

논문 2009-46TC-11-5

차세대 이동통신 중계시스템용 적응형 탐색 채널추정 알고리즘 연구

(Adaptive Searching Channel Estimate Algorithm for IMT-Advanced Repeater)

이 석 희*, 이 상 수*, 이 광 호*, 방 성 일**

(Suk-hui Lee, Sang-soo Lee, Kwang-ho Lee, and Sung-il Bang)

요 약

본 논문에서 제안한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 간섭신호와 유사한 기준신호를 정하기 위해 LMS 알고리즘을 수행하기 전에 병렬의 컨볼루션 연산을 수행한다. 컨볼루션 연산을 통해 출력된 신호는 채널의 지연시간과 진폭특성을 가지고 있어 간섭신호와 유사한 특성을 가진다. 또한 LMS 알고리즘 수행에 있어서 탭 계수를 갱신할 때 사용하는 추정간격 값을 고정된 값이 아닌 기울기의 부호에 따라 가변적인 값을 갖도록 하였다. 제안된 알고리즘의 성능평가는 이동통신환경과 유사한 Jake's 모델의 Rayleigh 다중경로 채널환경에서 실험하였다. 모의실험결과 기존 LMS 알고리즘은 데이터 110개를 반복 수행함으로써 약 -40 dB의 제곱오차수렴을 보였고 제안한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 데이터 120개를 반복 수행함으로써 약 -80 dB의 제곱오차수렴을 보였다. 데이터의 반복연산에 따른 수렴속도는 다소 증가하였으나 오차정확도는 약 40 dB의 우수한 개선특성을 보였다.

Abstract

In this thesis, design effective elimination interference algorithm of ICS repeat system for repeater that improve frequency efficiency. Generally, LMS Algorithm apply to ICS repeat system. Error convergence speed and accuracy of LMS Algorithm are influenced by reference signal. For improve LMS Algorithm, suggest Adaptive searching channel estimate algorithm. For using channel characteristic, adaptive searching channel estimate algorithm make reference signal similar interference signal by convolution operation and complement LMS algorithm demerit. For make channel similar practical channel, apply Jake's Rayleigh multi-path model. LMS algorithm and suggested adaptive searching channel estimate algorithm that have 16 taps apply to ICS repeat system under Rayleigh multi-path channel, so simulate with MATLAB. According to simulate, ICS repeat system with LMS algorithm show -40 dB mean square error convergent after 110 datas iteration and ICS repeat system with adaptive searching channel estimate algorithm show -80 dB mean square error convergent after 120 datas iteration. Analyze simulation result, suggested adaptive searching channel estimate algorithm show 40 dB accuracy than LMS algorithm.

Keywords : Interference cancellation, Repeater, Convolution, LMS algorithm

I. 서 론

최근 이동통신의 급격한 발달로 인하여 국내에서는 고속으로 이동하면서 언제 어디서나 원하는 시간에 원하는 사람과 실시간으로 통화를 할 수 있게 되었고, 인

터넷과 같은 고속의 데이터를 이동통신 단말기를 통해 주고 받을 수 있는 고속 데이터 서비스가 요구되고 있다. 4세대 이동통신 시스템인 IMT-Advanced 시스템은 3세대 이동통신 시스템의 단점을 극복하고 차별성을 갖기 위해 고속의 데이터 전송 뿐만 아니라 QoS와 서비스 등급의 차별화 등에 의한 가격대비 전송률 최적화를 구축하는 연구가 진행되고 있다^[1].

IMT-Advanced 시스템 연구의 궁극적인 목표는 단

* 학생회원, ** 평생회원, 단국대학교 전자공학과
(Dept. of Electronics Eng. Dankook University)
접수일자: 2009년2월11일, 수정완료일: 2009년11월10일

말기와 개인의 이동성 및 휴대성을 최적화하는 것이다. 원활한 이동통신 및 무선 인터넷과 같은 서비스를 제공하고, 서비스의 품질(QoS)을 유지 및 향상하기 위해서는 서비스 지역에 많은 중계 시스템이 필요하다. 이러한 이동통신 중계 시스템은 전파가 불안정하거나 통화 품질이 미약한 산악지형과 도로 및 도심내 전파음영지역에서 주로 사용되며, 시스템의 구성에 따라 크게 광중계기과 변파중계기, RF중계기, ICS(Interference Cancellation System)중계기로 분류된다.

ICS 중계기는 한정된 채널을 고려하여 귀환되는 간섭신호를 예측하여 신호를 생성한 다음, 생성된 신호의 위상을 180도 반전시켜 원신호와 예측한 간섭신호를 합성함으로써, 두 신호가 상관관계가 없을 경우는 그대로 통과하나 상관특성이 있을 경우에는 알고리즘은 이를 제거하는 방향으로 동작을 하게 된다. 이때 원신호와 예측한 간섭신호 사이에서의 적절한 지연을 고려하지 않은 간섭 제거 알고리즘은 발진과 간섭으로 중계시스템의 성능을 저하시키고, 발진의 원인이 된다. ICS 중계기는 이러한 귀환되는 간섭신호를 예측하여 제거하기 위해 주로 구조가 간단한 LMS(Least Mean Square) 알고리즘을 사용한다^[2~3].

