

論文95-32A-1-2

## 광대역 이동통신을 위한 적응등화기의 설계

### (Design of Adaptive Equalizer for Wide-Band Mobile Communications)

李 讚 馥 \* , 崔 勝 元 \*\*

(Chan Bok Lee and Seungwon Choi)

#### 요 약

본 논문의 주된 공헌은 다음과 같이 두가지로 요약할 수 있다. 첫째, 레이레이 페이딩 특성을 갖는 광대역 이동통신 모델의 채널의 모델링 제시이다. 송수신 시스템의 상호 상대 속도에 따라 결정되는 도플러 효과와 매 샘플마다 변화하는 잡음값에 의한 통신 채널 파라미터들의 가변성을 수식적으로 적절히 표현함으로써 실제의 다양한 신호 환경을 실측한 것과 거의 동일하게 근사 시킬 수 있었다. 둘째, 모델링된 이동통신 채널을 통과하며 왜곡된 수신신호를 원 신호로 재생시켜주는 등화기의 새로운 설계 방법을 제시하였다. 높은 전송율(512 k symbol/sec)의 신호를 실시간으로 처리해 주기 위하여 안정되고도 빠른 수렴성을 갖는 고속적용 알고리즘인 CGM(Conjugate Gradient Method)을 매 프레임마다 학습기간에 적용하여 최적의 탭 계수를 계산해 낸다. 이 최적 계수를 데이터 기간중에 적용하는 LMS알고리즘의 초기치로 사용함으로써 매 샘플마다 변화하는 최적의 탭계수를 산출해 낸다. 본 논문에서 제시된 이동통신 채널의 모델링으로부터 제공되는 수신신호의 전력분포를 여러 경우의 신호 환경을 고려하여 도시하였다. 등화기의 성능은 다양한 이동통신 신호 환경하에서 BER로 표시하여 제시하였다.

#### Abstract

The main contribution of this paper can be summarized in two items as follows. Firstly, a modelling of mobile communication channel with Rayleigh fading characteristics is presented. Actual signal environments can be approximated as being real measurements by a proper mathematical representation of fluctuation of channel parameters due to Doppler effect, that is determined by the relative speed between transmitter and receiver, and noises, that vary at each sampling time. Secondly, an alternative procedure of synthesizing an adaptive equalizers is presented for recovering original signals that have been corrupted through the modelled channel. In order to compute the optimal tap coefficients for a high speed data(512 k symbol/sec) on a real-time basis, the CGM that guarantees fast and stable convergency is adopted during the training period of each frame. The coefficients obtained by the CGM are used as initial values for the LMS algorithm to trace the optimal coefficients during the data period that vary at each sampling time due to the mobility and noise at the receiver. Using the modelling presented in this paper, distributions of received signal power in various signal environments are demonstrated. The performance of the equalizer proposed in this paper is shown as a function of BER under the various signal circumstances of mobile communications.

\*學生會員, \*\*正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科  
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Hanyang Univ.)

接受日字 : 1994年 2月 1日

## I. 서 론

현대의 디지털 통신은 많은 정보를 고속으로 처리하는 것으로 발전해 나아가고 있다. 그로 인하여 이전의 통신에서는 크게 문제 되지 않았던 것들이 통신에 장애를 미치는 요인으로 나타나고 있다. 그 중에서도 심벌의 전송율이 점점 더 커짐에 따라 채널의 용량이 전송율을 따라가지 못하는 문제가 크게 대두되고 있다. 낮은 속도의 전송의 경우에는 크게 고려되지 않아도 되었던 채널에서의 전달 지연과 확산이, 고속 전송의 경우 큰 문제가 되어 원래의 신호를 수신측이 제대로 받지 못하는 결과를 초래하게 된다. 즉, 현재 보낸 신호는 채널의 전달지연에 의하여 이전 신호들과 서로 더해져서 수신 된다는 것이다. 이것은 채널의 잡음과는 달리 송신 전력을 높인다 하여도 줄어들지 않는 요소로 나타난다. 채널의 잡음은 송신전력을 높이면 영향이 줄어들게 되지만, 채널의 전달지연과 확산으로 생긴 간섭은 송신전력을 높이는 것에 비례하여 증가하게 되므로, 전력을 높이는 것으로는 해결하지 못하고 다른 방법이 모색 되어져야만 한다. 사용채널의 대역폭을 증가시키지 않고 이 문제를 해결하기 위하여 제시되어진 것으로는 적응 등화기<sup>[1]</sup>, 적응 안테나 어레이<sup>[2,3,4]</sup> 등이 있는데, 이것들은 수신시스템에서 최적의 가중치(weight) 찾아 이를 이용하여 원래의 신호를 복원해내는 것들이다. 그러한 수신시스템의 성능을 나타내는 것은 이 최적의 가중치를 얼마나 빨리, 얼마나 정확히 찾느냐 하는 것인데, 이것을 찾는 알고리즘이 무엇이냐에 따라 수신시스템의 성능에 차이가 있게 된다. 가중치를 찾는데 널리 알려진 알고리즘으로는 LMS(Least Mean Square)<sup>[5]</sup>, RLS(Recursive Least Squares)<sup>[5]</sup>, Gradient lattice<sup>[5]</sup>, Fast RLS(Kalman)<sup>[5]</sup> 등이 있다.

본 논문에서는 멀티패스 페이딩 채널을 새롭게 모델링 하고 이 채널을 통하여 수신된 신호를 보정해 주는 수신 시스템으로 CGM(Conjugate Gradient Method) 과 LMS 를 적응 알고리즘으로 한 새로운 등화기를 제시한다. 즉, 초기 가중치를 빠른 수렴속도를 자랑하는 CGM 을 이용하고 매 샘플마다 LMS 를 이용하여 가중치를 갱신시켜 나갈 것이다. CGM 의 수렴속도와 안정성은 RLS 와 비교하여 나타내 보이겠다.

2장에서 멀티패스 페이딩 채널의 새로운 모델링을 제시한다. 3 장에서는 본 논문에서 채택한 결정 귀환 등화기(DFE: Decision Feedback Equalizer)에 대해서 간략히 알아보고, 4장에서는 등화 알고리즘을 분석해보고, 5장에서 모의실험을 통한 실험 결과를 보이

겠다.

## II. 채널 모델링

일반적으로 채널의 특성은 항상 일정하지가 않고 시간에 따라 변하게 된다. 더욱이, 이동통신의 경우 신호 환경은 거의 매 샘플시간마다 바뀌게 된다. 따라서 채널을 모델링하는 것은 확정적인(deterministic)문제가 아니고 확률의 개념이 수반되게 된다. 채널의 특성이 모든 송신신호를 원래 상태 그대로 전달할 정도로 시간에 따라 변화하지 않고 이상적이라면 송신된 신호는 수신측에서 그대로 받게된다. 그러나 채널이 이상적이지 못하기 때문에 간섭과 잡음이 생기고 이에 따라 신호의 왜곡이 야기된다. 게다가 채널특성에 따른 지연과 확산은 또다시 신호가 수신측에 제대로 도달하지 못하게 하는 원인을 제공한다. 즉, 샘플링 시간을 채널의 확산시간 보다 길게 송신된 심벌 상호간의 간섭은 일어나지 않게 되지만, 샘플링 시간이 채널의 확산시간보다 짧다면, 다시 말해 전송율이 채널용량을 초과하게 된다면, 심벌상호간의 간섭이 나타나게 된다. 이 간섭은 또 다경로로 인한 전달지연시간의 차이로도 발생하게 되며, 이것이 수신신호가 송신신호들이 서로 더해져서 나오게 하는 결과를 초래한다. 이때 수신기에서 동기가 완전히 이루어 졌다고 가정하고, 서로 겹쳐지는 심벌의 수를 N 이라 하고 k 번째 샘플링 시간에서 수신된 신호를  $x(k)$ , 이때 보냈던 메시지 신호를  $I(k)$ , n 번째 경로상에서 더해지는 정도를  $c(n)$ , 채널의 잡음을  $z(k)$ 라 하면, 수신신호  $x(k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.<sup>[5]</sup>

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n)I(k-n) + z(k) \quad (1)$$

(1)식에서 보는 바와 같이 송신된 신호는 채널상에서 지연과 확산으로 인하여 이전 신호들과 서로 상호 간섭을 일으켜서 수신측에 도달하게 되는 것이다. 그런데 이미 언급한 바와 같이 상호 간섭의 정도를 나타내는 계수  $c(n)$ 은 시간에 따라 변화하므로 수신된 신호는 아래의 식으로 다시 나타나진다.

