

CDMA 시스템에서 간섭신호 제거를 위한 CMA 후처리 기법

정희원 임상훈*, 박상택**, 이충용***, 윤대희***

A CMA Post-Processing Technique for Interference Suppression in CDMA Systems

Sang-Hoon Lim*, Sang Taick Park**, Chungyoung Lee*** and Dae-Hee Youn***

Regular Members

요 약

CDMA와 같은 다중 접속 무선 통신 방식에서 문제가 되는 심벌간 간섭신호와 다중 사용자 접속 간섭신호를 제거하기 위해 제안된 기존의 CDMA 수신 알고리즘들은 여전히 간섭신호들을 포함하고 있다. 본 논문에서는 이 잔존하는 간섭신호를 제거하여 더욱 향상된 BER 성능을 얻기 위해서 CMA를 이용하는 간섭신호 제거를 위한 블라인드 적응 후처리 기법을 제안하였다. 제안한 후처리 기법은 기존의 어떠한 알고리즘에도 적용이 가능한 범용 후처리 기법으로 부가적으로 요구하는 정보가 없으며 추가로 요구되는 계산량이 매우 적다. 또한 제안한 방법이 수학적으로 안정된 수렴 특성을 갖는다는 것을 증명하였다. 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안한 CMA 후처리 기법이 여러 수신 알고리즘에 적용될 때 BER 성능이 향상됨을 확인하였다.

ABSTRACT

CDMA receiving algorithms, such as single/multi user detector and smart antenna system which have been proposed to suppress ISI and MAI, still suffer from the residual interferences among the output signals. In this paper, therefore, we propose a blind adaptive CMA post-processing technique, which is able to suppress the residual ISI and MAI symbol-by-symbol. It can be easily applied to any conventional detector at the expense of a small amount of additional computations. Also, a solution for the convergence problems is proposed and analyzed. Through computer simulations it was shown that the proposed method has stable convergence property and good performance in BER.

1. 서 론

CDMA와 같은 다중 접속 무선 통신 방식에서는 다중경로 페이딩으로 인한 심벌간 간섭신호(Inter-Symbol Interference: ISI)와 다중 사용자 접속으로 인한 다중 접속 간섭신호(Multiple Access Interference: MAI)가 발생하게 된다. 이러한 간섭신호들을 제거하여 원하는 사용자의 신호를 효율적으로 검출하기 위해서 많은 방법들이 연구되어지고 있는데,

그 방법들로는 현재 상용화되어 있는 단일 사용자 검파기와 여러 다중 사용자 검파기, 그리고 어레이 안테나를 이용하는 스마트 안테나 시스템 등이 있다^[1]. 그러나 이러한 여러 수신 알고리즘을 통하여 검출한 신호에도 여전히 다중 접속 간섭신호와 심벌간 간섭신호의 영향이 남아있다. 사용된 알고리즘에 따라 그 양은 다르지만 이러한 간섭신호의 영향으로 각 사용자의 비트 오류 성능이 떨어지게 된다.

본 논문에서는 이렇게 기존의 검파기를 통과하고

* (주)현대시스콤 무선개발실(slim99@hysyscomm.com),
논문번호: 99252-0628, 접수일자: 1999년 6월 28일

** 한국전자통신연구원,

*** 연세대학교

도 여전히 남아있는 여러 간섭신호들을 제거하여 시스템의 성능을 높이기 위하여 기존의 검파기에 새롭게 후처리단을 두어 남아있는 간섭신호들을 제거하는 간섭신호 제거를 위한 후처리 기법을 제안한다. 제안하는 후처리 기법은 CMA(Constant Modulus Algorithm)을 이용한 것으로 심벌 단위로 잔존하는 간섭신호들을 제거하고 원하는 사용자 신호의 변동(deviation)을 제거하게 된다.

CMA는 원래 통신 신호의 전송과정에서 발생하는 채널 왜곡에 의한 심벌간 간섭신호의 문제를 해결하기 위해 제안된 것으로, 신호의 일정 진폭을 갖는 성질을 이용하고, 학습 신호열을 사용하지 않는 블라인드 적응 필터링 기법이다^[2]. 그러나 CMA는 그 비유함수의 특성상 수렴 문제가 늘 까다롭고, 또한, CDMA 시스템처럼 일정 진폭을 갖는 다중 사용자의 접속으로 인한 간섭신호가 존재하는 경우에는 어떤 신호가 원하는 신호이고, 어떤 신호가 간섭신호 인지를 분리해 내지 못한다^[3]. CMA를 CDMA 시스템에 이용하기 위한 기존의 방법들은 주로 정합 필터링에 사용되는 필터 계수에 각 사용자의 확산코드와 함께 적응 부분을 두는 방식으로 접근하고 있는데, 이는 적응해야할 필터 계수의 수가 확산코드 길이만큼 너무 많아서 시스템의 속도가 떨어지고, 다중경로 신호와 여러 다중 사용자의 간섭신호에서 얻는 정보를 이용하지 못하는 단점이 있다^[4,5].

따라서, 본 논문에서는 CMA를 이용한 블라인드 적응 필터링 알고리즘을 후처리단에 두어 정합 필터링과 같은 간단한 방법으로 어느 정도 검출된 각 사용자의 신호를 가지고서, 다중경로 신호와 다중 사용자에 의한 간섭신호로부터 얻는 정보를 이용하여 원하는 사용자의 신호에서 간섭신호를 효과적으로 제거하는 새로운 형태의 블라인드 CMA 적응 후처리 기법을 제안한다. 이는 역확산시 사용되는 확산 코드에 CMA나 LMS에 의한 적응 부분을 두는 기존의 적응 간섭제거 방식과 차별화 되는 것으로 적절한 계수벡터의 초기화를 통하여 CMA의 수렴문제를 해결한 간단하면서도 효율적인 다중 사용자 검파기이다. 이러한 특성은 범용 후처리 기법으로 제안되기 위하여 필수 조건이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 제안하는 CMA 후처리 기법에 대해서 설명한 후 3장에서는 제안된 기법의 수렴특성을 분석하고, 4장에서는 모의 실험을 통하여 제안한 방법의 동작과 수렴특성을 증명하고, 기존의 방법들과 비교하여 제안하는 방법의 우수성을 입증하고, 5장에서 결론을 제시한

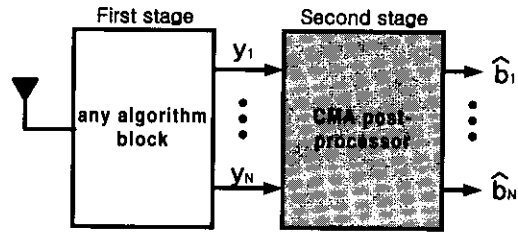


그림 1. 제안하는 2단 수신기

다.

