

비동기 DS-CDMA 시스템에서 채널 등화에 관한 연구

정희원 민장기*, 박노진*, 강철호*

A Study on Channel Equalization for Asynchronous DS-CDMA Systems

Jang-ki Min*, No-jin Park*, Chul-ho Kang* *Regular Members*

요 약

비동기 DS-CDMA 다중 사용자 환경의 이동통신 시스템에서 채널의 효율을 높이기 위해 학습 신호열을 사용하지 않는 블라인드 등화 기법을 제안한다. 블라인드 등화 기법 중에서 가장 단순하면서 성능이 좋고 구현하기 쉬운 CMA(Constant Modulus Algorithm)는 근거리-원거리 효과(near-far effect)가 심하게 나타날 경우 전력이 약한 사용자들의 수렴 영역이 작아져 mis-convergence 위험성이 증가한다. 이런 경우에도 Newton 방식을 이용한 등화 기법은 자승 오차와 Eye-Pattern의 성능 비교를 통해 기존의 방법 보다 우수함을 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

Blind Equalization Method without training sequences is proposed for channel efficiency in mobile communication system for asynchronous multi-user DS-CDMA. the risk of mis-convergence of weak-power users is increased because of small regions of convergence in case of near-far effect in CMA(Constant Modulus Algorithm) which is the simplest, has high performance and widely implemented. In despite the problem, a equalization using Newton method has higher performance than a conventional method in squared error and eye-pattern.

I. 서 론

현대 사회가 고도의 정보 통신의 사회로 발전함에 따라 사람들이 언제, 어디서나 원하는 정보에 접근할 수 있고 또는 원하는 사람과 통신하기를 바르게 되어 이동통신에 대한 욕구가 증대되었고 최근 몇 년 동안 이동통신을 사용하는 사람들의 수가 폭발적으로 증가하게 되었다. 이렇게 증가된 이동통신 사용자들을 모두 수용할 수 있는 시스템의 개발에 대한 연구가 집중되어지고 있다. 먼저, 초기의 FDMA(Frequency Division Multiple Access) 아날로그 이동통신 시스템의 용량포화로 좀 더 용량이

크고 양질의 서비스를 제공하기 위하여 TDMA(Time Division Multiple Access), CDMA(Code Division Multiple Access) 등의 디지털 이동통신 시스템이 등장하게 되었다^[1]. 이러한 이동통신 시스템의 성능을 저하시키는 요인으로는 신호들이 다중 경로로 수신기에 입사함에 따라 발생하는 간섭인 ISI(Inter Symbol Interference)와 원하는 사용자의 신호와 동시에 존재하는 다른 사용자들의 신호에 의한 간섭인 MAI(Multiple Access Interference)가 있고 양질의 서비스를 위해서는 이런 간섭들을 제거해 주어야 한다^[2]. 수신단에서 ISI와 MAI로 인하여 왜곡된 송신 신호를 복원하기 위한 기법이 채널

* 광운대학교 전자통신공학과 신호처리 연구실(jkmin@explore.kwangwoon.ac.kr)
논문번호 : 00221-0619, 접수일자 : 2000년 6월 19일

등화(channel equalization)이다. 기존의 채널 등화 방식은 송수신단 사이의 채널의 특성을 파악하기 위해서 송신단과 수신단 사이에 상호 약정된 패턴의 학습열(training sequence)을 이용하는 방식을 사용한다. 학습열은 일종의 부가 정보로 볼 수 있으므로 채널의 대역 효율을 저하시키는 요인이 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 블라인드 등화(Blind Equalization) 방식을 주로 이용한다. 블라인드 등화를 위한 기본적인 알고리즘으로는 Sato 알고리즘^[3] 및 Godard 알고리즘^[4]이 있다. Godard 알고리즘 중에서 치수가 2차이고 블라인드 등화 기법 중에서 가장 단순하면서 성능이 좋고 구현하기 쉬운 CMA(Constant Modulus Algorithm)는 블라인드 알고리즘 중에 대표적인 알고리즘이다. 이 알고리즘은 Treichler와 그 연구진들에 의해 발표되었다^[5]. CMA 알고리즘은 수렴 특성이 좋지 못하기 때문에 수렴 성능을 향상시키기 위해 많은 연구가 이루어져 왔다.

