. Equalizer 구조2의 경우, auto-correlation 벡터 계산이 Equalizer 구조1에 비해 복잡하다는 단점은 있으나(식 (10)과 식 (13) 참고), stream 신호를 얻어내는 최종단에서의 error가 최소가 되도록 equalizer가 동작한다는 장점이 있다. 이에 반해 Equalizer 구조1은 equalization 과정과 precoding weight의 직교성을 이용하여 stream 신호를 분리해 내는 과정을 독립적으로 구현한다는 장점은 있으나, equalizer가 precoding weight의 직교성을 완벽히 복원해 주지 못 할 경우, 최종단에서의 성능저하가 예상된다.

## V. 컴퓨터 모의실험 결과

본 장에서는 앞에서 유도한 Equalizer 구조1과 Equalizer 구조2의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통해 비교하고, 이를 바탕으로 어느 구조가 D-TxAA 방식을 사용하는 HSDPA MIMO 시스템에 보다 적합한 지를 제시하고자 한다.

성능평가에서는 칩율(chip rate)이 3.84 Mcps이고 중심주파수가 2 GHz이며 D-TxAA를 지원하는 WCDMA 시스템의 하향링크를 고려한다. 전송 안테나와 수신 안테나가 각각 2개씩인 2x2 MIMO 시스템에서 6개의

표 1. 시뮬레이션 환경

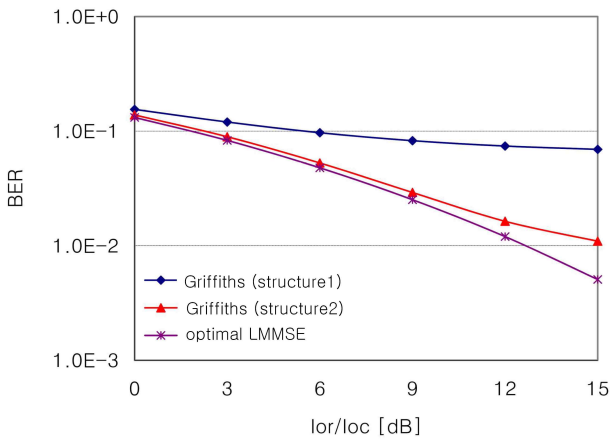
Table 1. Simulation environments.

Parameter	Value
SCH Ec/Ior	-12 dB
PCPICH Ec/Ior	-10 dB
PCCPCH Ec/Ior	-12 dB
# of HS-PDSCHs	6 (3 per each stream)
total HS-PDSCH Ec/Ior	-3 dB
OCNS (SF=128)	6 ch's with equal power
propagation models	PA3, PB3, VA30, VA120 (ITU) [13]
pre-coding weight	$w_2 = \frac{1}{2}(1+j)$
$N_s$	2
$F$	20
channel parameter update ( $\mathbf{h}_{N_s \times L}^j, \mathbf{p}_{r,j}, \bar{\mathbf{p}}_{r,j}$ )	every 512 chips (with no estimation error)

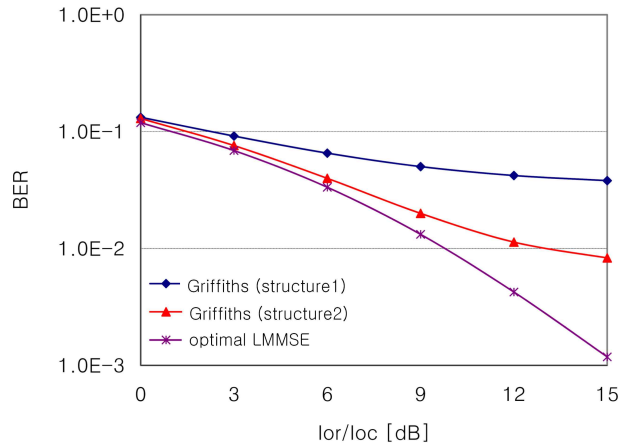
HS-PDSCH 채널을 stream1과 stream2에 각각 3개씩 실어서 전송하는 경우를 가정한다. 전반적인 시뮬레이션 환경은 [12]에 기초하였으며, 이를 요약하면 표 1과 같다.

각각의 HS-PDSCH는 동일한 파워를 갖고 QPSK 변조방식을 사용하며, 전체 HS-PDSCH의 Ec/Ior이 -3 dB인 환경을 가정하였다. 채널 환경으로는 HSDPA 성능평가를 위해 제안된 4개의 다중경로 페이딩 채널을 고려하였다<sup>[13]</sup>—PA3 (ITU pedestrian A, 3km/h), PB3 (ITU pedestrian B, 3km/h), VA30 (ITU vehicular A, 30km/h), VA120 (ITU vehicular A, 120km/h). 또한, D-TxAA를 위한 precoding weight는  $w_2 = (1+j)/2$ 으로 고정하였다.