LMS 알고리즘은 필터계수 갱신에 사용되는 추정간격 μ 와 신호의 크기에 따라 수렴속도와 오차가 변하게 된다. 기존의 LMS 알고리즘은 알고리즘의 필터 계수를 갱신하는데 있어 단일 추정간격을 이용을 하여 고속으로 채널계수를 추정하고 갱신하기 어렵다. 본 논문에서는 고속으로 이동하는 단말기에 의해 발생하는 다중경로에 의한 지연확산 및 수신신호의 진폭변화를 예측하고, 무선 중계기에서 발생하는 귀환간섭신호를 제거하기 위한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 입력된 간섭신호와 출력 신호에서 커플링 된 기준신호와의 자기상관관계를 구하여 간섭신호의 진폭과 위상, 시간지연 등을 정확하게 추정하고, 알고리즘이 실시간적으로 빠른 수렴속도를 얻기 위해 병렬의 비교기를 두어 채널에 의한 간섭의 영향을 줄일 수 있도록 하였다.

II. ICS 중계시스템 및 LMS 알고리즘

1. ICS 중계 시스템의 구조

RF 중계시스템의 송·수신안테나 사이에는 다양한 채널간섭 특성이 존재한다. 이러한 채널간섭특성은 중계 시스템의 대역효율 및 시스템 특성을 제한하는 요인

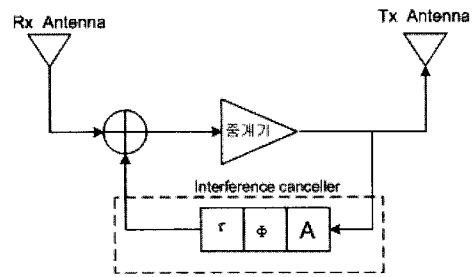


그림 1. 적응형 Interference cancellation system의 구조
Fig. 1. A block diagram of adaptive interference cancellation system.

이 된다. 중계 시스템에 존재하는 채널간섭 특성을 정확히 분석하고 이를 상쇄시킨다면 중계 시스템의 효율을 극대화 시킬 수 있을 것이다^[4]. 이러한 관점에서 ICS 중계시스템은 가장 이상적이고 효율적인 중계시스템이라 할 수 있다.

ICS 중계 시스템은 기존의 RF 중계시스템에 ICS를 적용하여 수신 안테나로 입력되는 귀환 간섭신호를 제거하여 중계시스템의 효율을 높인다. ICS 중계 시스템은 간섭 제거 방법은 신호 처리 기법을 이용하여 간섭을 제거하는 방식과 간섭 차단 안테나 또는 편파를 이용한 방식이 있으나 신호 처리 기법을 이용한 방식이 주류를 이루고 있다. 귀환 간섭신호의 잡음 제거 방법에 따라 시불변 고정 변수 사용과 적응형 시스템을 사용하는 적응형 ICS로 구분할 수 있다. 시불변 고정 변수를 사용하는 고정형 ICS는 시스템의 구현이 용이하다는 장점이 있으나, 고속의 이동 혹은 자연 장애물 등의 변화하는 시간, 장소적으로 변화하는 무선 환경에 적용하여 대응하지 못하기 때문에 실제 환경에서는 사용하기가 어렵다. 반면 적응형 ICS는 환경에 따라 수시로 변화하는 시변 귀환 간섭 잡음을 예측하여 효율적으로 귀환 간섭 신호에 대응할수 있도록 적응형 알고리즘을 사용하여 간섭제거를 수행하는 시스템이다. 적응형 시스템에서 구해진 지연 시간, 위상, 진폭 등을 시간 변화에 따라 실시간적으로 보상해 준다. 적응형 ICS의 구조는 그림 1과 같다^[5~6].

적응형 ICS는 시불변 고정변수를 사용하는 ICS 보다 설계상에 있어서는 다소 복잡도가 높아 구현의 어려움을 가지고 있다. 하지만 무선 환경의 변화에 적응하여 능동적으로 대응할 수 있다는 이점을 가지고 있다. 적응형 ICS는 귀환간섭 잡음을 제거하기 위해, 우선적으로 귀환 간섭 신호를 실시간으로 인지하여 적응 알고리즘을 통해 간섭제거 파라미터, 즉 지연시간, 위상, 진폭 등의 값을 결정하고 이 계산된 값을 새로운 귀환 신호

와 합성하여 지속적인 퀘환 간섭 잡음을 제거하는 구조를 갖는다.

2. ICS 중계 시스템의 간섭제거

ICS에서 간섭신호를 상쇄시키는 방법은 퀘환 간섭신호와 동일한 신호를 생성하여 퀘환 간섭신호와 합성하는 방식으로 그림 2와 같다.

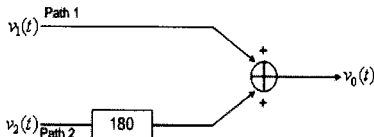


그림 2. 간섭신호의 상쇄구조
Fig. 2. A block diagram of interfered signal cancellation.

