

다중경로 레일리 페이딩 채널에서의 자기 직교화 결정제환 등화기의 성능 분석

정희원 신 환 옥*, 김 응 배**, 김 남 일**, 장 충 구*

Performance Analysis of Self-Orthogonalizing Decision Feedback Equalizer over Multipath Rayleigh Fading Channel

Hwan W. Shin*, Eung B. Kim**, Nam I. Kim**, Chung G. Kang* *Regular Members*

요 약

광대역 무선 통신 시스템에서는 주파수 선택적 다중경로 페이딩 채널상에서 발생하는 인접 심볼간의 간섭에 의한 성능 열화를 극복하기 위해서 채널 등화 기술의 도입이 필연적이다. 그러나, 데이터 전송률이 증가함에 따라 채널 등화에 필요한 훈련열의 길이가 늘어나고, 이로 인한 오버헤드를 감소하기 위해서는 보다 수렴률이 높은 적응 알고리즘이 요구된다. 본 논문에서는 주파수 영역의 적응 여파 기법 중의 하나인 자기 직교화 방식의 결정제환 등화기를 고려했다. 이 채널 등화기에서는 적응 알고리즘으로 DCT-LMS (discrete cosine transform least mean square) 알고리즘을 채택함으로써 수렴률과 MSE (mean square error) 성능을 향상 시켜 결과적으로 광대역 무선 통신에서 요구되는 훈련열에 따른 오버헤드를 감소시킬 수 있게 된다. 시뮬레이션을 통해 주파수 선택적 다중경로 페이딩 채널에서의 제안된 채널 등화 기법에 대한 성능을 분석한다.

ABSTRACT

In broadband wireless communication systems, channel equalization is an essential means to combat the intersymbol interference over multipath frequency selective fading channel. As a data rate increases, the required overhead associated with the training sequence becomes prohibitively large and furthermore, the speed-up of the convergence rate for the adaptive algorithm therein becomes essential for the broadband radio communication. In this paper, we consider a self-organizing decision feedback equalizer, which is based on one of the frequency-domain adaptive filtering techniques. A particular type of equalizer under consideration employs DCT-LMS (discrete cosine transform least mean square) algorithm, which dramatically improves the equalization performance in terms of the convergence rate and MSE (mean square error), subsequently reducing the overhead required for the broadband radio communication. The performance of the proposed equalization scheme is analyzed via simulation under the multipath frequency selective fading channel.

I. 서 론

무선 통신 시스템의 전송 속도가 증가함에 따라 성능과 복잡도 측면에서 구현상 적합한 결정 제환 등화기 (Decision Feedback Equalizer: DFE)가 일반적으로 고려되고 있으며^[1, 2], 그 적응 알고리즘에

서는 다음과 같은 두 가지 측면이 고려되어야 한다. 첫번째는 데이터 전송률의 고속화에 따른 DFE의 탭수 증가로 인한 복잡도이며, 두번째는 등화기의 MSE (Mean Square Error) 수렴 속도를 데이터의 속도에 맞추기 위해서 적응 알고리즘의 수렴율을 증가시켜야 하는 점이다. 이와 같은 두 가지 측면을

* 고려대학교 전기전자전파공학부

** 한국전자통신연구원 무선방송기술 연구소

논문번호: 99498-1223, 접수일자: 1999년 12월 23일

만족시키기 위해서 근래에 고려되고 있는 등화 방식 중의 하나는 적응 알고리즘을 주파수 영역에서 수행하는 주파수 영역 적응 필터링 알고리즘 (Frequency Domain Adaptive Filtering: FDAF)을 적용하는 방법이다³⁻⁶⁾.

주파수 영역 적응 필터링은 시간 영역에서 구현된 알고리즘에 비해 각각의 장점에 따라 다음과 같이 두 가지로 구분할 수 있다. 그 첫번째는 계산상의 복잡도를 줄일 수 있는 장점을 갖는 방법으로서 이러한 점은 블록 단위의 적응 알고리즘을 FFT (Fast Fourier Transform)를 이용함으로써 얻어낼 수 있다⁷⁻¹⁰⁾. 두번째는 주파수 영역으로의 변환을 통해서 입력 신호를 비상관적(uncorrelated)인 신호로 나타냄으로써 적응 알고리즘의 수렴율을 관장하는 상관 행렬(correlation matrix)이 항등 행렬 또는 대각 행렬의 형태로 표현되어 수렴율을 향상시키는 방법이다^{11, 12)}.

무선 LAN이나 B-WLL 등과 같은 고속 데이터 전송 시스템에서는, 채널의 지연 확산이 대략 100 nsec 정도의 값을 가질 때¹³⁾ 최대 데이터 속도가 20 Mbaud 내외이므로 대략 10~20 이하의 탭수를 갖는 결정 제한 등화기를 사용한다면 다중경로 채널에 의해 발생하는 ISI (intersymbol interference)를 충분히 제거해 줄 수 있다²⁾. 따라서 본 논문에서는 이와 같은 시스템을 전제로 하여 MSE의 수렴 속도를 증가시킴으로써 오버헤드를 줄이며, MSE의 수렴값을 감소시킴으로써 비트 오류 성능을 향상시킬 수 있는 등화기를 설계하였다. 기존의 결정 제한 등화기에서 사용하는 LMS (Least Mean Square) 적응 알고리즘에 비해 MSE의 수렴 속도를 증가시키고 수렴값을 감소시키기 위하여 적응 알고리즘을 주파수 영역에서 수행하는 DCT-LMS (Discrete Cosine Transform Least Mean Square) 적응 알고리즘을 결정 제한 등화기에 적용하여 기존의 방식보다 우수한 성능을 나타내는 결정 제한 등화기를 제안하고 다중 경로 레일리 페이딩 채널에서 그 성능을 비교 분석하였다.

