채널 정보에 따른 여러 가지 부호분할 다중접속 시스템용 다중 사용자 검파기들

정회원 최 진 호*, 이 용 업**

Multiuser filters for CDMA systems according to channel knowledge

Jinho Choi*, Yong Up Lee** *Regular Members*

요 약

채널 정보에 따른 다중 사용자 검파기를 생각한다. 채널 정보를 완벽하게 아는 경우에는 최대 신호 대 간섭 잡음비 성능 기준을 사용하여 다중 사용자 검파기를 얻을 수 있고, 이를 일반화하면 채널 정보가 부족한 경우에도 다중사용자 검파기를 얻을 수 있다.

ABSTRACT

We consider multiuser filter vectors depending on knowledge of channels. Firstly, we construct a multiuser filter vector with perfect knowledge of channels. This multiuser filter vector has been obtained under the maximum signal to interference-plus-noise ratio performance criterion. Through a generalization, multiuser filter vectors can be obtained for the case of lack of channel knowledge.

Ⅰ. 서론 및 신호 모형

일반적인 부호분할 다중접속(CDMA) 시스템은 수신신호를 정합 여파기(matched filter)로 검파하여 적절한 성능을 얻는다[1]. 만일 사용자가 다른 사용자들에 비해 큰 신호로 전송하면, 다른 수신기에서 얻은 신호는 상대적으로 미약하게 되며 확산수열의 상호상관(cross correlation) 성질로 인해 적절한 신호 대 간섭 잡음 비를 얻지 못하는 원근문제(near-far problem)가 생긴다[5]. 이를 해결하기 위해 다중 사용자 검파(multiuser detection) 연구가 활발히 진행되어 왔는데 [3-5]에 우수한 연구 결과를 얻은 것이 있다.

[4]에서는 블라인드(blind) 방식으로 문제 해결을 생각하여 새로운 알고리즘을 얻었는데, 제안된 알고리즘은 성능 향상을 위해 여러 번의 반복 계산으로 다른 사용자 신호를 억제하여 원근 저항성(near-far resistivity)을 갖게 하는 검파 방식이다. 또 채널벡터와 다른 사용자의 확산수열(spreading sequence) 정보가 필요 없는 장점을 가진다.

이 논문에서는 모든 사용자들의 확산수열 정보가 필요하지만 [4]의 방식처럼 성능 향상을 위한 반복 계산이 필요 없고 수신된 신호 특성에 관계없이 간섭과 잡음을 효율적으로 억제하는 새로운 검파 방식을 제안한다. 필터에 근거한 방법을 사용하여 채널 정보에 따른 여러 가지 필터 벡터 열(sequence)을 얻는데 최대 신호 대 간섭 잡음 비(maximum signal to interference-plus-noise ratio) 성능 기준을 사용하고, [3]의 방식을 일반화하여 검파 방식을 얻는다. [3]에서는 가산성 백색 정규 잡음(additive white Gaussian noise) 채널이지만, 퍼진 특성이 있는 채널을 생각하였다. 채널 정보는 다중 사용자 필터 벡터를 수월하게 얻기 위해 필요하지만 필터 벡터는 단지 확산 열만 알고 있어도 구할 수가 있고, 얻은 필터 벡터는 다중 사용자 필터 벡터의 초기

* 아델라이드 대학교 전자공학과 ** 한림대학교 정보통신공학부 (yulee@hallym.ac.kr)
논문번호 : 00487-1226 , 접수일자 : 2000년 12월 26일
※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(2000-1-30200-004-2)지원으로 수행되었으므로 이에 고마움을 표시합니다.

값으로 사용될 수 있다. 물론 채널 정보가 있다면, 성능이 더 좋은 필터 벡터를 얻을 수 있다.

일반적으로 확산수열은 쉽게 알 수 있지만, 채널 벡터는 초기(training) 수열 또는 블라인드 방식을 사용하여 추정하는데[2], 초기 수열을 이용한 채널 추정 방식은 계산 양이 적고, 규칙적으로 초기 수열을 전송해야 되므로 정보 대역폭 손실이 생기고, 블라인드 채널 추정 방식은 계산 양이 많고, 시스템 가격이 증가하게 된다. 약간의 성능 저하를 고려하면 부족한 채널 정보 환경에서 사용할 수 있는 일반화된 검파 방식을 얻을 수 있는데, 채널 벡터 추정은 하지 않고 정합 여파 방식과 같이 확산 수열만으로 검파하면 계산적인 면에서 확실한 효과를 얻을 수 있다.