퀘환 간섭신호를 주 입력으로 하고 동일한 진폭과 역위상을 가지는 퀘환 상쇄신호를 신호결합점에서 합성하여 두 입력신호가 결합점에서 상호 상쇄되어 출력신호가 나타나지 않은 효과를 이용한 것이다^[4-5]. 주경로와 보조경로의 입력신호를 각각 v_1 및 v_2 로 정의하는 경우, 출력신호 v_0 는 동진폭, 역위상의 조건을 만족하면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_1(t) &= A_1 \cos(\omega t + \theta_1) \\
 v_2(t) &= A_2 \cos(\omega t + \theta_2) \\
 v_0(t) &= v_1(t) + v_2(t) \quad (A_2 = A_1, \theta_2 = \theta_1 + 180^\circ) \\
 &= A_1 \cos(\omega t + \theta_1) + A_2 \cos(\omega t + \theta_2) \\
 &= A_1 \cos(\omega t + \theta_1) - A_1 \cos(\omega t + \theta_1) \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{1}$$

where, $A_2 = A_1, \theta_2 = \theta_1 + 180^\circ$

하지만 퀘환 간섭신호는 채널특성에 따라 페이딩이 발생한 랜덤한 신호이기 때문에 퀘환 간섭신호를 예측하여 만들어내기 힘들다. 따라서 적응형 ICS는 퀘환 간섭신호를 제거하기 위해 우선적으로 퀘환 간섭신호를 실시간으로 인지하여 상쇄신호를 생성한다. 이때 이용되는 알고리즘이 LMS(least mean square)알고리즘을 주로 사용한다^[7-8].

3. LMS 알고리즘

ICS는 기본적으로 RF 중계기의 수신 안테나와 송신 안테나 사이의 채널을 추정해서 퀘환되어 들어오는 간섭신호를 제거하는 시스템이다. 채널을 추정하기 위해 주로 구조가 간단한 LMS 알고리즘을 사용한다. 이 알고리즘은 탭 가중치 정리에 많이 쓰이는 방법 중 하나로써 출력 값과 입력사이의 mean square가 최소화되도

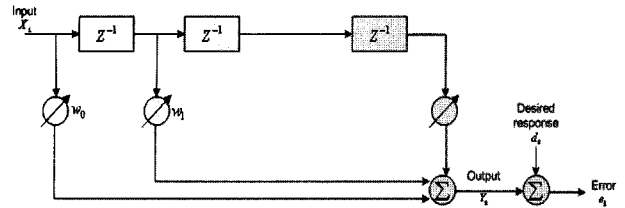


그림 3. LMS 알고리즘의 구성
Fig. 3. A block diagram of LMS algorithm.

록 하는 방법이다. LMS 알고리즘은 그림 3과 같다.

LMS 알고리즘은 디지털 필터의 출력과 원하는 신호와의 오차를 최소화 하는 방향의 탭 가중치를 구하여 제곱에러를 최소화 시키는 것으로 식 (2)와 같다.

$$e_n = d_n - W_n^H X_n \tag{2}$$

e_n 는 에러, d_n 는 원하는 신호, W_n 는 가중치 (weight) 벡터, X_n 는 입력신호를 나타낸다. 포물선 e_n^2 의 기울기가 0이 되면, 제곱 에러가 최소가 된다. 포물선 e_n^2 의 기울기는 식 (3)과 같다.

$$\nabla_n = \frac{\partial e_n^2}{\partial w} = \frac{\partial}{\partial w} (d_n - W_n^H X_n)^2 = -2e_n X_n \tag{3}$$

즉, $\nabla_n = 0$ 일 때 제곱 에러가 최소가 된다. $\nabla_n = 0$ 이 되게 하는 가중치를 갱신하는 수식은 식 (4)와 같다.

$$W_{n+1} = W_n + \mu(-\nabla_n) = W_n + 2\mu e_n X_n \tag{4}$$

위 식에서 μ 는 추정간격으로 가중치를 업데이트하는 간격에 대한 상수값을 나타낸다. μ 값에 따른 가중치 수렴곡선은 그림 4와 같다.

그림 4에서 보는 바와 같이 μ 값이 작으면 가중치를 업데이트하는 간격을 좁게 하여 제곱 에러 곡선의 기울기가 0이 되는 가중치를 찾는데 시간이 오래 걸리게 된

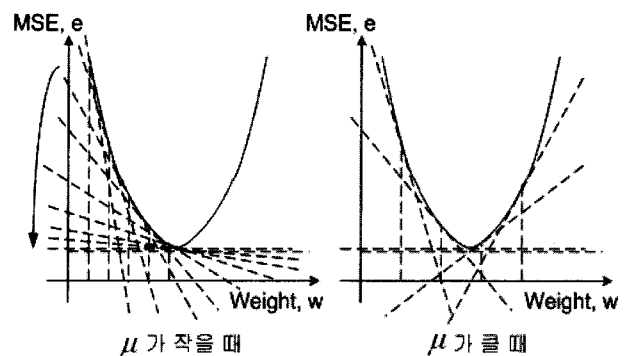


그림 4. LMS 알고리즘의 수렴곡선
Fig. 4. A convergence curve of LMS algorithm.

