

직접수열 코드분할 다중접속 시스템의 부공간 기반 미상 간섭 제거 기법

정회원 윤연우*, 김형명**

A Subspace-based Blind Interference Cancellation for the DS/CDMA System

Yonwoo Yoon*, Hyung-Myung Kim** *Regular Members*

요 약

이 논문에서는 신호 부공간을 이용한 미상 간섭 제거 기법을 제안하고 성능을 분석한다. 제안한 미상 적응 검파 방식은 적은 계산량으로 신호 부공간의 성분들을 추적하는 개선된 자연 역 방법을 바탕으로 구현될 수 있다. 이 논문에서 수행한 이론적 분석에 의하면 이 방식의 성능은 정확한 공분산 행렬을 알고 있을 때 상관 제거 검파기와 성능이 동일하다. 또한, 공분산 행렬을 추정할 때는 점근적 결과를 분석한다. 모의 실험을 수행한 결과 기존의 적응 RLS MOE 검파기보다 우수한 성능임을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper a subspace-based blind interference cancellation is proposed and its performance is analyzed. Then the blind adaptive implementation is developed using the improved natural power method which is the signal subspace tracking algorithm. The theoretical analysis shows that when the exact covariance matrix is known the performance of the proposed detector is the same as that of the decorrelating detector. And when the covariance matrix is estimated the asymptotic results are examined. The results of computer simulation demonstrate that the proposed detector outperforms the previous blind adaptive RLS MOE detector.

I. 서 론

대역 확산 시스템은 군사 및 민간 무선 통신에 오래 전부터 쓰여왔다. 그 중 부호 분할 다중 접속 시스템은 기존의 무선 셀룰러 통신을 위한 시간 분할 다중 접속/주파수 분할 다중 접속 시스템보다 더 나은 대안으로 많은 기대를 모으고 있다. 특히 직접 수열 대역 확산 변조를 이용한 부호 분할 다중 접속 시스템은 개인, 셀룰러, 그리고 인공 위성 통신 서비스까지 널리 쓰이고 있다. 직접 수열 부호 분할 다중 접속 시스템에서는 모든 사용자가 동시에 같

은 주파수로 보내지만, 수신기에서는 각각 다른 서명 수열을 사용하여 각 사용자의 신호를 분리한다. 현재의 IS-95같은 부호 분할 다중 접속 시스템에서는 한 사용자 정합 여파기를 사용하는데, 이것은 다른 사용자의 신호에 의해 발생하는 다중 사용자 간섭을 고려하지 않는 방식이다. 하지만 수신기에서 다중 사용자 간섭을 제거하는 다중 사용자 검파기를 통해 상당한 성능 향상을 얻을 수 있다. 다중 사용자 검파기 중에서 최대우도 (maximum likelihood) 검파기^[1]는 뛰어난 성능을 갖지만 사용자 수에 따라 복잡도가 지수적으로 증가하므로 실제 구

* 한국과학기술원 전자전산학과 통신신호처리 연구실 (yun@csplab.kaist.ac.kr)

** 한국과학기술원 전자전산학과 통신신호처리 연구실 (hmkim@csplab.kaist.ac.kr)

논문번호 : K01088-0228, 접수일자 : 2001년 2월 28일

* 본 연구는 한국학술진흥재단 자유공모과제(과제번호:98-001-E00775)의 연구비 지원에 의하여 수행한 연구임.

현은 불가능하다. 따라서 성능은 떨어지더라도 복잡도가 작은 다중 사용자 검파기들이 연구되어 왔다 [2],[3].

최근에는 통신환경이 변하는 동적인 채널에서 적은 계산량으로 통신을 할 수 있는 적응 다중 사용자 검파기에 관한 연구가 이루어지고 있다. 예를 들면 선형 검파기인 최소 평균 제곱 오차 검파기는 학습 수열을 이용하여 변하는 통신 환경에 적응할 수 있다^[4]. 또 다른 대체 선형 검파기로는 적응 상관제거 검파기가 있다. 이것 역시 학습 수열의 전송을 필요로 한다^[5]. 그러나 학습 수열의 전송은 송신기와 수신기 간에 또 다른 채널을 필요로하거나 유용한 정보를 보내는 시간에 수신기가 학습을 해야 하므로 시스템의 효율을 떨어뜨린다. 1990년대 중반에 학습 수열 없이 관심 있는 사용자의 서명 파형과 시간 정보만을 가지고 검파할 수 있는 방식이 제안되었다^[6]. 이처럼 학습 수열 없이 검파하는 방식을 이상 검파라고 부르는데, 이 방식은 특히 하향 링크에서 유용하다. 왜냐하면, 동적인 환경에서는 단말기 사용자가 다른 단말기 사용자의 정확한 정보를 얻는 것은 매우 힘들지만, 단말기 사용자 자신의 정보(서명 파형이나 수신 신호의 세기, 시간 정보 등)들은 이미 알고 있거나 쉽게 알아 낼 수 있다.

본 논문에서는 신호 부공간에서 간섭을 제거하는 이상 간섭 제거 기법을 제안하고 그 성능을 비교 분석한다. 이 방식은 적은 계산량으로 신호 부공간을 추적할 수 있는 개선한 자연 벽 방법(natural power method)을 이용하여 적응 이상 간섭 제거가 가능하도록 하였다. 이 방식은 학습 수열을 필요로 하지 않으며 원하는 사용자의 정보만을 필요로 한다. 또한, 제안한 방식의 성능을 비교 분석하였다.

본 논문의 구성은 서론에 이어 2장에서는 신호 부공간의 원리에 대해 살펴본다. 3장에서는 이상 간섭 제거 기법을 제안하고 성능과 접근적 결과를 분석한다. 4장에서는 새로운 부공간 추적 기법을 제안하고 그 부공간 추적을 통한 이상 적응 간섭 제거 기법을 유도한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 신호 부공간 원리

1. 수신 신호 모형

K 명이 통신하는 기저 대역 디지털 직접 수열 부호 분할 다중 접속 시스템을 생각한다. 수신 신호는

다음과 같이 모형화될 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-M}^M b_k(i) s_k(t-iT-\tau_k) + n(t) \quad (1)$$

이 때, $n(t)$ 는 스펙트럼 밀도가 σ^2 인 백색 정규 잡음이고, 데이터 $b_k(i)$ 는 독립이고 -1과 +1이 일어날 확률이 같은 확률변수이고, $s_k(t)$ 는 k 번째 사용자의 서명 파형이다. A_k 는 k 번째 사용자의 수신 신호 크기이고 τ_k 는 수신 신호의 상대 지연이다. 그리고 T 는 심볼 구간이고 $2M+1$ 은 각 사용자의 각 프레임의 데이터 심볼의 개수이다. 일반성을 잃지 않고 각 사용자의 서명 파형은 다음과 같이 단위 에너지를 가지고 $[0, T]$ 구간에 한정된다고 가정한다.

$$\int_0^T s_k^2(t) dt = 1 \quad k=1, 2, \dots, K \quad (2)$$

직접 수열 대역 확산 다중 접속에서 각 사용자의 서명 파형은 다음과 같은 형태이다.