II. 제안하는 CMA 후처리 기법

CMA 후처리 기법을 채택한 전체 수신 알고리즘은 그림 1과 같이 두 단으로 나눌 수 있다. 두 번째 처리단에서 사용될 CMA는 단지 각 사용자별로 어느 정도 분리된 신호를 요구하기 때문에, 첫 번째 처리단은 어떤 알고리즘을 사용하든지 수신된 신호를 각 사용자별로 분리시키는 역할만을 하면 된다. 여기에는 단일 사용자 검파기, 다중 사용자 검파기의 어떤 알고리즘이 사용되어도 관계없다. 따라서 본 논문에서 제안하는 CMA 후처리 기법은 현재 상용되고 있는 시스템, IS-95에 근거한 디지털 셀룰러 시스템이나 PCS 시스템에 적용이 가능할 뿐만 아니라, 향후 도래할 IMT2000 서비스에도 그 적용이 가능한 범용 후처리 기법이다.

다중경로 페이딩이 일어날 때 한 심벌의 길이 이상의 시간 지연을 갖는 다중경로 신호는 무시할 수 있다는 가정을 하면, 첫 번째 단에서 임의의 알고리즘을 사용해서 사용자들의 신호를 분리할 때 n 번째 사용자의 i 번째 출력신호는 식 (1)과 같이 표현될 수 있다. 이 가정은 한 심벌의 길이보다 더 크게 시간 지연되어서 들어오는 다중경로는 그 전력이 매우 약하므로 합리적인 가정이며, 또 실제 많은 연구에서 이러한 가정을 사용하고 있다^[6].

$$\begin{aligned}
 y_n(i) &= a_{n,n}(i)b_n(i) + a_{n,n,\delta}(i)b_n(i-1) \\
 &+ a_{n,n,\delta}(i)b_n(i+1) + \sum_{m=1}^N [a_{n,m,\delta}(i)b_m(i-1) \\
 &+ a_{n,m}(i)b_m(i) + a_{n,m,\delta}(i)b_m(i+1)] \\
 &+ n_n(i)
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 N 은 전체 사용자의 수이고, a 는 n 번째 사용자의 i 번째 신호를 검출하고자 할 때 i 번째 심벌 주기 동안 각 간섭신호 성분의 양을 나타내는 것으로 $a_{n,m,\delta}(i)$, $a_{n,m}(i)$ 와 $a_{n,m,\delta}(i)$ 는 각각 m 번째

사용자의 $i-1, i, i+1$ 번째 심벌에 의해서 발생하는 간섭신호 성분의 양을 의미한다. 따라서 식 (1)의 첫 번째 항은 원하는 사용자 신호의 원하는 심벌 성분이고, 두 번째와 세 번째 항은 원하는 신호의 다중 경로 페이딩에 의한 심벌간 간섭신호이며, 네 번째 항은 여러 다른 사용자의 접속에 의한 다중 접속 간섭신호를 의미한다.

첫 번째 처리단에서 사용된 알고리즘에 따라 α 의 변화는 있어도 식 (1)의 형태는 변함없다. 또한 다중 경로 페이딩이나 플랫폼 페이딩, 동기 방식이나 비동기 방식, 그리고 근거리-원거리 현상, 완벽한 전력 제어 등 어떠한 가정이 있어도 같은 형태가 된다. 이것은 사용된 모든 알고리즘이나 가정 설정, 환경들이 궁극적으로 각 사용자의 신호를 분리하는 것으로 귀결되기 때문이다.

또한, 첫 번째 단에서 사용된 알고리즘이 완벽해서 모든 신호를 간섭신호가 없이 잘 분리했다면 $\alpha_{n,n}(i)=1$ 이 되고, m 이 1부터 N 까지 n 이 아닌 어떤 값을 갖든지 $\alpha_{n,m,b}(i)=\alpha_{n,m,a}(i)=0$ 이 되어 식 (1)은 첫째 항과 마지막 항만 남게 된다. 그러나 현재 존재하는 모든 알고리즘들은 간섭신호들을 모두 완벽하게 제거할 수 없으므로 본 논문에서는 두 번째 단, 즉, 후처리단을 통하여 간섭신호들을 더욱 제거하고자 하는 것이다.

이렇게 첫 번째 단을 통과하고도 잔존하는 간섭신호들을 제거하기 위해서 사용될 CMA 후처리단은 그림 2에서 그 구조를 볼 수 있다. 여기서의 각 계수들은 첫 번째 처리단의 출력신호에서 간섭신호의 양을 추정하여 그것을 빼주는 역할을 담당한다. 첫 번째 처리단에서 각 사용자의 출력 신호를 세 심벌 주기동안 축적하면 다음과 같이 벡터 형태로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}(i) = [y_1(i+1) \cdots y_N(i+1) : y_1(i) \cdots y_M(i) : y_1(i-1) \cdots y_M(i-1)]^T \quad (2)$$

그리고, $3N$ 개의 성분으로 이루어진 계수 벡터는

$$\mathbf{w}_n(i) = [w_{n,1,a}(i) \cdots w_{n,N,a}(i) : w_{n,1,b}(i) \cdots w_{n,N,b}(i)]^T \quad (3)$$