Ready는 CMA와 결정지향(Decision Directed : DD) 알고리즘의 혼합된 모습을 하고 있는 반경지향방식을 제안했다^[6]. 최근에는 전통적인 최소평균자승(LMS) 알고리즘의 성능을 향상시킨 정규화된 알고리즘(NLMS)를 적용한 NCMA 알고리즘이 제안되었다^[7]. 그리고 DD 알고리즘을 정규화 시킨 NDD 알고리즘이 제안되었다^[8]. 그런데 위의 알고리즘들은 CDMA와 같은 이동통신 시스템에서 각 사용자들의 신호들이 전력제어가 잘 안되거나 근거리-원거리 효과(near-far effect)가 심하게 나타날 경우 전력이 약한 사용자들은 수렴 영역이 작아져 mis-convergence 위험성이 증가한다^[9]. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 기존의 CMA에 Newton 방식을 이용하여 예측오차에 대한 영향이 필터 계수 전체에 영향을 주어 전력이 약한 사용자의 수렴영역이 작아져서 발생하는 mis-convergence 위험성을 줄임으로써 자승오차의 수렴 확률과 성상도 그리고 Eye-Pattern의 성능 비교를 통해 대표적인 블라인드 알고리즘인 CMA보다 우수한 방식을 확인할 수 있었다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 비동기 DS-CDMA의 신호를 모델링과 대표적인 블라인드 등화 기법인 기존의 CMA에 대해서 기술하고, III장에서는 제안한 블라인드 Newton 방식을 이용한 CMA 등화 기법에 대해서 유도한다. IV장에서는 모의 실험을 통해 제안한 기법의 성능을 평가해 보고, V장에서 결론을 맺는다.

II. 비동기 DS-CDMA 시스템에서 채널 등화 관련 연구동향

2.1. 비동기 DS-CDMA 신호 모델링

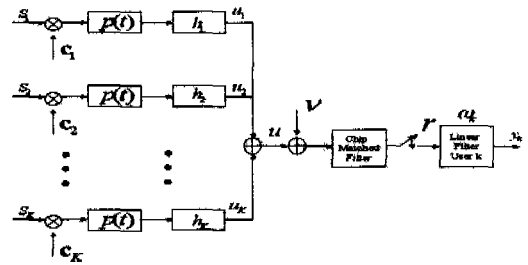


그림 1. DS-CDMA 시스템

그림 1은 DS-CDMA 기저대역 시스템 모델이다^[10]. 임의의 전력과 시간을 갖는 BPSK(+1,-1)로부터 신호를 전송하는 K명의 사용자가 있다. 각 사용자의 신호는 길이 L의 확산 부호열에 의해서 확산되어진다. 각 심볼(symbol)의 주기는 T, 칩(chip) 주기는 T_c ($L = T/T_c$)이다. 모든 사용자는 같은 구형펄스 함수 $\psi(t)$, $[0, T_c)$ 를 갖는다. 모든 채널 $h(t)$ 는 최대 지연 $N_h T$ ($N_h > 0$)를 갖는 FIR 필터로 가정한다. N_h 는 채널의 차수를 나타내는데 본 논문에서는 편의상 모든 사용자들의 채널의 차수가 N_h 로 같고 $N_h \ll L$ 의 관계를 만족한다고 가정을 한다. $\psi(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_ψ^2 인 가우시안 잡음이다. 본 논문에서의 보오드(baud)단위는 n, 칩 단위는 l, $(\cdot)^T$ 는 전치, $(\cdot)^*$ 최적 계수를 나타내었다. k 번째 사용자의 n 번째 심볼은 $s_k(n)$ 이고, k 번째 사용자의 확산 부호열은 $c_k = [c_k(0), c_k(1), \dots, c_k(L-1)]^T$, $c_k(l) \in \{-1, +1\}$ 로 표현된다. 선행 예측기의 연판정(soft decision) 출력에서 $y_k(n-\delta)$ 의 δ 는 복합적인 시스템 지연을 나타낸다. 위의 내용으로 다음과 같은 연속적인 시간 모델의 일반적인 표현식을 얻을 수 있다. 먼저, 확산 파형은 식(1)과 같이 표현된다.

$$c_k(t) = \sum_{i=0}^{L-1} c_k(i) \psi(t - iT_c) \quad (1)$$

그리고, k 번째 채널의 출력은

$$u_k(t) = \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} s_k(n) c_k(t - nT - \tau_k) \right] * h_k(t) \quad (2)$$

로 표현된다. 여기서 *는 선형 컨볼루션(linear convolution)이다. 칩 matched 필터의 입력단에서 수신 신호 $u(t)$ 는 다음과 같다.

$$u(t) = \sum_{k=1}^K u_k(t) + \hat{u}(t) \quad (3)$$

그리고 수신 신호 $u(t)$ 는 pulse-matched 필터링 된 후 FIR 선형 필터, ω_k 에 입력된다. k 번째 사용자가 전송한 심볼을 추정하기 위한 FIR 선형필터는 N_f 의 차수를 갖는 벡터