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} \beta_j^k \psi(t-jT_c), \quad t \in [0, T] \quad (3)$$

이 때, N 은 처리 이득이고 $(\beta_0^k, \beta_1^k, \dots, \beta_{N-1}^k)$ 는 각 성분이 ± 1 의 값을 가지며 k 번째 사용자에게 지정된 서명 수열이다. 그리고 ψ 는 T_c 동안의 정규화된 칩 파형이고, 여기서 $NT_c = T$ 이다.

이 논문에서는 명확성과 간결성을 위해 (1)의 동기 모형을 생각한다. 이때는 $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_K = 0$ 이다. 그러면 수신 신호를 한 심볼 동안만 생각해도 충분하므로 수신 신호의 모형은 다음과 같이 된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + n(t), \quad t \in [0, T]. \quad (4)$$

K 명의 사용자가 있는 비동기 부호 분할 다중 접속 시스템은 사용자가 $2K-1$ 인 동기 시스템과 동등하게 볼 수 있다^[7]. 따라서 이 논문은 동기 시스템을 가정하지만 바로 비동기 시스템으로 확장이 가능하다. 또한, 비동기 부호 분할 다중 접속 시스템은 좀 더 일반적인 다중 사용자의 간섭 뿐 아니라 다른 심볼들 간의 간섭도 있는 분산적인 부호 분할 다중 접속 시스템의 특별한 경우이다. 시간에 따라 변하는 다경로 감쇄 채널의 경우는 이 논문에서 다루는 부공간 접근 방식의 추가적인 연구를 통해 확장이 가능할 것이다.

먼저 기본적인 기호에 대해서 정의하자. 짧은 소문자는 벡터를 나타내고 짧은 대문자는 행렬을 나타낸다. $E(\cdot)$ 은 확률적인 평균 연산을, x^T 는 x 의 전치를, 그리고 I_N 은 $N \times N$ 단위 행렬을 뜻한다. 동기 모형 (4)를 생각하자. 수신기에서 수신 신호가 칩 정합여과기를 통과하여 칩 동안마다 표본화하면 다음과 같다.

$$r[n] \equiv \int_{nT}^{(n+1)T} r(t)\phi(t-nT)dt, n=1, 2, \dots, N \quad (5)$$

(5)의 표본들을 사용하여 N 차원 벡터 r 을 다음과 같이 정의한다.

$$r = [r[1], r[2], \dots, r[N]]^T \quad (6)$$

그러면 수신 신호 $r(t)$ (식 (4))의 이산 시간 표현은 일반성을 잃지 않고 다음과 같이 나타낸다.

$$r = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k + n \quad (7)$$

이 때,

$$s_k = (1/\sqrt{N})[\beta_0^k \beta_1^k \dots \beta_{N-1}^k]^T \quad (8)$$

은 k 번째 사용자의 정규화된 서명 파형 벡터이고 n 은 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma^2 I_N$ 인 백색 정규 잡음이다. 따라서 우리는 이산 시간 모형인 (7)만을 이용하여 검파기를 설계 분석한다.

먼저 원하는 사용자를 첫번째 사용자라 가정한다. 이산 모형 (7)의 수신 신호 r 은 원하는 사용자의 신호 성분, 다른 사용자의 간섭 신호 성분, 그리고 배경 잡음으로 분해할 수 있다. 다른 사용자의 간섭 신호 성분을 다음과 같이 정의한다.

$$f \equiv \sum_{k=2}^K A_k b_k s_k \quad (9)$$

그러면 수신 신호는 다음과 같이 분해된다.

$$r = A_1 b_1 s_1 + f + n \quad (10)$$

또 이 논문의 논의의 편리를 위해 다른 사용자의 간섭 신호 성분과 배경 잡음을 합친 신호를 정의하자.

$$\begin{aligned} r_I &\equiv \sum_{k=2}^K A_k b_k s_k + n \\ &= f + n. \end{aligned} \quad (11)$$

위의 정의들은 이 논문에서 다루는 문제를 자연스럽게 말하고 있다. 우리는 모르는 다른 사용자의 간섭 신호와 배경 잡음이 있는 상황에서 원하는 사용자의 비트 신호를 검파해야만 한다. 이 목적을 위해서 우리는 수신기에서 알 수 있는 수신 표본 신호 r 과 원하는 사용자의 서명 파형을 이용할 수 있다.

2. 신호와 잡음 부공간

편리를 위해 그리고 일반성을 잃지 않고 K 명의 사용자들의 서명 파형 $\{s_k\}_{k=1}^K$ 를 독립이라고 가정한다. $S \equiv [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_K]$, $A \equiv \text{diag}(A_1^2, A_2^2, \dots, A_K^2)$ 로 정의한다. 수신 신호 (7)의 공분산 행렬은

$$\begin{aligned} R &\equiv E\{rr^T\} = \sum_{k=1}^K A_k^2 s_k s_k^T + \sigma^2 I \\ &= SAS^T + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (12)$$

이다. 다른 사용자들의 서명 파형과 신호 크기를 각각 $S_I \equiv [s_2 \ s_3 \ \dots \ s_K]$, $A_I \equiv \text{diag}(A_2^2, A_3^2, \dots, A_K^2)$ 로 정의한다. 다른 사용자들의 간섭 신호 성분의 공분산 행렬과 배경 잡음의 공분산 행렬은 각각 다음과 같이 나타낸다.

$$R_I \equiv E\{f f^T\} = \sum_{k=2}^K A_k^2 s_k s_k^T = S_I A_I S_I^T \quad (13)$$

$$R_n \equiv E\{n n^T\} = \sigma^2 I_N \quad (14)$$

간섭과 잡음 신호 (11)의 공분산 행렬은

$$\begin{aligned} R_I &\equiv E\{r_I r_I^T\} = R_I + R_n \\ &= S_I A_I S_I^T + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (15)$$

이다. 공분산 행렬 R_I 는 반양정치(positive semi-definite)이므로 공분산 행렬 R_I 는 양정치(positive definite)이다. 식 (12)와 식 (15)로부터

$$R_I = R - A_1^2 s_1 s_1^T \quad (16)$$

을 얻을 수 있다. 즉, 간섭과 잡음 신호들의 공분산 행렬은 수신 신호의 공분산 행렬과 원하는 사용자의 신호를 이용하여 얻을 수 있다.

