

비동기 DS-CDMA 시스템에서의 블라인드 다중사용자 채널 추정 기법

정회원 정형성*, 성하종*, 이충용**, 윤대희**

Blind Multi-user Channel Estimation for Asynchronous DS-CDMA Systems

Hyung-sung Jung*, Ha-jong Sung*, Chungyong Lee**, Dae-hee Youn** *Regular Members*

요약

다중 사용자 환경의 이동통신 시스템에서 채널의 사용효율을 높이기 위해 학습 신호열을 사용하지 않고 채널을 추정할 수 있는 블라인드 채널 추정기법을 제안한다. 제안한 기법은 수신신호의 2차 통계특성과 부공간 개념을 이용하여 사용자들의 확산코드를 제외한 실제 물리적인 통신 채널만을 추정함으로써 계산량을 줄일 수 있는 장점을 가지고 있다. 모든 사용자들의 채널을 추정하기 위해 다중 채널 모델을 사용하여 비동기 DS-CDMA 시스템에서의 블라인드 기법을 유도하고 모의 실험을 통해 기존 방법에 비해 매우 적은 계산량을 요구하면서 비슷한 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

A new blind multi-user channel estimation algorithm for the mobile communication systems is proposed. The proposed algorithm exploits the second-order statistics of a received signal and the subspace concept, and requires much less computational complexity than the existing algorithms. The algorithm can reduce the computational load by estimating the physical channels excluding the spreading codes. We formulate the algorithm using the multi-channel model for asynchronous DS-CDMA systems and perform numerical experiments to evaluate the performance of the proposed algorithm.

I. 서론

CDMA(Code Division Multiple Access)와 같은 다중 사용자 이동통신 시스템에서 가입자 수를 증가시키고 통화 품질을 증대시키기 위해서는 다음 두 가지의 간섭신호를 제거시켜주어야 한다. 첫째, 자기신호가 다중경로로 수신단에 입사하는 다중경로 페이딩(multi-path fading)에 의한 자기 간섭신호(ISI: Inter Symbol Interference)가 있는데 채널 등화(channel equalizing)에 의해 제거할 수 있다^[1]. 둘째, 주어진 시간과 주파수 대역에서 다수의 사용자

의 존재로 인해 원하는 사용자의 신호가 다른 사용자들의 신호들에 의해 간섭을 받게되는 다중 사용자 간섭신호(MAI: Multiple Access Interference)가 있다. 현재 CDMA 시스템에서는 원하는 사용자의 확산코드만을 이용하여 역확산시켜 줌으로써 MAI의 영향을 줄여주고 있는데 이를 단일 사용자 검파(single user detection)라고 한다^[1]. 그러나, 각 사용자들의 신호들의 전력제어가 잘 안되거나 근거리-원거리 효과(near-far effect)가 심하게 나타날 경우 MAI를 효과적으로 제거할 수 없는 문제점이 발생하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 최근에 다중 사용자 검파(multi user detection)에 대한

* LG 정보통신 (junghs@lgic.co.kr), ** 연세대학교 전자공학과 음향·음성 및 신호처리 연구실 (cleee@radar.yonsei.ac.kr)
논문번호: 98528-1207, 접수일자: 1998년 12월 7일

* 이 논문은 1998년도 연세대학교 학술연구비의 지원에 의하여 이루어진 것임

연구가 활발히 진행되고 있다^[2-5].