$\omega_k = [\omega_k(0) \ \omega_k(1) \ \dots \ \omega_k(N_f-1)]^T$ 로 표현된다. 만약 일반적인 수신기에서 이 수신 신호 $u(t)$ 를 단일 사용자 검파의 방법으로 matched 필터 검파기와 같은 채널의 검파기를 이용하여 단순히 원하는 사용자를 역확산 코드의 파형으로 상관시키고 비트율(bit rate)로 출력을 표본화한다면, 이 방법은 시스템에 있는 다른 사용자나 채널의 기능들은 전혀 고려하지 않았다는 것이다. 그러므로 시스템이 비동기일 경우나 페이딩(fading) 채널의 영향을 받을 경우, 본질적으로 서로 상관관계가 있는 확산 부호열에 전혀 강한 특성을 보이지 못하게 된다. 채널의 어떠한 영향이 없고 각 사용자의 전력이 동일한 비동기 시스템을 가정하면 그 시스템의 원하는 사용자 k 의 역확산 코드의 파형으로 상관된 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_k &= \frac{1}{T} \int^T u(t) c_k(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int^T u_k(t) c_k(t) dt + \frac{1}{T} \int^T \sum_{i=1, i \neq k}^K u_i(t) c_k(t) dt + \hat{u}(t) \\ &= s_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \rho_{i,k} s_i + \hat{u}(t) \\ &= s_k + MAI_k + \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $\rho_{i,k} = \frac{1}{T} \int^T c_i(t) c_k(t) dt$ 이며, $i=k$ 일 때 $\rho_{k,k}=1$, $i \neq k$ 일 때 $0 < \rho < 1$ 의 값을 서로 상관(cross-correlation)이고 $\hat{u}(t)$ 는 필터를 통과한 가산성 가우시안 잡음(AWGN)이다. 이때 서로 상관 값이 크다면 MAI 부분이 검파기 출력을 좌우하게 될 것이다. 또한 MAI는 시스템에서 사용자 수에 따라 증가하게 되고 사용자들 사이의 전력의 편차에 따라 매우 쉽게 영향을 받을 수 있다. 원하는 사용자보다 더 큰 전력을 갖은 사용자의 간섭은 MAI를 증가시키는 원인이 될 것이다. MAI는 비트 에러율(bit error rate)을 증가하게 만들 것이고 사용자를 수용할 수 있는 용량 역시 감소할 것이다. 이런 근

거리-원거리 효과(near-far effect)에 대한 문제는 전력 제어(power control)에 의해서 극복될 수 있다. 그러나 이런 제어는 송신기와 수신기 모두의 복잡성을 증가하게 만든다. 따라서 ISI와 MAI를 효과적으로 제거할 수 있는 방법으로 FIR 필터를 사용한 채널 등화기에 대한 연구가 요구된다.

비동기 다중 사용자 검파를 위한 디지털 신호 처리에 적용하기 위해 비동기 시스템 모델을 유한한 이산 시간 모델로 발전시킬 수 있다. 이산 시간으로 표현될 수 있는 수신 벡터 $r(t)$ 을 유한한 관찰 시간으로 표현하는 것이 목표이다. 수신기에서 칩 간격으로 표본화되고 관찰 간격은 $2T$ 의 길이가 될 것이다. 단순화하기 위해 주기가 T_c 인 구형펄스로서 표본화한다고 가정한다. 이산 시간으로 수신된 표본 신호는

$$r(t) = \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} u(\tau) d\tau \quad (5)$$

이고, n 번째 관찰 간격에 대한 표본신호의 벡터는

$$r(nL) = [r(nL), r(nL+1), \dots, r(nL+2L-1)]^T \quad (6)$$

이다. 여기서 $r(nL) = \sum_{k=1}^K r_k(nL)$ 즉, 사용자에 대한 수신 벡터의 합으로 표현된다. 어떤 한 사용자의 심볼에 대한 동기는 이루어지지 않고 칩 동기만 이루어졌다고 가정하면, 각 사용자의 수신 벡터 $r_k(nL)$ 은 $b_{n-1,k}, b_{n,k}, b_{n+1,k}$ 로 분리된다. 여기서 $b_{n,k}$ 는 시간 n 에서 k 번째 사용자의 비트이다. c_k 를 k 번째 사용자의 확산 부호열과 L 개의 0을 포함한 길이가 $2L$ 인 벡터로 놓자.