II. 주파수 영역 적응 필터링 알고리즘

일반적으로 주파수 영역 LMS 적응 필터링 알고리즘은 다음과 같이 두 가지로 구분할 수 있다. 그 첫번째는 시간 영역에서 구현한 적응 필터링 알고리즘에 비해 계산상의 복잡도를 줄일 수 있는 방법으로서 이는 블록 단위의 LMS 적응 알고리즘을

FFT (fast Fourier transform)를 이용하여 나타내는 것이다. 두번째는 입력 신호 벡터열을 DCT (discrete cosine transform)를 통하여 주파수 영역으로 변환시킴으로써 적응 알고리즘의 수렴율을 관장하는 상관 행렬(correlation matrix)이 항등 행렬 또는 대각 행렬의 형태로 표현되어 수렴율을 향상시키는 방법이다. 본 논문에서는 결정 제한 등화기의 성능을 향상시키는 것이 목적이므로 앞서 설명한 두 가지의 주파수 영역 적응 필터링 알고리즘 중에서 후자에 해당하는 DCT-LMS 알고리즘을 적응 알고리즘으로 적용시킨다. 따라서 본 장에서는 DCT-LMS 알고리즘에 대하여 살펴보기로 한다.

2.1 DCT-LMS 알고리즘의 개요

LMS 알고리즘에서 MSE와 탭 계수 벡터의 수렴율은 입력 신호 자기상관 행렬 (autocorrelation matrix)의 고유값(eigenvalue)의 최대치와 최소치의 비에 의해서 결정된다. 그러므로 자기상관 행렬 고유값의 최대치와 최소치의 차이가 없는, 즉 두 값이 같을 때 LMS 알고리즘의 수렴율은 최대가 된다. 이와 같은 방법을 이용하여 LMS 적응 알고리즘의 수렴율을 증가시키기 위한 방법을 자기 직교화(self-orthogonalization) 방식이라 부른다¹⁴⁾. 자기 직교화 방식을 적용한 경우에는 LMS 알고리즘의 수렴율을 결정하는 행렬이 항등행렬이 되어 모두 동일한 고유값들을 갖게 되므로 최대치와 최소치의 비는 최대가 되고 수렴율 또한 최대가 된다. 이러한 자기 직교화 방식은 기존의 LMS 알고리즘에서 입력 신호의 자기상관 행렬의 역행렬을 곱함으로써 나타낼 수 있다.

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \alpha R^{-1}x(n)e(n) \quad (1)$$

식 (1)에서 $\hat{w}(n)$ 는 적응 필터의 계수를, $x(n)$ 는 적응 필터의 입력 신호를, R 는 입력 신호의 자기상관 행렬을, $e(n)$ 는 LMS 알고리즘에서 사용되는 오류신호를 각각 나타내며, 필터의 차수가 N 일 때 상수 α 는 $1/2N$ 일 때 최적의 값을 갖는다. 자기 직교화 적응 알고리즘은 다음과 같은 두 단계로 수행된다.

- ① 입력 신호 벡터는 그에 상응하는 비상관성 변수의 벡터로 변환된다.
- ② 비상관성을 갖도록 변환된 벡터는 LMS 알고리즘의 입력으로 사용된다.

위의 두 단계 중 입력 신호 벡터를 비상관성을 갖게 하는 첫번째 단계는 KLT (Karhunen-Loeve transform)를 사용하여 수행할 수 있다. 특히, 입력 벡터가 WSS (wide-sense stationary)하고 평균 0을 갖는 조건을 만족할 때 KLT의 i 번째 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_i(n) = \mathbf{q}_i^T \mathbf{x}(n), \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

식 (2)에서 \mathbf{q}_i 는 입력 벡터 $\mathbf{x}(n)$ 의 상관 행렬 \mathbf{R} 에서의 i 번째 고유값 λ_i 에 해당하는 고유벡터를 나타내며, N 은 적응 필터의 차수를 나타낸다. KLT의 출력 신호는 비상관성을 갖는 신호이므로 KLT 출력 신호 벡터 $\mathbf{v}(n)$ 의 상관 행렬은 다음과 같은 $N \times N$ 의 대각 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{\Lambda} &= E[\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^T(n)] \\ &= \text{diag}[\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N-1}] \end{aligned} \quad (3)$$

따라서, KLT를 사용한 식 (1)의 자기 직교화 알고리즘은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{w}_i(n+1) = \hat{w}_i(n) + \frac{\alpha}{\lambda_i} v_i(n) e(n), \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

KLT는 입력 신호에 의존적이며, 입력 신호 자기 상관 행렬의 예측 및 행렬의 대각화와 기저 벡터 (basis vector)의 설정 등 많은 계산량이 요구된다. 따라서 KLT는 실시간에서 구현이 불가능하므로 DFT (discrete Fourier transform), DCT (discrete cosine transform), SCT (symmetric cosine transform), FKLT (fast Karhunen-Loeve transform), DST (discrete sine transform)와 같은 직교 변환 방법들이 적용되고 있다^[12]. 일반적으로 신호 처리 분야에서 고려하고 있는 stationary하고 평균 0의 1차 Markov process를 갖는 신호에 대해서는 이와 같은 직교 변환 방법 중에서 DCT가 가장 KLT와 유사한 역할을 한다는 사실이 이미 밝혀진 바 있다^[11,17]. 따라서 자기 직교화 적응 알고리즘의 첫번째 단계는 DCT에 의해서 수행될 수 있으며, 두번째 단계에서 DCT된 신호 벡터는 LMS 알고리즘의 입력 신호가 된다. 이를 도식화하면 그림 1과 같다. 이러한 자기 직교화 방법의 구현 방법인 DCT-LMS 알고리즘을 수행하기 위해서는 그림 1에서 보는 바와 같이 효율적인 DCT 변환을 위해서 sliding windowing 방식을 사용하기도 한다^[16].