이러한 간섭신호를 제거하기 위한 채널 동화나 다중 사용자 검파를 위해서는 각 사용자들의 신호가 통과해온 채널들에 대한 정보가 필요하게 되므로, 각 사용자들에 대한 채널 추정이 필요하게 된다. 일반적으로, 통신 채널은 FIR(Finite Impulse Response) 필터로 모델링할 수 있는데 이 FIR 필터의 임펄스 응답을 추정하는 것을 채널 추정이라 할 수 있다^[1]. 기존의 방법에서는 전송단에서 일정한 학습 신호열(training sequence)을 주기적으로 전송하여 주고 수신단에서는 수신신호와 학습 신호열에 대한 정보를 이용하여 그 신호가 통과하여 온 채널의 임펄스 응답을 추정하고 있다. 이 방법은 빠르게 변화하는 이동통신 채널에서는 채널의 사용효율을 저하시키는 단점을 가지고 있는데, 이를 극복하기 위하여 학습 신호열을 사용하지 않고 수신한 신호들의 특성만을 이용하여 채널을 추정하는 블라인드 채널 추정(blind channel estimation)이 제안되었다^[6]. 초기에는 수신신호의 고차 통계특성을 이용한 블라인드 기법들이 제안되었으나^{[8][9]}, 수렴속도가 느리고 다수의 샘플이 요구되며 그에 따른 계산량이 많다는 단점 때문에 최근에는 수신신호의 2차 통계특성을 이용한 블라인드 기법들이 제안되고 있다^[10-13]. 일반적으로 수신신호의 2차 통계특성을 취하면 채널의 위상정보가 사라져 채널을 추정할 수 없게되지만, 디지털 신호를 과표본(oversampling)하여 신호의 주기-정적인 특성(cyclo-stationarity)를 이용하거나 다중 안테나를 이용하여 다중 채널 모델을 사용하면 2차 통계특성만을 이용하여 채널을 추정할 수 있게 된다^{[10][11]}. 또, 기존에는 FDMA(Frequency Division Multiple Access)나 TDMA(Time Division Multiple Access)와 같이 주어진 시간과 주파수 대역에서 단일 사용자만이 존재하는 시스템에 대한 블라인드 기법이 연구되어졌으나^[10-13], 최근에 CDMA 시스템에서의 블라인드 기법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{[14][15]}. 그 중에서 수신신호로부터 일정한 형태의 데이터 행렬을 만들어 그 행렬의 신호 부공간과 잡음 부공간이 직교한다는 특성을 이용한 기법이 제안되었다. 이러한 방법은 좋은 성능을 보이고 있으나 부공간 분할(subspace decomposition)을 할 때에 계산량이 과다하기 때문에 실제 시스템에 적용하기에 어려운 단점이 있다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 단점을 해결하기 위하여 새로운 형태의 데이터 행렬을 만들어 계산량을 줄일 수 있는 새로운 블라인드 기법을 제안한다.

기존의 부공간 개념을 이용한 방법에서는 몇 개의 심볼(symbol) 주기 동안의 샘플을 이용하여 데이터 벡터를 만들고 이를 이용하여 데이터 행렬을 만들어 주는데^[14] 반해, 제안한 기법에서는 채널의 임펄스 응답 길이는 확산코드의 길이보다 훨씬 짧다는 특성을 이용하여 몇 개의 칩(chip) 주기 동안의 샘플만을 이용하여 데이터 벡터를 만들어 주기 때문에 데이터 행렬의 차원을 줄일 수 있게되어 부공간 분할을 할 때 계산량을 현저히 줄일 수가 있게 된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 다중 채널 모델을 이용한 DS-CDMA 시스템의 신호를 모델링하고, III장에서는 비동기 DS-CDMA 시스템에서의 제안한 블라인드 기법을 유도하고, IV장에서 모의 실험을 통해 제안한 기법의 성능을 평가해 보고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 다중 채널에서의 DS-CDMA 신호 모델링

그림 1과 같은 다중 채널 비동기 DS-CDMA 시스템에서 P명의 사용자가 존재하고 M개의 다중 안테나를 사용하여 수신한 잡음이 포함된 기저대역의 신호는 다음과 같이 모델링할 수 있다^[14].

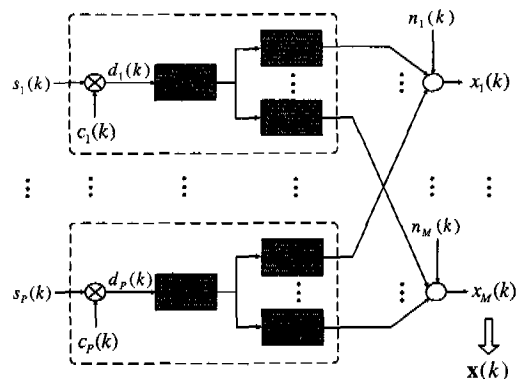


그림 1. 다중 채널 비동기 DS-CDMA 시스템 모델

$$x(t) = \sum_{i=1}^P \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_i(t - nT_c) d_i(n + \tau_i) + n(t) \quad (1)$$

여기서, $x(t)$ 와 $n(t)$ 는 $(M \times 1)$ 차원의 벡터로 각각 수신신호와 잡음신호를 나타내고, T_c 는 칩 주기, $d_i(n)$ 은 i 번째 사용자의 심볼신호 $s_i(k)$ 를 확산코드 $c_i(n)$, $n=1, \dots, L_c$ 로 주파수 확산시킨 신호열,

τ_i 는 각 사용자에 따른 시간지연을 나타낸다. ($M \times 1$)의 차원을 갖는 벡터 채널 $\mathbf{h}_i(t)$ 는 전송필터, 다중 경로 페이딩 채널 및 수신필터를 모두 포함한 채널을 의미하며 다음과 같이 표현할 수 있다^[15].