$$c_k = [c_{k(0)} \ c_{k(1)} \ c_{k(2)} \ \dots \ c_{k(L-1)} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad (7)$$

관찰간격 n 에서 k 번째 사용자의 수신 신호는

$$r_k(nL) = b_{n-1,k} v_k^{-1} + b_{n,k} v_k^0 + b_{n+1,k} v_k^1 \quad (8)$$

로 표현된다. 여기서,

$$v_k^{-1} = M_L^{-L} c_k, \ v_k^0 = M_R^n c_k, \ v_k^1 = M_R^{L+n} c_k$$

이고, 길이 $2N$ 의 벡터에 작동하는 M_L 은 비순환 좌이동 작동기(acyclic left shift operator) 그리고 M_R 은 비순환 우이동 작동기(acyclic right shift operator)이다. 예를 들면 벡터

$$x = [x_0, \dots, x_{2L-1}]^T$$

LMS(Least Mean Square)의 필터 계수의 갱신 방정식과 CMA의 필터 계수 갱신 방정식을 비교해 보자. 먼저 LMS의 갱신 방정식은

$$\omega_{k+1} = \omega - \mu r_k e_k \tag{12}$$

이다. 여기서 $e_k = d_k - \omega_k^T r_k$ 이다. 기존의 CMA의 갱신 방정식인 식 (11)과 비교를 해보면, 결국 CMA의 $y_k(|y_k|^2 - \gamma)$ 는 LMS의 e_k 로 나타낼 수 있다. 따라서 CMA 역시 steepest gradient descent 방식이므로 LMS 방식에서 이용한 Newton 방법을 적용할 수 있다.

먼저 Newton 방식을 Wiener-Hopf 방정식^[13]에 의해서 유도하고 그 유도된 식을 CMA에 적용해 보자. 필터 계수의 최적화에 대한 행렬 형태의 Wiener-Hopf 방정식으로 최적 weight 벡터 ω^* 를 표현하면 다음과 같다.

$$\omega^* = R^{-1}P \tag{13}$$

여기서, $P = E[d_k r_k]$, $R = E[r_k r_k^T]$ 이다. 그리고 gradient 벡터를 표현할 수 있다.

$$\nabla = 2R\omega - 2P \tag{14}$$

위 식의 양변에 $\frac{1}{2}R^{-1}$ 를 곱하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\omega^* = \omega - \frac{1}{2}R^{-1}\nabla \tag{15}$$

이 결과를 적응 알고리즘에 이용하면

$$\omega_{k+1} = \omega_k - \frac{1}{2}R^{-1}\nabla \tag{16}$$

이 된다. 위 식을 살펴보면 ∇ 에 R^{-1} 이 곱해짐으로써 더 이상 적응 방향이 gradient 방향이 아니고 구하고자 하는 최적의 방향으로 바뀌면서 더 빨리 수렴되어진다^[13]. 위 식을 일반화된 Newton 방식으로 표현할 수 있다.

$$\omega_{k+1} = \omega_k - \mu R^{-1}\nabla \tag{17}$$

위 방정식에 대한 예측오차에 대해서 살펴보면, 실제로 ∇ 는 추정값 $\hat{\omega}$ 이므로 예측오차에 대해서 고려를 해야한다. 따라서 실제 추정값은 ∇ 에 예측

오차(N_k)를 더한 형태로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\nabla} = \nabla + N_k \tag{18}$$

따라서, 위 식을 식(17)에 대입을 하여 예측오차에 대한 영향을 살펴보면,

$$\begin{aligned} \omega_{k+1} &= \omega_k - \mu R^{-1}\hat{\nabla}_k \\ &= \omega_k - \mu R^{-1}\nabla_k - \mu R^{-1}N_k \end{aligned} \tag{19}$$

와 같은 식을 얻을 수 있다. 여기서 Newton 방식은 예측오차에 대한 영향이 있는 부분 즉, $\mu R^{-1}N_k$ 을 살펴보면 R^{-1} 작용으로 필터의 계수에 미치는 영향이 서로 섞이므로 어느 한쪽의 계수만 잘못 수렴될 확률이 상대적으로 작아지는 효과를 얻을 수 있다. 즉, 수렴영역은 수신된 데이터들의 자기 상관행렬(R)의 고유치에 비례하므로 R^{-1} 를 곱해주므로 전력이 약한 사용자들의 수렴영역을 보상해 줄 수 있다. 그러나 식(17)을 실제 적응 알고리즘에 적용하기 위해서는 R^{-1} 에 대해서 고려를 해야만 한다. 먼저 등화기 필터 차수의 길이가 유한하기 때문에 등화기 입력 신호 r 에 대한 정적인 조건(stationary condition)을 가정하여 $R = E[r_k r_k^T]$ 를 일정한 추정 식으로 표현할 수 있다.