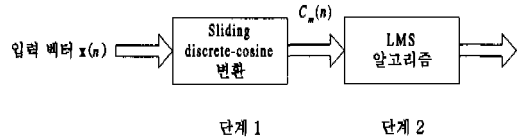


그림 1. DCT-LMS 알고리즘의 블록도

2.2 고유값의 예측 구조

식 (4)로 표현되는 DCT-LMS 알고리즘의 탭 계수 적응 방정식에서 $v_i(n)$ 은 입력 신호의 DCT 형태인 $C_m(n)$ 으로 대체할 수 있으며, 각 탭의 고유값 λ_i 는 다음과 같은 방법으로 예측한다. 우선 입력 신호의 자기상관 행렬을 다음과 같이 정의한다.

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^T(i) \quad (5)$$

식 (4)에서 볼 수 있듯이 DCT에 의해서 직교 변환된 신호의 자기상관 행렬은 대각행렬로 나타나지므로 그 때의 대각 성분인 고유값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\lambda}_m(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n C_m^2(i), \quad m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

식 (6)의 고유값을 반복적인 구조로 표현하기 위해서 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\hat{\lambda}_m(n) = \frac{1}{n} C_m^2(n) + \frac{n-1}{n} \cdot \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n-1} C_m^2(i) \quad (7)$$

또한 식 (6)에 의해서 $\hat{\lambda}_m(n-1)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\lambda}_m(n-1) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n-1} C_m^2(i) \quad (8)$$

따라서 식 (7)과 식 (8)에 의하여 고유값의 예측은 다음과 같은 반복적인 방법으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\lambda}_m(n) = \gamma \hat{\lambda}_m(n-1) + \frac{1}{n} (C_m^2(n) - \gamma \hat{\lambda}_m(n-1)) \quad (9)$$

식 (9)에서 γ 는 $0 < \gamma < 1$ 의 값을 갖는 상수로 WSS 환경에서 적용된 분석을 nonstationary한 환경까지 고려해 줌으로써 나타난 상수값이다^[18]. 따라서 DCT 변환된 신호 벡터는 식 (9)에 의해 예측되는 고유값을 이용하여 식 (4)와 같이 나타나는 LMS

알고리즘을 수행함으로써 DCT-LMS 적응 알고리즘을 구현할 수 있다.

Ⅲ. DCT-LMS 알고리즘을 적용한 결정제한 채널 등화기(DFE)

3.1 등화기의 설계

본 논문에서는 고속 전송 시스템에서 적합한 등화방식으로 결정 제한 등화기법을 적용한다. 선형부(feedforward filter: FFF)의 탭 길이를 M_1 , 폐환부(feedback filter: FBF)의 탭 길이를 M_2 라고 가정한다. 등화기의 탭 계수는 최소 평균 제곱 오류(minimum mean-square error: MMSE) 조건에 따라 LMS 알고리즘에 의해 적응적으로 갱신되며, II장에서 설명한 DCT-LMS 알고리즘을 선형부의 적응 알고리즘으로 적용함으로써 등화기의 수렴 속도를 증가시키고 최종 수렴값을 감소시켜 더욱 향상된 성능과 더 짧은 오버헤드를 수반하는 등화기를 제안한다. 이와 같이 DCT-LMS 알고리즘을 이용한 DFE의 구조를 도식화하면 그림 2와 같다.

그림 2에서 볼 수 있듯이 등화기의 입력 신호 샘플 값을 $x(n)$ 이라고 한다면, 비상관성의 신호로 변환된 $C(n)$ 은 다음과 같은 DCT 형태로 나타낼 수 있다.

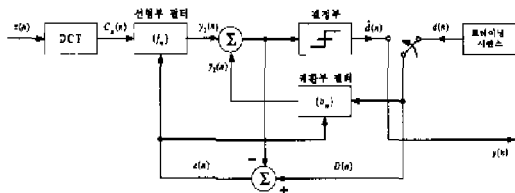


그림 2. 주파수 영역 결정 제한 등화기의 블록도

$$C_m(n) = k_m \sum_{i=n-M_1+1}^n x(i) \cos\left(\frac{m(i-n+M_1-1/2)\pi}{M_1}\right) \quad (10)$$

식 (10)에서 M_1 탭의 FFF 탭 차수를 의미하는 m 은 $0 \leq m \leq M_1 - 1$ 의 값을 갖으며, 상수 k_m 은 다음과 같이 정의된다.

$$k_m \approx \begin{cases} 1/\sqrt{2}, & m = 0 \\ 1, & m \neq 0 \end{cases}$$

식 (10)과 같이 DCT 변환된 새로운 입력 신호 벡터는 LMS 알고리즘에 의하여 갱신된 FFF의 탭

계수 벡터 $w^{(f)}(n) = \{w_0^{(f)}(n), w_1^{(f)}(n), \dots, w_{M_1-1}^{(f)}(n)\}$ 과 곱해짐으로써 선형부의 출력 신호를 생성한다.

$$y_1(n) = \sum_{m=0}^{M_1-1} C_m(n) \hat{w}_m^{(f)}(n) \quad (11)$$

식 (11)의 선형부 출력 신호는 폐환부의 출력 신호와 합해진 후, 그 결정값과의 차이에 의해 LMS 적응 알고리즘 파라미터인 오류 신호 $e(n) = D(n) - y(n)$ 을 나타낸다. 여기서 선형 출력 신호의 결정값 $D(n)$ 은 트레이닝 모드에서는 트레이닝 시퀀스값이 되며, decision-directed 모드에서는 선형부 출력 신호와 폐환부 출력 신호 합을 슬라이서 통과값이 된다. 선형부 필터의 탭 계수 벡터는 오류 신호와 입력 신호 $C(n)$ 를 이용하여 LMS 알고리즘을 적용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{w}_m^{(f)}(n+1) = \hat{w}_m^{(f)}(n) + \frac{\alpha}{\hat{\lambda}_m(n)} C_m(n) e(n) \quad (12)$$

식 (12)에서 입력 신호의 고유값을 나타내는 $\hat{\lambda}_m(n)$ 은 2.2절의 식 (9)와 같은 반복 구조로 예측할 수 있다. 폐환부 필터의 탭 계수 벡터는 일반적인 LMS 알고리즘을 적용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$w_m^{(b)}(n+1) = w_m^{(b)}(n) + \mu D(n+m+1) e(n) \quad (13)$$