이다. 그러면 두 번째 처리단의 출력, 즉, CMA 후처리단의 출력은

$$v_n(i) = \mathbf{w}_n^T(i) \mathbf{y}(i) \quad (4)$$

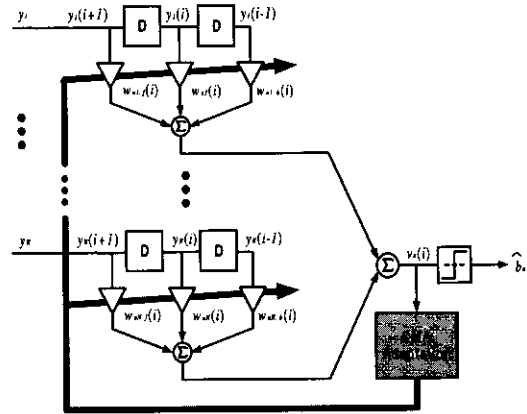


그림 2. 제한하는 CMA 후처리단의 구조

이 되고, 비용함수와 에러 신호는

$$J_n = E[(|v_n(i)|^2 - 1)^2] \quad (5)$$

$$e_n(i) = (|v_n(i)|^2 - 1)v_n(i) \quad (6)$$

이 된다. 식 (5)의 비용함수를 최소로 하는 계수 벡터는 다음과 같이 각 심벌 주기마다 갱신된다.

$$\mathbf{w}_n(i+1) = \mathbf{w}_n(i) - \mu e_n^*(i) \mathbf{y}(i) \quad (7)$$

일반적인 CMA의 비용함수는 계수벡터 \mathbf{w} 의 2차 함수 형태가 아니므로 적응 알고리즘의 수렴을 해칠 수 있는 여러 개의 정점들이 존재하며, 이를 CDMA 시스템에 적용하면 여러 개의 안정된 global minima가 존재한다^[5]. 그러나 적절한 초기화는 전체의 최소값으로의 수렴을 보장할 수 있으므로 실제의 필터 구현시 일반적으로 쓰이는 스파이크 기반의 초기화를 본 논문에서는 사용한다^[7]. 이 스파이크 기반의 초기화 방법은 등화기의 계수들 가운데 단 하나만이 0이 아닌 초기값을 가지고, 나머지 계수들은 모두 0의 초기값을 가지는 형태이다. 제안하는 방법에서 스파이크의 위치는 원하는 사용자에 의해서 결정되며, 따라서, n 번째 사용자의 초기 계수벡터는

$$\mathbf{w}_n(0) = [0 \cdots 0 : 0 \cdots 1 \cdots 0 : 0 \cdots 0]^T \quad (8)$$

이다. 여기서 1의 위치는 $(N+n)$ 번째 위치이다.

이와 같이 CMA 적응 알고리즘을 이용한 후처리단을 통해서, 계수벡터는 원하는 사용자 신호의 성분 외에 간섭신호들의 양을 추정하고 그것을 빼주

는 역할과, 원하는 사용자 심벌의 변동을 추정하여 빼주는 역할을 수행함으로써 잔존하는 간섭신호들을 더욱 제거할 수 있다. 이와 같은 역할을 수행하기 위해 후처리단에서 요구하는 정보는 단순히 전체 사용자의 수이며, $6N+3$ 의 스칼라 곱셈과, $6N$ 의 덧셈만을 추가로 요구하게 된다.

III. 제안하는 CMA 후처리 기법의 수렴 분석

앞에서 언급한 것처럼 CMA는 그 수렴 문제와, 여러 사용자 신호의 구별문제를 안고 있다. 그림 3은 식 (5)의 비용함수를 계수벡터 중 원하는 사용자의 현재의 심벌에 해당하는 계수 w_1 과 간섭 사용자의 현재의 심벌에 해당하는 계수 w_2 를 제외한 나머지 계수는 모두 최적의 값에 수렴해있다고 가정하고 두 계수에 대해서 그린 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 1개의 안정된 극대값과 4개의 안정된 극소값을 가지므로 계수의 수렴문제가 중요하다. 따라서 본 논문에서 제안한 CMA 후처리 기법이 정상적으로 동작하는지 실험해보기 전에 이런 수렴 문제와, 원하는 사용자의 신호를 검출하는 'lock', 간섭 사용자 신호를 검출하는 'capture' 문제가 어떻게 되는가를 검토할 필요가 있다. 따라서 이 장에서는 제안하는 CMA 후처리 기법의 수렴을 분석하겠다.

편의상 식 (1)에서의 잡음 성분 n_n 은 생략하고, v_n, w_n, g_n 에서 사용자 첨자 n 을 생략하여 식 (4)를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} v(i) &= \mathbf{w}^T(i) \mathbf{y}(i) = \mathbf{w}^T(i) \mathbf{A}(i) \mathbf{b}(i) \\ &= \mathbf{g}^T(i) \mathbf{b}(i) \end{aligned} \quad (9)$$

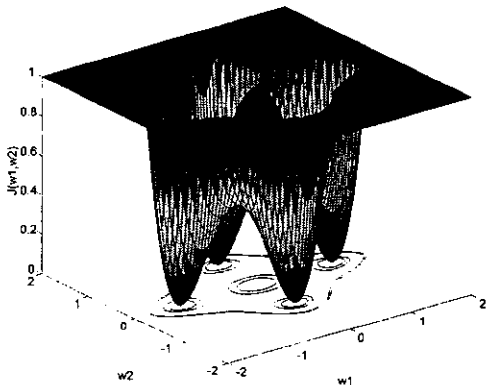


그림 3. CMA의 비용함수

여기서 일반적인 검파기, 즉 첫 번째 처리단으로 사용된 검파기 출력 \mathbf{y} 는 식 (1)의 표현처럼 각 간섭신호의 양을 나타내는 α 로 이루어진 $3N \times 5N$ 행렬 \mathbf{A} 와, 각 사용자의 5심벌 주기동안의 심벌로 이루어진 $5N$ 차원 벡터 \mathbf{b} 로 분해 될 수 있다. 이는 아래식 (10)과 같이 표현된다. 여기서,

$$\mathbf{A}(i) = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_f(i+1) & \mathbf{A}_c(i+1) & \mathbf{A}_s(i+1) & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_f(i) & \mathbf{A}_c(i) & \mathbf{A}_s(i) & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_f(i-1) & \mathbf{A}_c(i-1) & \mathbf{A}_s(i-1) \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_f(i) = \begin{pmatrix} a_{1,1}(i) & \dots & a_{1,N}(i) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N,1}(i) & \dots & a_{N,N}(i) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_c(i) = \begin{pmatrix} a_{1,1}(i) & \dots & a_{1,M}(i) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N,1}(i) & \dots & a_{N,M}(i) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_s(i) = \begin{pmatrix} a_{1,1,s}(i) & \dots & a_{1,N,s}(i) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N,1,s}(i) & \dots & a_{N,N,s}(i) \end{pmatrix} \quad (11)$$