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n, k)I(k-n) + z(k) \quad (2)$$

여기서  $c(n, k)$ 는 시간에 따라 변화하는 상호간섭의 정도를 나타내는 계수이며, 이것을 적절히 설정해주면 멀티패스 페이딩 채널이 적절히 모델링 되는 것이다. 즉, 위의 식은 시간에 따라 변하는 탭 계수를 가진 선형 필터로 모델링 된 것으로 볼 수 있다.

이제  $c(n,k)$ 를 결정하는 것이 채널의 특성을 정확히 결정하는 것이 될 것이다. 채널의 특성을 결정짓는 여러 인자는 거리에 따른 손실, 페이딩, 다 경로 전달, 도플러 변이 등이 있다. 다경로 전달은 신호가 각각 다른 반사 경로를 따라 수신측에 전달되기 때문에 이때의 지연으로 인하여 신호가 서로 간섭을 일으키게 되는 것으로 수신측에서 올바른 신호를 받는데 많은 지장을 주는 요소이다. 또한 각 경로를 통해 수신된 서로 다른 위상과 크기를 갖는 수신신호는 그것의 In-phase 성분과 Quadrature 성분이 각각 평균이 0인 가우시안 분포이므로, 수신전력은 레이레이 분포를 이루게 된다. 마지막으로 도플러 변이는 수신기가 이동하는 상황에서 수신측에서 느끼는 주파수가 상대적으로 변하게 되는 현상으로 수신시스템의 상대속도와 수신신호의 입사각에 따라 그 크기가 줄어들거나 늘어나게 된다<sup>[6]</sup>.

그러므로 이 모든 요인들을 고려하여  $c(n,k)$ 를 결정하여야 한다.  $c(n,k)$ 를 결정하는 첫번째 단계는 수신체의 이동에 의해서 생겨나는 도플러 주파수를 고려하여 이것이 지배적으로 채널의 시변환 특성을 결정짓는 요소로 보아 모델링 하는 것이다. 우선 도플러 주파수에 의해 신호의 위상이 변화하므로 송신신호는 아래와 같이 변하게 된다.<sup>[1,3]</sup>

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n) \exp(j2\pi f_D k T_s) I(k-n) + z(k) \quad (3)$$

여기서 도플러 주파수는  $f_D = v/\lambda$  으로 결정되며  $v$  는 수신체의 이동속도를 나타내고,  $\lambda$  는 반송주파수의 파장을 나타낸다. 그런데 수신신호가 임의의 초기위상을 갖는 위상변이의 합으로 이루어져 전체가 레이레이 분포를 이루게 되므로 수신신호는 아래의 식으로 나타내진다.

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n) \left[ \frac{\epsilon}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_D k T_s + \theta_{n,m}) \right] I(k-n) + z(k) \quad (4)$$

여기서  $c(n)$ 은 한 샘플링 시간에서 멀티패스 요소의 크기를 나타내는 계수이고,  $\epsilon$ 는 변화분포를 나타내는 인자이고,  $M$  은 신호요소의 수,  $T_s$  는 샘플링 시간,  $f_D$ 는 도플러 주파수,  $\theta_{n,m}$  은  $[-\pi, \pi]$  에서 균일 분포를 갖는 임의의 초기 랜덤 위상이고,  $z(k)$ 는 복소 가우시안 잡음이다. 즉, 송신신호는 도플러 주파수에 의해 지배적으로 영향을 받는 시변환 채널을 거쳐서 신호요소의 수만큼 위상변이가 결합되어서 멀티패스의 수만큼 신호가 더해져서 수신되게 된다. 이때

수신신호의 실수부와 허수부가 각각 가우시안 분포를 갖게 되므로 수신신호의 파워는 레이레이 분포를 갖게 된다. 이 수신신호에 대한 파워 분포함수를 나타내 보면 아래와 같고 부록 1 에서는 여러 가지 통신신호 환경을 고려하여 나타난 파워분포를 나타내 보이고 있다.

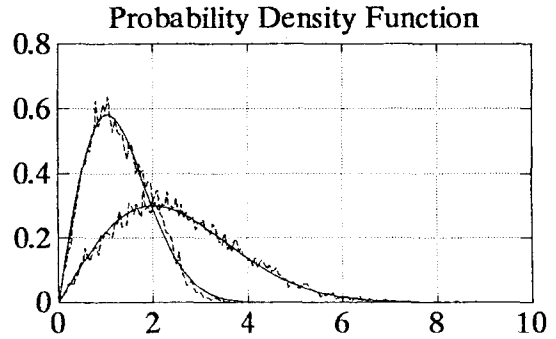


그림 1. 수신신호의 분포함수  
Fig. 1. Probability density function of receive signal

그림 1 에서 분산이 적은 것은 멀티패스의 수가 3 일 때의 파워분포함수를 나타낸 것이고, 분산이 큰 것은 멀티패스의 수가 10 일 때의 분포함수를 나타내고 있다. 여기서 실선은 수식에 의한 레이레이 분포함수로서 수신 신호의 In-phase 성분과 Quadrature 성분의 분산이 각각 멀티패스의 수가 3 일 때는 1.09, 멀티패스의 수가 10 일 때는 4.14 인 가우시안 분포를 갖는 랜덤 변수의 파워분포를 나타낸 것이고, 점선은 식 (4) 에서 모델링 하여서 얻은 수신신호를 분석하여 얻은 분포함수이다. 위 그림에서 보듯이 식(4) 으로 모델링 된 수신신호는 레이레이 분포를 이루는 것을 알 수 있다.

### Ⅲ. 등화기(Equalizer) 설계

등화기는 멀티패스 페이딩 채널상에서 간섭된 송신신호를 보상해주는 수신 시스템에 이용되고 있다. 등화기는 형태에 따라 선형과 비선형이 있고, 구조에 따라 횡단형과 격자형으로 나누어 지는데, 여기에서 다루고자 하는 것은 결정 귀환에 의해 비선형이고, 횡단형인 결정 귀환 등화기(Decision Feedback Equalizer)이다. 이 DFE는 선형등화기에서 간섭신호의 크기가 재생하고자 하는 신호의 수신레벨과 서로 비슷할 때의 제대로 수신할 수 없는 단점을 없앴 것으로 귀환 후단부(feedbackward)에 입력되는 값이 디지털 신호의

장점을 살려 미리 등화기에서 출력되는 값과 가장 근접한 송신 심벌로 결정되어 입력되게 된다. 따라서 등화기의 차수를 선형등화기에 비해 줄일 수 있는 장점과 성능의 향상을 가져오게 된다.<sup>[5]</sup>

이 등화기를 멀티패스 페이딩 채널에 적용하기 위해서는 등화기의 탭 계수가 입력되는 신호에 따라서 적응을 하며 변화하여야 한다. 즉, 적절한 알고리즘을 이용하여 등화기의 탭 계수를 구하고 이 탭계수를 계속 갱신시켜 나가야 한다.