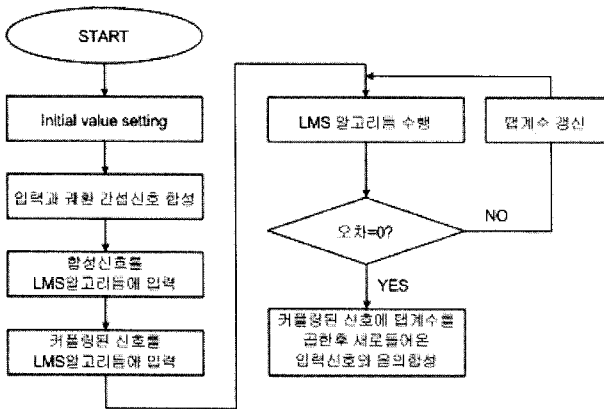


그림 5. LMS 알고리즘의 순서도
Fig. 5. A flow chart of LMS algorithm.

다. 또한, μ 값이 큰 경우 가중치를 업데이트하는 간격이 크기 때문에 최적의 가중치 값을 빠르게 찾을 수도 있지만 경우에 따라서는 정확한 값을 찾기가 어려운 경우도 발생한다. 이처럼 LMS 알고리즘은 연산과정에서 가중치의 탭 계수를 갱신시킬 때 사용하는 추정간격 μ 값과 최초의 임의의 신호에 따라 수렴속도와 정확도가 달라진다. 이와 같은 LMS 알고리즘의 순서도는 그림 5에서 보는바와 같다.

그림 5에서 보는바와 같이 LMS 알고리즘에 원 신호와 궤환 간섭신호가 합성된 신호가 입력되게 된다. LMS 알고리즘은 이 합성된 신호와 임의의 신호와의 오차가 제로가 될 때까지 연산을 수행하게 된다. 수행 중 알고리즘의 탭 계수를 갱신하여 임의의 신호와 곱하여 신호의 크기를 동일하게 만든 후 변형된 임의의 신호와 새로 들어온 입력신호와 음의 합성을 하게 되면 궤환 간섭신호는 제거된다^[8-9].

3. LMS 알고리즘을 적용한 ICS 중계시스템

RF 중계시스템에 LMS 알고리즘을 적용한 ICS 중계시스템은 그림 6과 같다. 그림 6에서 보는 바와 같이 LMS 알고리즘을 적용한 ICS 중계시스템에서는 수신부에서 원수신신호 $S_{in}(t)$ 와 궤환되는 신호 $S_{out}(t)$ 가 들어오게 된다. RF 신호를 디지털 프로세싱 하기 위하여 기저대역으로 변환시키기 위해 ADC(analog-to-digital convertor)를 이용하여 고속으로 디지털신호 d_k 로 변환시킨 후 LMS 알고리즘에 인가된다. 동시에 LMS 알고리즘으로 커플링된 출력신호를 기준신호 x_k 로 인가하여 오차를 최소화하기 위한 LMS 알고리즘 연산을 반복한다. 다음 인가되는 신호는 원신호와 이전 입력에 의한 궤환 간섭신호로 구성된다.

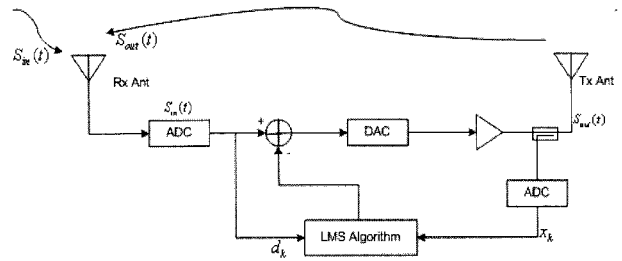


그림 6. ICS 중계 시스템의 구성도
Fig. 6. A block diagram of ICS repeater.

LMS 알고리즘에 의한 이전 입력에 의한 궤환간섭신호와 동일한 신호가 생성되고 이 신호는 인가된 입력신호와 차동신호로써 상쇄되고, 두 번째 인가된 신호의 원신호만 출력된다. 출력된 디지털 신호는 송신하기 위하여 DAC(digital-to-analog convertor)를 통하여 아날로그 신호로 변환되어 안테나를 통해 송신된다. 이러한 과정이 지속적으로 이루어지면서 궤환 간섭신호를 지속적으로 제거하게 된다.

III. 적응형 탐색채널 추정 알고리즘의 설계

LMS 알고리즘의 첫 입력신호로 사용되는 임의의 신호는 원하는 신호와 많은 오차를 가진 신호이다. 따라서 LMS 알고리즘이 수행될 때 많은 시행착오를 가진다. 처음 입력신호가 원하는 신호와 유사하다면 즉 채널특성을 가진 신호라면 에러가 '0'이 되는 시간이 단축될 뿐만 아니라 정확도도 높아지게 된다.