이고,

$$\mathbf{b}(i) = \begin{pmatrix} [b_1(i+2) \dots b_M(i+2)]^T \\ [b_1(i+1) \dots b_M(i+1)]^T \\ [b_1(i) \dots b_M(i)]^T \\ [b_1(i-1) \dots b_M(i-1)]^T \\ [b_1(i-2) \dots b_M(i-2)]^T \end{pmatrix} \quad (12)$$

이다. 또한, \mathbf{g} 는 $5N$ 차원 벡터로 다음과 같이 \mathbf{A} 와 \mathbf{w} 로 이루어졌다.

$$\mathbf{g}(i) = \mathbf{A}^T(i) \mathbf{w}(i) = [g_1, g_2, \dots, g_{5N}]^T \quad (13)$$

식 (9)를 보면 \mathbf{g} 의 성분들은 최종 CMA 후처리 단 출력에서의 각 사용자들의 세 심벌주기 동안 각 심벌들의 진폭을 의미한다. 따라서 CMA 후처리단이 완벽히 간섭신호를 제거했다면 검출하고자 하는 사용자의 심벌 위치의 성분만이 1이 되고 나머지는 모두 0이 된다. 즉, $\mathbf{g} = [0 \dots 1 \dots 0]^T$ 이 된다. 여기서 1의 위치는 $(2N+n)$ 번째가 된다.

1.1 비용함수의 정점 분석

CMA 후처리단의 출력 v 를 식 (9)와 같이 \mathbf{g} 의 함수로 쓰면 식 (5)의 비용함수는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 J(\mathbf{w}) &= \phi(\mathbf{g}) = E[(\mathbf{g}^T \mathbf{b})^2 - 1]^2 \\
 &= E[(\mathbf{g}^T \mathbf{b})^4] - 2E[(\mathbf{g}^T \mathbf{b})^2] + 1 \quad (14) \\
 &= (\kappa - 3) \sum_{k=1}^{5N} g_k^4 + 3(\mathbf{g}^T \mathbf{g})^2 - 2(\mathbf{g}^T \mathbf{g}) + 1
 \end{aligned}$$

여기서 식 (12)에서 \mathbf{b} 의 심벌들은 서로 통계적으로 독립된 성질을 가지므로

$$\begin{aligned}
 E[(\mathbf{g}^T \mathbf{b})^2] &= E[b_m^2](\mathbf{g}^T \mathbf{g}), \quad (15) \\
 &\quad (\text{for } m=1, \dots, 5N)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E[(\mathbf{g}^T \mathbf{b})^4] &= \{E[b_m^4] - 3(E[b_m^2])^2\} \sum_{k=1}^{5N} g_k^4 + \\
 &\quad 3(E[b_m^2])^2 (\mathbf{g}^T \mathbf{g})^2 \quad (16)
 \end{aligned}$$

이 되는 것을 이용했다. 또한 κ 는

$$\kappa = \frac{E[b_m^4]}{(E[b_m^2])^2} \quad (17)$$

로서, 전송된 심벌의 정규화된 4차 모멘트를 의미하며, BPSK의 경우 $\kappa = 1$ 이 된다. 이렇게 식 (14)와 같이 전개된 CMA 비용함수의 정점주변에서의 곡률(curvature)을 나타내는 2차의 미분 행렬, 즉, 헤시안 행렬(hessian matrix)을 통해서 CMA 비용함수의 정점들의 성격에 대해서 알아볼 수 있다^{[4][8]}.

$\phi(\mathbf{g})$ 는 비용함수의 1차 미분, 즉, 기울기가 0이 될 때 정점들을 가진다. 이러한 정점들은 최대값이나, 최소값, saddle point가 될 수 있는데, CMA 비용함수의 정점들은 2차 미분으로 이루어진 헤시안 행렬이 양의 정부호(positive definite)인지 음의 정부호(negative definite)인지를 조사하여 그 특성을 얻을 수 있으며, ϕ 의 헤시안 행렬은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}(\mathbf{g}) &= \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_1^2} & \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_1 \partial g_2} & \dots & \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_1 \partial g_{5N}} \\ \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_2 \partial g_1} & \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_2^2} & \dots & \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_2 \partial g_{5N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_{5N} \partial g_1} & \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_{5N} \partial g_2} & \dots & \frac{\partial^2 \phi}{\partial g_{5N}^2} \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \theta_1 & 2Ag_1g_2 & \dots & 2Ag_1g_{5N} \\ 2Ag_2g_1 & \theta_2 & \dots & 2Ag_2g_{5N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2Ag_{5N}g_1 & 2Ag_{5N}g_2 & \dots & \theta_{5N} \end{pmatrix} \quad (18)
 \end{aligned}$$

여기서,

$$\theta_m = -24g_m^2 + 12(\mathbf{g}^T \mathbf{g}) + 24g_m^2 - 4 \quad (19)$$

이다. CMA 비용함수의 1차 미분은

$$\nabla_{\mathbf{g}} \phi = 12(\mathbf{g}^T \mathbf{g}) \mathbf{g} - 4 \mathbf{g} - 8 \begin{bmatrix} g_1^3 \\ \vdots \\ g_{5N}^3 \end{bmatrix} \quad (20)$$

이고, 식 (20)이 0이 되는 \mathbf{g} 의 해는 세 가지 형태로 나타난다.