$$\mathbf{h}_i(t) \triangleq \begin{bmatrix} h_{1,i}(t) \\ \vdots \\ h_{M,i}(t) \end{bmatrix} = \sum_{l=1}^{L_i} \begin{bmatrix} a_{1,i}(l) \\ \vdots \\ a_{M,i}(l) \end{bmatrix} p[t - \tau_i(l)]$$

$$\triangleq \sum_{l=1}^{L_i} \mathbf{a}_i(l) p[t - \tau_i(l)] \quad (2)$$

여기서, $a_{m,i}(l)$ 는 L_i 개의 다중 경로를 가진 i 번째 사용자 신호의 l 번째 경로에 대한 m 번째 안테나의 응답, $\tau_i(l)$ 은 l 번째 경로의 시간지연, $p(t)$ 는 상승여현함수(raised cosine function)와 같은 펄스함수(pulse function)를 나타낸다. 일반적으로, 이 벡터 채널은 각 채널에 대하여 FIR 필터로 모델링할 수 있고 그 차수는 확산코드의 길이 L_c 보다 훨씬 작게 된다.

수식 전개의 편의상 먼저 잡음이 없는 경우에 대하여 생각을 하자. 식 (1)에서, i 번째 사용자에 대한 신호를 칩 주기로 표본화하여 표현을 하면 다음과 같다.

$$\mathbf{x}_i(n) \triangleq \mathbf{x}_i(t)|_{t=nT_c} = \sum_{k=0}^{L_h-1} \mathbf{h}_i(k) d_i(n-k+\tau_i) \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{h}_i(n) \triangleq \mathbf{h}_i(nT_c)$, $d_i(n) \triangleq d_i(nT_c)$ 을 의미하고 L_h 는 페이딩 채널의 차수를 나타낸다. 이때, 벡터 채널 $\mathbf{h}_i(n)$ 은 하나의 안테나를 사용할 경우 수신신호를 보드율(baud rate)의 M 배로 과표본화함으로써 구성할 수도 있게 된다. 본 논문에서는 편의상 모든 사용자들의 채널의 차수가 L_h 로 같고 $L_h \ll L_c$ 의 관계를 만족한다고 가정을 한다.

일반적으로, 채널 추정이란 각 사용자들의 채널 임펄스응답 $\mathbf{h}_i(n)$ 을 추정하는 것을 말하는데, 학습 신호열을 사용하는 경우에는 식 (3)에서 시스템의 입력인 $d_i(n)$ 과 출력인 $\mathbf{x}_i(n)$ 을 알고 있는 상황에서 채널의 임펄스응답 $\mathbf{h}_i(n)$ 을 찾아내게 되지만, 블라인드 기법에서는 $d_i(n)$ 을 모르고 단지 $\mathbf{x}_i(n)$ 만을 알고 있는 상황에서 $\mathbf{x}_i(n)$ 의 특성만을 이용하여 $\mathbf{h}_i(n)$ 을 추정해내는 것을 의미하게 된다.

III. 비동기 DS-CDMA에서의 블라인드 기법

비동기 DS-CDMA의 경우 각 사용자들의 신호가 임의의 시간지연을 가지고 수신기에 입사하게 되고 일반적으로 각 사용자들의 시간지연 $(\tau_i)_{i=1}^P$ 를 수신단에서 알고 있다고 가정을 할 수 있다. 식 (3)에 표현된 i 번째 사용자의 신호를 행렬 형태로 표현을 하면 다음과 같게 된다.

$$\mathbf{x}_i(n) = [\mathbf{h}_i(0) \cdots \mathbf{h}_i(L_h-1)] \begin{bmatrix} d_i(n+\tau_i) \\ \vdots \\ d_i(n-L_h+\tau_i+1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)와 같이 표현되는 L 개의 수신 데이터 표현 벡터들을 이용하여 다음과 같은 수신 데이터 벡터를 만들어 줄 수 있다.

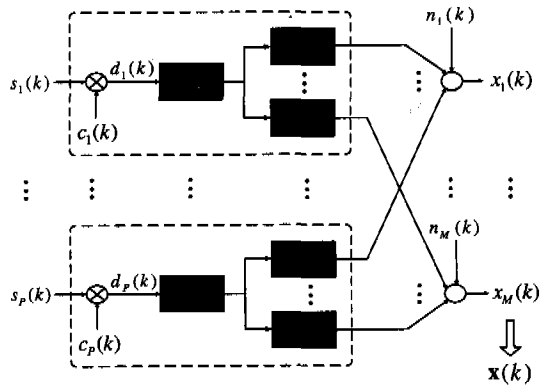


그림 1. 다중 채널 비동기 DS-CDMA 시스템 모델

여기서,

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_i(0) & \cdots & \mathbf{h}_i(L_h-1) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_i(0) & \cdots & \mathbf{h}_i(L_h-1) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{c}_i = \begin{bmatrix} c_i(\tau_i-1) & \vdots & \mathbf{0} \\ c_i(0) & \vdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \vdots & c_i(L_c-1) \\ \mathbf{0} & \vdots & c_i(L_c+\tau_i-L_h-L+1) \end{bmatrix}$$