이러한 채널추정 알고리즘은 기지국에서 수신되는 원신호를 $S_{in}(t)$, 원신호를 증폭하여 출력되는 중계기 출력 신호를 $S_{out}(t)$, 중계기 출력단에서 송신되는 출력 신호의 일부분을 커플링한 기준 신호를 $S_{ref}(t)$, 그리고 중계기 출력신호가 중계기에 재입력되는 간섭신호를 $S'_{out}(t)$ 라 하면 중계기 총 입력 신호 $S'_{in}(t)$ 는 원신호 $S_{in}(t)$ 와 간섭신호 $S'_{out}(t)$ 의 합이 된다. 기준신호 $S_{ref}(t)$ 는 $AS_{out}(t)$ 로 표현할 수 있다. 여기서 A 는 감쇄값을 의미한다. 또한 중계기의 송·수신안테나 간의 채널모델을 $F(t)$ 로 가정하면 재입력되는 간섭신호 $S'_{out}(t)$ 를 $F(t)S_{out}(t)$ 로 표현할 수 있다. $F(t)$ 는 식 (5)와 같다.

$$F(t) = \sum_{i=1}^n a_i \delta(t - T_i) \tag{5}$$

여기서 n 은 다중경로 수, a_i 는 i 번째 경로의 수신된

임펄스의 진폭, 그리고 T_i 는 i 번째 도착한 임펄스의 시간지연이다. 따라서 간섭신호 $S'_{out}(t)$ 와 중계기 입력신호 $S'_{in}(t)$ 를 다시 표현하면 각각 식 (6)과 식 (7)과 같다.

$$S'_{out}(t) = \sum_{i=1}^n a_i S_{out}(t - T_i) \quad (6)$$

$$S'_{in}(t) = S_{in}(t) + \sum_{i=1}^n a_i S_{out}(t - T_i) \quad (7)$$

기준신호 $S_{ref}(t)$ 를 이용하면 입력신호 $S'_{in}(t)$ 와 상관관계는 식 (8)과 같다.

$$Z(t) = S_{ref}(t) * S'_{in}(t) = A S_{out}(t) * S_{in}(t) + A \sum_{i=1}^n a_i \delta(t - T_i) [S_{out}(t) * S_{out}(t)] \quad (8)$$

즉, 위 상관관계 식의 첫 번째 항 $S_{out}(t) * S_{in}(t)$ 는 서로 상관관계가 적어 '0'에 가까운 값을 가지며 두 번째 항의 $S_{out}(t) * S_{out}(t)$ 는 서로 상관관계가 크기 때문에 1에 가깝다. 따라서 첫 번째 항을 생략하면 상관 관계식은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Z(t) = S_{ref}(t) * S'_{in}(t) = A \sum_{i=1}^n a_i \delta(t - T_i) \quad (9)$$

식 (9)와 같이 추정된 시간 지연과 진폭을 이용하여 기존 LMS 알고리즘에 입력하게 되면 케환 간섭신호와 비슷한 신호와의 오차이기 때문에 에러가 '0'이 되는 시간은 단축이 된다. 또한 컨볼루션기를 병렬로 두어 기준신호와 새로 들어온 신호를 나누어 연산을 하면 더욱 빠른 간섭제거를 할 수 있다.

본 논문에서 제안한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘을 적용한 RF 중계시스템의 블록도는 그림 7과 같다.

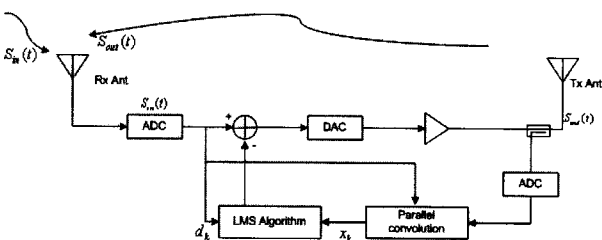


그림 7. ICS 중계 시스템의 적응형 탐색 채널추정 알고리즘

Fig. 7. Adaptive searching channel estimate algorithm of ICS repeater.

그림 7에서 보는 바와 같이 제안된 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 기존 LMS 알고리즘과 달리 중계시스템의 출력단에서 커플링한 신호를 LMS 알고리즘에 직접 인가하지 않고 채널특성을 나타내는 컨볼루션 합성된 신호를 LMS 알고리즘에 입력을 시킨다. 즉, 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 LMS 알고리즘이 오차에 의하여 이루어지는 반복수행을 줄이기 위하여 간섭 신호가 합성된 신호 d_k 와 중계기의 출력단에서 커플링한 신호를 컨볼루션 합성한다. 그리고 신호의 채널특성으로부터 간섭 케환신호 d_k 의 채널 특성과 유사한 신호를 알고리즘에 인가하게 됨으로서 LMS 알고리즘 수행시 알고리즘의 초기오차 크기를 줄일 수 있다. 컨볼루션 단에서는 이전에 들어왔던 입력신호와 현재 들어오는 입력신호는 상관관계가 적기 때문에 채널특성을 가지고 있는 신호만 출력되게 된다.