이 탭 계수를 구하는 방법으로는 초기 학습기간을 필요로 하는 것으로는 LMS, RLS 알고리즘등이 있고, 초기 학습기간을 필요치 않는 알고리즘으로는 Sato 알고리즘<sup>[7]</sup>, Godard 알고리즘<sup>[8]</sup>, Stop and Go 알고리즘<sup>[9]</sup> 등이 있다. 이 중에서 LMS 알고리즘은 가장 고전적인 알고리즘으로 복잡도가 가장 적고 간편한 알고리즘이고, RLS 알고리즘은 복잡도는 크지만 수렴속도가 LMS 보다 훨씬 빠르다는 장점을 갖고 있고, 초기 학습기간을 필요치 않는 알고리즘은 초기 학습 심볼을 갖기 어려운 통신 상황에서 적용할 수 있는 장점을 갖고 있다. 그런데 여기에서는 RLS 알고리즘에 비해 수렴률(convergence rate)이 높고, 또한 수렴 자체가 보장되어 있는 CGM 을 이용하여 학습기간에서의 탭계수를 구하여 등화기를 설계한다. 또한, 등화기의 성능을 개선하기 위하여 학습기간 동안에 CGM 을 이용하여 구한 탭 계수를 data 기간동안에 매 샘플 시간마다 재 정의 하기 위하여 LMS 알고리즘을 이용하는 방법을 본 논문에서 소개한다.

매 프레임에 초기 학습기간을 설정하여 이 기간중의 송신 심볼은 수신측에 알려져 있다고 가정한다. 학습기간 동안에 등화기는 주어진 통신 채널에 가장 최적인 탭 계수를 찾아내야 하는 것이다. 채택한 알고리즘의 수렴속도가 빠르면 빠를수록 학습기간이 줄어들 수 있으므로 데이터 전송효율을 높이기 위해서는 등화기에서 고속수렴 알고리즘을 적용하는 것이 필요하다. LMS 알고리즘은 그 복잡도는 적은 반면 수렴속도가 늦기 때문에 많은 학습 샘플이 필요하므로 채널의 특성이 변화하는 이동통신 채널에서는 적합하지 않게 된다. 따라서 CGM 을 적용하여 고속으로 최적의 탭계수를 구하여 이를 이용하면 전송효율을 높이며, 초기 학습기간을 갖는 어려움도 그 기간을 아주 짧게 할 수 있기 때문에 극복할 수 있게 된다.

1. DFE 의 구성

DFE 는 아래의 그림과 같이 귀환 전단부 (feed-forward) 와 귀환 후단부 (feedbackward) 로 이루어져 있다<sup>[5]</sup>.

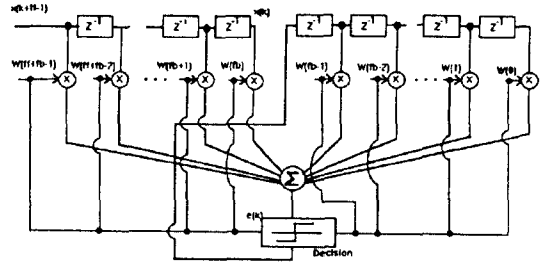


그림 2. 결정 귀환 등화기  
Fig. 2. Decision Feedback Equalizer

각 부분에서는 송신측의 샘플링 시간과 같은 지연을 갖는 소자로 구성되어 있어 수신신호는 샘플링 시간마다 지연이 된 신호로 이루어져 있게 된다. 그리고 이때 귀환 후단부로 입력되는 신호는 현재의 신호를 디지털 통신의 특성을 살려서 미리 결정 (Decision) 하여 들어오게 된다. 따라서 만약 송신신호가 메시지 신호 3 개가 더해져서 들어오게 된다면, 즉,

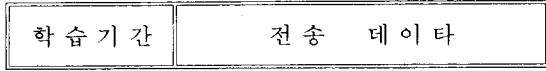
$x(k) = aI(k) + bI(k-1) + cI(k-2)$  라면 수신측에서 원래의 신호로 복원하기 위해서는 귀환 후단부가 신호를 미리 결정한 값으로 이루어져 있기 때문에 그 값이 만일 정확히 결정된 값이라면, 등화기의 탭계수는  $w(fb) = 1/a$ ,  $w(fb-1) = -b/a$ ,  $w(fb-2) = -c/a$  가 되고 나머지 탭 계수는 0 이 될 것이다. 따라서 위의 탭 계수를 가진 등화기에서 출력 되는 값은 아래와 같이 나타나 진다.

$$\begin{aligned} \hat{I}(k) &= \frac{1}{a} x(k) - \frac{b}{a} I(k-1) - \frac{c}{a} I(k-2) \\ &= I(k) + \frac{b}{a} I(k-1) + \frac{c}{a} I(k-2) - \frac{b}{a} I(k-1) - \frac{c}{a} I(k-2) \\ &= I(k) \end{aligned} \tag{5}$$

등화기의 탭 계수가 위와 같이 올바르게 계산될 때, 식 (5) 에서 볼 수 있듯이 등화기의 출력 값은 원래의 메시지 신호와 같게 되고 이때의 0 이 아닌 탭 계수의 수는 멀티 패스의 수와 같게 된다. 따라서, DFE 의 탭 계수는 송신신호가 더해진 정도를 정확하게 찾아낼 수 있게 되고, 이 더해지는 정도가 변화할 때에는 적절한 적응 알고리즘이 이 것을 추적하게 되는 것이다. 그런데 이때, DFE의 단점은 미리 결정된 값이 틀리게 되면 이것이 다음 샘플링 시간에 들어오는 신호에 영향을 크게 주어, 다음 신호의 출력값을 틀리게 하는 것이다.

2. 프레임 구성

신호를 프레임 단위로 보낼 때에 상호간섭을 제거하기 위한 학습기간을 더해서 전송하게 되면 프레임은 다음과 같이 구성될 것이다.



따라서, 프레임 단위로 데이터를 전송할 때에 학습기간 동안에 빨리 이 상호간섭을 제거하기 위한 탭 계수를 찾아내면 되는 것이다.

IV. 적응 알고리즘

1. RLS 알고리즘

RLS 알고리즘은 첫 샘플부터 누적되는 에러의 합을 최소화하는 것으로써, 궁극적인 목표는 Wiener-Hopf 해인  $w_{opt} = \Phi^{-1}\phi$  를 찾는 것이다. 여기서  $\Phi$  는 수신신호의 자기 상관 행렬 을 나타내고,  $\phi$  는 수신신호의 상관 벡터를 나타낸다. RLS 알고리즘의 적응 과정은 다음과 같이 요약될 수 있다<sup>[2]</sup>.

<1> 초기 역상관행렬과 초기의 웨이트를 임의로 설정한다.

<2> 새로운 자료 벡터  $x_k$  와 현재의 웨이트 값  $w_{curr}$  로 등화기의 출력을 계산하여 현재의 에러를 다음과 같이 계산하다.

$$e_k = I_k - x_k^T w_{curr} \tag{6}$$

여기에서 아래 첨자  $k$  는 샘플링 시간이며 RLS 법에서는 매 샘플마다 웨이트를 갱신하므로 반복수(Iteration number)와 동일 하다. 그리고,  $I_k$ 는 메시지 심볼을 나타내고  $x_k$  는 수신신호로 구성되어지는 벡터이다.