식 (5)을 이용하여 P 명의 사용자들 갖는 시스템의 전체 수신 신호를 표현해 보면,

$$\begin{aligned}
 X(nL_c) &\triangleq \sum_{i=1}^P X_i(nL_c) \\
 &= [H_1 c_1 \cdots H_P c_P] \begin{bmatrix} s_1(n) \\ s_1(n-1) \\ \vdots \\ s_P(n) \\ s_P(n-1) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6}$$

와 같이 표현된다. 여기서, $H_i c_i$ 는 i 번째 사용자의 시간지연에 따라 1개 또는 2개의 열을 갖는 행렬로 표현되고 행렬 $[H_1 c_1 \cdots H_P c_P]$ 의 차원을 살펴보면 다음과 같다. 먼저, 각 사용자들의 시간지연을 알고 있다고 가정하였으므로 이로부터 다음의 값을 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 K &= \{\tau_i = 0 \text{ 시간지연의 개수}\} \\
 &\quad + \{\tau_i \leq L + L_h - 1 \text{ 시간지연의 개수}\}
 \end{aligned} \tag{7}$$

이 K 값을 이용하여 행렬 $[H_1 c_1 \cdots H_P c_P]$ 의 차원을 표현하면 $ML \times (2P-K)$ 가 된다. 이 때 각 사용자에게 따른 확산코드와 채널의 독립성에 의해 행렬 $[H_1 c_1 \cdots H_P c_P]$ 는 full column rank (rank = $2P-K$)를 갖게 된다.

잡음이 첨가되었을 경우, 각 사용자들의 심볼들은 *i.i.d.*(independent, identically distributed)이고 다른 사용자들의 심볼 및 배경 잡음과 상관관계가 없다고 가정을 하면, 식 (6)을 이용하여 구성된 공분산 행렬의 고유구조(eigen-structure)는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 R_{XX} &= E\{X(nL_c) X^H(nL_c)\} \\
 &= [H_1 c_1 \cdots H_P c_P][H_1 c_1 \cdots H_P c_P]^H + \sigma^2 I \\
 &= [V_s \ V_n] \begin{bmatrix} \Sigma_s & 0 \\ 0 & \Sigma_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s^H \\ V_n^H \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{8}$$

여기서, V_s 는 R_{XX} 의 ML 개의 기저벡터(basis vector)들 중에 $(2P-K)$ 개의 기저벡터들로 구성된 신호 부공간, V_n 은 $(ML-2P+K)$ 개의 기저벡터들로 구성된 잡음 부공간, Σ_s 과 Σ_n 은 각 부공간에 해당하는 고유치들로 구성된 대각행렬을 나타낸다. 이때, 행렬 $[H_1 c_1 \cdots H_P c_P]$ 이 full column rank를 가지므로 이 행렬이 스패(span)하는 공간과 V_s 가 스패

하는 공간은 같게되고 신호 부공간과 잡음 부공간이 서로 직교한다는 특성을 이용하면, 행렬 $[H_1 c_1 \cdots H_P c_P]$ 이 스패하는 공간은 V_n 이 스패하는 공간과는 직교하게 된다. 그러므로, 다음과 같은 관계를 만족하게 된다.

$$\begin{aligned}
 \text{span}\{ [H_1 c_1 \cdots H_P c_P] \} \\
 &\equiv \text{signal subspace of } R_{XX} \\
 &\perp \text{noise subspace of } R_{XX}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_n^H [H_1 c_1 \cdots H_P c_P] &= 0 \\
 V_n^H H_i c_i &= 0, \quad i=1, \dots, P
 \end{aligned} \tag{9}$$

식 (9)는 컨벌루션(convolution)의 선형성에 의하여 선형방정식을 나타낸다. 이 선형방정식을 풀면 행렬 H_i 의 계수들과 이에 따른 통신 채널의 임펄스응답을 구할 수 있게 된다. 이 방정식을 풀어주기 위해 식 (9)에 표현된 $H_i c_i$ 를 컨벌루션의 교환법칙을 이용하여 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$H_i c_i = [C_{i1} \ C_{i2}] \begin{bmatrix} h_i & 0 \\ 0 & h_i \end{bmatrix}, \quad i=1, \dots, P \tag{10}$$