$$\hat{R}_k = \frac{1}{k+1} \sum_{i=0}^k r_i r_i^T \tag{20}$$

만일 입력 신호가 비정적인 조건(non-stationary condition)이 추가된다면, 위 식은 좋은 추정 값이 되지 못한다. R 의 무한한 메모리 때문에 이 추정 값은 k 값이 클수록 현재 입력신호가 R 값의 변화에 영향을 줄 수가 없게된다. 따라서 추정 식을 유한한 메모리에 이용하기 위해서 다음과 같은 함수를 사용한다.

$$Q_k = \sum_{i=0}^k a^{k-i} r_i r_i^T \tag{21}$$

여기서, $a \approx 2^{-1/g}$ 는 scaling factor ($0 < a < 1$, $g =$ length of stationarity of r_k). 이 식을 식(20)과 비교해보면 현재의 값이 강조되어졌다는 것을 제외하고는 유사함을 알 수 있다. k 번째 반복횟수에 대한 scaling factor의 전체 값은

$$\sum_{i=0}^k a^{k-i} = \frac{1-a^{k+1}}{1-a} \tag{22}$$

이다. 그러므로 k 번째 반복횟수에서 R 의 변형된 추정 값을 표현해 보면 다음과 같다.

$$\widehat{R}_k = \frac{1-\alpha}{1-\alpha^{k+1}} Q_k \quad (23)$$

이제 추정 값 \widehat{R}_k 을 가지고 적응 알고리즘에 적용을 하기 위해서는 Q_k 를 사용하는 것이 더 편리해진다. 그러므로 식(21)을 다시 표현해보면

$$Q_k = \alpha Q_{k-1} + r_k r_k^T \quad (24)$$

가 된다. 이 식에 포함되어 있는 벡터에 왼쪽에는 Q_k^{-1} , 오른쪽에는 Q_{k-1}^{-1} 를 각각 곱하면

$$Q_k^{-1} = \alpha Q_k^{-1} + Q_k^{-1} r_k r_k^T Q_k^{-1} \quad (25)$$

이 된다. 그리고 다시 양변에 r_k 를 곱하면

$$Q_k^{-1} r_k = \alpha Q_k^{-1} r_k + Q_k^{-1} r_k r_k^T Q_k^{-1} r_k = Q_k^{-1} r_k (\alpha + r_k^T Q_k^{-1} r_k) \quad (26)$$

되고, $Q_k^{-1} r_k$ 에 대해서 정리를 하고 양변에 $r_k^T Q_k^{-1}$ 를 곱을 해주면,

$$Q_k^{-1} r_k r_k^T Q_k^{-1} = \frac{Q_k^{-1} r_k r_k^T Q_k^{-1}}{\alpha + r_k^T Q_k^{-1} r_k} \quad (27)$$

된다. 이 식을 식(25)에 대입해서 Q_k^{-1} 에 대해서 정리를 하면 최종적으로 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$Q_k^{-1} = \frac{1}{\alpha} [Q_{k-1}^{-1} - \frac{Q_{k-1}^{-1} r_k r_k^T Q_{k-1}^{-1}}{\alpha + r_k^T Q_{k-1}^{-1} r_k}] \quad (28)$$

이 식을 이용하여 k 번째 입력 신호와 $k-1$ 번째에 대한 Q_{k-1}^{-1} 을 가지고 현재의 Q_k^{-1} 구할 수 있게 된다. 따라서 식(23)을 변형한 아래의 식을 이용하여 현재의 값에 대한 \widehat{R}_k^{-1} 을 구할 수 있게 된다.

$$\widehat{R}_k^{-1} = \frac{1-\alpha^{k+1}}{1-\alpha} Q_k^{-1} \quad (29)$$

식(29)에서 구한 \widehat{R}_k^{-1} 를 이용하여 기존의 CMA가 steepest gradient decent 방식 중에 하나이므로 CMA 탭 갱신 방정식에 적용할 수 있다. Newton

방식을 이용한 제안한 탭 갱신 방정식은 다음과 같다.

$$\omega_{k+1} = \omega_k - \mu \widehat{R}_k^{-1} r_k y_k (|y_k|^2 - \gamma) \quad (30)$$

위 식을 이용하여 등화를 하면 예측오차에 대한 영향이 필터 계수 전체에 영향을 주어 기존의 CMA에서 나타나는 전력이 약한 사용자의 수렴 영역이 작아져 mis-convergence 위험성이 커지는 것을 막고 수렴 확률과 수렴 속도에 좋은 성능을 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