(6)에서 계산된 에러가 충분히 작으면 반복을 끝내고 아니면 아래의 과정을 수행한다.

<3> Kalman 이득 벡터를 계산한다.

$$g_k = \frac{C_{curr} x_k^*}{\lambda + x_k^T C_{curr} x_k^*} \tag{7}$$

여기에서  $C_{curr}$ 은 현재의  $\Psi^{-1}(x, x)$  대략치를 나타내고 \* 는 복소 공액연산자를 나타낸다.

<4>  $C_{curr}$  과  $w_{curr}$ 을 갱신한 후 <2>로 다시 돌아가 다음 샘플값에 대해 다시 웨이트를 갱신시켜 나간다.

$$C_{next} = \frac{C_{curr} - g_k x_k^T C_{curr}}{\lambda} \tag{8}$$

$$w_{next} = w_{curr} + e_k g_k \tag{9}$$

실제 통신에서는 데이터 전송 프로토콜이 정해져 있으므로 에러값이 충분히 작을 때를 탈출 조건으로 보지 않고 시스템이 요구하는 정도의 조건이 되도록 하는 반복수(Iteration number)만에 RLS를 마치게 된다.

2. CGM 알고리즘<sup>[3]</sup>

CGM은 미리 설정된 비용함수를 최소화 하는 방향으로 반복적으로  $w$  를 갱신하여 나가면서  $\Delta w = y$  의 행렬 방정식을 구하는 알고리즘이다. 본 논문에서는  $f(w_n) = \|R_n\|^2 = R_n^H \cdot R_n$  와, 같이 비용함수를 정의 한다.<sup>[4]</sup> 여기서  $R_n = \Delta w_n - y$  이다. 본 절에서는 원래의 CGM을 수정하여 수신 신호에 의해 구성되는 입력 행렬에 아무런 수학적 제한이 주어지지 않아도 수렴이 보장되도록 하는 방법을 제시한다. 즉, 신호행렬이 Hermitian도 아니며 positive semidefinite도 아닌 일반적인 rectangular행렬일 때에도 적응 과정이 수렴하도록 하는 CGM을 제시한다.<sup>[3][4]</sup>

탭 계수를 구하고자 한다면,  $w_{n+1} = w_n + t_n P_n$  에서  $f(w_n)$  을 최소화하는 크기  $t_n$  과 방향 벡터  $P_n$  을 찾아야 한다. 따라서  $R_n$ 을  $f(w_n)$  에 넣고 적응이득  $t_n$ 을 실수부와 허수부로 나누어  $t_n = a_n + jb_n$  으로 놓으면 비용함수  $f(w_{n+1})$  은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f(w_{n+1}) = \|R_n\|^2 + t_n \langle \Delta P_n; R_n \rangle + t_n^* \langle R_n; \Delta P_n \rangle + |t_n|^2 \| \Delta P_n \|^2 \tag{10}$$

단,  $t_n^* = a_n - jb_n$ ,  $|t_n|^2 = a_n^2 + b_n^2$  이고, 복소수의 내적  $\langle X; Y \rangle$  은  $X^H \cdot Y$  로 정의 되며 위첨자 H 는 복소 전치 변환(conjugate transpose)을 나타낸다. 따라서  $f(w_n)$  을 최소화하는, 즉

$$\frac{\partial f(w_{n-1})}{\partial a_n} = 0, \quad \frac{\partial f(w_{n+1})}{\partial b_n} = 0 \tag{11}$$

이 되게 하는  $t_n$  을 구하면 다음과 같다.

$$t_n = a_n + jb_n = - \langle R_n; \Delta P_n \rangle / \| \Delta P_n \|^2 \tag{12}$$

한편, 방향 벡터  $P_n$  은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{n+1} = -A^H R_{n+1} + q_n P_n \quad (13)$$

$q_n$  은 방향 벡터가  $i \neq j$ 인  $P$ 에 대해서  $\langle A P_i, A P_j \rangle = 0$ 인, 즉 A-conjugate 가 되게 하는 값으로 정해진다. 따라서 이를 풀면

$$q_n = \langle A R_{n+1}; A P_n \rangle / \| A P_n \|^2 \quad (14)$$

이 된다. 식 (12)와 (13)을 간략화 하면 다음과 같다.

$$t_n = \| A^H R_n \|^2 / \| A P_n \|^2 \quad (15)$$

$$q_n = \| A^H R_{n+1} \|^2 / \| A^H R_n \|^2 \quad (16)$$

이때 식 (14)에서 보여지듯이 적응이득  $t_n$ 은 항상 양의 실수로 되어  $t_n = a_n + j b_n$ 에서  $b_n$  은 0 이 됨을 알 수 있다. 이때 CGM의 수렴의 안정성은 비유함수가 매 반복 때마다 감소하게 되므로 초기의 어떤 웨이트에서도 항상 수렴하게 됨을 알 수 있다. 즉,

$$f(\mathbf{w}_n) - f(\mathbf{w}_{n+1}) = \frac{\| A^H R_n \|^4}{\| A P_n \|^2} \geq 0 \quad (17)$$

주어진 임의의 초기치  $w_0$  에 대하여 A-conjugate 한 방향 벡터  $q_n$  은 행렬  $A$  의 랭크 수만큼 존재하므로 CGM 은 행렬  $A$  의 랭크만에 수렴하게 된다. 이 CGM 알고리즘의 수행순서를 종합하면 다음과 같다.

(1) 초기 탭계수를 설정한 후 다음의 초기 값을 계산한다.

$$(1) \quad x_0 = A w_0 - y \quad (18)$$

$$(2) \quad P_0 = -A^H x_0 \quad (19)$$

(2) 아래의 식으로 초기값을 갱신 시킨다.

$$(1) \quad t_n = \| A^H R_n \|^2 / \| A P_n \|^2 \quad (20)$$

$$(2) \quad w_{n+1} = w_n + t_n P_n \quad (21)$$

$$(3) \quad r_{n+1} = r_n + t_n A P_n \quad (22)$$

(3)  $\|r_n\|^2 < \epsilon$  이면 이때의  $w_n$ 를 취하고 아니면 아래의 식으로 갱신한 후 (2)로 돌아간다.

$$(1) \quad P_{n+1} = -A^H r_{n+1} + q_n P_n \quad (23)$$

$$(2) \quad q_n = \| A^H r_{n+1} \|^2 / \| A^H r_n \|^2 \quad (24)$$

여기서  $\epsilon$  은 시스템에서 요구되는 정확도에 의해 결정되는 충분히 작은 값을 나타내며, 실제의 통신에 있어서는 학습기간의 수가 정해져 있으므로  $\|r_n\|^2 < \epsilon$  을 비교하지 않고, 학습기간 만큼 반복한 후 끝내게 된

다. 이것은 RLS 법에서와 마찬가지로이다. 그런데 여기서 중요한 것은 CGM 은 행렬의 랭크(rank) 만에 수렴하기 때문에 RLS 에 비해 학습기간을 더 짧게 잡아 주어도 되는 이점과 CGM은 매 반복때마다 여러가 항상 식 (17)에서 보듯이 단조감소하므로 초기 가중치 (Weight)가 어떤 값이라도, 안정적으로 수렴하는 이점이 있다는 것이다.