$R_I = V \Lambda V^T$ 를 R_I 의 고유 분해라 하자. 여기서 $V \equiv [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_N]$ 은 R_I 의 고유 벡터 $\{v_k \in R^N\}$ 의 단위직교 행렬이고 $\Lambda \equiv \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N)$ 은 R_I 의 고유값으로 이루어진 대각 행렬

이다. 배경 잡음을 백색 잡음이라고 가정했기 때문에 R_I 의 고유 벡터는 또한 R_I 와 R_n 의 고유 벡터이다. 또한, R_n 의 모든 고유값은 σ^2 이다. 모든 고유값들은 크기 순대로 정렬되어 있다고 가정하고, 또한 고유값에 해당 되는 고유 벡터도 정렬이 되어 있다.

$$\begin{matrix} \lambda_1 & \geq & \lambda_2 & \geq & \dots & \geq & \lambda_N \\ \downarrow & & \downarrow & & & & \downarrow \\ v_1 & & v_2 & & & & v_N \end{matrix} \quad (17)$$

$rank(R_I) = K-1$ 이고 반양정치이므로 행렬 R_I 는 $K-1$ 개의 양의 고유값과 $N-K+1$ 개의 값이 0인 고유값을 가진다. 행렬 R_I 는 $K-1$ 개의 σ^2 보다 큰 고유값과 $N-K+1$ 개의 값이 σ^2 인 고유값을 가진다. 따라서, R_I 의 고유분해는 다음과 같이 주어진다.

$$R_I = V \Lambda V^T = [V_s \ V_n] \begin{bmatrix} \Lambda_s & \\ & \Lambda_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s^T \\ V_n^T \end{bmatrix} \quad (18)$$

이 때, $V = [V_s \ V_n]$, $\Lambda = diag(\Lambda_s, \Lambda_n)$.

$\Lambda_s = diag(\lambda_1, \dots, \lambda_{K-1})$ 은 R_I 의 $K-1$ 개의 가장 큰 고유값들을 포함하고 $V_s = [v_1 \dots v_{K-1}]$ 은 대응되는 단위직교 고유 벡터이다. $\Lambda_n = \sigma^2 I_{N-K+1}$ 과 $V_n = [v_K \dots v_N]$ 은 $N-K+1$ 개의 단위직교 고유 벡터와 그에 해당하는 값이 σ^2 인 고유값을 포함한다. V_s 의 열 벡터들이 형성하는 공간을 신호 부공간이라 하고 V_n 의 열 벡터들이 형성하는 공간을 잡음 부공간이라고 부른다. 또, $span(V_s) = span(S_I)$ 임을 쉽게 알 수 있다.

V 가 단위직교 행렬이므로

$$V_s V_s^T + V_n V_n^T = I_N \quad (19)$$

행렬 $V_s V_s^T$ 은 멱등(idempotent)이고 대칭이다. 따라서, 신호 부공간에 투사하는 직교 투사이다^[7]. 보완 직교 부공간은 V_n 의 열 벡터에 의해 형성되고 그것은 잡음 부공간을 이룬다. $V_n V_n^T$ 은 그 부공간의 직교 투사이다.

3. 근원 저항성

공통적으로 사용되는 다중 사용자 검파기의 성능 척도는 다중 사용자 접근 효율(asymptotic multiuser

efficiency: AME)^[2]이고 다음과 같이 정의되어 있다.

$$\eta_1 \equiv \sup \left\{ 0 \leq r \leq 1 : \lim_{\rho \rightarrow 0} P_e^f(\rho) / Q\left(\frac{\sqrt{r} A_1}{\sigma}\right) = 0 \right\} \quad (20)$$

여기서 $P_e^f(\rho)$ 은 검파기의 에러 확률이고 $Q(x) \equiv (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty e^{-(x^2/2)} dx$ 이다. 다중 사용자 접근 효율은 배경 잡음이 거의 없을 때 에러 확률이 얼마만큼 지수적으로 떨어지는지를 나타내는 척도이다. 이것과 관계된 또 다른 성능 척도는 근원 저항성(near-far resistance)이다. 근원 저항성은 다른 사용자의 에너지가 변할 때 가장 좋지 않은 접근 다중 사용자 효율성이다. 즉, 다른 사용자의 에너지가 원하는 사용자의 에너지보다 훨씬 큰 상황에서 검파기가 얼마나 원하는 사용자의 비트를 잘 검파할 수 있는지를 나타낸다. 근원 저항성은 다음과 같이 정의된다.

$$\bar{\eta}_1 \equiv \inf \{A_k \geq 0, k \neq 1 : \eta_1\} \quad (21)$$

III. 부공간 기반 미상 간섭 제거 기법

1. 최소 제곱 간섭 추정

다른 사용자의 간섭 신호 f 는 S_I 의 열 벡터가 형성하는 부공간 안에 존재한다. 즉,

$$f \in span(S_I). \quad (22)$$

따라서, 수신 신호 r 이 주어져 있을 때 다른 사용자의 간섭 f 의 최소 제곱 추정기는

$$\hat{f} = \arg \min_{f \in span(S_I)} \|r - f_{opt}\|^2 \quad (23)$$

로 부터 얻어지는데 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \hat{f} &= S_I (S_I^T S_I)^{-1} S_I^T r \\ &\equiv P_{S_I} r \end{aligned} \quad (24)$$

이 때, P_{S_I} 는 S_I 의 열 벡터가 형성하는 부공간-신호 부공간-으로의 투사 행렬이다. 또한, $span(V_s) = span(S_I)$ 이므로

$$P_{S_I} = V_s (V_s^T V_s)^{-1} V_s^T = V_s V_s^T \quad (25)$$

이다.

투사 행렬 P_{S_s} 에 의한 간섭 신호 추정 의 의미를 생각해 본다. 수신 신호 r 은 식 (19)로부터 다음과 같이 분해된다.

$$r = V_s V_s^T r + V_n V_n^T r \quad (26)$$

$V_s V_s^T$ 와 $V_n V_n^T$ 는 각각 신호 부공간과 잡음 부공간의 투사 행렬이다. 투사 계수 벡터인

$V_s^T r$ 와 $V_n^T r$ 는 r 의 Karhunen-Loeve 변환에 의해 얻어진다. 신호 부공간의 투사 계수 벡터는

$$\begin{aligned} E\{V_s^T r\} &= 0 \\ \text{cov}(V_s^T r) &= \Lambda_s \end{aligned} \quad (27)$$

그리고 잡음 부공간의 투사 계수 벡터는

$$\begin{aligned} E\{V_n^T r\} &= 0 \\ \text{cov}(V_n^T r) &= \sigma^2 I_{N-K} \end{aligned} \quad (28)$$

식 (27)와 식 (28)에서 투사 계수는 상관성이 없고 각각의 평균 제곱값은 그에 해당하는 고유값임을 알 수 있다. 그리고 잡음 부공간의 투사 계수 벡터는 신호 성분을 전혀 포함하지 않는다. 따라서 우리는 최소 제곱 간섭 추정에 의해 잡음 부공간의 잡음 성분을 신호 성분을 손상하지 않고 제거할 수 있다.

2. 제안한 부공간 기반 이상 간섭 제거 기법
수신 신호에서 추정된 간섭 신호를 제거한 신호는

$$\begin{aligned} \bar{r} &\equiv r - \hat{f} \\ &= (I - V_s V_s^T) r \end{aligned} \quad (29)$$

로 나타난다. 간섭이 제거된 신호 \bar{r} 에서 원하는 사용자의 비트 신호를 검파하기 위해 첫번째 사용자의 정합 여파기를 통과한다. 그러면 원하는 사용자의 결정 통계량(decision statistic)은

$$z = s_1^T (I - V_s V_s^T) r \quad (30)$$

이고, 비트는 경제한기(hard limiter)를 통과하여 검파된다.