[2,4]에서 다룬 것과 같은 부호분할 다중접속 시스템의 역방향 링크[1]를 생각하자. K개 사용자들이 부호분할 다중접속 채널을 통해 동시에 신호를 전송한다고 하자. $\{s_{(k)}[m]\}$이 k번째 사용자 심벌 열(symbol sequence)이면, $s_{(k)}[m]$은 유한한 알파벳 S의 구성원이 된다. 예를 들어, 이진 위상 시프트 키잉(BPSK) 방식 신호인 경우 $S=\{-1,1\}$이고, 직교 위상 시프트 키잉(QPSK) 방식 신호인 경우 $S=\{(\pm1\pm j)/\sqrt{2}\}$이다. k번째 사용자 심벌은 프로세싱 이득(processing gain)이 N인 주기(periodic) 확산 수열 $c_{(k),l}$에 의해 변조된다. 즉,

$$d_{(k),Nm+l} = c_{(k),l}\, s_{(k)}[m],$$

여기서 l은 프로세싱 이득 변수이며, $d_{(k),l}$은 k 번째 사용자의 변조된 확산 수열이다. 채널은 퍼진 특성이 있고, 이를 유한 임펄스 응답(FIR)으로 모형화하여 채널 임펄스 응답 항수는 M이며, 각 사용자의 채널 임펄스 응답 항 수는 같다고 하자. 그러면, k 번째 (사용자) 신호의 채널 출력은 다음 같이 된다.

$$x_{(k),l} = \sum_{i=0}^{M-1} h_{(k),i}\, d_{(k),l-i}.$$

여기서 $h_{(k),i}$는 k 번째 사용자 채널의 채널 임펄스 응답이다. 이 논문을 통해 [1]의 가정과 같이 최대 지연 확산(maximum delay spread) 은 심벌 시간(duration)에 비해 적다고 가정하자. 즉, $M<N$ 이다. 이 가정은 프로세싱 이득 N이 충분히 크면 타당하다.

동기 시간을 알 수 있는 수신 신호 $x_{(k),l}$을 다음과 같이 벡터 열로 구성하자.

$$\mathbf{x}_{(k)}[m] = [x_{(k),Nm}\ x_{(k),Nm+1}\ \cdots x_{(k),Nm+N-1}]^T$$
$$= \mathbf{D}_{(k)}[m]\ \mathbf{h}_{(k)},$$

여기서

$$\mathbf{D}_{(k)}[m] = \begin{bmatrix} d_{(k),Nm} & d_{(k),Nm-1} & \cdots & d_{(k),Nm-M+1} \\ d_{(k),Nm+1} & d_{(k),Nm} & \cdots & d_{(k),Nm-M+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{(k),Nm+N-1} & d_{(k),Nm+N-2} & \cdots & d_{(k),Nm+N-M} \end{bmatrix}$$

이고 $\mathbf{h}_{(k)} = [h_{(k),0}\ h_{(k),1}\ \cdots\ h_{(k),M-1}]^T$ 이다.

$\mathbf{x}_{(k)}[m]$벡터는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{x}_{(k)}[m] = \mathbf{A}_{(k)}\ \mathbf{h}_{(k)} s_{(k)}[m] + \mathbf{B}_{(k)}\ \mathbf{h}_{(k)} s_{(k)}[m-1], \quad (1)$$

여기서

$$\mathbf{A}_{(k)} = \begin{bmatrix} c_{(k),0} & 0 & & 0 \\ c_{(k),1} & c_{(k),0} & \ddots & 0 \\ & & & \\ c_{(k),N-1} & c_{(k),N-2} & & c_{(k),N-M} \end{bmatrix}$$ 와

$$\mathbf{B}_{(k)} = \begin{bmatrix} 0 & c_{(k),N-1} & & c_{(k),N-M+1} \\ 0 & 0 & \ddots & c_{(k),N-M+2} \\ & & & \\ 0 & 0 & & 0 \end{bmatrix}$$ 이다.