IV. 모의 실험

제안한 Newton 방식을 이용한 CMA 등화 기법의 성능을 모의 실험을 통해 분석한다. 실험 환경은 25명의 사용자가 존재하고 각 사용자의 신호는 서로 다른 채널을 임의로 발생시켜 통과하고 채널의 차수와 등화기 필터의 차수를 각각 10과 62로 하였다. 각 사용자들의 확산 코드는 127칩을 갖는 Gold 코드를 사용하였다. 그리고 비동기 DS-CDMA 시스템 환경이므로 각 사용자들 간의 시간 지연은 $[0, 127T_c]$ 값 중에 임의의 값을 사용하였다. 사용자들의 신호는 BPSK 신호를 발생하여 사용하였다. μ 는 5×10^{-4} , α 값은 0.993으로 고정했다^[3]. 10000개의 심볼을 사용하였고 SNR은 30dB이다. 그림 4는 25명의 사용자들에 대한 전력 분포를 보여준다. 여기서 전력이 가장 강한 25번째 사용자와 전력이 가장 약한 13번째 사용자에 대해 기존의 방법과 제안한 방법을 이용하여 자승 오차, 마지막 500 심볼에 대한 정상도 그리고, Eye Pattern을 통해 성능을 비교하였다.

그림 5와 그림 6은 전력이 강한 25번째 사용자와 전력이 가장 약한 13번째 사용자에 대해서 기존의 CMA에 대해 자승오차와 마지막 500 심볼에 대한 정상도 그리고 Eye-Pattern을 비교하였다.

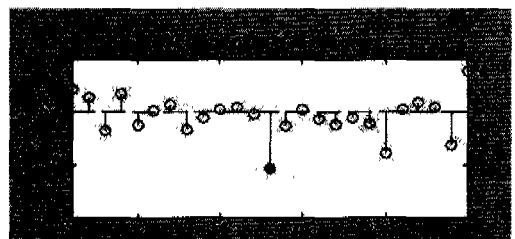


그림 4. 사용자 25명의 전력 분포도

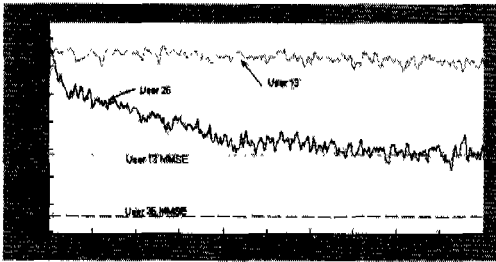
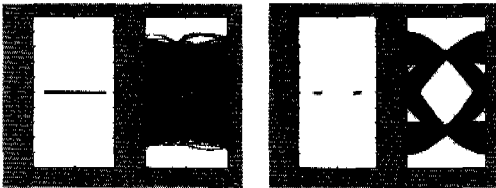


그림 5. 사용자 13, 25에 대한 기존의 CMA 자승오차 비교



(a) 전력이 약한 사용자 13 (b) 전력이 강한 사용자 25

그림 6. 사용자 13, 25에 대한 기존의 CMA의 정상도와 Eye-Pattern 비교

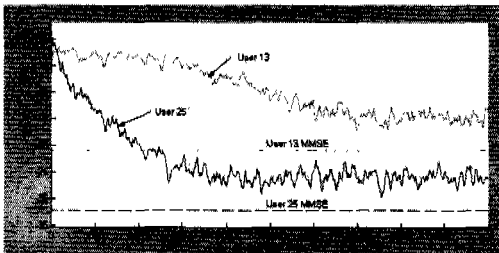
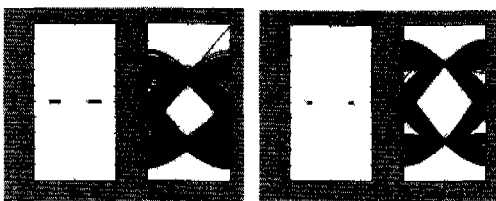


그림 7. 사용자 13, 25에 대한 제안한 방식을 이용한 CMA의 자승오차 비교



(a) 전력이 약한 사용자 13 (b) 전력이 강한 사용자 25

그림 8. 사용자 13, 25에 대한 제안한 방식을 이용한 CMA의 정상도와 Eye-Pattern 비교

전력이 약한 13번째 사용자에게 대한 자승오차의 수렴확률, 정상도 그리고 Eye-Pattern이 전력이 강한 13번째 사용자 보다 훨씬 좋지 못하다는 것을 알 수 있다. 따라서 근거리-원거리 문제에 의해 전력제어가 잘 되지 않아 전력이 약한 13번째 사용자의 신호를 수신단에서 잘 복구할 수 없는 문제가 발생한다. 그러므로 이런 사용자에게 대한 통화품질을 보장하기 위해서는 사용자수가 감소할 수밖에 없다.