여기서, $h_i = [h_i^T(0) \cdots h_i^T(L_h-1)]^T$ 을 의미한다. 이때 차원이 $ML \times ML_h$ 인 C_{i1} 과 C_{i2} 는 다음과 같이 정의된다.

$$C_{i1} = \begin{bmatrix} c_i(\tau_i) & \cdots & c_i(1) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_i(1) & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \otimes I_M$$

$$C_{i2} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & c_i(L_c) & \cdots & c_i(L_c + \tau_i - L_h + 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_i(L_c) & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & c_i(L_c - L_h + 1) \\ c_i(L_c - L + \tau_i + 1) & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & c_i(L_c + \tau_i - L_h - L + 2) \end{bmatrix} \otimes I_M$$

여기서, \otimes 는 Kronecker delta product이고 I_M 은 M 차원의 단위행렬이다. 식 (10)을 식 (9)에 대입하면,

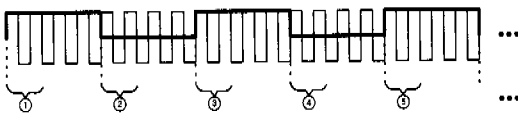
$$V_n^H [C_{i1} h_i \ C_{i2} h_i] = 0, \quad i=1, \dots, P \tag{11}$$

$$V_n^H C_{ik} h_k = 0, \quad i=1, \dots, P, \quad k=1, 2 \tag{12}$$

와 같이 표현되고, 식 (12)는 두 개의 선형방정식을

표현하게 된다. 이 때, 각 사용자들의 확산코드들이 이루어진 행렬 C_{i1} 와 C_{i2} 의 특성을 살펴보자. 이 행렬들은 확산코드의 랜덤한 특성으로 인해, C_{i1} 은 $\tau_i \geq L_h$ 일 때, C_{i2} 는 $\tau_i \leq L$ 일 때 각각 full column rank를 갖게 된다. 본 논문에서 사용한 k 값은 $\tau_i > (L+L_h-1)/2$ 일 때 $k=1$ 을 선택하고, $\tau_i \leq (L+L_h-1)/2$ 일 때는 $k=2$ 를 선택하여 사용한다. 행렬 $C_{i,k}$ 가 full column rank인 k 를 선택하여 식 (12)의 의미를 살펴보면, $C_{i,k}h_i$ 는 하나의 열 벡터로 신호 부공간에 존재하는 벡터로 표현할 수 있고 $C_{i,k}$ 가 full column rank를 가지므로 h_i 가 유일하게 결정될 수 있게된다. 그러므로, 식 (12)에서 차원이 $(ML-2P+K) \times ML_h$ 인 행렬 $V_n^H C_{i,k}$ 의 rank는 $(ML-2P+K) > ML_h$ 를 만족하도록 L 을 정하면 $(ML_h+2P-K)/M$ 이 되고, 식 (12)를 풀어주면 채널의 임펄스응답 h_i 를 유일하게 결정할 수 있게 된다. 식 (12)에서 알 수 있는 것처럼 추정된 채널은 복소상수만큼의 모호성(ambiguity)을 가지고 있다. 즉, 임의의 복소상수 a 에 대하여, $\hat{h}_i = ah_i$ 만을 추정할 수 있게 된다.

실제 시스템에서는 유한한 개수의 데이터 샘플만을 사용할 수 있으므로 식 (8)의 공분산 행렬을 추정하는 절차에 대해 살펴보자. 그림 2에서 i 번째 사용자의 신호에 대해 데이터 벡터를 만들어주기 위해 표본을 추출하는 구간을 표현하고 있다. 이 과정을 수식으로 표현하면 식 (13)과 같이 표현되고, P 명의 모든 사용자에 대한 데이터 행렬을 구하고 이의 공분산 행렬을 구하면 식 (14)와 같게 된다.



$$X_i = [1 \ 2 \ 3 \ 4 \ \dots]$$

그림 2. 제한된 방법에서 데이터 행렬을 만드는 방법

$$X_i = [X_i(nL_c) \ X_i((n-1)L_c) \ \dots] \\ = H_i c_i \begin{bmatrix} s_i(n) & s_i(n-1) & \dots \\ s_i(n-1) & s_i(n-2) & \dots \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{N} X X^H \quad (14)$$

여기서, $X = \sum_{i=1}^N X_i$ 를 의미하고 N 은 공분산 행렬을 추정하기 위해 사용한 심볼의 수를 나타낸다. 식 (14)와 같이 한정된 샘플들을 가지고 추정한 공분산 행렬을 이용하여 구한 신호 부공간과 잡음 부공간을 사용해야 하므로 실제로는 식 (12)의 우측항의 값이 0이 되지 않게 된다. 따라서, 다음과 같은 최소자승오차(least mean square)를 갖는 계수를 구함으로써 채널을 추정한다.

$$\min_{\hat{h}_i} \hat{h}_i^H C_{i,k}^H V_n V_n^H C_{i,k} \hat{h}_i \quad \text{subject to } \|\hat{h}_i\| = 1 \\ \triangleq A \quad (15)$$

식 (15)의 해는 A행렬의 최소 고유치에 해당하는 고유벡터가 된다. 이 때, $\hat{h}_i = 0$ 인 의미없는 해를 방지하기 위해 $\|\hat{h}_i\| = 1$ 의 제한조건을 주었다.