만일 부호분할 다중접속 채널이 동기가 되고, 원하는 사용자가 k번째이면 K개 사용자들로부터 수신된 신호 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}[m] = \mathbf{x}_{(k)}[m] + \sum_{i\neq k} \mathbf{x}_i[m] + \mathbf{n}[m], \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{n}[m] = [n_{Nm}\ n_{Nm+1}\ \cdots\ n_{Nm+N-1}]^T$은 배경 잡음 벡터이다. n_l은 평균이 영이고, 분산이 $\sigma^2(=E[|n_l|^2])$인 복소 백색 정규(complex white Gaussian) 확률 변수이다. 만일 부호분할 다중접속 채널이 동기가 되지 않으면 $\mathbf{A}_{(i)}$와 $\mathbf{B}_{(i)}$행렬을 수정하고 (2)식을 변경하면 된다. 편의를 위해 다음의 새로운 벡터를 정의하자.

$$\mathbf{a}_{(k)} = \mathbf{A}_{(k)}\ \mathbf{h}_{(k)} 와\ \mathbf{b}_{(k)} = \mathbf{B}_{(k)}\ \mathbf{h}_{(k)}. \quad (3)$$

그러면 $\mathbf{x}_{(k)}[m]$벡터는

$$\mathbf{x}_{(k)}[m] = \mathbf{a}_{(k)} s_{(k)}[m] + \mathbf{b}_{(k)} s_{(k)}[m-1] \quad (4)$$

이며 $\mathbf{b}_{(k)} s_{(k)}[m-1]$는 심벌간 간섭 (intersymbol

1) 이동국에서 기지국으로 전송 채널

interference, ISI)이고,

$\{\mathbf{a}_{(i)}s_{(i)}[m],\ \mathbf{b}_{(i)}s_{(i)}[m-1];\ i\neq k\}$은 다중 사용자간 간섭(Multiuser interference, MUI)과 자체 심벌간 간섭이다.

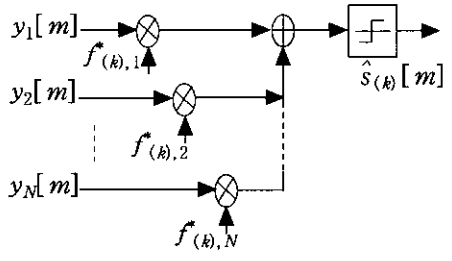


그림 1. 다중사용자 검파용 시스템 블록도

Ⅱ. 채널 정보가 완벽한 경우 다중 사용자 검파기

$s_{(k)}[m]$을 얻기 위해, $N\times 1$크기의 유한 임펄스 응답 필터 벡터인 $\mathbf{f}_{(k)}$를 구해 보자. 그림 1 같은 시스템 블록도에서 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터를 사용하여 심벌을 추정하면

$$\hat{s}_{(k)}[m]=\ \mathbf{f}_{(k)}^{H}\,\mathbf{y}[m] \tag{5}$$

가 된다. $\mathbf{f}_{(k)}$벡터는 심벌간 간섭과 다중 사용자간 간섭 모두를 감소시킬 수 있다. 이미 알거나 혹은 추정한 채널 벡터를 가지고 신호 대 간섭 잡음비를 최대로 하는 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터를 얻어보자. 심벌간 간섭과 다중 사용자간 간섭 성분을 $\mathbf{i}_{(k)}[m]$벡터라고 하면,

$$\mathbf{i}_{(k)}[m]=\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\mathbf{a}_{(i)}s_{(i)}[m]+\sum_{i=1}^{K}\mathbf{b}_{(i)}s_{(i)}[m-1] \tag{6}$$

이다. 여기서 $\mathbf{i}_{(k)}[m]$의 공분산(covariance) 행렬은 $\mathbf{R}_{(k),I}=E[\ \mathbf{i}_{(k)}[m]\ \ \mathbf{i}_{(k)}^{H}[m]]$이며, 알려진 채널 벡터를 가지고 $\{s_{(i)}[m], i\neq k\}$와 $\{s_{(i)}[m-1]\}$사이 평균을 얻으면 구할 수 있다. 만일 $s_{(k)}[m]$이 서로 독립이면, 공분산 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}_{(k),I}=\ \mathbf{Q}_{(k)}\ \ \mathbf{Q}_{(k)}^{H}$$