그림 7과 그림 8은 제안한 Newton 방식을 이용한 CMA의 성능을 나타낸다. 제안한 방식의 성능은 전력이 약한 13번째 사용자에게 대해서도 기존의 CMA에서 전력이 강한 25번째 사용자와 거의 유사한 성능을 보임을 알 수 있다. 또, 그림 9는 전력이 약한 사용자 13에 대해서 기존의 CMA와 제안한 Newton 방식을 이용한 CMA와의 비교를 통해서 자승오차가 12dB 정도 개선됨으로써 근거리-원거리 문제에 의한 전력제어의 영향을 덜 받아 통화품질이 우수해지고 사용자수를 증가시킬 수 있을 것으로 기대된다. 그림 10, 11은 사용자 수는 고정시키고 채널의 차수를 20으로 증가시켰을 경우이고, 그림 12, 13은 채널 차수는 고정시키고 사용자 수를 50명으로 증가시켰을 경우에 대한 각 사용자의 전력 분포와 자승오차를 나타낸다.

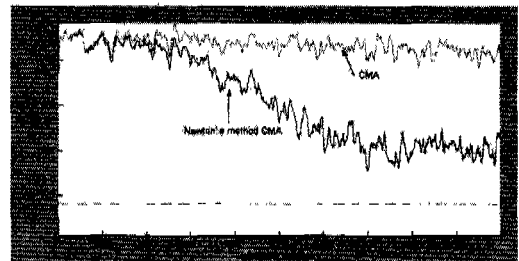


그림 9. 사용자 13에 대한 기존의 방식과 제안한 방식의 자승오차 비교

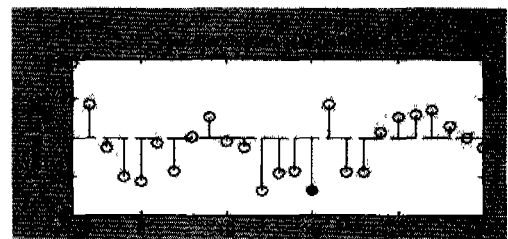


그림 10. 채널 차수 20일 때 25명의 전력 분포도

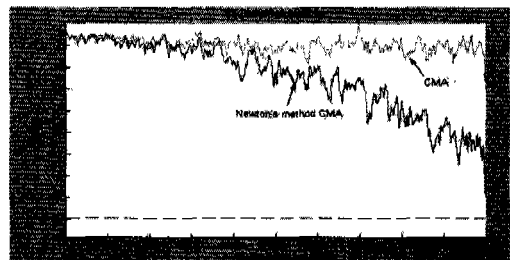


그림 11. 사용자 15에 대한 기존의 방식과 제안한 방식의 자승오차 비교 (채널 차수 20)

이 두 경우에도 전력이 가장 약한 사용자 15, 21

에 대한 자승오차의 수렴확률과 수렴속도 면에서 제안한 방식이 기존의 방식보다 더 좋은 성능을 나타냄을 확인할 수 있다. 제안한 방식의 계산량을 기존의 CMA와 비교해 보면 제안한 방식은 \hat{R}_k 를 연산하기 위해 필터 차수가 N_f 일때 각 반복 횟수에 $(N_f)^2$ 만큼의 계산량이 증가한다^[14]. 하지만 전력이 약한 사용자가 전력이 강한 사용자와 유사한 성능을 보임으로써 비동기 DS-CDMA 시스템에서 근거리-원거리 문제를 해결하기 위한 전력 제어에 대한 노력들을 줄일 수 있을 것이다. 따라서 제안한 방식에 대한 계산량은 증가하지만 전체 시스템에 대한 복잡성은 줄일 수 있을 것으로 기대된다.