일반적으로, 각 사용자의 확산코드는 다른 사용자와의 상관도가 최소가 되도록 설계되어 모든 사용자들의 확산코드는 다르게 되지만 제한한 방법에서는 전체 확산코드를 사용하는 것이 아니라 확산코드의 일부 구간을 사용하기 때문에 사용 구간에서는 사용자들 사이의 확산코드가 일치될 수 있지만 수신단에서는 모든 사용자들의 확산코드와 시간 지연을 미리 알고 있으므로 모든 사용자들의 확산코드가 서로 다른 구간을 미리 찾아주어 그 구간에서 제한한 알고리즘을 적용할 수 있게 된다. 또 이런 구간이 여러 개가 되기 때문에 각 구간에서 추정된 채널들을 적절히 조합함으로써 채널 추정 성능을 증대시킬 수 있게 된다. 이런 방법으로 채널을 추정하더라도 계산량은 기존의 방법에 비해 상당한 이득을 볼 수 있음을 알 수 있다. 또한, 단순히 채널을 추정할 때 여러 구간에서 추정한 후 이를 조합할 수도 있지만 각 구간에 대해 수신기를 설계한 후 심볼 검파를 한 후에 각 검파 결과를 비교함으로써 수신기의 성능을 향상시킬 수도 있게 된다.

이제, 기존의 부공간 개념을 이용한 방법^[14]과 제안한 방법을 계산량 측면에서 비교해 보자. 기존의 방법에서는 먼저 각 사용자의 확산 코드와 실제 채널이 컨벌루션된 전체 채널이 스캔하는 공간을 먼저 추정하고 앞에서 설명한 것과 같이 잡음 부공간과 비교한다는 성질을 이용하여 채널을 추정하게 된다. 이를 위해 몇 개의 샘플 주기동안의 표본들을 이용하여 데이터 벡터를 만들고 이를 이용하여 데이터 행렬을 구하고 이 행렬을 부공간 분할하여 채

널을 추정하게 된다. M 개의 안테나를 사용한 경우에 대해서 생각해 보면, 기존의 방법에서는 고유구조를 구하는데 필요한 데이터 행렬의 차원은 smoothing factor를 D 로 했을 때 MDL_c 가 된다. 하지만, 제안한 방법에서는 각 사용자의 확산 코드를 제외한 실제 채널만이 스패하는 공간을 추정한 후 실제 채널을 추정하게 된다. 이를 위해 L 개의 칩을 이용하여 데이터 벡터를 만들고 이에 따른 표본 공분산 행렬을 구성하기 때문에 차원이 ML 로 줄어들게 된다. 따라서, 각 방법에서 유도한 행렬의 고유구조를 구하기 위해서 필요한 계산량(곱셈)은 기존의 방법과 제안한 방법이 각각 $(MDL_c)^3$ 과 $(ML)^3$ 에 비례하게 되고 $DL_c \gg L$ 의 관계를 만족하므로 제안한 방법이 계산량 측면에서 기존의 방법에 비해 훨씬 유리하게 된다.

IV. 모의 실험

제안한 블라인드 기법의 성능을 모의 실험을 통해 분석한다. 실험 환경은 2개의 안테나를 사용하였고 10명의 사용자가 존재하고 각 사용자의 채널은 식 (2)에 따라 임의로 발생하였다. 이 때 각 사용자들은 10^{10} 범위에서 임의의 개수의 다중 경로를 갖고 각 경로는 $\beta = 0.5$ 인 상승여현함수를 사용하고 각 다중 경로는 $[-90^\circ \ 90^\circ]$ 의 범위에서 임의의 입사각을 가지고 안테나에 입사하는 환경이라고 가정하였다. 각 사용자들의 확산 코드는 64칩을 갖는 랜덤한 코드를 사용하였고 사용자들의 신호는 QPSK 신호를 발생해 사용하였다. 그리고, 비동기 시스템 환경이므로 각 사용자들 간의 시간지연은 $[0 \ 64T_c]$ 값 중에 임의의 값을 사용하였다.