### 3. 학습기간에서 CGM 적용

학습기간에 CGM 을 적용하기 위해서는 학습기간의 수신 신호로부터 행렬  $A$  를 구성하고 학습기간의 수신 신호로부터 얻고자 하는 출력  $y$  를 구성하여야 한다. 따라서 등화기가 DFE 이고 등화기의 수신 샘플링 시간을 송신신호의 샘플링 시간과 같게 구성하였다면 수신신호의 행렬  $A$  는 아래와 같이 구성될 것이다.

$$A = \begin{bmatrix} x(ff+fb-1) & \dots & x(fb) & I(fb-1) & \dots & I(0) \\ x(ff+fb) & \dots & x(fb+1) & I(fb) & \dots & I(1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x(ff+J_{PRE}-1) & \dots & x(J_{PRE}) & I(J_{PRE}) & \dots & I(J_{PRE}-fb) \end{bmatrix} \quad (25)$$

여기서  $ff$  와  $fb$  는 각각 귀환 전단부의 탭수와 귀환 후단부의 탭수를 나타내고,  $J_{PRE}$  는 학습기간의 학습수를 나타낸다. 그리고 수신하고자 하는 출력  $y$  는 송신신호로 구성되므로 아래와 같이 나타낸다.

$$y = [ I(fb) \quad I(fb+1) \quad \dots \quad I(J_{PRE}) ]^T \quad (26)$$

따라서 학습기간동안 행렬  $A$  와  $y$  를 구성하여 CGM 을 이용하여 최적의 탭 계수를 구하면 LMS 알고리즘으로 탭 계수를 찾아낼 때에 비해 훨씬 빠른 수렴 속도로 탭 계수를 찾아 낼 수 있을 것이다. 이때 학습수는 잡음이 없을 때에는 멀티패스의 수만큼만 있으면 충분하고, 잡음이 존재할 때에는 증가하게 된다. 학습기간의 샘플수가 많을수록 CGM의 해는 Wiener-Hopf 해에 가까워지나 프레임의 데이터 효율 (  $\frac{\text{데이터 샘플수}}{\text{학습 샘플수}}$  )을 고려하여 무작정 증가 시킬 수는 없다.

따라서 학습수에 의해 결정되는 수신시스템의 성능과 프레임의 데이터 효율은 trade-off 되어야 한다.

### 4. LMS 알고리즘

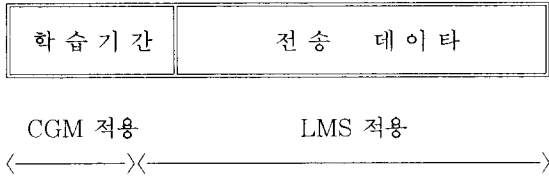
LMS 알고리즘은 수렴속도는 낮은 반면 복잡도가 작고 비교적 수렴이 안정되어 있기 때문에 위에서 구한 탭 계수를 초기 값으로 할 때에는 채널 환경 변화에 따른 탭 계수 변화를 보정하기에는 적합하게 된다. 이때 LMS 알고리즘은 아래와 같다.

$$\hat{w}_{k+1} = \hat{w}_k + 2\mu\epsilon_k \hat{x}_k \quad (27)$$

여기서  $\hat{w}_i$  는 i 번째의 탭 계수이고,  $\epsilon_k$  는 k 번째 반복에서의 에러를 나타낸다. 그리고  $\mu$  는 적응이득을 나타내는 상수이다.

5. 프레임상에서 알고리즘 적용

위에서 나타낸 CGM 과 LMS 알고리즘을 프레임에 적용하면 아래와 같이 나타나 진다.



V. 모의 실험 분석

본 논문에서는 식 (4) 로 모델링된 멀티패스 페이딩 채널상으로 전송율 512k symbol/sec 의 QPSK로 변조된 메시지 신호를 보냈을 때 초기의 등화기 탭 계수를 CGM 을 이용하여 구하고 이를 매 샘플링 시간마다 LMS로 갱신해 나가면서 멀티패스 페이딩 채널을 극복하는 등화기의 성능을 분석하였다. 채널은 각각의 계수인 멀티패스의 수 N 이 3 이고, 신호성분의 수 M 이 10 이고,  $\xi$  가 1 로 된 채널을 대상으로 하였다. 또한 송수신단에서 샘플링 시간은 1/512K 로 설정하였다. 그리고 등화기의 탭수는 귀환 전단부와 귀환 후 단부가 각각 10, 5 인 DFE를 사용하였다.

등화기의 성능분석은 첫번째로 초기의 탭 계수를 구할 때의 수렴 속도와 정확한 수렴성을 RLS 알고리즘과 비교하여 분석한 후, 두번째로 SNR 과 도플러 주파수에 따른 등화기의 BER을 CGM을 이용하여 탭 계수를 구한 후 LMS 로 웨이트를 갱신해나가면서 구성된 등화기와 RLS를 이용하여 초기의 탭 계수를 구한 후 LMS로 웨이트를 갱신해 나가면서 구성된 등화기의 성능을 BER면에서 비교하여 나타낼 것이다. 그리고 마지막으로 최적의 초기 탭 계수가 구해진 상황에서 LMS 의  $\mu$  값을 변화시켜가면서 등화기의 성능을 분석할 것이다.

그림 3 은 초기의 학습기간을 30, 40, 50 으로 하고, 등화기의 탭수를 변화시켜가면서 CGM 과 RLS의 수렴속도를 비교한 것이다. 그림에서 보듯이 초기의 학습기간이 길 수록 각 알고리즘이 수렴하는데 걸리는 시간이 증가하는 것을 볼 수 있으며, 등화기의 탭수가

많을 수록 수렴하는 데에 걸리는 시간이 또한 증가하는 것을 볼 수 있다. 또한 그림에서 볼 수 있듯이 CGM 이 RLS 에 비해 수렴하는 시간이 약 79 % 정도 밖에 되지 않는 것을 볼 수 있다. 즉 수렴속도면에서는 CGM이 RLS에 비해 약 1.27 배 정도 빠름을 알 수 있다.

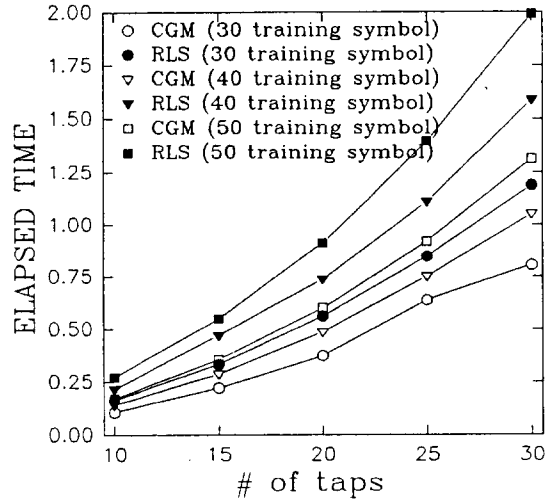


그림 3. 등화기 탭수와 학습수 변화에 따른 계산 소요시간

Fig. 3. Computation time as a function of number of taps and training of equalizer.