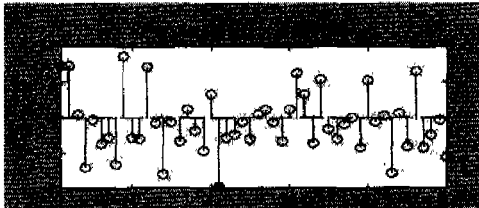


그림 12. 사용자 50명의 전력 분포도

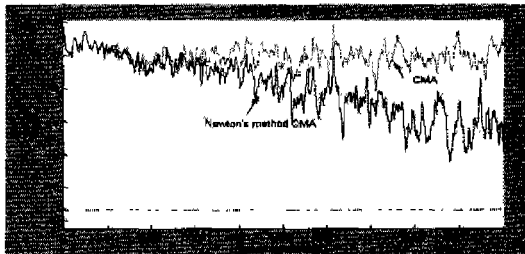


그림 13. 사용자 21에 대한 기존의 방식과 제안한 방식의 자승오차 비교 (사용자 수 50)

V. 결론

본 논문에서는 비동기 DS-CDMA 다중사용자 환경에서의 블라인드 등화를 할 수 있는 방법을 제안하였다. 그리고 모든 실험을 통하여 기존의 CMA보다 계산량은 증가하지만 훨씬 좋은 성능을 보임으로써 제안한 Newton 방식을 이용한 CMA가 근거리-원거리 효과에 의해 전력이 약한 사용자의 등화에 효과적인 방식을 확인할 수 있었다. 추후 연구 과제로는 동기 DS-CDMA 시스템에서의 성능 비교에 대한 연구가 필요하다.

참고 문헌

- [1] J. Proakis, Digital Communications. New York:MacGraw-Hill, 1995.
- [2] 정형성, 성하중, 이충용, 윤대회, "비동기 DS-CDMA 시스템에서의 블라인드 다중사용자 채널 추정 기법", 한국통신학회 논문지, Vol.24, 7. 1999.
- [3] Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulation System", IEEE Trans. Comm. Vol. COM-23, pp.679-682, June. 1975
- [4] D. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication System", IEEE Trans. Comm. Vol. COM-28, pp.1867-1875, Nov, 1980
- [5] J. R. Treichler and B. G. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals", IEEE Trans. on ASSP. Vol. 31. No.2, pp.459-471, Apr. 1983
- [6] Michael J. Ready and Richard P. Gooch, "Blind Equalization Based on Radius Directed Adaptation", IEEE ICASS'90, pp. 1699-1702, Apr. 1990
- [7] Douglas L. Jones, "A Normalized Constant-Modulus Algorithm", IEEE Proceeding, pp 694-679, 1996
- [8] A. Lee Swindlehurst, "Normalized Adaptive Decion Directed Equalization", IEEE Signal Proc, Letters Vol. 5, No. 1, pp. 18-20, Jan. 1998
- [9] P. Schniter and C.R. Jhonson Jr., "Minimum-Entropy Blind Acquisition /Equalization for Uplink DS-CDMA," in Proc. of the 36th Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, Sept. 1998.
- [10] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 2nd Ed., Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991.
- [11] C.R. Jhonson Jr., et al, "Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: A Review," Proceedings of the IEEE, Vol. 86, No. 10 , pp. 1927-50, 1998.
- [12] W. Chung and C.R. Jhonson, Jr.,

“Characterization of The Regions of Convergence of CMA Adaptive Blind Fractionally Spaced Equalizers,” to appear in Proc. Asilomar Conf. On Signals, Systems, and Computers (Pacific Grove, CA), 1-4 Nov. 1998.

- [13] Widrow, Bernard, Adaptive Signal Processing.: Prentice Hall, 1985.
- [14] G. Yan and H. Fan, “Fast Algorithm for Blind Adaptive Equalizers”, presented at the 8th IEEE DSP Workshop, Bryce Canyon, UT, 1998

민 장 기(Jang-ki Min)

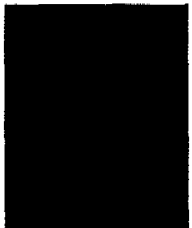
정회원



1999년 2월 : 광운대학교
전자통신공학과 졸업
1999년 3월~현재 : 광운대학교
전자통신공학과 석사과정
<주관심 분야> CDMA모뎀,
통신 신호처리, DSP

박 노 진(No-jin Park)

정회원



1992년 2월 : 서울 산업대학교
매체공학과 학사
1998년 2월 : 광운대학교
전자통신공학과 공학석사
1998년 3월~현재 : 광운대학교
전자통신공학과 박사과정

<주관심 분야> CDMA모뎀, 통신 신호처리, 채널 코딩, DSP

강 철 호(Chul-ho Kang)

정회원



1975년 2월 : 한양대학교
전자공학과 공학사
1979년 2월 : 서울대학교
전자공학과 공학석사
1977년~1981년 : 국방과학연구소
(연구원)

1988년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학박사
1994년 4월~현재 : 광운대학교 전자공학부 정교수
<주관심 분야> 통신 및 음성 신호처리, 이동통신