채널 추정 오차는 다음과 같은 평균 바이어스(mean bias)를 관측하여 성능을 평가하였다.

$$\text{mean bias} = \frac{1}{LM} \sum_{i=1}^M |h_i - \hat{h}_i| \quad (16)$$

여기서, h_i 는 실험에 사용한 실제 채널 $h = [h_1^T \dots h_K^T]^T$ 의 i 번째 성분을 의미하고 \hat{h}_i 는 제안한 블라인드 방법으로 추정된 채널 $\hat{h} = [\hat{h}_1^T \dots \hat{h}_K^T]^T$ 의 i 번째 성분을 나타낸다. 그리고 성능비교는 모든 사용자들의 채널 추정오차의 평균값을 이용하여 성능을 비교하였다.

그림 3은 몇 가지의 표본 개수에 대하여 SNR을

변형시켰을 때 성능변화를 관측한 그림이다. SNR이 증가함에 따라 채널 추정 오차가 감소함을 알 수 있다. 그림 4는 실제 채널과 추정된 채널을 이용하여 최적의 2D RAKE 수신기를 설계하여 원하는 사용자의 신호를 복원해낸 정상도를 나타낸다. 그림에서 보는 것처럼 실제 채널을 이용한 경우와 추정된 채널을 이용한 경우의 정상도가 거의 유사함을 알 수 있다. 이 때 사용한 심볼은 100개이고 SNR은 10dB이다.

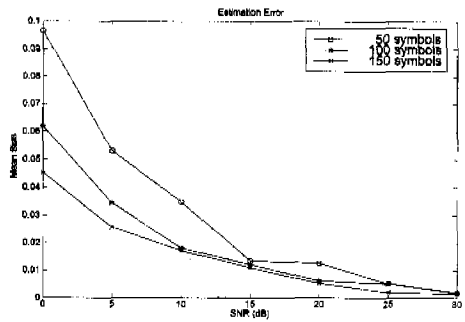
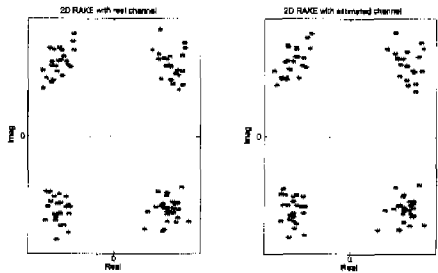


그림 3. SNR에 따른 제안한 방법의 채널 추정 오차



(a) 실제 채널을 이용한 경우 (b) 추정된 채널을 이용한 경우

그림 4. 최적 2D RAKE로 수신한 정상도

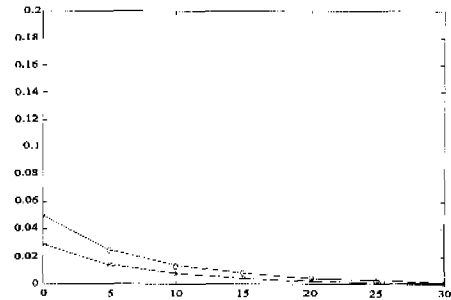
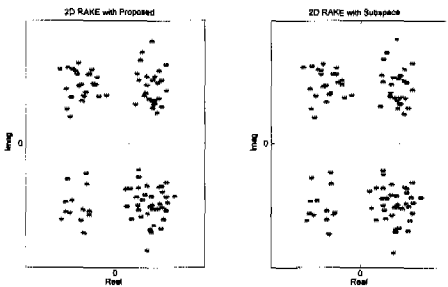


그림 5. 제안한 방법과 기존 방법의 채널 추정 오차 비교

그림 5는 CDMA 환경에서 기존의 부공간 개념을 이용한 Torlak의 블라인드 기법^[14]과의 성능비교를 위하여 안테나를 1개 사용하여 모의 실험한 결과를 나타낸다. 그림을 보면, 제안한 방법이 SNR이 낮을 때 채널 추정 오차가 약간 크게 나타나지만 두 가지 방법으로 추정된 채널을 이용해 2D RAKE 수신기를 구성해 원하는 사용자의 신호를 복원한 그림 6의 정상도를 보면 성상이 거의 비슷함을 알 수 있다. 그러나, 계산량을 비교해보면, 기존의 방법에서 구성한 데이터 행렬의 차원은 124였고, 제안한 방법에서의 데이터 행렬의 차원은 14였다. 그러므로, 부공간 분할을 할 때 복소곱셈의 수는 각각 $(124)^3$ 와 $(14)^3$ 에 비례하게 되고 제안한 방법이 계산량에 있어 상당한 장점을 가지고 있음을 알 수 있다.