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(z) \quad (31)$$

따라서, 간섭 추정과 간섭 제거는 수신 신호 r 이 다음의 선형 검파기 w_1 을 거친 것과 같다.

$$w_1 = (I - V_s V_s^T) s_1 \quad (32)$$

즉, $z = w_1^T r$ 이다.

제안된 방법과 기존의 다른 검파 방법의 관계를 알아보는 것은 아주 흥미로운 일이다. 제안된 방법은 특히 상관제거 검파기^[2]와 아주 긴밀한 관계가 있다. 먼저 보조 정리를 살펴보자.

보조정리 1: 사용자들의 서명 파형 $\{s_k\}_{k=1}^K$ 은 선형 독립이라 가정한다. 그러면 상관제거 검파기 d_1 은 $d_1^T s_1 = 1$ 이고 $k=2, \dots, K$ 일 때 $d_1^T s_k = 0$ 인 부공간 $\text{span}(S)$ 의 안에 있는 유일한 검파기이다.

증명. 증명은 부록 A.1에 보였다.

상관제거 검파기는 원하는 사용자의 신호는 왜곡 없이 통과시키고 다른 사용자의 간섭은 완전히 제거한다. 제안한 검파기도 다른 사용자의 간섭을 완전히 제거한다. 위의 결과를 이용하여 다음의 제안에서 상관제거 검파 방식과 제안한 이상 간섭 제거 방식의 관계를 살펴볼 수 있다.

제안 1: 제안한 검파 방식의 선형 검파기 형태는 식 (32)의 w_1 으로 나타난다. 이 때, 선형 검파기 w_1 과 상관제거 검파기 d_1 은 서로 등가이다.

증명. 증명은 부록 A.2에 보였다.

제안 1에서 등가하다는 (equivalent) 뜻은 두 검파기가 상수배 차이만 난다는 것을 의미한다. 따라서 두 검파기의 결정통계량은 다르지만 검파된 비트는 동일하고, 성능도 동일하다.

3. 제안한 간섭 제거기의 근원 저항성

일반적으로 디지털 통신에서 주요한 성능 평가 척도는 비트 오류율이다. 하지만 다중 사용자 환경에서는 다중 사용자 간섭이 성능 저하의 주된 요인이며, 다중 사용자 간섭이 비트 오류율에 미치는 영향을 나타내는 척도로 다중 사용자 접근 효율이 있다. 근원 저항성은 다중 사용자 접근 효율이 가장 열악한 경우이며 사용자간의 전력 차이에 대한 강인한 정도를 나타낸다.

식 (30)와 식 (10)에서 결정통계량은 다음과 같이 나타난다.

$$z = s_1^T (I - V_s V_s^T) (A_1 b_1 s_1 + f + \sigma n) \quad (33)$$

$f \in \text{span}(V_s)$ 이므로 f 를 V_s 의 열 벡터가 형성하는 공간에 투사 했을 때, 신호가 전혀 변형되지 않

는다. 따라서, 식 (25)에서

$$f = V_s V_s^T f \quad (34)$$

가 된다.

식 (33)의 결정통계량은 식 (34)를 이용하여 다음과 같이 풀어 쓸 수 있다.

$$z = A_1 b_1 (1 - s_1^T V_s V_s^T s_1) + \varepsilon \quad (35)$$

여기서,

$$\varepsilon = \sigma s_1^T n - \sigma s_1^T V_s V_s^T n \quad (36)$$

로써 정규 확률 변수이다. 평균은 0이고 분산은

$$E(|\varepsilon|^2) = \sigma^2 (1 - s_1^T V_s V_s^T s_1) \quad (37)$$

이다. 따라서, 비트 오류율은 다음과 같이 나타낸다.

$$P_1^e = Q\left(\frac{A_1}{\sigma} \sqrt{1 - s_1^T V_s V_s^T s_1}\right) \quad (38)$$

위의 비트 오류율에서 식 (20)와 (21)으로부터 제안한 간섭 제거기의 다중 사용자 접근 효율과 근원 저항성은 다음과 같이 구해진다.

$$\eta_1 = \bar{\eta}_1 = 1 - s_1^T V_s V_s^T s_1 \quad (39)$$

상관제거 검파기^[2]와 최소평균제곱오차 검파기^[3]는 근원 저항성이 최적인 검파 형태이다. 제안 1에서 제안한 검파기와 상관제거 검파기가 동기이므로 제안한 검파기도 근원 저항성이 최적인 검파기이다.

4. 점근적 결과

지금까지 우리는 신호의 공분산을 가정했다. 하지만 정확한 공분산을 알기 위해서는 무한개의 수신 신호가 필요하고 실제로는 결코 얻을 수 없다. 대신 유한한 개수의 수신 신호로부터 얻는 표본 공분산 행렬을 이용할 수 있다. n 개의 수신 신호의 표본 공분산 행렬은

$$\widehat{R}(n) \equiv \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n r(i) r^T(i) \quad (40)$$

로 표현된다. 또, 식 (16)과 식 (40)으로부터 간섭 잡음의 표본 공분산 행렬은

$$\widehat{R}_1(n) = \widehat{R}(n) - A_1^2 s_1 s_1^T \quad (41)$$

로 나타낼 수 있다.

이 절에서는 제안한 검파기와 그 근원 저항성의 일관성(consistency)과 점근적 한계(asymptotic bound)를 알아본다. 제안한 검파 기법은 선형 검파기 w_1 을 거친 것과 같다. 이것의 표본 공분산 행렬로부터 추정된 검파기는

$$\widehat{w}_1(n) = (I - \widehat{V}_s(n) \widehat{V}_s^T(n)) s_1 \quad (42)$$

이다.

여기서, $\widehat{V}_s(n)$ 는 $\widehat{R}_1(n)$ 의 고유분해 중 신호 부공간을 이루는 고유 벡터로 이루어진 행렬이다. 즉,

$$\widehat{R}_1(n) = \widehat{V}_s(n) \widehat{\Lambda}_s^{-1}(n) \widehat{V}_s^T(n) + \widehat{V}_n(n) \widehat{\Lambda}_n^{-1}(n) \widehat{V}_n^T(n) \quad (43)$$

그리고 추정된 검파기의 근원 저항성은

$$\widehat{\eta}_1(n) = 1 - s_1^T \widehat{V}_s(n) \widehat{V}_s^T(n) s_1 \quad (44)$$

로 얻어진다.