식 (13)에서 μ 는 폐환부 LMS 알고리즘의 수렴율을 제어하는 step-size를 나타낸다. 따라서 폐환부의 출력 신호는 폐환부의 결정 벡터 $D(n)$ 에 의해서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_2(n) = \sum_{m=0}^{M_2-1} D(n+m+1) w_m^{(b)}(n) \quad (14)$$

따라서 주파수 영역 결정 제한 등화기의 출력 신호 $y(n)$ 는 식 (11)과 식 (14)로 나타나는 선형부와 폐환부 출력 신호 합을 결정값으로 나타낼 수 있다.

$$y(n) = \text{sgn}(y_1(n) + y_2(n)) \quad (15)$$

3.2 LMS DFE와 DCT-LMS DFE의 계산 복잡도 비교

일반적인 LMS DFE와 본 논문에서 제안하는 DCT-LMS DFE의 계산 복잡도를 비교하기 위하여

(M_1, M_2) 값을 각각 (3, 3), (6, 5), (9, 9)로 가정하여 정리하면 표 1과 같이 나타낼 수 있다. 표 1에서 예로 든 M_1 과 M_2 값은 IV장에서 성능 분석을 위해 각 채널에서 사용한 LMS DFE와 DCT-LMS DFE의 탭수이다. 표 1에서 볼 수 있듯이 입력 신호열을 교직화 시켜주는 DCT 블록과 입력 신호열의 고유값을 예측하기 위한 구조의 추가로 인한 DCT-LMS DFE는 LMS DFE에 비하여 약 2배 정도의 계산 복잡도를 갖는다.

표 1. LMS DFE와 DCT-LMS DFE의 계산 복잡도 비교

LMS DFE	곱셈	$2M_1+2M_2+1$					
	덧셈	$2M_1+2M_2$					
DCT-LMS DFE	곱셈	$7M_1+2M_2+3$					
	덧셈	$6M_1+2M_2+1$					
(M_1, M_2)		(3, 3)		(6, 5)		(9, 9)	
연산	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈	
LMS DFE	14	12	24	22	38	36	
DCT-LMS DFE	30	25	55	47	84	73	

3.3 LMS DFE와 DCT-LMS DFE의 수렴 성능 비교 분석

DCT-LMS DFE의 MSE 수렴 성능과 LMS DFE의 MSE 수렴 성능을 나타내면 그림 3과 같다. 이때, 사용된 채널의 임펄스 응답은 다음과 같은 raised cosine 필터로 모델링한다.

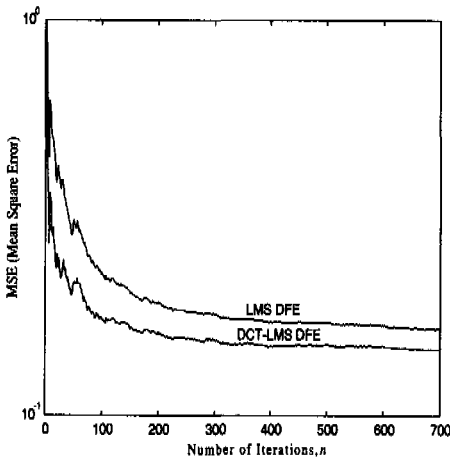


그림 3. LMS / DCT-LMS DFE의 MSE 성능 비교

$$h_n = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi}{W}(n-2)\right) \right], & n=1,2,3 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

식 (16)에서 W 는 채널 진폭 왜곡의 정도를 나타내는 파라미터로서 값이 커짐에 비례해서 채널의 왜곡이 커짐을 의미한다. 본 절에서는 $W=3.5$ 의 값을 사용한다. 각 등화기의 step size는 실험을 통해 LMS DFE와 DCT-LMS DFE 모두 좋은 성능을 나타낼 수 있도록 다음과 같이 설정하였다. LMS DFE의 FFF, FBF step size는 0.03으로 하였고, DCR-LMS DFE의 FFF의 forgetting factor는 1.03, FBF의 step size는 0.03으로 하였다. 또한 최악의 상황을 고려하여 훈련열의 길이를 0으로 하였다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 DCT-LMS DFE의 수렴율이 LMS DFE의 경우보다 빨라짐을 확인할 수 있고, MSE의 최종 수렴값 역시 LMS DFE의 경우보다 작아짐을 확인할 수 있다. 전자의 결과로 인하여 DCT-LMS DFE는 더 짧은 오버헤드로 구현할 수 있음을 예상할 수 있으며, 후자의 결과로 인하여 DCT-LMS DFE의 비트 오율 성능이 더 우수할 것이라고 예상할 수 있다.

IV. 다중 경로 레일리 페이딩 채널에서 DCT-LMS DFE의 성능 분석

본 논문에서 제안하는 주파수 영역 결정 제환 등화기의 성능을 분석하기 위하여 ALTA Group의 SPW (Signal Processing Worksystem)를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

4.1 채널 모델

고속 전송에 따른 채널 환경은 주파수 선택적 채널로 분류할 수 있으며, 이는 시간 영역(time domain)에서 TDL (tapped-delay line)으로 모델링할 수 있다^[19].

$$h(t) = \sum_{k=0}^L \sqrt{E(kT)} \alpha_k e^{j\phi_k} \delta(t - kT) + n(t) \quad (17)$$

식 (17)에서 α_k 는 독립적인 레일리 랜덤변수이고, ϕ_k 는 구간 $[0, 2\pi)$ 에서 i.i.d.의 균일 분포를 갖는 랜덤변수이다. 또한 L 은 다중 경로의 수를 나타내며, $n(t)$ 는 평균 0, 분산 σ^2 의 가우시안 분포를 갖는 랜덤변수이다. 즉, 채널을 모델링한 TDL의 탭은 각각 Rayleigh와 Doppler spreading에 의한 페이딩을 겪는다. 한편, 하나의 심볼구간 내에서는 채널의 영향이 정적(static)이고 심볼과 심볼간에는 상호 독립적인 것으로 가정할 수 있다. 일반적으로 탭의 포락