여기서

$$\mathbf{Q}_{(k)}=[\ \mathbf{a}_{(1)}\ \ \mathbf{b}_{(1)}\ \cdots\ \mathbf{a}_{(k-1)}\ \ \mathbf{b}_{(k-1)}\ \ \mathbf{b}_{(k)}\ \ \mathbf{a}_{(k+1)}\ \ \mathbf{b}_{(k+1)}\ \cdots\ \mathbf{a}_{(K)}\ \ \mathbf{b}_{(K)}]$$

이다. $\mathbf{Q}_{(k)}$행렬에서 열벡터 수는 간섭 신호수로 생각할 수 있다. (2)와 (6)식에서 최대 신호 대 간섭 잡음비는

$$\gamma(\mathbf{f}_{(k)})=\frac{\mathbf{f}_{(k)}^{H}\mathbf{a}_{(k)}\ \ \mathbf{a}_{(k)}^{H}\mathbf{f}_{(k)}}{\mathbf{f}_{(k)}^{H}E[(\ \mathbf{i}_{(k)}[m]+n[m])(\ \mathbf{i}_{(k)}[m]+n[m])^{H}]\ \mathbf{f}_{(k)}}$$

$$=\frac{\mathbf{f}_{(k)}^{H}\mathbf{a}_{(k)}\ \ \mathbf{a}_{(k)}^{H}\mathbf{f}_{(k)}}{\mathbf{f}_{(k)}^{H}(\ \mathbf{Q}_{(k)}\ \ \mathbf{Q}_{(k)}^{H}+\sigma^2\mathbf{I})\ \mathbf{f}_{(k)}} \tag{7}$$

로 구해진다. [8,9]을 참조하여 최적화 문제를 풀면, 최대 신호 대 간섭 잡음비를 만족하는 필터 백터는

$$\mathbf{f}_{(k)}=\arg\max_{\mathbf{f}}\gamma(\mathbf{f})$$
$$=\beta\ \ \mathbf{R}_{(k)}^{-1}\ \mathbf{a}_{(k)} \tag{8}$$

와 같이 얻어진다. 여기서 β는 상수이며 $\mathbf{R}_{(k)}=\mathbf{R}_{(k),I}+\sigma^2\mathbf{I}$ 이다. 앞에서 구한 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터의 성질에 대해 알아보자.

성질 1 : Zero Forcing 필터

$\mathbf{n}[m]=0$이라 하자. [8]과 같이 $\{\mathbf{e}_{(k),l}\}$과 $\{\lambda_{(k),1}\geq\lambda_{(k),2}\geq\cdots\geq\lambda_{(k),N}\}$을 $\mathbf{R}_{(k)}$행렬의 고유벡터(eigenvector)들과 이에 대응하는 고유치(eigenvalue)들의 집합이라 하면

$\mathbf{E}_{(k)}=[\ \mathbf{e}_{(k),1}\ \ \mathbf{e}_{(k),2}\cdots\ \mathbf{e}_{(k),N}]$와

$\Lambda_{(k)}=\mathrm{diag}\{\overline{\lambda}_{(k),1},\overline{\lambda}_{(k),2},\cdots,\overline{\lambda}_{(k),N}\}$로 새로 행렬을 정의할 수 있고,

$\mathbf{R}_{(k)}=\ \mathbf{E}_{(k)}\ \Lambda_{(k)}\ \ \mathbf{E}_{(k)}^{H}$

로 쓸 수 있다. $G=\mathrm{rank}(\mathbf{Q}_{(k)})$이고, $L=N-G$이라 하자. 만일 $L\geq 1$ 이고

$\mathbf{a}^{H}_{(k)}[\ \mathbf{e}_{(k),G+1}\ \ \mathbf{e}_{(k),G+2}\cdots\ \mathbf{e}_{(k),N}]\neq 0^{T}$이면, 신호 대 간섭 잡음비는 무한 값이 되어 $\mathbf{f}_{(k)}$는 Zero Forcing 필터 벡터가 된다. 만일 배경 잡음벡터 $\mathbf{n}[m]$이 영이 아니면, 신호 대 간섭 잡음비는