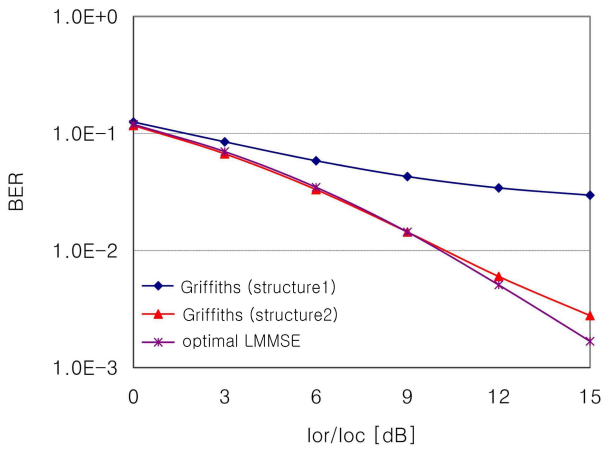
성능 비교를 위해서 최적의 LMMSE equalizer, Griffiths 기반의 적응 LMMSE equalizer 구조1과 구조2의 세 가지 수신기를 고려하였으며, 모두 40 탭을 갖는 equalizer—chip 당 2개의 샘플을 받고( $N_s = 2$ ), 20 chip 길이를 갖는( $F = 20$ ) 구조—를 사용하였다<sup>[12]</sup>. 채널 파라미터는 매 2 CPICH 심볼구간(512 chip)마다 갱신되며 채널 추정 오류는 무시하였다. Griffiths 알고리즘 기반의 equalizer에서는 이 채널 파라미터 값과 식 (10), (13)을 이용하여 auto-correlation 벡터를 계산하였다. 또한, Equalizer의 구조1과 Equalizer 구조2에서 탭 계수 갱신은(식 (4) 참고) 매 16 chip마다 수행하였으며, step size 값은 시뮬레이션을 통해 각각의 채널환경에서 가장 좋은 성능을 내는 값으로 선택하였다. 구체적으로는 PA3과 PB3 채널에서는 0.0004, VA30 채널에서는 0.0015, VA120 채널에서는 0.003의 값을 사용하였다.



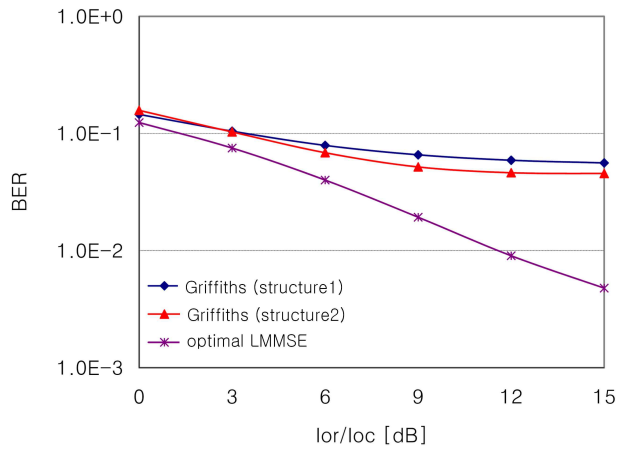
(a) PA3 채널 환경( $\mu = 0.0004$ )



(a) VA30 채널 환경( $\mu = 0.0015$ )



(b) PB3 채널 환경( $\mu = 0.0004$ )



(b) VA120 채널 환경( $\mu = 0.003$ )

그림 3. 저속 환경에서 lor/loc에 따른 성능 비교:

- (a) PA3 채널 환경( $\mu = 0.0004$ )
- (b) PB3 채널 환경( $\mu = 0.0004$ )

Fig. 3. Performance comparison in pedestrian channel environments: (a) PA3 channel ( $\mu = 0.0004$ ) (b) PB3 channel ( $\mu = 0.0004$ ).

그림 3은 이동 속도가 3 km/h에 해당되는 저속 환경에서의 성능을 비교한 것이다. Equalizer 구조1보다 Equalizer 구조2의 성능이 매우 우수하며, Equalizer 구조2의 성능이 최적의 LMMSE equalizer의 성능에 거의 근사하는 것을 확인할 수 있다. 여기서 Equalizer 구조1과 Equalizer 구조2의 성능에 차이가 생기는 이유는 equalizer가 최소화 시키고자 하는 error 신호의 위치가 다르기 때문이다. 즉, Equalizer 구조2에서는 최종단에서 error 신호를 취하는 반면, Equalizer 구조1에서는 최종단이 아닌 stream 신호를 분리해 내기 이전에 error 신호를 취하게 되므로 equalizer가 precoding weight의 직교성을 완벽히 복원하지 못할 경우 최종단에서 성능 저하가 생긴다.