첫째는, $\mathbf{g} = [0, \dots, 0]^T$ 이 되는 것으로 모든 사용자의 신호가 제거되어 의미가 없다. 이 경우 식 (18)의 헤시안 행렬은

$$\mathbf{H}(\mathbf{g}) = -4 \mathbf{I}_{5N} \quad (21)$$

이 되어 음의 정부호가 되므로 CMA의 비용함수는 최대값을 갖는다. 여기서 \mathbf{I}_{5N} 은 5N차원의 항등 행렬이다.

둘째로, $\mathbf{g} = [0, \dots, g_k = \sqrt{1/\kappa}, \dots, 0]^T$ 이 되는 것으로, 이 경우 비용함수는 식 (12)의 \mathbf{b} 에서 k번째에 해당하는 한 사용자의 한 심벌만을 검출하고 나머지 (5N-1)개의 심벌들은 모두 완벽하게 제거하는 정점들을 k의 위치에 따라서 5N개 갖게 된다. 이 경우 식 (18)의 헤시안 행렬은

$$\mathbf{H}(\mathbf{g}) = \begin{pmatrix} \theta_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \theta_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \theta_{5N} \end{pmatrix} = 8 \mathbf{I}_{5N} \quad (22)$$

이 되어 헤시안 행렬이 양의 정부호가 되므로 5N개의 정점들이 모두 CMA 비용함수의 극소값이 된다.

셋째는, $\mathbf{g} = [0, \dots, g_{k_1+1}, \dots, g_{k_2}, \dots, 0]^T$ (여기서, $K_1+1 < K_2 \leq 5N$)로 이 경우 비용함수는 $(K_2 - K_1)$ 개의 심벌들의 선형 조합 형태로 된 신호를 검출하는 여러 개의 정점을 갖게된다. 여기서

$$g_m^2 = \begin{cases} -\frac{(1-3\mathbf{g}^T \mathbf{g})}{2}, & \text{for } m=K_1+1, \dots, K_2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (23)$$

이고, 헤시안 행렬은 다음과 같이 된다.

$$\mathbf{H}(\mathbf{g}) = \begin{pmatrix} \theta_1 & & \dots & 2Ag_1g_{5N} \\ & \ddots & & \vdots \\ & & [\mathbf{H}_{\text{sub}}] & \vdots \\ 2Ag_{5N}g_1 & \dots & & \theta_{5N} \end{pmatrix} \quad (24)$$

여기서

$$\mathbf{H}_{\text{sub}} = \begin{pmatrix} \theta_{K_1+1} & \cdots & 24g_{K_1+1}g_{K_2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 24g_{K_2}g_{K_1+1} & \cdots & \theta_{K_2} \end{pmatrix} \quad (25)$$

으로 $(K_2 - K_1)$ 차원의 헤시안 행렬의 부분행렬이다. 이 헤시안 부분행렬 \mathbf{H}_{sub} 는 양의 정부호가 아니므로 (부록 A 참조), 식 (24)의 헤시안 행렬 역시 양의 정부호가 아니다. 그러므로 이 경우 CMA의 비용함수의 정점들은 최소값이 아니다.

1.2 'Capture'와 'Lock' 분석

비용함수를 최소로 하는 정점은 두 번째 경우로 5N개의 심벌 중에서 단지 하나의 심벌만을 검출한다. 하지만 이 경우에도 원하는 사용자의 원하는 심벌 대신에 다른 간섭신호의 심벌을 검출하게 되는 capture 현상이 일어날 수 있다. 이러한 capture 현상은 CMA 계수 벡터의 적당한 초기화에 의해서 막을 수 있는데, 이 절에서는 이에 대한 분석을 하겠다.

식 (7)에 식 (6)을 대입하면 다음과 같다.

$$\mathbf{w}(i+1) = \mathbf{w}(i) - \mu(|\mathbf{v}(i)|^2 - 1)\mathbf{v}(i) \mathbf{y}(i) \quad (26)$$

이 식의 양변에 $\mathbf{A}^T(i)$ 를 곱해주어 \mathbf{g} 의 식으로 변환하면(부록 B 참조) 식 (B-6)의 갱신식을 얻음으로써 g_1, g_2 의 초기값에 의해서 알고리즘의 capture와 lock 현상을 설명할 수 있다. $g_1=1, g_2=0$ 이면 원하는 신호를 검출하게 되고, $g_1=0, g_2=1$ 이면 간섭신호를 검출하게 된다.

먼저 식 (B-6a)에서 g_1 의 증가 또는 감소를 일으키는 조건을 다음과 같이 찾을 수 있고

$$\begin{cases} |g_1(i+1)| > |g_1(i)|, & \text{if } g_1^2(i) + 3g_2^2(i) - 1 < 0 \\ |g_1(i+1)| < |g_1(i)|, & \text{if } g_1^2(i) + 3g_2^2(i) - 1 > 0 \end{cases} \quad (27)$$

g_2 의 경우도 마찬가지로

$$\begin{cases} |g_2(i+1)| > |g_2(i)|, & \text{if } 3g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1 < 0 \\ |g_2(i+1)| < |g_2(i)|, & \text{if } 3g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1 > 0 \end{cases} \quad (28)$$

이 된다. 여기서,

$$g_1^2(i) + 3g_2^2(i) - 1 = 0 \quad (29a)$$

$$3g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1 = 0 \quad (29b)$$

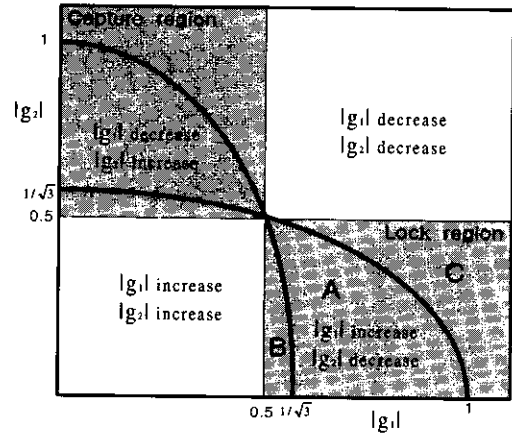


그림 4. Capture영역과 신호검출(lock) 영역

은 타원의 방정식이므로 식 (27)과 식(28)를 그림 4와 같이 $|g_1|, |g_2|$ 의 증가·감소의 영역으로 나타낼 수 있다.