그림 4 는 등화기의 탭수가 15 인 경우, 매 반복마다 자승오차가 감소하는 것을 나타내 주고 있다. 이때의 상황은 도플러 주파수가 100 Hz 이고 SNR 이 20 dB 인 경우이다. 그림에서 볼 수 있듯이 매 샘플링 시간마다 새로운 데이터를 받아가면서 탭 계수를 갱신해 나가는 RLS 알고리즘은 매 샘플링 시간마다 수신되는 신호에 따라서 그 자승오차가 진동하면서 감소하는 것을 알 수 있고, 즉, 단순감소하지 않으며, 학습기간의 샘플을 모두 받아서 탭 계수를 갱신해 나가는 CGM의 경우는 식 (17) 에서와 같이 그 자승오차가 매 반복때마다 단조 감소함을 알 수 있다. 따라서, CGM 을 사용할 때는 어떠한 데이터에 대해서도 수렴 자체가 보장되며, 또한, 매 반복마다 방향벡터, 식 (23), 가 서로 직교하므로, 수렴에 필요한 반복수는 등화기의 차수보다 클 필요가 없다. 즉, 그림 4 에 나타난 바와 같이 CGM 의 자승오차는 단순감소하며 등화기 탭수 (=15차)만에 수렴한다.

그림 5 는 등화기의 탭수가 10 인 경우, 매 반복때

마다 자승오차가 감소하는 것을 나타내 주고 있다.

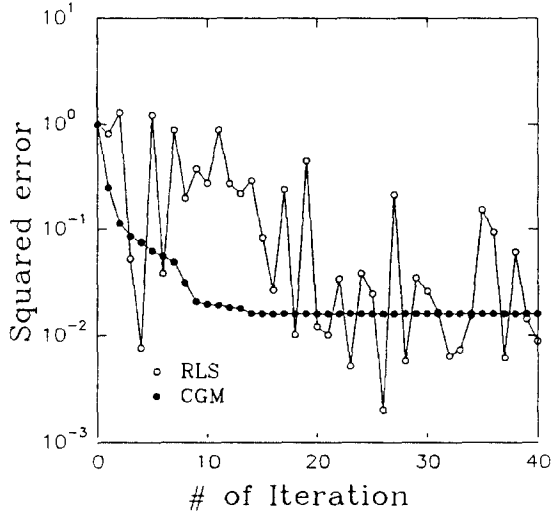


그림 4. 등화기 탭수가 15 일때의 반복에 따른 자승 오차 감소

Fig. 4. Squared error decreasing according to the iteration at 15 taps of equalizer.

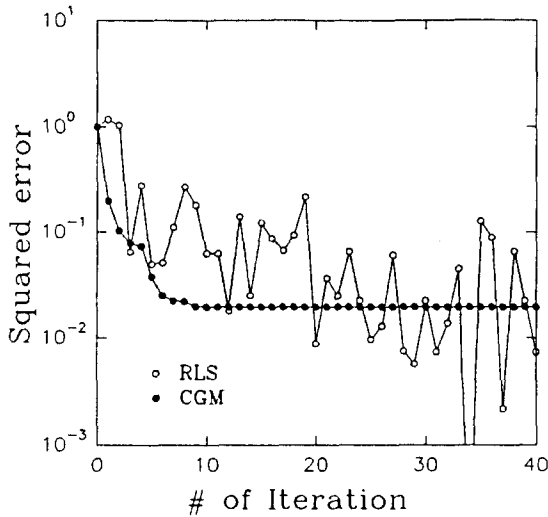


그림 5. 등화기 차수가 10 일때의 반복에 따른 자승 오차 감소

Fig. 5. Squared error decreasing as a function of iteration at 10 taps of equalizer.

그림 5 를 그림 4 와 비교해 볼 경우 CGM 은 행렬

의 랭크(Rank) 만에 수렴함을 알 수 있다. 즉, 그림 3 의 경우는 15 만에 수렴을 하였고, 그림 4 의 경우는 10 번만에 CGM 이 수렴함을 알 수 있다.

그림 6 은 CGM의 경우 SNR 과 도플러 주파수 변화에 따른 매 반복때마다의 자승오차 감소를 한 그림에 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 SNR 이 낮을수록, 도플러 주파수가 높을수록 최종 수렴되는 자승오차가 큰 것을 알 수 이다. 즉, SNR이 낮을수록, 도플러 주파수가 높을수록 구해진 최적의 탭 계수가 실제의 채널의 상황과 잘 맞지 않는다는 것을 알 수 있다.

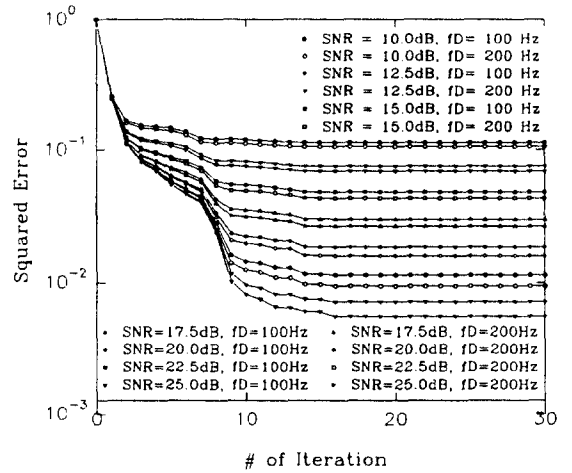


그림 6. CGM 의 SNR 과 도플러 주파수 변화에 따른 반복에 대한 자승 오차 감소

Fig. 6. Squared error decreasing of CGM as a function of iteration as varying SNR and doppler frequency.

그림 7 은 CGM 또는 RLS를 이용하여 초기의 탭 계수를 구한 후 이를 LMS를 이용하여 갱신해 나가면서 구성된 등화기의 성능을 SNR과 초기의 학습수를 변화시켜 가면서 나타낸 그림이다. 그림에서 CGM 과 RLS 의 결과값이 중복되어 나온 것으로 부터 볼 수 있듯이, CGM 과 RLS를 초기의 탭 계수를 구하는데 사용하여 등화기를 구성하였을 때의 BER 성능은 별다른 차이를 볼 수 없음을 알 수 있다. 즉, CGM과 RLS 모두 그 채널의 상황에 최대한으로 대처할 수 있는 최적의 탭 계수를 구하는 것을 알 수 있다. 그리고 초기의 학습수는 많을수록 등화기의 성능은 증가하지만 수렴속도가 또한 그림 2 에서 보듯이 증가하게 되므로 크게 증가시킬 수 없으며, 성능 또한 초기의 학습기간이 30 인 것이나 50 인 것이 큰 차이가 없음을 알



수 있다.

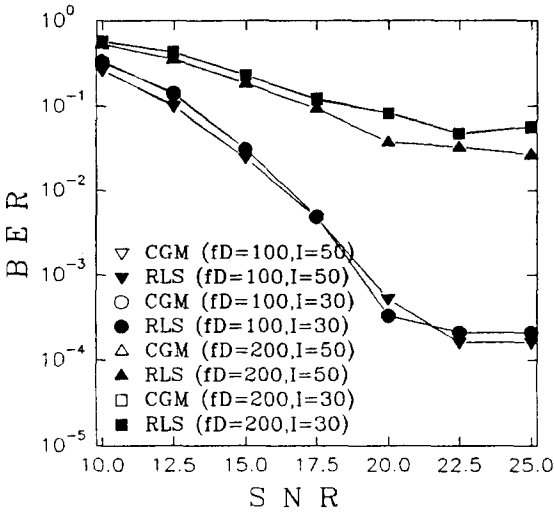


그림 7. 학습수와 도플러 주파수 변화에 따른 BER

Fig. 7. BER as a function of training period and doppler frequency.