그림 4. 고속 환경에서 lor/loc에 따른 성능 비교:

- (a) VA30 채널 환경( $\mu = 0.0015$ )
- (b) VA120 채널 환경( $\mu = 0.003$ )

Fig. 4. Performance comparison in vehicular channel environments: (a) VA30 channel ( $\mu = 0.0015$ ) (b) VA120 channel ( $\mu = 0.003$ ).

동일한 이유로 고속 환경에서도 Equalizer 구조2가 Equalizer 구조1에 비해 우수한 성능을 보였다(그림 4 참고). 다만, 적응 알고리즘의 경우 채널의 변화 속도가 빨라질수록 탭 계수의 적응 성능이 저하되므로, 속도가 증가할수록 최적의 LMMSE equalizer와의 성능 차이가 커진다.

결론적으로, D-TxAA dual stream 방식에 Griffiths 알고리즘 기반의 적응 LMMSE equalizer를 적용할 경우에는 equalizer가 precoding weight의 직교성을 이용하여 stream 신호를 분리해 내는 과정까지를 모두 포함하도록 하는 구조(Equalizer 구조2)를 사용하는 것이 보다 효과적이다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 D-TxAA 기반 HSDPA MIMO 시스템에 적용 가능한 두 가지 형태의 Griffiths algorithm 기반 적응 LMMSE equalizer의 구조를 제안하였다. 하나는 equalization 과정과 precoding weight의 직교성을 이용하여 stream 신호를 분리해 내는 과정을 독립적으로 구현한 것이며(Equalizer 구조1), 다른 하나는 equalizer가 precoding weight의 직교성을 이용하여 stream 신호를 분리해 내는 과정까지를 모두 포함하도록 한 것이다(Equalizer 구조2). 여러 채널 환경에서의 성능 비교를 통해, stream 신호가 복원되는 최종단의 error 신호를 최소화하도록 동작하는 Equalizer 구조2가 D-TxAA 기반 HSDPA MIMO 시스템에 보다 적합함을 보였다.

## 참 고 문 헌

- [1] H. Holma and A. Toskala, Eds., *Wideband CDMA for UMTS*, John Wiley and Sons, Newyork, NY, USA, 2000.
- [2] 3GPP TS 25.214, "Physical layer procedures (FDD) (Release 7)," May 2007.
- [3] T. Krauss and M. Zoltowski, "MMSE equalization under conditions of soft hand-off," *Proc. IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Techniques and Applications*, Vol. 2, pp. 386-392, Parsippany, NJ, USA, Sep. 2000.
- [4] C. D. Frank, "MMSE reception of DS-CDMA with open-loop transmit diversity," *Proc. IEEE Int. Conf. 3G Mobile Commun. Tech.*, pp. 156-160, London, UK, March 2001.
- [5] P. Darwood, P. Alexander, and I. Oppermann, "LMMSE chip equalisation for 3GPP WCDMA downlink receivers with channel coding," *Proc., IEEE ICC'2001*, pp. 1421-1425, Helsinki, Finland, June 2001.
- [6] K. Hooli, M. Juntti, M. J. Heikkila, P. Komulainen, M. Latva-aho, and J. Lilleberg, "Chip-level channel equalization in WCDMA downlink," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp. 757-770, Jan. 2002.
- [7] S. P. Shenoy, I. Ghauri, and D. T. M. Slock, "Optimal precoding and MMSE receiver designs for MIMO WCDMA," *Proc. IEEE VTC'2008*, pp. 893-897, Singapore, May 2008.
- [8] T. Nihtila and V. Haikola, "HSDPA Performance

with dual stream MIMO in a combined macro-femto cell network," *Proc. IEEE VTC'2010*, pp. 1-5, Taipei, May 2010.

- [9] M. Heikkila, P. Komulainen, and J. Lilleberg, "Interference suppression in CDMA downlink through adaptive channel equalization," *Proc. IEEE VTC'99*, vol. 2, pp. 978-982, Amsterdam, Netherlands, Sep. 1999.
- [10] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.
- [11] R4-061370, "Extension of the type3 reference receiver to dual stream case," TSG RAN WG4 meeting#41, Riga, Latvia, Nov. 2006.
- [12] R4-050728, "Simulation assumption for Rx diversity + LMMSE equalizer enhanced HSDPA receiver (Type 3)," TSG RAN WG4 meeting#36, London, United Kingdom, Aug. 2005.
- [13] 3GPP, TS 25.101, V7.1.0, "User equipment (UE) radio transmission and reception (FDD)," Sept. 2005.

## 저 자 소 개



주 정 석(정회원)-교신저자

1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사 졸업.

1996년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사 졸업.

2001년 한국과학기술원 전자전산학과 박사 졸업.

2001년 ~ 2003년 삼성전자(책임연구원)

2003년 ~ 현재 한국외국어대학교 전자공학과 부교수

<주관심분야 : 이동통신, 신호처리>