또한, 그림 4처럼 두 곡선의 교점 $[0.5, 0.5]$ 을 중심으로 왼쪽 상단의 capture영역과 오른쪽 하단의 신호검출영역(lock영역)을 나눌 수 있다. 신호검출영역은 그림 4에서처럼 세 영역으로 나눌 수 있다. 각 영역에 대해서 신호검출은 다음과 같이 이루어진다.

i) $[|g_1(0)|, |g_2(0)|]$ 가 A영역에 있다면, $|g_1|$ 은 증가하고, $|g_2|$ 는 감소하여 결국 $[1, 0]$ 에 이르게 되어 원하는 신호를 검출할 수 있다.

ii) $[|g_1(0)|, |g_2(0)|]$ 가 B영역에 있다면, $|g_1|, |g_2|$ 가 함께 증가하다가, A영역으로 들어가게 되어 원하는 신호를 검출할 수 있다.

iii) $[|g_1(0)|, |g_2(0)|]$ 가 C영역에 있다면, $|g_1|, |g_2|$ 가 함께 감소하다가 A의 영역으로 들어가게 되어 원하는 신호를 검출할 수 있다.

Capture 영역도 위와 마찬가지로 왼쪽 상단에 표현되어진다. 따라서, 초기값 $[|g_1(0)|, |g_2(0)|]$ 이 신호 검출영역에 존재하도록 알고리즘이 초기화된다면 제안하는 알고리즘은 capture문제 없이 원하는 사용자와 간섭사용자의 신호를 검출할 수 있다.

그런데, 제안하는 CMA 후처리 기법에서 식 (8), (10), (11), (13)에 의해서

$$\begin{aligned} g_1(0) &= \alpha_{1,1}(0) \\ g_2(0) &= \alpha_{1,2}(0) \end{aligned} \quad (30)$$

이 되는데, 첫 번째 처리단에서 검출한 원하는 사용자의 신호 가운데서 $\alpha_{1,1}$ 은 실제 원하는 사용자의 원하는 심벌 신호 성분의 양으로 $\alpha_{1,1} \approx 1$ 이고, $\alpha_{1,2}$

는 간섭 사용자에 의한 간섭신호 성분의 양을 나타내므로 $\alpha_{1,2} \approx 0$ 이므로 $\|g_1(0)\|, \|g_2(0)\| \approx [1, 0]$ 으로 초기화되므로, 식 (8)처럼 계수 벡터가 초기화되면 제안하는 알고리즘은 원하는 사용자의 원하는 심벌을 정확히 검출할 수 있다.

그림 5에서는 w_1, w_2 값에 대해서 비용함수의 등고선을 그린 것으로 올바르게 신호를 검출하게 될 때의 비용 함수의 최소값은 *의 지점이며, $[w_1, w_2] = [1, 0]$ 으로 초기화되면 A지점에서 시작하여 최소값인 *의 지점으로 수렴하는 것을 볼 수 있다.

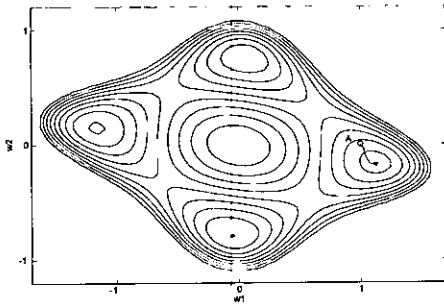


그림 5. CMA 비용함수의 등고선도와 계수의 궤적

IV. 성능 평가

본 장에서는 제안하는 CMA 후처리 기법에 대해 모의 실험을 통하여 그 성능을 평가한다. 먼저 제안하는 CMA 후처리 기법의 각 계수가 원하는 신호의 변동을 제거하고 간섭신호를 제거하기 위해 원하는 신호의 변동과, 간섭신호 성분의 양을 나타내는 α 값들을 잘 추정하는지의 여부를 알아보기 위해, 첫 번째 처리단의 출력신호를 임의의 α 값을 사용하여 모의 발생시켜 후처리단을 시험하였다. 여기서, 심벌 단위에서의 큰 변화가 없는 페이딩 채널 환경에서의 실험으로 편의상 α 값은 \sin 함수의 형태를 갖도록 생성하였다. 첫 번째 처리단에서 3명의 사용자의 신호를 분리했을 때, 그림 6에서의 점선은 모의 발생시킨 표준편차가 0.1인 α 값이며, 실선은 계수벡터 성분의 변화로 α 값을 잘 추정하고 있음을 볼 수 있다. 여기서 $\mu = 0.03$ 으로 실험적으로 가장 좋은 성능을 갖는 값을 선택하였다. 실제로 계수벡터 성분은 간섭신호의 양과 원하는 사용자 신호의 변동을 추정해서 빼주는 역할을 담당하게 되므로 그 값이 반대로 나온다. CMA 필터 계수와 α 값의 관계는 식 (13)에서 보는 바와 같이 서로 곱해지는

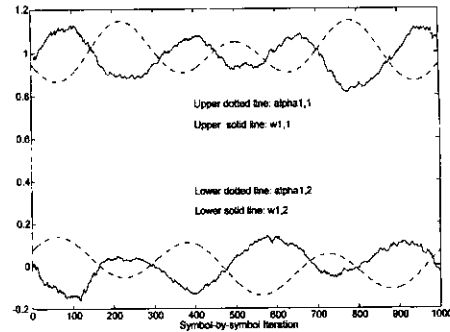


그림 6. CMA 계수벡터의 동작 ($\sigma_\alpha = 0.1$ 인 경우)

값으로 필터링 후 원하는 사용자의 신호만을 남기고 다른 간섭 사용자의 신호가 제거되기 위해서는 CMA 필터계수 $w_{1,1}$ 은 1을 중심으로 $\alpha_{1,1}$ 과 대칭이 되어야 하며, $w_{1,2}$ 는 0을 중심으로 $\alpha_{1,2}$ 와 대칭이 되어야 한다.