$$\gamma(\mathbf{f}_{(k)})=\frac{\mathbf{f}_{(k)}^{H}\mathbf{a}_{(k)}\ \ \mathbf{a}_{(k)}^{H}\mathbf{f}_{(k)}}{\mathbf{f}^{H}_{(k)}\ \mathbf{R}_{(k)}\ \mathbf{f}_{(k)}}$$
$$=\ \mathbf{a}^{H}_{(k)}\ \ \mathbf{R}_{(k)}^{-1}\ \mathbf{a}_{(k)}$$
$$=\sum_{l=1}^{N}\frac{|\ \mathbf{a}_{(k)}^{H}\mathbf{e}_{(k),l}|^2}{\lambda_{(k),l}}$$
$$=\sum_{l=1}^{G}\frac{|\ \mathbf{a}_{(k)}^{H}\mathbf{e}_{(k),l}|^2}{\lambda_{(k),l}}+\frac{\sum_{l=G+1}^{N}|\ \mathbf{a}_{(k)}^{H}\mathbf{e}_{(k),l}|^2}{\sigma^2}$$
$$\geq\frac{\sum_{l=G+1}^{N}|\ \mathbf{a}_{(k)}^{H}\mathbf{e}_{(k),l}|^2}{\sigma^2} \tag{9}$$

가 되고 $\lambda_{(k),G+1}=\lambda_{(k),G+2}=\cdots=\lambda_{(k),N}=\sigma^2$를 이용하여 구한다. σ^2가 영이 됨에 따라 신호 대 간섭 잡음비 $\gamma(\mathbf{f}_{(k)})$는 무한 값이 되는 것을 알 수 있다.

성질 2 : 원근 저항성

I_i를 [8]에서 알 수 있듯이 Range($[\mathbf{a}_{(i)}\ \mathbf{b}_{(i)}]$)[2]인 직교 부공간(orthogonal subspace)[3]이라 하고 $\mathbf{a}_{(k)}$를 I_i 부공간에 대해 직교가 아니라 하자. $\|\mathbf{a}_{(i)}\|$와 $\|\mathbf{b}_{(i)}\|$가 무한 값이면

$\mathbf{f}_{(k)}^H[\mathbf{a}_{(i)}\ \mathbf{b}_{(i)}]=0$이 된다. $\mathbf{f}_{(k)}$는 점근적으로 Range($[\mathbf{a}_{(i)}\ \mathbf{b}_{(i)}]$) 부공간에 직교가 되고 $\mathbf{f}_{(k)}^H\mathbf{a}_{(k)}$는 영이 아니다. 즉, 신호 대 간섭 잡음비는 무한 값이 아닌 유한 값을 갖게 된다.

Ⅲ. 채널 정보가 부족한 경우 다중 사용자 검파기

1. 필터 설계

(8)식의 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터는 matrix pencil식으로 얻을 수 있는, 일반화된 고유치 가운데에 최대 고유치에 대응하는 일반화된 고유벡터이며, 이때 matrix pencil식은

$$\mathbf{a}_{(k)}\ \mathbf{a}_{(k)}^H-\lambda(\mathbf{Q}_{(k)}\ \mathbf{Q}_{(k)}^H+\sigma^2\mathbf{I}) \tag{10}$$

이다. 다른 사용자 채널의 벡터 $\mathbf{h}_{(i),i\neq k}$들은 알 수가 없고, 각 사용자들의 신호 전력이 제어가 가능한 범위 안에 있다고 하자. 이 경우에도 아직까지는 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터를 근사치로 구할 수 있다. $\mathbf{a}_{(i)}$와 $\mathbf{b}_{(i)}$벡터들은 구할 수 없어도 행렬 $\mathbf{A}_{(i)}$와 $\mathbf{B}_{(i)}$는 다음 관계를 이용하여 얻을 수 있다. 즉,

$\mathbf{a}_{(i)}\in$ Range($\mathbf{A}_{(i)}$) 와 $\mathbf{b}_{(i)}\in$ Range($\mathbf{B}_{(i)}$)

이다. 직접적으로 심벌간 간섭과 다중 사용자간 간섭을 억제할 수 있는 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터를 얻는 대신에, 간섭 부공간인 Range($\mathbf{A}_{(i)}$)와 Range($\mathbf{B}_{(i)}$)에 있는 모든 신호들을 억제할 수 있는 필터 벡터를 얻으면 된다. 이는 본래 사용자의 확산 수열뿐 만 아니라, 다중경로에 의해 발생된 $M-1$개의 가상적인 신호들의 수열을 모두 사용자 수열로 생각하겠다는 의미이다. 이를 구체화하기 위해 $\mathbf{Q}_{(k)}$대신에 다음과 같이 새로 정의된 $\mathbf{\Im}_{(k)}$를 사용하자.