4.1 일관성

수신 신호의 표본들은 독립이고 동일분포라고 가정한다. 그러면 수신 신호의 표본 공분산 $\widehat{R}(n)$ 은 거의 확실히 (almost surely: a.s.) R 로 수렴한다^[8]. 따라서, \widehat{R}_1 도 R_1 로 거의 확실히 수렴한다. 또한, $n \rightarrow \infty$ 이고 $q=1, \dots, K-1$ 일 때 $\widehat{\lambda}_q(n) \rightarrow \lambda_q$ a.s. 이고 $\widehat{v}_q(n) \rightarrow v_q$ a.s.이다^[9]. 그러므로 추정된 검파기와 추정된 검파기의 근원 저항성은

$$\begin{aligned} \widehat{w}_1 &= s_1 - \sum_{q=1}^{K-1} \widehat{v}_q(n) \widehat{v}_q^T(n) s_1 \\ &\rightarrow s_1 - \sum_{q=1}^{K-1} v_q v_q^T s_1 = w_1 \quad \text{a.s. as } n \rightarrow \infty, \end{aligned} \quad (45)$$

$$\begin{aligned} \widehat{\eta}_1 &= 1 - \sum_{q=1}^{K-1} (\widehat{v}_q^T(n) s_1)^2 \\ &\rightarrow 1 - \sum_{q=1}^{K-1} (v_q^T s_1)^2 = \bar{\eta} \quad \text{a.s. as } n \rightarrow \infty. \end{aligned} \quad (46)$$

로 표현된다. 따라서, 추정된 검파기와 추정된 검파기의 근원 저항성 모두 일관성이 있다.

4.2 점근적 한계

먼저 \widehat{R}_1 의 모든 고유값과 가장 큰 $K-1$ 개의 고유 벡터는 다음의 점근적 한계를 가지고 있다^[10].

$$|\widehat{\lambda}_q(n) - \lambda_q| = O_p(n^{-1/2}), \text{ for } q=1, \dots, N \quad (47)$$

$$\|\widehat{v}_q(n) - v_q\| = O_p(n^{-1/2}), \text{ for } q=1, \dots, K-1. \quad (48)$$

따라서, 신호 부공간의 고유 벡터는 다음의 점근적 한계를 가짐을 쉽게 알 수 있다.

$$\|\widehat{V}_s(n) - V_s\| = O_p(n^{-1/2}) \quad (49)$$

여기서, 확률 변수의 수열 $\{a_n\}$ 과 양수의 수열 $\{b_n\}$ 이 주어져 있을 때 $a_n = O_p(b_n)$ 라는 것은

$$\limsup_{n \rightarrow \infty} \sup_{m \geq n} P(|a_m/b_m| > c) \rightarrow 0 \text{ as } c \rightarrow \infty \quad (50)$$

임을 나타낸다. 검파기의 에러 벡터의 크기는 다음과 같이 한정되어 있다.

$$\begin{aligned} \|\widehat{w}_1(n) - w_1\| &= \|(\widehat{V}_s(n) \widehat{V}_s^T(n) - V_s V_s^T) s_1\| \\ &\leq \|(\widehat{V}_s(n) \widehat{V}_s^T(n) - V_s V_s^T)\| \|s_1\| \\ &= \|(\widehat{V}_s(n) \widehat{V}_s^T(n) - \widehat{V}_s(n) V_s^T) \\ &\quad + (\widehat{V}_s(n) V_s^T - V_s V_s^T)\| \\ &\leq \|\widehat{V}_s(n)\| \|\widehat{V}_s(n) - V_s\| \\ &\quad + \|\widehat{V}_s(n) - V_s\| \|V_s\| \end{aligned} \quad (51)$$

$\|\widehat{V}_s(n)\|$ 와 $\|V_s\|$ 는 모두 한정적이다. 또, 식 (49)로부터 제안한 검파기는 다음과 같은 점근적 한계를 가진다.

$$\|\widehat{w}_1(n) - w_1\| = O_p(n^{-1/2}) \quad (52)$$

다음은 제안한 검파기의 근원 저항성의 점근적 한계에 대해 알아보자. 검파기의 점근적 한계와 마찬가지로 근원 저항성의 한계는

$$\begin{aligned} |\widehat{\eta}_1(n) - \eta_1| &= |s_1^T V_s V_s^T s_1 - s_1^T \widehat{V}_s(n) \widehat{V}_s^T(n) s_1| \\ &= |(s_1^T V_s V_s^T s_1 - s_1^T \widehat{V}_s(n) V_s^T s_1) \\ &\quad + (s_1^T \widehat{V}_s(n) V_s^T s_1 - s_1^T \widehat{V}_s(n) \widehat{V}_s^T(n) s_1)| \\ &= |s_1^T (V_s - \widehat{V}_s(n)) V_s^T s_1 \\ &\quad + s_1^T \widehat{V}_s(n) (V_s^T - \widehat{V}_s^T(n)) s_1| \\ &\leq \|V_s - \widehat{V}_s(n)\| \|V_s\| \\ &\quad + \|\widehat{V}_s(n)\| \|V_s - \widehat{V}_s(n)\| \end{aligned} \quad (53)$$

로 얻어진다. 마찬가지로 $\|\widehat{V}_s(n)\|$ 와 $\|V_s\|$ 는 모두 한정적이고, 식 (49)로부터, 제안한 검파기의 근원 저항성은 다음과 같은 점근적 한계를 가진다.

$$|\widehat{\eta}_1(n) - \eta_1| = O_p(n^{-1/2}) \quad (54)$$

IV. 부공간 추적을 통한 미상 적응 간섭 제거기

앞 절에서의 미상 간섭 제거 기법은 신호 부공간의 성분들을 얻었을 때만 가능하다. 신호 부공간 추정을 하기 위한 기존의 접근 방식은 표본 공분산의 고유 분해를 통해서 고유 벡터를 알아내는 것이지만, 계산량이 매우 많아 실시간 응용에서는 쓰일 수 없다. 많은 신호 부공간 추적 기법들이 제안되었지만, 이 절에서는 앞 절에서 제안한 미상 간섭 제거 기법에 알맞은 방식을 제안하고자 한다. 이 방식은 자연 멱 방법을 개선한 방식으로써, 적은 계산량으로 고유 벡터들을 추적하므로 변화하는 환경에 적용할 수 있다.

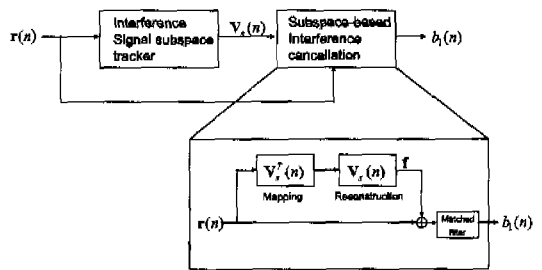


그림 1. 미상 적응 간섭 제거기의 개략도

1. 자연 멱 방법

자연 멱 방법(natural power method)^[11]은 멱 방법(power method)^[7]의 자연스러운 확장이라고 할 수 있다. 멱 방법은 가장 큰 고유값에 해당하는 고유 벡터만을 구할 수 있는 반면, 자연 멱 방법은 신호 공간을 구성하는 고유 벡터를 한꺼번에 구할 수 있다.