선은 채널의 rms 지연 확산에 의해 크기가 결정되는 지수 감소 특성을 갖도록 모델링을 한다. 식 (17)에서 $E(t)$ 는 수신신호의 전력지연 프로파일을 의미하며, 다음과 같은 지수 감소 특성을 갖는 채널 모델로 나타낸다.

$$E(t) = A \exp(-t/\tau) \tag{18}$$

식 (18)에서 τ 는 채널의 rms 지연 확산값에 의해 결정된다. 그리고 채널 모델에서 고려해야 할 다중 경로의 수 L 은 수신되는 전력의 99%가 포함되는 경로들로 가정하였다. 즉, 심볼 주기가 T 일 때 수신 신호 전력 프로파일을 0에서 kT 까지 적분한 값이 0.99가 되는 값으로 경로의 수 L 을 결정하고 그 값을 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\int_0^{kT} \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) dt = 1 - \exp\left(-\frac{kT}{\tau}\right) = 0.99$$

$$L = -\frac{\tau \ln(0.01)}{T} = \left\lceil \frac{4.6\tau}{T} \right\rceil \tag{19}$$

식 (19)에서 $\lceil x \rceil$ 는 x 를 넘는 최소 정수를 의미한다. 본 논문에서는 데이터 전송률 20 Mbaud을 가정하고, 지연 확산값 30 nsec인 채널 A와 50 nsec인 채널 B, 100 nsec인 채널 C에 대하여 성능을 분석한다. 따라서 지연 확산값 τ 와 채널 경로의 개수 L 은 표 2와 같다. 표 2에서 볼 수 있듯이 지연 확산 값을 30 nsec, 50 nsec, 100 nsec로 가정한 채널 A, B, C는 각각 경로의 개수가 3, 5, 10인 다중 경로 레일리 페이딩 채널로 모델링 할 수 있다. 이때 각 경로간의 지연은 심볼주기와 동일한 탭 간격을 갖는다고 가정한다.

표 2. 채널 모델에서 각 경로의 전력 비

경로	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
채널 A	1.0	0.189	0.036							
채널 B	1.0	0.607	0.368	0.223	0.135					
채널 C	1.0	0.607	0.368	0.223	0.135	0.082	0.050	0.032	0.018	0.011

4.2 성능 분석 결과 및 트의

성능 분석을 위하여 4.1절과 같은 채널 모델을 가정할 때 채널 A, B, C에 대하여 FFF와 FBF의 탭수를 각각 변화시켜 가면서 시뮬레이션을 수행하였고, 그 결과는 그림 4~9와 같이 나타낸다. 이때

E_b/N_0 는 30 dB로 가정하였으며, 도플러 효과는 고려하지 않았다. 또한, 데이터 블록의 길이는 200개 심볼, 트레이닝 시퀀스의 길이는 70개 심볼을 사용하였으며 트레이닝 시퀀스가 전송되는 동안 MSE는 상당히 수렴된 상태이고, 그 이후 나머지 130 심볼의 데이터가 전송되는 동안에 MSE가 최적의 값으로 수렴된 상태라고 볼 수 있다. 그림 4, 6, 8은 각각 채널 A, B, C에서 다중 경로 수의 1/2배, 1배, 2배, 3배의 탭수에 대하여 성능 분석을 수행한 결과물 나타내며, 그림 5, 7, 9는 각 채널에서 다중 경로 수와 유사한 범위의 탭수에 대하여 성능 분석을 수행한 결과를 나타낸다.

그림 4~9에서 볼 수 있듯이 탭수에 따라 각각 성능이 달라짐을 볼 수 있다. 일반적으로 DFE의 FFF와 FBF의 탭수를 증가시키면 그에 따른 비트 오류 성능은 향상된다. 그러나 어떤 적정값 이후에 탭수를 계속해서 증가시키면 오히려 비트 오류 성능은 떨어진다. 이는 보통 다이버시티 개념에 의해서 설명할 수 있다. 탭수를 증가시킬 때, 처음에는 많은 탭수를 가질수록 많은 데이터를 이용하여 탭수를 갱신시키기 때문에 이는 이득으로 작용할 수 있다. 그러나 과잉의 탭수에 의한 많은 데이터는 원하는 신호를 검출하는데 있어서 오히려 잡음으로 작용할 수 있기 때문에 탭수를 너무 많이 증가시키면 비트 오류 성능이 떨어지게 되는 것이다. 따라서 LMS DFE와 DCT-LMS DFE에서 E_b/N_0 와 트레이닝 시퀀스의 길이에 따른 성능 변화를 비교하기 위한 DFE의 FFF/FBF의 탭수를 결정하기 위해서 비트 오류 성능과 복잡도의 양 측면을 모두 고려하면 그림 4~9에 의하여 채널 A에서 3/3, 채널 B에서 6/5, 채널 C에서 9/9의 값으로 설정하였고 각각의 step size는 0.03으로 설정하여 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 10은 채널 A, B, C에 대하여 트레이닝 시퀀스의 길이에 따른 LMS DFE와 DCT-LMS DFE의 성능 비교를 나타낸다. 이때 프레임 길이는 200개 심볼, E_b/N_0 는 30 dB로 설정하고 시뮬레이션을 수행하였다. 트레이닝 시퀀스의 길이가 증가할수록 성능이 향상됨을 확인할 수 있는데 그 향상 정도는 LMS DFE와 DCT-LMS DFE에서 거의 비슷함을 알 수 있다.