본 논문에서 제안한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 LMS 알고리즘에서의 수행에 있어서 $\nabla_k = 0$ 이 되게 하는 가중치를 업데이트하는 수식은 식 (10)과 같다.

$$W_{k+1} = W_k + \mu(-\nabla_k) = W_k + \mu(2e_k X_k) = W_k + 2\mu e_k X_k \times M \quad (10)$$

적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 가중치 업데이트 수식은 기존의 LMS 알고리즘에 보정 팩터 M을 추가하였다. 이 보정팩터 M은 다음 식 (11)과 같은 값을 가진다.

$$\begin{cases} +1, & \text{초기값} \\ -1, & \text{기울기의 부호가 바뀔때} \end{cases} \quad (11)$$

보정팩터의 값이 위의 식과 같이 기울기가 바뀌었을 때는 기울기가 0이 되는 수렴지점을 향해 가중치를 갱신한다. 또한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 가중치를 업데이트 하는 수식에 사용되는 추정간격을 가변하도록 하였다. 추정간격의 크기에 따른 수렴곡선은 μ 값이 작은 경우 가중치를 업데이트하는 간격을 좁게하여 제곱 에러 곡선의 기울기가 0이 되게 하는 매우 근사한 값을 가지게 된다. 하지만 기울기가 0이 되는 가중치를 찾는데 시간이 오래 걸린다. 반면 μ 값이 큰 경우 가중치를 업데이트 하는 간격이 커져 최적의 업데이트 값을 빨리 찾을 수도 있지만, 안정적이지 못하고 정확한 값을 찾지 못할 수도 있다. 그림 8은 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 가변적인 μ 값에 따른 가중치 수렴곡선을 나타낸 것이다.

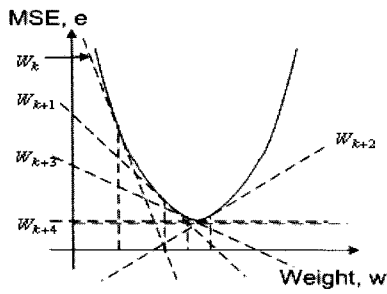


그림 8. 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 수렴곡선
Fig. 8. A convergence curve of adaptive searching channel estimate algorithm.

초기의 가중치 w_k 를 사용하여 포물선 e_k^2 의 기울기 $\nabla_k = -2e_k X_k$ 의 값이 0이 아니라면 식 (10)과 같이 w_k 값에 추정간격 μ 값과 기울기를 곱하여 가중치를 업데이트 하여 기울기를 측정하게 된다. 이 과정을 반복하여 기울기의 부호가 바뀌게 되면 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 그림 8에서의 w_3 과 같이 추정간격 μ 값을 반으로 줄여 LMS 알고리즘을 수행하게 된다. 다음과 같은 수행을 계속 함으로써 LMS 알고리즘의 e_k^2 의 기울기 $\nabla_k = -2e_k X_k$ 의 값이 0으로 수렴하는 알고리즘 수렴속도를 높이고자 하였다.

IV. 모의실험 및 고찰

본 논문에서 제안한 적응형 채널추정 알고리즘을 중계기 모델에 적용하여 Matlab을 이용해 시뮬레이션을 하였다. 일반적으로 도심환경에서는 송신기에서 수신기로 직접 전달되는 신호는 없는 것으로 알려져 있으며 이 경우 수신된 신호의 포락선은 Rayleigh 분포, 위상은 균일 분포를 가진다. 따라서 실제 환경과 비슷한 채널환경에서 시뮬레이션 하기 위해 본 논문에서는

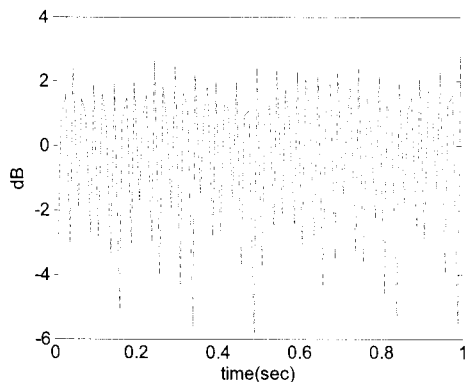


그림 9. 모의실험에 적용된 채널환경
Fig. 9. A channel environment of simulation.

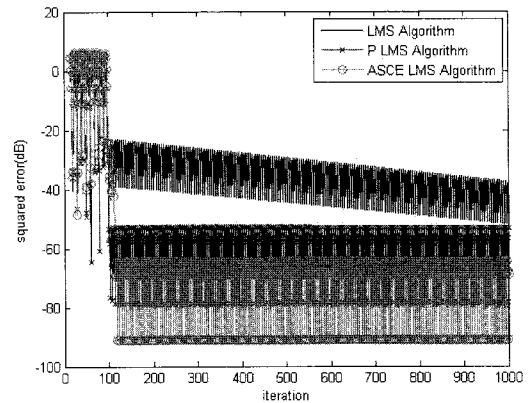


그림 10. 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 제곱오차 특성
Fig. 10. The mean square error of adaptive searching channel estimate algorithm.

Rayleigh 다중경로 페이딩 채널환경의 Jake 모델을 시뮬레이션 환경으로 사용하였다. 모의실험에 적용한 Rayleigh 다중경로 채널모델은 그림 9와 같다.

Rayleigh 다중경로 채널환경에서 정현신호 1000개의 데이터를 모의실험 한 결과 기존 LMS 알고리즘과 채널추정 LMS 알고리즘, 그리고 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 제곱오차는 그림 10과 같다.