가장 큰 고유값에 해당하는 고유 벡터는 멱 방법에 의해 얻어 질 수 있다^[7]. 멱 방법은 다음과 같이 기술된다.

$$\begin{aligned} \text{for } n=1, 2, \dots \\ v_1(n) &= R_I v_1(n-1) \\ \widehat{v}_1(n) &= v_1(n) / \|v_1(n)\| \\ \text{end} \end{aligned} \quad (55)$$

여기서 벡터 $\widehat{v}_1(n)$ 는 n 번째 반복에서 가장 큰 고유값에 해당하는 고유 벡터를 추정된 것이다. 추정된 벡터가 너무 커지거나 작아지는 것을 막기 위해

벡터의 크기를 정규화해야 한다. (55)에서 R_I 가 대칭이므로 다음과 같이 정규화 할 수 있다.

$$\widehat{v}_1(n) = R_I \widehat{v}_1(n-1) / (\widehat{v}_1^T(n-1) R_I^2 \widehat{v}_1(n-1))^{-1/2} \quad (56)$$

이 방법의 수렴 속도는 첫번째로 큰 고유값과 두번째로 큰 고유값의 비로 결정된다. 신호 부공간의 고유 벡터들을 추적할 때라든지, 추적해야 하는 고유 값이 여러 개일때 우리는 자연스럽게 다음과 같은 확장을 생각해 볼 수 있다.

$$\widehat{V}_s(n) = R_I \widehat{V}_s(n-1) / (\widehat{V}_s^T(n-1) R_I^2 \widehat{V}_s(n-1))^{-1/2} \quad (57)$$

$\widehat{V}_s(n)$ 은 $N \times (K-1)$ 행렬이고 각 열 벡터는 R_I 의 신호 공간 고유 벡터를 추정한 것이다. 만약, 초기치 $\widehat{V}_s(0)$ 가 $\widehat{V}_s(0) R_I^2 \widehat{V}_s(0) > 0$ 를 만족한다면 $\widehat{V}_s(n)$ 은 모든 n 에 대해서 단위직교이다. 즉,

$$\widehat{V}_s^T(n) \widehat{V}_s(n) = I \quad \text{for } n=1, 2, \dots \quad (58)$$

(57)에 나타난 알고리즘을 자연 역 방법의 기본 형태라 한다.

2. 간섭 잡음 공분산 행렬 갱신

우리는 수신 신호로부터 r_I 를 알 수 없기 때문에 간섭 잡음 공분산 행렬의 추정은 r_I 로부터 직접적으로 구할 수는 없다. 식 (16)에서 간섭 잡음 공분산 행렬은

$$R_I = E(r_I r_I^T) = E(r r^T - A_1^2 s_1 s_1^T) \quad (59)$$

로 나타낼 수 있다. 실시간 응용에서 보통 공분산 행렬은 지수적인 무게 계수(exponential weighting factor)를 이용하여 구한다. 그리고 간섭 잡음의 공분산 행렬은 식 (59)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\widehat{R}_I(n) = \sum_{i=1}^n a^{n-i} [r(i) r^T(i) - A_1^2 s_1 s_1^T] \quad (60)$$

여기서 지수적인 무게 계수를 이용하는 이유는 먼 과거의 수신 신호에 대한 정보를 잊어버리게 함으로써 정상적(stationary)이지 않은 환경에서 공분산 행렬을 잘 추정하도록 하기 위함이다. a 는 (0,1]

구간 안에 있는 변수로써 잊음 계수(forgetting factor)이다.

식 (60)의 $i=n$ 일 때의 항을 분리해 내면,

$$\widehat{R}_I(n) = a \left[\sum_{i=1}^{n-1} a^{n-1-i} r(i) r^T(i) \right] + r(n) r^T(n) - A_1^2 s_1 s_1^T \quad (61)$$

가 되는데, 식 (61)의 대괄호 속의 부분은 $\widehat{R}_I(n-1)$ 과 같다. 따라서, 간섭 잡음 공분산 행렬의 재귀적인 갱신(recursive update)은 다음과 같다.

$$\widehat{R}_I(n) = a \widehat{R}_I(n-1) + r(n) r^T(n) - A_1^2 s_1 s_1^T \quad (62)$$

3. 제안한 개선된 자연 역 방법

식 (57)의 기본 형태를 바로 구현하면 복잡도가 $O(N^2K) + O(NK^2) + O(K^3)$ 에 달한다. 복잡도를 줄이기 위해 식 (62)의 오른쪽에 $\widehat{V}_s(n)$ 를 곱해 준다.

$$\widehat{R}_I(n) \widehat{V}_s(n) = a \widehat{R}_I(n-1) \widehat{V}_s(n) + r(n) r^T(n) \widehat{V}_s(n) - A_1^2 s_1 s_1^T \widehat{V}_s(n) \quad (63)$$

첫번째 항의 행렬들의 곱을 계산하기 위해서는 $N^{2(K-1)}$ 번의 곱셈이 필요하다. 만약, 다음과 같은 근사가 가능한 경우에는, 더 많은 계산을 줄일 수 있다.

$$\widehat{R}_I(n-1) \widehat{V}_s(n) \approx \widehat{R}_I(n-1) \widehat{V}_s(n-1) \quad (64)$$

이 경우, $\widehat{R}_I(n) \widehat{V}_s(n)$ 을 재귀적인 방법으로 구할 수 있으므로, 복잡도를 $O(NK)$ 로 갱신할 수 있다. 식 (64)의 근사는 $\widehat{V}_s(n)$ 이 천천히 변한다면 정당화될 수 있다. 식 (64)의 근사는 이 논문에서 처음 제안된 것은 아니고, [11], [12]에서 쓰인 바 있다.

논의를 계속하기 위해 $Y(n) \equiv \widehat{R}_I(n) \widehat{V}_s(n)$ 를 정의한다. 그러면 식 (63)과 식 (64)에서 다음을 얻는다.

$$Y(n) = a Y(n-1) + r(n) p_1^T(n) - A_1 s_1 p_2^T(n) \quad (65)$$

여기서

$$p_1(n) = \widehat{V}_s^T(n-1) r(n) \quad (66)$$

$$p_2(n) = A_1 \widehat{V}_s^T(n-1) s_1 \quad (67)$$

이다. 또, $Z(n) \equiv Y^T(n) Y(n)$ 이라고 하면

$$\begin{aligned} Z(n) &= \alpha^2 Z(n-1) + \mathbf{p}_1(n) \mathbf{q}_1^T(n) \\ &+ \mathbf{q}_1(n) \mathbf{p}_1^T(n) - \mathbf{p}_2(n) \mathbf{q}_2^T(n) \\ &- \mathbf{q}_2(n) \mathbf{p}_2^T(n) + \gamma(n) \mathbf{p}_1(n) \mathbf{p}_1^T(n) \\ &- \tau(n) \mathbf{q}_2(n) \mathbf{p}_1^T(n) - \tau(n) \mathbf{p}_1(n) \mathbf{q}_2^T(n) \\ &+ A_1^2 \mathbf{p}_2(n) \mathbf{p}_2^T(n) \end{aligned} \quad (68)$$