그림 11은 채널 A, B, C에 대하여 LMS DFE와 DCT-LMS DFE의 E_b/N_0 에 따른 성능을 나타낸다. 전체 프레임 길이는 200개 심볼로 설정하였고, 트레이닝 시퀀스의 길이는 50개 심볼로 설정하였다. 그림 11에서 볼 수 있듯이 FFF 부의 수렴율을 증가

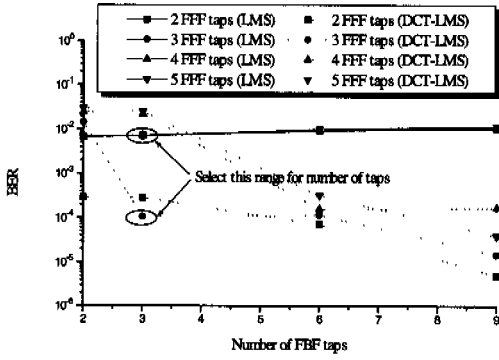


그림 4. LMS / DCT-LMS DFE의 탭수에 따른 성능 1 (채널 A)

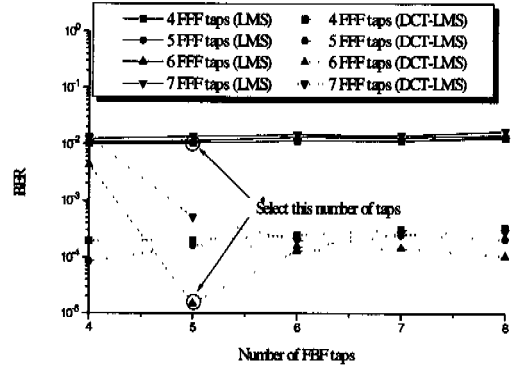


그림 7. LMS / DCT-LMS DFE의 탭수에 따른 성능 2 (채널 B)

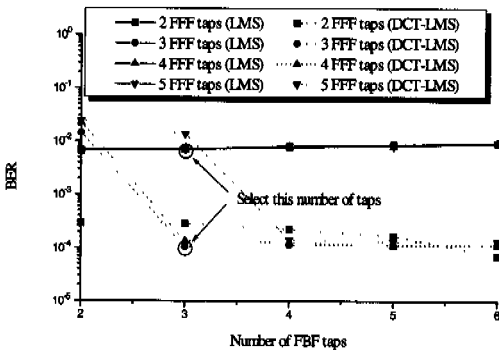


그림 5. LMS / DCT-LMS DFE의 탭수에 따른 성능 2 (채널 A)

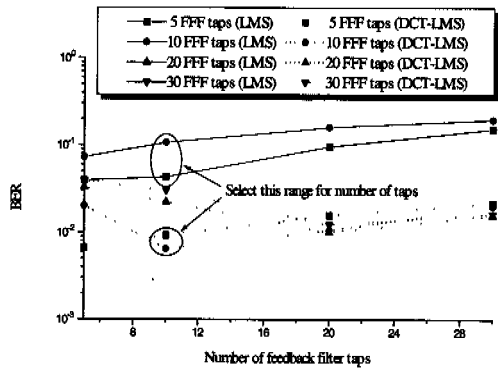


그림 8. LMS / DCT-LMS DFE의 탭수에 따른 성능 1 (채널 C)

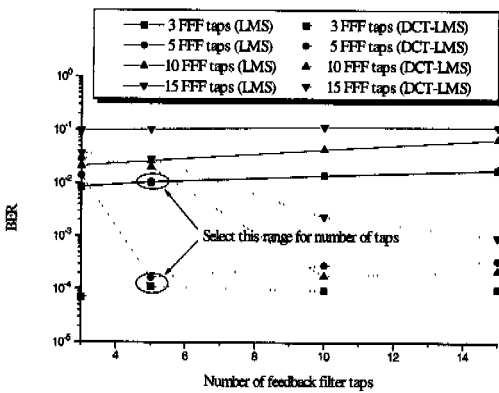


그림 6. LMS / DCT-LMS DFE의 탭수에 따른 성능 1 (채널 B)

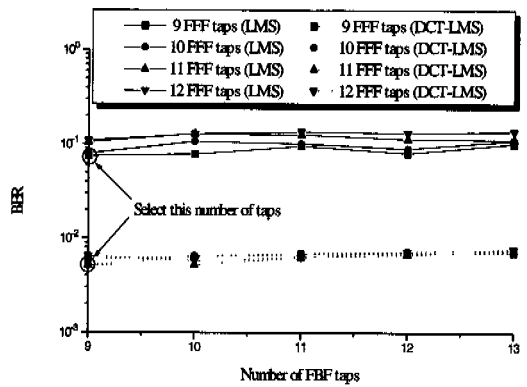


그림 9. LMS / DCT-LMS DFE의 탭수에 따른 성능 2 (채널 C)

시킨 DCT-LMS DFE는 기존의 LMS DFE보다 약 1 차수 정도 향상된 BER 성능을 보이며, E_b/N_0 가 30dB 이상으로 증가될 경우에는 BER이 약 2 차수 정도 향상된 성능을 보인다. 결국, 채널 C와 같이 상당히 나쁜 환경에서는 DCT-LMS DFE의 성능 향상 정도가 미미하지만, 그 외의 채널 A와 B의 경우에는 DCT-LMS 알고리즘에 의한 성능 향상이 두드러지게 나타난다.