$$\mathbf{\Im}_{(k)}=[\mathbf{A}_{(1)}\ \mathbf{B}_{(1)}\cdots\mathbf{A}_{(k-1)}\ \mathbf{B}_{(k-1)}\ (\mathbf{B}_{(k)}\ \mathbf{h}_{(k)})\ \mathbf{A}_{(k+1)}\ \mathbf{B}_{(k+1)}\cdots\mathbf{A}_{(K)}\ \mathbf{B}_{(K)}].$$

여기서, 필터 벡터는 matrix pencil 방식으로 얻을 수 있는 일반화된 고유치 중에서 최대 고유치에 대응하는 일반화된 고유벡터이며, matrix pencil식은

$$\mathbf{a}_{(k)}\ \mathbf{a}_{(k)}^H-\lambda(\mathbf{\Im}_{(k)}\ \mathbf{\Im}_{(k)}^H+\sigma^2\mathbf{I}) \tag{11}$$

가 된다. (11)식을 풀면 $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는

$$\hat{\mathbf{f}}_{(k)}=\arg\max_{\mathbf{f}}\frac{\mathbf{f}^H\mathbf{a}_{(k)}\ \mathbf{a}_{(k)}^H\mathbf{f}}{\mathbf{f}^H(\mathbf{\Im}_{(k)}\mathbf{\Im}_{(k)}^H+\sigma^2\mathbf{I})\mathbf{f}} \tag{12}$$

에서 구할 수 있다. 이와 같이, 다른 채널의 정보 없이 다중 사용자간 간섭과 심벌간 간섭을 동시에 억제할 수 있는 필터 벡터를 얻을 수 있다. 여기서 $\mathbf{\Im}_{(k)}$행렬의 열벡터 수는 간섭 신호들의 유효 수와 같은 점을 알아야 한다.

그런데 (12)식을 풀기 위해서는 M배가 된 간섭 신호들을 다루어야 하므로, $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터 성능은 (8)식에서 구한 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터의 성능에 비해 나빠질 것이 틀림없다. 다음절에서 이를 자세히 다룰 것이다.

다음은 채널 벡터 $\mathbf{h}_{(k)}$를 전혀 알 수 없는 경우를 생각해 보자. 앞과 동일한 개념으로 필터 벡터를 구할 수 있는데, $\mathbf{a}_{(k)}\in$ Range($\mathbf{A}_{(k)}$)이므로 다음 식에서 필터 벡터를 얻을 수 있고

$$\overline{\mathbf{f}}_{(k)}=\arg\max_{\mathbf{f}}\frac{\mathbf{f}^H\mathbf{A}_{(k)}\ \mathbf{A}_{(k)}^H\mathbf{f}}{\mathbf{f}^H(\overline{\mathbf{\Im}}_{(k)}\ \overline{\mathbf{\Im}}_{(k)}^H+\sigma^2\mathbf{I})\mathbf{f}}, \tag{13}$$

여기서

$$\overline{\mathbf{\Im}}_{(k)}=[\mathbf{A}_{(1)}\ \mathbf{B}_{(1)}\cdots\mathbf{A}_{(k-1)}\ \mathbf{B}_{(k-1)}\ \mathbf{B}_{(k)}\ \mathbf{A}_{k+1}\ \mathbf{B}_{(k+1)}\cdots\mathbf{A}_{(K)}\ \mathbf{B}_{(K)}]$$

이다. (12)와 (13)식에서 각각 고려된 간섭 신호들의 유효 수는 큰 차이가 없다. (12)식에서 $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터를 얻기 위해 정확한 신호 부공간인 Span($\mathbf{a}_{(k)}$)을 사용했지만, (13)식은 $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터를 얻기 위해 정확한 신호 부공간보다 더 큰 부공간인 Span($\mathbf{A}_{(k)}$)를 사용하였다. 이는 (13)식에서 얻은 $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터가 신호벡터 $\mathbf{a}_{(k)}$와 정확히 일치하지 않을 수도 있음을 의미한다.