이다. 여기서,

$$\mathbf{q}_1(n) = \alpha Y^T(n-1) \mathbf{r}(n) \quad (69)$$

$$\mathbf{q}_2(n) = \alpha A_1 Y^T(n-1) \mathbf{s}_1 \quad (70)$$

$$\gamma(n) = \mathbf{r}^T(n) \mathbf{r}(n) \quad (71)$$

$$\tau(n) = A_1 \mathbf{r}^T(n) \mathbf{s}_1 \quad (72)$$

이다. 식 (65)와 식 (68)에서 $Y(n)$ 과 $Z(n)$ 을 갱신하기 위해서는 $\mathcal{O}(NK)$ 의 복잡도만을 요구한다. 이제, 식 (57)의 자연 맥 방법은 다음과 같이 된다.

$$\widehat{\mathbf{V}}_s(n) = Y(n) Z^{-1/2}(n) \quad (73)$$

식 (73)의 구현은 복잡도가 $\mathcal{O}(NK^2) + \mathcal{O}(K^3Z)$ 이다. 기본 형태의 자연 맥 방법을 바로 구현하는 것보다 복잡도가 많이 줄어든다.

V. 모의 실험 및 고찰

성능 분석을 위해 선택한 모의 실험 환경은 겹파하고자 하는 사용자가 다른 사용자보다 전력이 매우 작은 근원 환경이다. 처리 이득이 64인 동기 부호분할 다중접속 시스템을 가정하고, 원하는 사용자를 첫번째 사용자라 한다. 각 사용자들의 서명 수열은 무작위 수열을 사용한다. 다른 사용자들은 원하는 사용자보다 전력이 10dB 높다. 즉, $k=2, \dots, K$ 일 때, $A_1^2/A_k^2=10$ 이다. 제안한 기법과 정합 여파기, 적응 RLS MOE 검파기^[13], 상관제거 검파기^[2]를 비교한다.

그림 2는 사용자가 16명이고 잊음 계수가 0.995인 경우에 모의 실험을 보여준다. 각 적응 알고리즘이 안정 상태에 있을 때의 비트 오류율이다. 제안한 기법은 정확한 공분산 행렬을 알고 있을 때는 상관제거 검파기와 성능이 같지만, 정확한 공분산 행렬은 결코 얻을 수 없다. 따라서, 제안한 검파기의 성

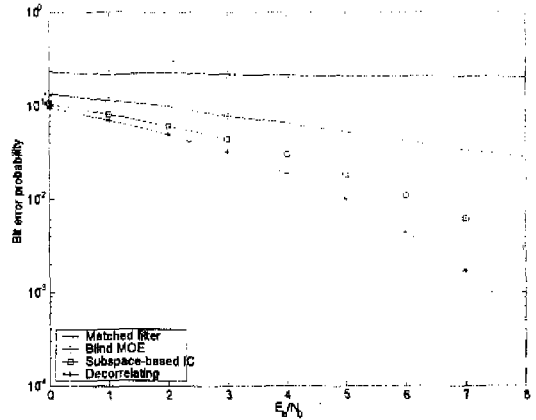


그림 2. E_b/N_0 에 따른 여러가지 검파기의 비트 오류율 비교. 처리이득은 64, 무작위 서명 수열, 사용자수는 16명, 잊음 계수는 0.995.

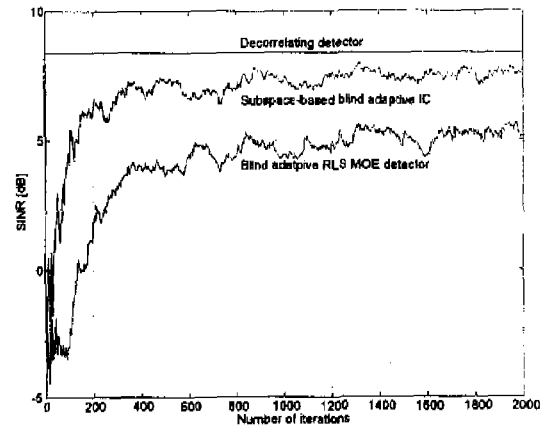


그림 3. 신호 대 간섭 잡음비. 처리이득은 64, 무작위 서명 수열, 사용자수는 16명, $E_b/N_0=6\text{dB}$, 잊음 계수는 0.995.

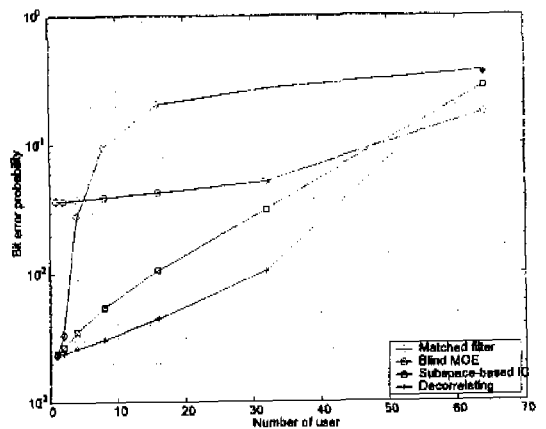


그림 4. 사용자수에 따른 여러가지 검파기의 비트 오류율. 처리이득은 64, 무작위 서명 수열, $E_b/N_0=6\text{dB}$, 잊음 계수는 0.995.

능 한계는 상관제거 검파기이다. 하지만, 상관제거 검파기는 모든 사용자의 정보를 알아야하는 반면, 제안한 검파기는 원하는 사용자의 정보만으로 검파를 할 수 있다. 또한, 제안한 개선된 자연 역 방법에 기반을 둔 이상 간섭 제거기는 적응 RLS MOE 검파기보다 성능이 훨씬 뛰어나다.

그림 3은 사용자가 16명이고 원하는 사용자에 대한 E_b/N_0 가 6dB일 때 시간에 따른 신호 대 간섭 잡음비의 추적을 그렸다. 그림 2와 마찬가지로 제안한 검파기는 적응 RLS MOE 검파기보다 수렴 속도도 빠르고 신호 대 간섭 잡음비도 높다. 그리고 시간이 지날수록 신호 대 간섭 잡음비가 상관제거 검파기의 것에 접근한다.

그림 4는 원하는 사용자에 대한 E_b/N_0 가 6dB이고 잇음 계수가 0.995일 때 사용자 수에 따른 각 검파기의 성능을 비교한 것이다. 그림 2와 같이 안정 상태에서의 비트 오류율이다. 사용자가 45명 이하일 때 제안한 검파기가 적응 RLS MOE 검파기보다 성능이 좋다. 근원 환경이므로 정합 여파기는 사용자 수가 많아짐에 따라 성능이 빠르게 나빠진다.

VI. 결론

이 논문에서 소개된 간섭 제거 기법은 원하는 사용자의 정보만을 이용하여 검파할 수 있도록 설계된 방식으로써, 신호 부공간을 기반으로 하는 것을 기본 개념으로 하고 있다. 이것은 적은 계산량으로 신호 부공간의 성분들을 추출하는 개선된 자연 역 방법을 이용하여 이상 적응 검파 방식의 구현이 가능하다.