그림 12~14는 각각 채널 A, B, C에 대하여 LMS DFE와 DCT-LMS DFE의 E_b/N_0 에 따라 도플러 주파수를 달리하여 비교한 성능을 나타낸다. 전체 프레임 길이는 200 심볼로 설정하였고, 트레이닝 시퀀스의 길이는 50 심볼로 설정하였다. 이때 최대 도플러 주파수 f_d 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v f_c}{c} \quad (f_c: \text{반송 주파수, } c: \text{빛의 속도}) \quad (20)$$

성능 분석을 위한 도플러 값은 식 (20)와 같이 주어진 최대 도플러 주파수 f_d 에 의해서 데이터 전

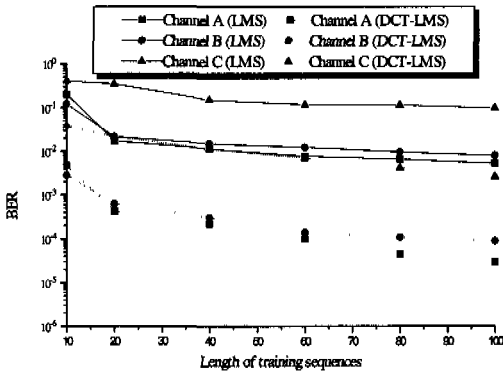


그림 10. LMS / DCT-LMS DFE의 트레이닝 시퀀스 길이에 따른 성능 비교

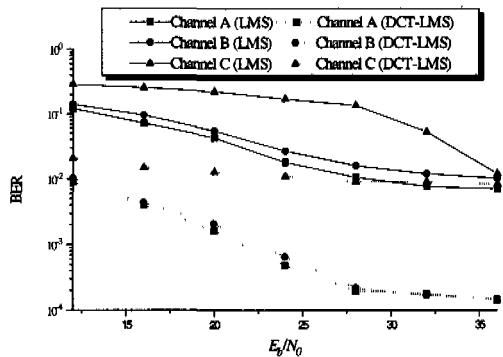


그림 11. LMS / DCT-LMS DFE의 E_b/N_0 에 따른 성능 비교

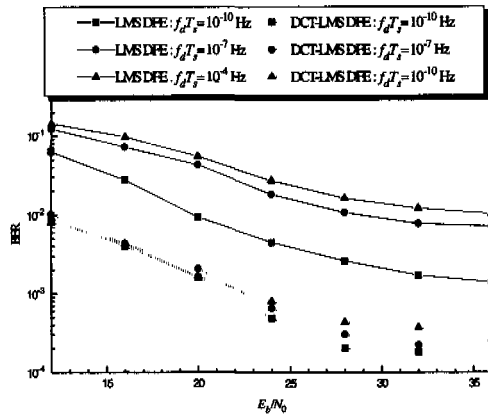


그림 12. LMS / DCT-LMS DFE의 도플러 주파수에 따른 성능 비교 (채널 A)

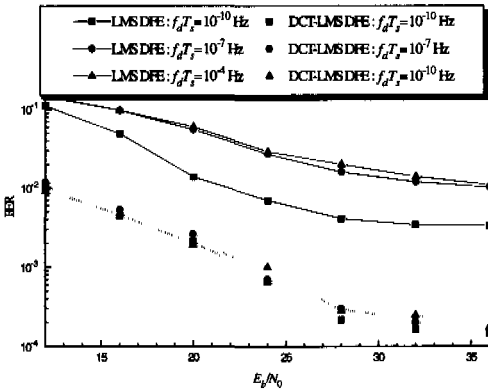


그림 13. LMS / DCT-LMS DFE의 도플러 주파수에 따른 성능 비교 (채널 B)

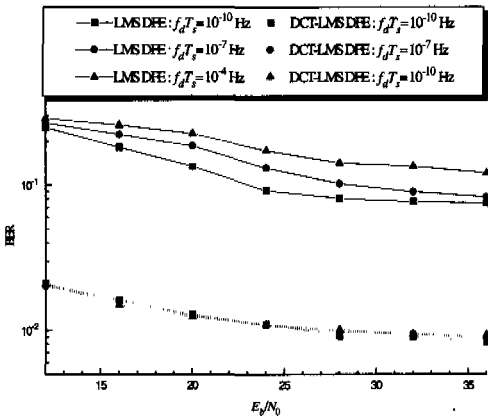


그림 14. LMS / DCT-LMS DFE의 도플러 주파수에 따른 성능 비교 (채널 C)

송률이 $1/T_s$ 일 때, $f_d T_s$ 값을 각각 10^{-4} , 10^{-7} , 10^{-10}

과 같이 설정하고 비교 분석하였다. 그림 12~14에서 볼 수 있듯이 도플러 주파수에 의한 성능 열화는 LMS DFE의 경우보다 DCT-LMS DFE의 경우가 더 작다. 따라서 DCT-LMS DFE는 기존의 LMS DFE의 경우에 비하여 도플러 페이딩에 더 강하다고 볼 수 있다.

V. 결론

일반적으로 주파수 영역 적응 알고리즘은 BLMS 알고리즘과 FFT를 이용하여 계산 복잡도를 줄일 수 있는 방법과 입력 신호열을 주파수 영역으로 변환시켜 MSE의 수렴값을 감소시키며 수렴율을 증가시키는 방법의 두 가지로 분류할 수 있다. 본 논문에서는 후자의 방법 중에서 DCT를 이용하여 주파수 영역 적응 알고리즘을 결정 계환 동화기의 적응 알고리즘으로 적용하여 MSE의 수렴값을 감소시키고 수렴율을 증가시키는 주파수 영역 결정 계환 동화기를 설계하고 다중경로 레일리 페이딩 채널에서 탭수, 트레이닝 시퀀스의 길이, E_b/N_0 , 도플러 주파수 등에 따른 성능을 분석하였다.