그림 10에서 보는 바와 같이 적응형 탐색 채널추정 알고리즘이 기존 LMS 알고리즘에 비해 알고리즘의 반복 수렴속도는 비슷하였지만 정확도는 증가하였다. 기존 LMS 알고리즘의 제곱오차는 약 -40 dB에서 수렴하였고, 채널추정 알고리즘은 약 -60 dB에서 수렴한 반면 본 논문에서 제안한 알고리즘은 약 -80 dB에서 수렴하였다.

기존 LMS 알고리즘과 채널추정 알고리즘, 그리고 적

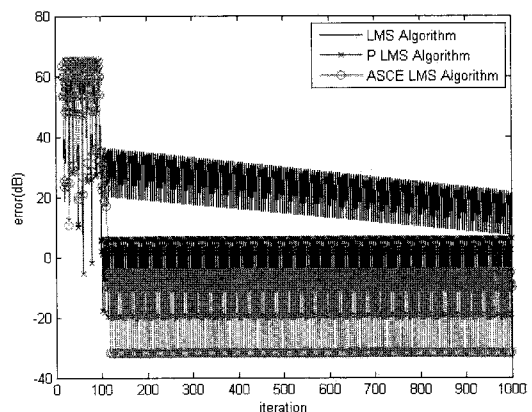


그림 11. 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 오차 특성
Fig. 11. The average error of adaptive searching channel estimate algorithm.

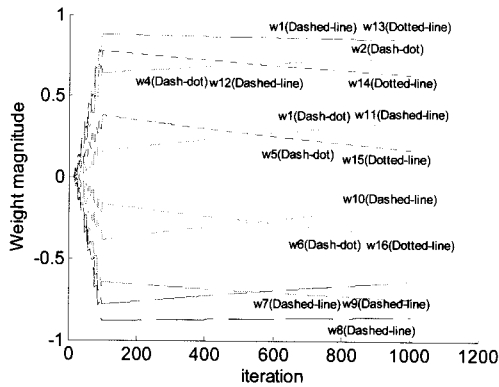


그림 11. LMS 알고리즘의 수렴도
Fig. 11. A convergence of LMS algorithm.

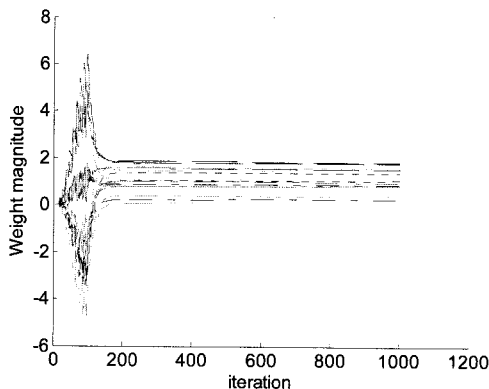


그림 12. 채널추정 알고리즘의 수렴도
Fig. 12. A convergence of channel estimate algorithm.

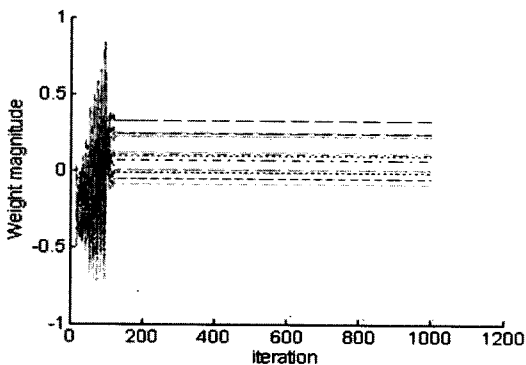


그림 13. 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 수렴도
Fig. 13. A convergence of adaptive searching channel estimate algorithm.

응형 채널추정 알고리즘의 오차는 그림 11과 같다. 그림 11에서 보는 바와 같이 기존 LMS 알고리즘은 15 dB에서 수렴하고, 채널추정 알고리즘은 -7 dB에서 수렴하는 반면, 본 논문에서 설계한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 -20 dB에서 수렴하여 매우 작은 오차를 갖는 것으로 확인하였다.

또한, LMS 알고리즘의 정확도는 탭 계수의 변화로

나타낼 수 있다. LMS 알고리즘에서 탭 계수는 오차를 줄이기 위하여 계속 갱신된다. 즉, 오차를 최소로 수렴하기 위해 LMS 알고리즘에서는 제공오차의 탭 계수에 대한 기울기를 0으로 수렴시킨다. 탭 계수의 값이 일정한 상수 값을 가진다면 이는 입력신호에 합성된 출력 제한신호와 동일한 신호를 생성한다. 기존 LMS 알고리즘과 채널추정 알고리즘, 그리고 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 탭 계수의 수렴도는 그림 11과 그림 12, 그리고 그림 13과 같다.