제안한 이상 적응 간섭 제거 기법의 성능을 이론적으로 분석한 결과, 정확한 공분산 행렬을 알고 있을 때 상관제거 검파기와 성능이 동일함을 보였다. 하지만, 정확한 공분산 행렬은 무한개의 수신 신호들을 필요로하고 실제로는 얻을 수 없으므로, 검파기의 점근적 결과를 분석하였다. 그 결과 수신 신호의 표본의 수가 많아질수록 우리가 원하는 검파기로 가까이 간다는 것을 입증하였다.

모의 실험 결과 제안한 이상 간섭 제거 기법은 기존의 적응 RLS MOE 검파기보다 비트 오류율뿐만 아니라 수렴 속도도 좋은 것으로 나타났다. 이 논문에서는 동기 시스템을 가정하였으나 추가적인 연구를 통해 제안한 방식의 다경로 감쇄로의 확장도 가능할 것이다.

부 록

A.1 보조정리 1의 증명

각 사용자의 서명 파형의 공분산 행렬은 $\Psi = S^T S$ 로 정의된다. 각 사용자의 서명 파형 $\{s_{k=1}^K\}$ 은 선형 독립이므로 $rank(S) = K$ 이고 Ψ 는 역행렬이 존재한다. 첫번째 사용자의 상관제거 검파기는 다음과 같이 주어진다^[2].

$$d_1 = \sum_{k=1}^K [\Psi^{-1}]_{1k} s_k \quad (74)$$

$rank(S) = K$ 이므로 d_1 은 $span(S)$ 에 있고 유일하다. 또한,

$$\begin{aligned} d_1^T s_k &= \sum_{i=1}^K [\Psi^{-1}]_{1i} s_i^T s_k \\ &= \sum_{i=1}^K [\Psi^{-1}]_{1i} \Psi_{ik} \\ &= [\Psi^{-1} \Psi]_{1k} \begin{cases} 1, & k=1 \\ 0, & k=2, \dots, K \end{cases} \end{aligned} \quad (75)$$

이다.

A.2 제안 1의 증명

먼저 다음을 정의하자.

$$\begin{aligned} a &\equiv w_1^T s_1 \\ &= s_1^T (I - V_s V_s^T) s_1 \\ &= 1 - s_1^T V_s V_s^T s_1 \end{aligned} \quad (76)$$

첫번째 등호는 V_s 의 대칭성으로부터 얻어진다. $a \neq 0$ 임을 모순에 의해 보이자. 벡터 m 을 다음과 같이 정의하자.

$$m = V_s V_s^T s_1 \quad (77)$$

만약 $a=0$ 이라고 가정하면 V_s 의 단위 직교성을 이용하여 다음을 얻는다.

$$\begin{aligned} \|m\|^2 &= s_1^T (V_s V_s^T)^T V_s V_s^T s_1 \\ &= s_1^T V_s V_s^T s_1 \\ &= s_1^T m \\ &= 1 \end{aligned} \quad (78)$$

$\|s\|^2 = 1$ 이므로 $m = s_1$ 이다. 이것은 $\{s_k\}_{k=1}^K$ 의 선형 독립에 모순이다. 따라서 $a \neq 0$ 이다.

이제 $k=2, \dots, K$ 일 때 $w_1^T s_k = 0$ 임을 보이자.

$s_k \in \text{span}(V_s)$ 이므로 $s_k = V_s p$ 를 만족시키는 p 를 얻을 수 있다. 따라서, 다음과 같은 사실을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} w_1^T s_k &= s_1^T (I - V_s V_s^T) s_k \text{ for } k=2, \dots, K \\ &= s_1^T (I - V_s V_s^T) V_s p \\ &= s_1^T (V_s - V_s V_s^T V_s) p \\ &= 0 \end{aligned} \quad (79)$$

마지막 등호는 V_s 의 단위 직교성으로부터 얻어진다. 따라서, 우리는 보조정리 1로부터 $w_1/a = d_1$ 임을 알 수 있다. 비트 검파는 양수배의 차이에 의해서는 달라지지 않으므로 제안한 검파기법과 상관제거 검파기는 동등하다.

참 고 문 헌

[1] S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 32, pp. 85-96, Jan. 1986.

[2] R. Lupas and S. Verdu, "Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 35, pp. 123-136, Jan. 1989.

[3] U. Madhow and M. L. Honig, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 3178-3188, Dec. 1994.

[4] S. L. Miller, "An adaptive direct-sequence code-division multiple-access receiver for multiuser interference rejection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 1556-1565, Feb./Mar./Apr. 1995.

[5] D. S. Chen and S. Roy, "An adaptive multiuser receiver for CDMA systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, pp. 808-816, June 1994.

[6] M. Honig, U. Madhow, and S. Verdu, "Blind multiuser detection," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 41, pp. 944-960, July 1995.

[7] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD: Johns Hopkins Univ. Press, 1996.

[8] W. F. Stout, *Almost Sure Convergence*. New

York: Academic, 1974.

[9] M. Viberg and B. Ottersten, "Sensor array processing based on subspace fitting," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, pp. 1110-1120, May 1991.

[10] G. Xu and T. Kailath, "Fast subspace decomposition," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, pp. 539-551, Mar. 1994.

[11] Y. Hua, Y. Xiang, T. Chen, K. Abed-Meraim, and Y. Miao, "Natural power method for fast subspace tracking," in *Proc. IEEE Workshop on Neural Networks for Signal Processing*, Madison, WI, Aug. 1999, pp. 176-185.

[12] B. Yang, "Projection approximation subspace tracking," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 44, pp. 95-107, Jan. 1995.

[13] H. V. Poor and X. Wang, "Code-aided interference suppression in DS/CDMA communications—Part II: Parallel blind adaptive implementations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1112-1122, Sept. 1997.

윤 연 우(Yonwoo Yoon)

정회원

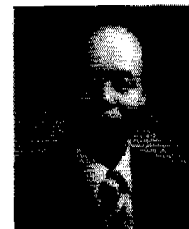


1999년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 학사
2001년 2월 : 한국과학기술원
전자전산학과 석사
1996년 3월~현재 : 한국과학기술원
전자전산학과
박사과정

<주관심 분야> CDMA, 다중사용자 검파기

김 형 명(Hyung-Myung Kim)

정회원



1974년 2월 : 서울대학교 공학사
1982년 4월 : 미국 Pittsburgh
대학 전기공학과 석사
1985년 12월 : 미국 Pittsburgh
대학 전기공학과
공학박사

1986년 4월~1992년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수

1992년 9월~2000년 2월 : 한국과학기술원 전기 및

전자공학과 부교수

2000년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기·및 전자공학
학과 교수

<주관심 분야> 이동 통신 기술, 디지털 신호와 영상
처리, 다차원 시스템 이론, 다중사용자
검파기