또한 비동기 CDMA 시스템에서 10명의 사용자 신호가 각각 확산 코드 칩 주기의 정수배로 임의의 시간지연을 갖고, 임의의 전력과 임의의 입사각을 갖고 3개의 다중 경로를 통해 지국 안테나에 수신되고 있다고 가정한다. 각 다중경로의 입사각은 -90° 와 90° 사이에서 uniform 분포를 갖도록 임의로 발생시켰으며, 시간 지연 또한 한 확산코드 길이 안에서 칩 주기의 정수배를 갖도록 uniform 분포로 발생시켰다. 또한 다중 경로의 상대적인 전력 감쇠는 가장 강한 경로 신호를 기준으로 0dB에서 -10dB 사이에서 uniform 분포를 갖도록 임의로 발생 시켰다. 확산코드 길이를 63칩으로 하였을 때 SNR=30dB에서 제안된 CMA 후처리 기법을 정합

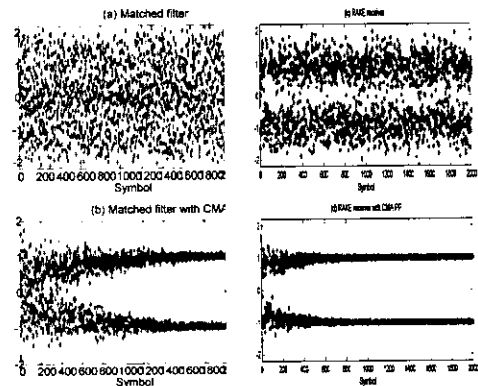


그림 7. 제안하는 CMA 후처리 기법 전·후의 성능도
(a) 정합필터 (c) RAKE 수신기
(b) 정합필터-CMA 후처리단 (d) RAKE-CMA 후처리단

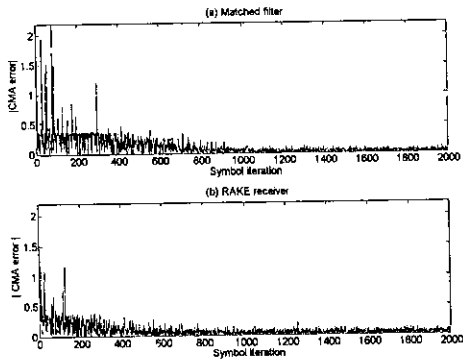


그림 8. CMA 에러의 절대값
(a) 정합 필터 (b) RAKE 수신기를 사용했을 경우

필터와 RAKE 수신기에 적용했을 경우, 정합 필터의 출력과 $\mu = 0.005$ 일 때 CMA 후처리단 출력의 정상도를 그림 7의 (a), (b)에서, RAKE 수신기의 출력과, $\mu = 0.01$ 일 때 CMA 후처리단 출력의 정상도를 그림 7의 (c), (d)에서 비교할 수 있다. 여기서 RAKE 수신기는 채널의 다중 경로의 수만큼 finger를 할당하였다.

그림 7의 (a), (c)처럼 정상도가 나쁘게 나와도 CMA 각 계수의 성분이 첫 번째 단 출력에 포함되어 있는 각 간섭신호의 양을 추정하고, 원하는 신호의 변동을 추정하여 이를 제거하였을 때 그림 7의 (b), (d)처럼 그 정상도가 좋아지는 것을 볼 수 있다. 또한 심벌이 지남에 따라 정상도가 확실히 1과 -1의 값으로 물리는 것을 볼 수 있다. 그림 8에서는 정합 필터링과 RAKE 수신기 후에 제안하는 방법을 적용했을 경우, 식 (6)에서 정의된 CMA 에러값의 절대치를 보여주고 있다. RAKE 수신기의 출력이 정합 필터의 출력보다 성능이 좋으므로 에러의

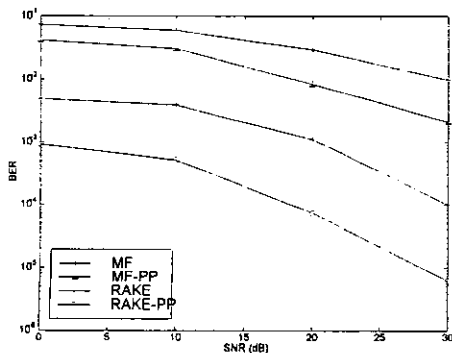


그림 9. 기존의 방법과 제안하는 방법의 BER 성능 비교

값도 작고, 더 빨리 수렴하는 것을 볼 수 있다. 그림 9에서는 정합필터와, RAKE 수신기 그리고 제안하는 CMA 후처리 기법을 정합필터와 RAKE 수신기에 적용했을 경우의 BER(Bit error rate) 성능 비교를 보여주고 있다. 제안하는 후처리 기법은 10명의 사용자가 있으므로, 단지 스칼라 곱셈 63회와 덧셈 60회의 추가 연산량을 요구하며, 심벌단위로 적용적으로 수행된다. 그러나 이 후처리단을 거치게 되면 그 성능의 향상은 매우 큼을 그림 9에서 볼 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 기존의 CDMA 수신 알고리즘을 사용해서 신호를 검출하여도 여전히 남아있는 간섭신호를 제거하여 더욱 향상된 BER 성능을 얻기 위해서 CMA를 이용한 후처리 기법을 새롭게 제안하였다. 제안한 CMA 후처리 기법은 기존의 검파기를 통해 검출한 간섭 사용자 신호의 정보를 이용하여 원하는 사용자 신호 가운데 포함되어 있는 간섭신호를 추정하여 제거하는 것으로 부가적으로 요구하는 정보가 없으며, 그 구현이 매우 간단하고, 요구되는 계산량 역시 매우 적은 다중 사용자 검파기이다. 제안한 CMA 후처리 기법을 CDMA 수신 알고리즘에 적용하여 성능을 평가한 결과, 기존의 정합필터와 RAKE 수신기의 BER 성능을 향상시켰음을 확인하였다. 이렇게 제안한 CMA 후처리 기법은 기존의 상용화된 CDMA 시스템이나 현재 연구되어지고 있는 많은 알고리즘, 향후 IMT 2000 시스템에도 적용이 가능한 범용 후처리 기법으로 역방향 링크 수신 알고리즘의 BER 성능을 높일 수 있다.