(a) 제안한 방법 (b) 기존의 방법

그림 6. 추정된 채널로 최적 2D RAKE 수신한 정상도

V. 결론

본 논문에서는 적은 계산량으로 DS-CDMA 다중 사용자 환경에서의 블라인드 채널 추정을 할 수 있는 새로운 기법을 제안하였다. 그리고 모의 실험을 통해 제안한 방법이 다중 사용자의 모든 채널을 잘 추정하고 있다는 것을 확인할 수 있었다. 추후의 연구 과제로서 추정된 채널을 이용하여 원하는 사용자의 신호를 복원해낼 수 있는 CDMA 수신기에 대한 연구가 필요하다.

참고 문헌

[1] J. Proakis, Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 1995.
 [2] S. Verdu, "Multi-user detection," Advances in

Statistical Signal Processing, vol. 2, JAI Press 1993.
 [3] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multi-user detection for CDMA systems," IEEE Pers. Commun., vol. 2, no. 2, Apr. 1995.
 [4] S. Moshavi, "Survey of multi-user detection for DS-CDMA systems," Bellcore pub., IM-555, Aug. 1996.
 [5] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications," IEEE Commun. Magazine, Oct. 1996.
 [6] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multi-level amplitude-modulation," IEEE Trans. Commun., vol. 23, no. 6, Jun. 1975.
 [7] Hui Liu, G. Xu, L. Tong, and T. Kailath, "Recent developments in blind channel equalization: From cyclostationarity to subspaces," Signal Processing, vol. 50, Apr. 1996.
 [8] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind equalizers," IEEE Trans. Commun., vol. 32, Aug. 1984.
 [9] O. Shalvi and E. Weinstein, "New criteria for blind deconvolution of non-minimum phase systems (channels)," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 36, Mar. 1990.
 [10] L. Tong, G. Xu, and T. Kailath, "Blind identification and equalization based on second-order statistics: A time domain approach," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 40, no. 2, Mar. 1994.
 [11] L. Tong, G. Xu and B. Hassibi, "Blind channel identification based on second-order statistics: A frequency domain approach," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 41, no. 1, Jan. 1995.
 [12] E. Moulines, P. Duhamel et al., "Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 43, no. 2, Feb. 1995.
 [13] G. Xu, H. Liu and T. Kailath, "A least-squares approach to blind channel identification," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 43, no. 12, Dec. 1995.
 [14] M. Torlak and G. Xu, "Blind multiuser channel

estimation in asynchronous CDMA systems,"
IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, no. 1,
Jan 1997.

[15] H. Liu and M. Zoltowski, "Blind equalization
in antenna array CDMA systems," IEEE Trans.
Signal Processing, vol. 45, no. 1, Jan. 1997.

정 형 성(Hyung-sung Jung) 정회원

1996년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1999년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
1999년 3월 ~ 현재 : LG 정보통신
<주관심 분야> 어레이 신호처리, 통신 신호처리, 스
마트 안테나

성 하 종(Ha-Jong Sung) 정회원

1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1994년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
1999년 2월 : 연세대학교 전자공학과 박사
1999년 2월 ~ 현재 : LG정보통신 전송연구소 디지털
통신실
<주관심 분야> 어레이 신호처리, 레이다/소나 신호
처리, 스마트 안테나, CDMA모뎀

이 충 용(Chungyong Lee) 정회원

1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1989년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
1990년 3월 : 연세대학교 산업기술 연구소
1995년 12월 : Georgia Institute of Technology,
Atlanta 박사
1996년 2월 ~ 1997년 7월 : 삼성전자 선임연구원
1997년 9월 ~ 현재 : 연세대학교 기계전자공학부 조
교수
<주관심 분야> 어레이 신호처리(Smart Antenna,
Sonar, Position Location), 통신
신호처리, 음성인식

윤 대 희(Dae-hee Youn) 정회원

1977년 2월 : 연세대학교 공과대학 전자공학과 졸업
1979년 8월 : Dept. of Electrical eng., Kansas State
University 석사
1982년 8월 : Dept. of Electrical eng., Kansas State
University 박사

1982년 9월 : Assistant Professor, University of
Iowa

1985년 9월 : 연세대학교 전자공학과 조교수

1987년 12월 : 한국 음향학회 학술상

1990년 3월 : 연세대학교 전자공학과 부교수

1990년 11월 : 대한 전자공학회 공로상

1995년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전자공학과 교수

1995년 11월 : 한국 통신학회 학술상

1995년 11월 : 한국 음향학회 학술상

1996년 12월 : 대한 전자공학회 해동논문상

1998년 9월 ~ 현재 : 연세대학교 정보통신처 처장

<주관심 분야> 적응 필터 신호처리, 오디오 및 음
성 신호처리