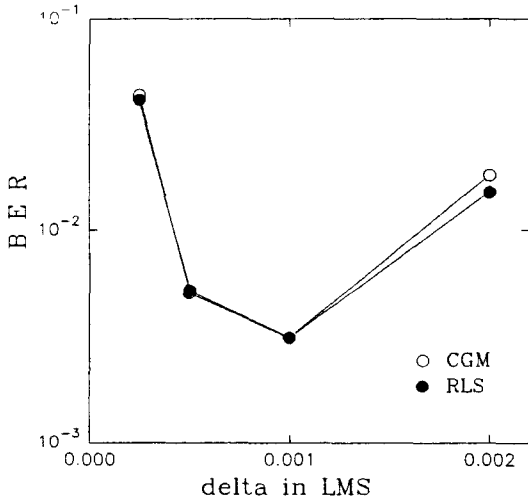


그림 8. LMS에서  $\mu$  값 변화에 따른 BER

Fig. 8. BER as a function of  $\mu$  at LMS.

그림 8 은 채널의 멀티패스 수  $N$  이 3 이고, 신호성분의 수  $M$  이 10 이고,  $\xi$  가 1, SNR 이 17.5 dB, 도플러 주파수가 100 으로 모델링된 채널에서, 등화기

의 탭수가 15 로 정한후, LMS 알고리즘의  $\mu$  값을 변화시켜 가면서 등화기의 성능을 분석하여 나타낸 것이다. 이 그림에서 볼 수 있듯이  $\mu$  값이 0.001 까지는 그 값이 클수록 수렴속도가 빨라지므로 채널이 변화하는 것에 빠르게 대처하여 적응해 나아가 성능이 좋게 나왔지만, 0.002 의 경우에는 채널 변화에 대한 적응력은 커졌지만 수렴후의 오차값이  $\mu$  가 작은 경우보다 크므로 그 성능이 떨어지는 것을 볼 수 있다. 그런데  $\mu$  값 변화에 따라 등화기의 성능에 큰 차이를 보이므로, 이  $\mu$  값을 정확히 찾는 것이 또 하나의 과제로 남게 되고, 매 샘플링 시간마다  $\mu$  값에 대응하는 인자가 변하게 되는 NLMS (Normalized Least Mean Square)을 LMS 대신에 사용하는 것도 한 대안이 될 수 있을 것이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 멀티패스 페이딩 채널의 새로운 모델을 제시 하였으며, 이 채널에 의해서 왜곡된 신호를 보상해 주는 수신시스템으로써 등화기를 적용하였다. 이 때 등화기의 탭 계수를 빨리 구하기 위하여 본 논문에서는 CGM을 학습기간에 적용하는 것을 제안하였다. 즉, CGM의 특징인 빠른 시간안에 정확한 웨이트를 찾아내는 것을 이용하여, 등화기의 초기 탭 계수를 학습기간을 줄이고 빠르게 초기 탭 계수를 구하는 데에 이용하여, 등화기의 성능을 향상 시킬 수 있었다. 이 때, 임의의 신호행렬에 대하여 수렴을 보장하도록 수정된 CGM을 제시 하였다. 등화기 성능 향상을 초기의 탭 계수를 구하는 데에 RLS를 이용한 것과 비교하여 나타내었다. 본 논문을 통하여 첫째로 무선이동통신 채널의 새로운 모델을 제시하였으며, 둘째로 등화기 설계에 사용될 수 있는 CGM을 제시하였으며, 셋째로 등화기에서 CGM과 LMS를 혼합하여 사용하는 것을 제시하였으며, 마지막으로 제시된 수신시스템을 CGM대신 RLS를 이용한 것과 수렴속도와 안정도 면에서 비교하여 CGM이 수렴속도면에서 RLS에 비해 빠르고, BER 면에서는 거의 같은 결과를 보였는데, 이는 최종적으로 구해지는 탭 계수가 거의 같기 때문이다.

附 錄

1. 멀티패스 페이딩 채널의 파워 분포

아래의 그림들은 식 (4) 로 모델링된 채널의 파워분포를 나타내고 있다. 그림에서 세로축은 샘플링 시간을 나타내고 가로축은 한 샘플링 시간에서 채널의 임펄스 응답을 나타낸다. 그리고 높이축은 각 샘플링 시간에서

의 지연된 신호의 파워를 나타내고 있다. 그림 A-1 은 도플러 주파수가 100 Hz 이고 SNR 이 10 dB 인 채널의 수신전력 분포를 나타내고 있다. 그림 A-2 는 도플러 주파수만 150 Hz 로 바뀌었을 때의 수신전력 분포를 나타내고 있다. 그림 A-3 은 그림 A-1 과 같은 상황에서 SNR 만 0 dB로 바뀌었을 때를 나타내고 있다.

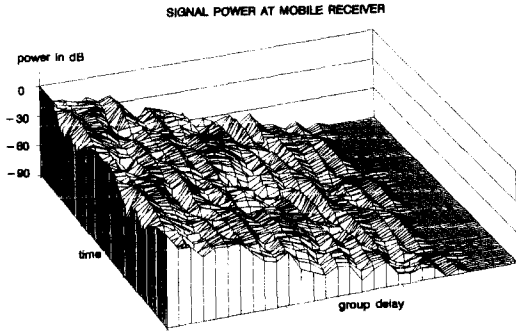


그림 A-1. 수신전력 분포  
 $M=5, T_s = 1/512K, f_D = 100\text{Hz},$   
 $\text{SNR} = 10 \text{ dB}, \xi=1, \beta = 0.7$   
 Fig. A-1. Distribution of received power.  
 $M=5, T_s=1/512K, f_D=100 \text{ Hz},$   
 $\text{SNR}=10\text{dB}, \xi=1, \beta = 0.7$

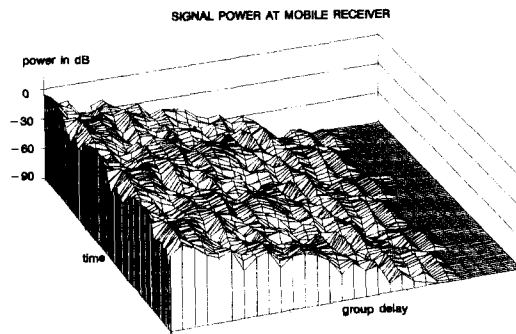


그림 A-2. 수신전력 분포  
 $M=5, T_s=1/512K, f_D=150 \text{ Hz},$   
 $\text{SNR}=10\text{dB}, \xi=1, \beta = 0.7$   
 Fig. A-2. Distribution of received power.  
 $M=5, T_s=1/512K, f_D=150 \text{ Hz},$   
 $\text{SNR}=10\text{dB}, \xi=1, \beta = 0.7$

이 그림들에서 보듯이 수신체의 이동속도가 빠를 때, 즉, 도플러 주파수가 높을 때에는 채널의 파워가 시간

상으로 빨리 변하게 되고 도플러 주파수가 낮을 때에는 파워 변화가 적게 된다. 그리고 SNR 이 높을수록 잡음의 영향이 적게 나타나는 것을 볼 수 있다.