부록 A

식 (21)의 헤시안 부분행렬 H_{sub} 는

$$f^T H_{sub} f < 0 \quad (A-1)$$

을 만족하는 $(K_2 - K_1)$ 차원 벡터 f 가 존재하면 양의 정부호가 아니다. 식 (23), (25)을 식 (A-1)에 대입하면

$$f^T H_{sub} f = 2A(f^T g_{sub})^2 + 8(1 - 3g_{sub}^T g_{sub})f^T f \quad (A-2)$$

이 되는데, g_{sub} 와 직교성을 갖는 f 가 선택되면, 식 (A-2)의 첫 항은 사라지고, $1 - 3g_{sub}^T g_{sub} < 0$ 이

되어 식 (A-2)는 항상 0보다 작게 된다. 따라서 식 (25)의 헤시안 부분행렬은 양의 정부호가 아니다. 여기서 $\mathbf{g}_{sub} = [g_{K_1+1}, \dots, g_{K_2}]^T$ 이다.

부 록 B

식 (26)에 $\mathbf{A}^T(i)$ 를 곱해주면 식 (13), (4), (9)에 의해서

$$\mathbf{g}(i+1) = \mathbf{g}(i) - \mu (|\nu(i)|^2 - 1) \cdot \mathbf{A}^T(i) \mathbf{A}(i) \mathbf{b}(i) \mathbf{b}^T(i) \mathbf{g}(i) \quad (\text{B-1})$$

이 된다. 여기서 심벌단위에서 α 값들의 변화는 작으므로 $\mathbf{A}(i+1) \approx \mathbf{A}(i)$ 라 가정했다.

단순화를 위해서 2명의 사용자가 있는 상황에서 첫 번째 사용자가 원하는 사용자라고 할 때, 원하는 사용자와 간섭 사용자의 현재 심벌의 성분을 제외한 나머지 성분들은 최적의 값인 0에 도달해 있다고 가정하면, \mathbf{g} 는

$$\mathbf{g} = [0, \dots, 0, g_1, g_2, 0, \dots, 0]^T \quad (\text{B-2})$$

로 10차원 벡터가 되고, \mathbf{g} 의 5, 6번째 성분인 g_1, g_2 는 심벌주기마다 다음과 같이 갱신된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} g_1(i+1) \\ g_2(i+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g_1(i) \\ g_2(i) \end{bmatrix} \\ &- \mu \begin{bmatrix} g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1 & 2g_1(i)g_2(i) \\ 2g_1(i)g_2(i) & g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1(i) \\ g_2(i) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B-3})$$

여기서, 식 (11)의 $\mathbf{A}_a(i)$ 와 $\mathbf{A}_b(i)$ 는 영행렬로, $\mathbf{A}_c(i)$ 는 항등행렬로 근사화하였다. 이 가정은 첫 번째 처리단의 알고리즘의 성능에 따라 달라진다. 성능이 좋을수록 이 가정에 부합된다. 또한, BPSK 변조방식을 사용했으므로

$$E[b_n^2(i)] = E[b_n^4(i)] = 1 \quad (\text{B-4})$$

이다. 그런데

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1 & 2g_1(i)g_2(i) \\ 2g_1(i)g_2(i) & g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1(i) \\ g_2(i) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} g_1^2(i) + 3g_2^2(i) - 1 & 0 \\ 0 & 3g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1(i) \\ g_2(i) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B-5})$$

이므로, 식 (B-5)에서 g_1 과 g_2 를 분리하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$g_1(i+1) = \{1 - \mu[3g_2^2(i) + g_1^2(i) - 1]\}g_1(i) \quad (\text{B-6a})$$

$$g_2(i+1) = \{1 - \mu[3g_1^2(i) + g_2^2(i) - 1]\}g_2(i) \quad (\text{B-6b})$$

참 고 문 헌

[1] S. Verdu, "Multiuser Detection, Cambridge Univ. Press", 1998.
 [2] D. N. Godard, "Self Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems", *IEEE trans. on Commun.*, vol. COM-28, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
 [3] J. R. Treichler and M. G. Larimore, "The Tone Capture Properties of CMA-Based Interference Suppressors", *IEEE trans. on ASSP*, vol. ASSP-33, no. 4, pp. 946-958, Aug. 1985.
 [4] J. Miguez and L. Castedo, "A Constant Modulus Blind Adaptive Receiver For Multiuser Interference Suppression", *Signal Processing*, vol. 71, no. 1, pp. 15-27, Nov. 1998.
 [5] W. Lee, B. R. Vojcic, and R. L. Pickholtz, "Constant Modulus Algorithm for Blind Multiuser Detection", in proc. of the *ISSSTA '96*, Germany, pp. 1262-1266, 1996.
 [6] J. H. Ko, J. S. Joo, and Y. H. Lee, "Symbol-by-symbol based Adaptive Interference Canceller for Asynchronous DS/CDMA Systems in Multipath Fading Channels", in proc. of *IEEE ICC '98*, 1998.
 [7] C. Johnson, JR., P. Schniter, T. J. Endres, J. D. Behm, D. R. Brown, and R. A. Casas, "Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: A Review", *Proc. of IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 1927-1950, Oct. 1998.
 [8] G. Strang, "Linear Algebra and Its Applications", 3rd ed., Harcourt Brace & Company, 1988.

임 상 훈(Sang-Hoon Lim)

정회원



1997년 2월 : 중앙대학교
 전자공학과 졸업
 1999년 8월 : 연세대학교 전기·
 컴퓨터 공학과 석사
 1999년 9월~현재 : (주)현대시스
 컴(구, 현대전자) 연구원