그림 11과 그림 12, 그리고 그림 13에서 보는 바와 같이 기존 LMS 알고리즘은 반복횟수 면에서 약 110개의 데이터 후에 수렴을 하였고, 수렴 후에도 탭 계수가 지속적으로 변화를 하였다. 하지만 채널추정 알고리즘은 약 150개의 데이터에서 수렴하였고, 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 경우는 약 120개의 데이터에서 수렴하였다. 적응형 탐색 채널추정 알고리즘은 수렴 후에 일정한 탭 계수를 가지는 것을 알 수 있었다. 즉, 정확도 면에서는 기존 LMS 알고리즘보다 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 값이 우수함을 알 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 이동통신 시스템에서의 다중경로 환경에서 일반적인 LMS 알고리즘을 개선하기 위하여 제안한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘의 수식을 이론적으로 고찰하고, LMS 알고리즘과 제안한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘을 RF 중계기에 적용하여 성능평가를 하였다.

모의실험 환경은 실제 이동통신과 비슷한 Rayleigh 다중경로 채널에서 이루어 졌고 일반적인 LMS 알고리즘과 본 논문에서 제안한 적응형 탐색 채널추정 알고리즘을 비교하기 위해 동일한 정현파 신호를 중계시스템에 인가하였다. Rayleigh 다중경로 채널을 적용하기 위해 Jake's 모델을 사용하여 5가지 랜덤한 경로를 설정하고 doppler 주파수는 130 Hz에 대해 모의실험 하였다. 입력데이터는 알고리즘의 최적의 수렴지점을 알기 위해 1000 개의 데이터를 인가하였다. 일반적인 LMS 알고리즘은 고정된 추정간격 μ 을 적용하였으며, 적응형 탐색 채널추정 알고리즘에서는 μ 을 기울기의 변화에 가변적인 추정간격 μ 를 적용하였다.

모의실험 결과 기존의 LMS 알고리즘의 경우는 약 110개의 데이터에서 수렴을 하였고 반복수행을 한 결과 제공오차가 약 -40 dB에서 수렴을 하였다. 반면, 적응

형 탐색 채널추정 알고리즘의 경우는 기존의 LMS 보다는 다소 느린 데이터 개수가 약 120개 에서 수렴을 하였고 제공오차가 약 -80 dB에서 수렴을 하였다. 수렴 속도 면에서는 다소 느린 속도를 보였으나 정확도 면에서는 기존의 LMS 알고리즘과 비교해 볼 때 약 40 dB정도 개선되었다. 이를 보았을 때 수렴 속도 면에서는 다소 느리지만 수렴 정확도 면에서는 기존의 LMS 알고리즘 보다 매우 우수한 면을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] S. Rappaport, Wireless Communications, Prentice Hall, 2002.
 [2] Allen L. Davidson, Crystal Lake, "Method and Means of Preventing Oscillation in a Same-Frequency Reporter" *U.S. Patent, P.N.4,383,331*, May, 1983.
 [3] Simon Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, 1996.
 [4] W. T. Slingsby and J. P. McCeehan, "Antenna isolation measurements for on-frequency radio repeaters," *Antennas and Propagation, 4.7 1995, Ninth International Conference on (Conf Publ. No. 407)*, vol. 1, pp. 239-243, 1995.
 [5] H. Arslan, K. Molnar, "Cochannel interference suppression with successive cancellation in narrow-band systems" *Communications Letters, IEEE Volume 5, Issue 2*, pp. 37 - 39, Feb, 2001.
 [6] Marvin K. Simon and Mohamed-Slim Alouini, Digital Communication over Fading Channels, Wiley-Interscience, 2005.
 [7] V. S. Kaunismaa, "On frequency radio(OFR) repeater as fade filler," *Vehicular Technology Conference. 1989, IEEE 39th vol. 2*, pp. 528-531, 1989.
 [8] S. J. Kim, J. Y. Lee, J. H. Kim, B. Lee, N. Y. Kim, "Interference Cancelling System using Adaptive Feedback Method" *한국전자과학회논문지*, Vol. 14, No. 2, Feb, 2003.
 [9] S. J. Kim, J. Y. Lee, J. H. Kim, B. Lee, N. Y. Kim, "Adaptive Feedback Interference Cancelling System" *IEEE MTT-S International*, 2003.

저 자 소 개



이 석 희(학생회원)
 2004년 단국대학교 전자공학과 학사 졸업.
 2006년 단국대학교 전자공학과 석사 졸업.
 2008년 단국대학교 전자공학과 박사과정 수료.
 <주관심분야 : RF Amplifier, 디지털 이동통신, Digital Pre-distorter, UWB, RFID>



이 상 수(학생회원)
 2006년 서원대학교 정보통신 공학과 학사 졸업.
 2008년 단국대학교 전자공학과 석사 졸업.
 <주관심분야 : 디지털 이동통신, RFID>



이 광 호(학생회원)
 2008년 단국대학교 전자공학과 학사 졸업.
 2009년 단국대학교 전자공학과 석사과정
 <주관심분야 : 디지털 이동통신, RFID>



방 성 일(평생회원)
 1984년 단국대학교 전자공학과 학사 졸업.
 1986년 단국대학교 전자공학과 석사 졸업.
 1992년 단국대학교 전자공학과 박사 졸업.
 1997~2001년 (주)엘씨텍 연구소장
 1997~현재 단국대학교 전자전기공학부 교수
 <주관심분야 : RF Amp, UWB, OFDM, 디지털 이동통신, RFID>