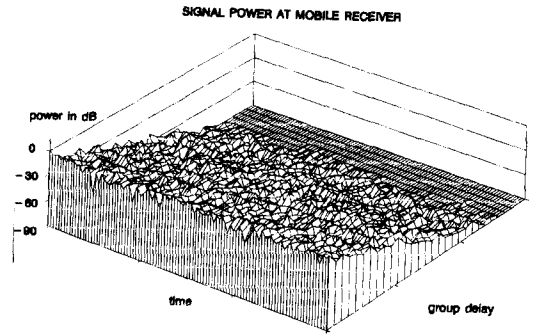


그림 A-3. 수신전력 분포  
 $M=5, T_s=1/512K, f_D=100 \text{ Hz},$   
 $\text{SNR}=0\text{dB}, \xi=1, \beta = 0.7$   
 Fig. A-3. Distribution of received power.  
 $M=5, T_s=1/512K, f_D=100 \text{ Hz},$   
 $\text{SNR}=0\text{dB}, \xi=1, \beta = 0.7$

2. CGM 과 RLS 의 수렴속도 비교

CGM 과 RLS 의 수렴속도를 비교하려면 각 알고리즘이 수행되는데 필요한 연산의 수를 계산해보면 된다. 각 알고리즘과 그때 필요한 연산수를  $Q=ff+fb$  라 하여 계산해 보면 아래와 표들과 같이 구해진다.

식 (8)을 수행하는데 수행되는 연산수는 C 가 대칭 행렬이라는 가정하에서 계산된 값이다. 그렇지 않다면  $q(q+1)/2$  는  $q^2$ 으로 식 (8) 에 있는 모든 인자에서 바뀌어야 할 것이다. 표 1. 로부터 RLS알고리즘을 수행하기 위한 전체 연산수는 아래와 같이 나타난다.

표 1. RLS 알고리즘에서 수행되는 연산의 수  
 Table 1. Number of operation at RLS algorithm.

식	(6)	(7)	(8)	(9)
연산				
곱셈	Q	$Q^2 + Q$	$Q^2+Q(Q+1)/2$	Q
덧셈	Q-1	$Q(Q-1)+Q(Q-1)+Q-1+1$	$Q(Q-1)$	Q
뺄셈	1	0	$Q(Q+1)/2$	0
나눗셈	0	Q	$Q(Q+1)/2$	0

$$\text{연산수} = 0.5IQ(5Q+7)\text{곱셈} + I(3Q^2-1)\text{덧셈} + 0.5(Q^2+Q+2)\text{뺄셈}$$

$$+ 0.5I(Q^2+3Q)\text{나눗셈} \quad (A-1)$$

$$\approx 2.5I Q^2 \text{ 곱셈} + 3I Q^2 \text{ 덧셈} \quad (A-2)$$

$$+ 0.5 I Q^2 \text{ 뺄셈} + 0.5I Q^2 \text{나눗셈}$$

여기서 I 는 반복을 나타낸다. 식 (13) 에서 보듯이 RLS 알고리즘에서 수행되는 연산의 수는 대략  $\frac{1}{2}Q^2$  이다. 즉  $O(\frac{1}{2}Q^2)$ 이다.

CGM 알고리즘 상에서 계산되는 연산수는  $Y = JPRE$ ,  $Q = ff+fb$  라 하면  $s, w$  의 차원이 각각  $[Y \times Q], [Y \times 1], [Q \times 1], [Y \times 1]$  이므로 식에서 요구되는 연산의 수는 아래의 표와 같이 정리될 것이다.

표 2. CGM에서 각 식에 수행되는 연산의 수  
Table 2. Number of operation at CGM.

연산 \ 식	(18)	(19)	(20)	(21)	(22)	(23)	(24)
곱셈	YQ	YQ	Q	Q+YQ +Y	Y	YQ+Q +Q	0
덧셈	Y(Q-1)	Q(Y-1)	Q	(Q-1) +Y(Q-1)+Y-1	Y	Q(Y-1) +Q-1 +Q	0
뺄셈	Y	0	0	0	0	0	0
나눗셈	0	0	0	0	0	1	1

위의 표를 보면, 첫번째 회차에서  $(3YQ + 2Y + 2Q)$ 의 곱셈과,  $(3YQ + Q - 3)$ 의 덧셈과, Y의 뺄셈이 필요하게 된다. 두번째 회차 이후로는  $(2YQ + 2Y + 4Q)$ 의 곱셈과,  $(2YQ + 2Y + 3Q - 3)$ 의 덧셈과 2번의 나눗셈이 각 회차 마다 수행된다. 따라서 최적치가 I 번의 회차에서 계산된다면, 전체의 수행연산횟수는

$$\begin{aligned} \text{연산수} = & (I-1) [(2YQ+2Y+4Q)\text{곱셈} \\ & + (2YQ+2Y+3Q-3)\text{덧셈} + 2\text{나눗셈}] \\ & + (3YQ + 2Y+2Q)\text{곱셈} \\ & + (3YQ+Q-3)\text{덧셈} + Y\text{나눗셈} \end{aligned} \quad (A-3)$$

$YQ \gg Y$  이고  $YQ \gg Q$  이므로 전체의 연산수는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \text{연산수} \approx & (2IYQ + 3YQ)\text{곱셈} \\ & + (2IYQ + 3YQ)\text{덧셈} \end{aligned} \quad (A-4)$$

위 식으로부터 CGM 에 있어서 매 회차당 연산수는 대략  $2YQ$  의 차수를 가진다.

즉 연산수  $\approx O(2YQ)$ . 엄격히 말하자면, 초기 설정에 어느 정도의 연산이 필요하므로 전체의 연산수는 대략  $O(2YQ)$  보다 많게 된다.

참 고 문 헌

- [1] S. Choi and S. S. Lee, "Performance Analysis of Adaptive Equalizer in a Mobile Frequency-Selective Fading Channel", *Proc. IEEE VTC*, pp 645-648, 1993.
- [2] S. Choi and S. S. Lee, "Comparison of the CGM to the Method of Recursive Least Square in Terms of Convergence Rate", *Proc. IEEE VTC*, pp 905-908, 1993, USA.
- [3] S. Choi and T. K. Sarkar, "Adaptive antenna array utilizing the CGM for multipath mobile communication.", *J. Signal processing*, vol. 29, no. 3, pp 319 - 333, December, 1992.
- [4] S. Choi, *Progress in Electromagnetics Research*, Elsevier Science Publishing Co., New York, pp. 589-662, 1991.
- [5] J. G. Proakis, *Digital Communication*, McGraw-Hill, 1989.
- [6] Wally Rasmussen, "Simulating the Complex Multipath Signal Condition of the Mobile Radio Environment", *Communication Test Symposium*, 1992
- [7] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multi-level amplitude modulation systems", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 23, pp. 679-682, June, 1975.
- [8] D. N. Godard, "Self-Recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 28, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
- [9] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a 'stop and-go' decision-directed algorithm", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 35, no. 9, pp. 877-887, Sep. 1987.

## 저 자 소 개

**李 讚 馥(正會員)**

1968年 3月 7日生. 1993年 2月  
한양대학교 전자통신공학과(공학  
사). 1993年 ~ 현재 한양대학  
교 전자통신공학과 석사과정 재  
학중 주관심분야는 적응신호처리

**崔 勝 元(正會員)**

1957年 5月 23日生. 1980年 2月 한양대학교 전자공학  
과(공학사). 19 82年 2月 서울대학교 전자공학과(공학  
석사). 1982년 11月 ~ 1984年 7月 금성사 중앙연구  
소 기좌. 1985年 12月 시라큐스대 전기및전산과(공학  
석사). 1988年 12月 시라큐스대 전기및 전산과(공학박  
사). 1988年 9月 ~ 1989年 5月 시라큐스대 전기및전  
산과 조교수. 1989年 6月 ~ 1992年 2月 일본우정성  
통신연구소 선임연구원. 1992年 ~ 현재 한양대학교  
전자통신공학과 조교수 주관심분야는 적응엘고리즘, 배  
열 안테나, 시변환 디지털 전송