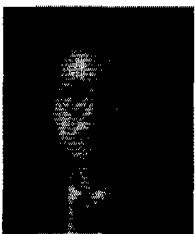
DCT-LMS DFE는 FFF부의 수렴율을 증가시키고 MSE의 최종 수렴값을 감소시키며, 입력 신호열의 고유값을 예측함으로써 step size를 시간에 따라 변하는 채널의 상태에 따라 적응적으로 변화시켜 LMS DFE보다 우수한 성능을 나타낸다는 사실과 동일한 조건하에서 오버헤드를 줄이고도 LMS DFE보다 우수한 성능으로 전송할 수 있다는 사실을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 즉, 동화기의 입력단에 DCT를 수행해 주는 계산과 입력 신호열의 고유값 예측을 수행하는 계산을 추가한다면 LMS DFE에 비하여 약 1배의 복잡도 증가를 통해 큰 성능의 향상을 얻을 수 있는 장점이 있다. 한편, DCT-LMS DFE는 LMS DFE에 비하여 도플러 페이딩에 더 강하다는 사실을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 따라서 본 논문의 IV장에서 얻은 성능 분석 결과에 의하면, III장에서 설계한 DCT-LMS DFE를 고속 전송에서와 같이 짧은 트레이닝 시퀀스 또는 빠른 MSE의 수렴율을 요구하는 시스템에 적용한다면 원하는 대로 짧은 오버헤드와 알고리즘 수렴 속도의 향상을 통해 우수한 성능을 얻을 수 있을 것이다. 반면에 기존의 시스템에 DCT-LMS DFE를 적용한다면 약 1배 정도의 복잡도 증가를 통하여 1~2 차수 정도의 비트 오류 성능 향상을 얻을 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] Dan Raphaeli, "Efficient DFE Initialization for High Speed Wireless LAN," Proceedings of the IEEE International Conference on Universal Personal Communications, vol. 1, pp. 717-720, October 1998.
- [2] Sirikiat Ariyavitakul and Larry J. Greenstein, "Reduced-Complexity Equalization Techniques for Broadband Wireless Channels," IEEE JSAC in Communications, vol. 15, pp. 5-15, January 1997.
- [3] John J. Shynk, "Frequency-domain and multi-rate adaptive filtering," IEEE Signal Process. Mag., pp. 14-37, January 1992.
- [4] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Comm. Mag., pp. 100-109, February 1995.
- [5] K. Berberidis and J. Palicot, "A frequency-domain decision feedback equalizer for multipath echo cancellation," Proceedings of IEEE Globecom, pp.98-102, 1995.
- [6] Martin V. Clark, "Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining for Broadband Wireless Communications," Proceedings of IEEE VTC, pp. 409-413, 1998.
- [7] G. A. Clark, S. K. Mitra, and S. R. Parker, "Block implementation of adaptive digital filters," IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-28, pp.584-592, June 1981.
- [8] Earl R. Ferrara, "Fast implementation of LMS adaptive filters," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. ASSP-28, pp. 474-475, August 1980.
- [9] F. A. Reed and P. L. Feintuch, "A comparison of LMS adaptive cancellers implemented in the frequency domain and time domain," IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-28, pp.610-615, June 1981.
- [10] D. Mansour and A. H. Gray, Jr., "Unconstrained frequency-domain adaptive filter," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. ASSP-30, pp. 726-734, October 1982.

- [11] S. S. Narayan, A. M. Peterson, and M. J. Narasimha, "Transform domain LMS algorithm," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. ASSP-31, pp. 609-615, June 1983.
- [12] J. C. Lee and C. K. Un, "Performance of transfer-domain LMS adaptive digital filters," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. ASSP-34, pp. 499-510, June 1986.
- [13] Submission to IEEE P802.11 Wireless LANS : Proposal for a High Speed PHY for the 2.4GHz band, Harris Semiconductor, January 1998.
- [14] R. D. Gitlin and F. R. Magee, Jr., "Self-orthogonalizing adaptive equalization algorithms," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-30, pp. 666-672, July 1977.
- [15] R. W. Chang, "A new equalizer structure for fast start-up digital communications," Bell Syst. Tech. J., vol. 50, pp. 1969-2014, 1971.
- [16] Simon Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, 1996.
- [17] R. M. Gray, "On the asymptotic eigenvalue distribution of Toeplitz matrices," IEEE Trans. Information Theory, vol. IT-18, pp. 725-730.
- [18] J. Chao, H. Perez, and S. Tsujji, "A fast adaptive filter algorithm using eigenvalue reciprocals as step sizes," IEEE Trans. Acoust. Speech Process. vol. ASSP-38, pp. 1343-1352, 1990.
- [19] Robert C. Qiu, "Wideband Wireless Multipath Channel Modeling with Path Frequency Dependence," Proceedings of IEEE ICC, pp.277-281, 1996.

신 환 옥(Hwan W. Shin)



1997년 2월 : 고려대학교
전파공학과 학사
1999년 6월 : 고려대학교
전파공학과 석사
1999년 7월 : 삼성전자 무선개발
2그룹 연구원

<주관심 분야> 이동통신, IMT-2000

김 음 배(Eung-bae Kim)

* 한국통신학회논문지 '00-9 Vol.25 No.9A
pp1280 ~1289 참조

1981년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학사
1983년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학석사
1999년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학박사
1983년 2월~1988년 3월 : 금성전기연구소 연구원
1988년 3월~1989년 11월 : 한국통신진흥(주) 과장
1989년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송기술
연구소 광대역무선멀티미디어팀장
<주관심 분야> 이동통신, B-WLL, IMT-2000

김 남 일(Nam I. Kim)



1996년 2월 : 충북대학교
전자공학과 공학사
1998년 2월 : 충북대학교
전자공학과 공학석사
1998년 9월~1999년 4월 : 대우
통신 종합연구소

1999년 5월~1999년 6월 : LGIC 중앙연구소
1999년 7월~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송연
구소, 광대역무선멀티미디어팀
<주관심 분야> B-WLL, TDMA 시스템, 초고속 무선
모뎀, IMT-2000

강 충 구(Chung G. Kang)



1987년 6월 : Univ. of California
(San Diego),
전자공학과 학사
1989년 9월 : Univ. of California
(Irvine), 전자 및 컴퓨터
공학과 석사

1993년 3월 : Univ. of California (Irvine), 전자 및
컴퓨터 공학과 박사
1991년 7월~1992년 5월 : Aerospace Corp. 연구원
1993년 4월~1994년 2월 : Rockwell International
연구원
1994년 3월~현재 : 고려대학교 전기.전자.전파공학부
부교수
2000년 8월~현재 : Center for Wireless Communi-
cation (UC San Diego) 방문연구원
<주관심 분야> 광대역 무선 전송 기술 및 매체접근

제어 프로토콜 설계/구현, IMT-2000 및 광
대역 무선 통신 시스템(무선 ATM, 광대역
무선 LAN, B-WLL)