---

2) $\text{Range}(A)\equiv\{y\in C^m\mid y=Ax,\ x\in C^n,\ A\in C^{m\times n}\}$

3) 직교 부공간의 다른 예로는 $\text{Null}(A)\equiv\{x\in C^n\mid Ax=0\}$가 있다.

또, 고려된 간섭 신호들의 유효 수가 같을지라도 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터의 성능은 $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터의 성능에 비해 나빠질 것이다.

만일 사용자의 신호 전력을 조절할 수 없다면 원근 문제가 발생하고, 이를 완화하기 위해 알고리즘을 약간 변경하는 것이 필요하다. P_i가 i번째 사용자 신호 전력이고 $\omega_{(i)}=\sqrt{P_{(i)}}$라 하여 $\bar{\mathcal{T}}_{(k)}$행렬의 $\mathbf{A}_{(i)}$와 $\mathbf{B}_{(i)}$를 $\omega_{(i)}\mathbf{A}_{(i)}$와 $\omega_{(i)}\mathbf{B}_{(i)}$로 대치하자. 이 때 $\bar{\mathcal{T}}_{(k)}$을 변경한 행렬을 $\tilde{\mathcal{T}}_{(k)}$라 하자. 여기서 $\|\mathbf{h}_{(i)}\|^2$는 P_i전력에 비례한다. 변경된 $\tilde{\mathcal{T}}_{(k)}$행렬을 사용하여 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터의 원근 저항성에 대해 알아보자.

성질 3 : 변경된 원근 저항성

I_i를 Range($[\mathbf{A}_{(i)}\ \mathbf{B}_{(i)}]$)인 직교 부공간이라 하고, $\mathbf{A}_{(k)}$는 I_i 부공간에 대해 직교가 아니라 하자. 만일 $\omega_{(i)}$가 무한 값이 되면,

$\bar{\mathbf{f}}_{(k)}^H[\mathbf{A}_{(i)}\ \mathbf{B}_{(i)}]=0$이 된다. 즉, $\mathbf{f}_{(k)}$벡터는 Range($[\mathbf{A}_{(i)}\ \mathbf{B}_{(i)}]$) 부공간에 점근적으로 직교가 되고, $\|\bar{\mathbf{f}}_{(k)}^H\mathbf{A}_{(k)}\|^2$는 영이 아니게 된다.

$\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$ 벡터는 단지 사용자의 확산 수열만 가지고 구할 수 있으므로, 성능 향상을 위해 어떤 반복적인 계산이 필요 없지만, [4]에서는 성능 향상을 위해 반복적인 계산을 사용하였다. 대개 적절한 성능을 얻기 위해 수십 번의 반복 계산이 필요하다. 즉, 수십 개의 심벌을 수신한 후 적절한 성능을 얻기 위해 필터 벡터는 여러 번의 조정이 필요하지만, 이는 신호 복조를 지연시키게 된다. 그런데, 이 논문에서 얻은 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는 직접적으로 지연 없이 적절한 성능을 얻을 수 있다.

2. 신호 대 간섭 잡음비의 경계

일반적으로, $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$와 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터로 최대 신호 대 간섭 잡음비를 얻을 수는 없다. 좀 더 상세한 분석을 위해, 두 개의 퍼짐오차 벡터를 각각 $\hat{\mathbf{p}}_{(k)}=\mathbf{f}_{(k)}-\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$와 $\bar{\mathbf{p}}_{(k)}=\mathbf{f}_{(k)}-\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$라 정의하자. $\bar{\mathcal{T}}_{(k)}\ \bar{\mathcal{T}}_{(k)}^H$(또는 $\tilde{\mathcal{T}}_{(k)}\ \tilde{\mathcal{T}}_{(k)}^H$)와 $\mathbf{Q}_{(k)}\ \mathbf{Q}_{(k)}^H$ 차이는 M과(또는) K증가에 따라 커지므로, 또한 퍼짐오차 벡터들도 커지게 되고, $\mathbf{f}_{(k)}$벡터는 최적이므로 $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$와 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는 최적 벡터에 멀어짐을 의미한다. 퍼짐오차 벡터는 직접적으로 성능 저하와 관련이 있으므로, $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$ 또는 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터의 신호 대 간섭 잡음비는 두 개의 퍼짐오차 벡터 $\hat{\mathbf{p}}_{(k)}$ 또는 $\bar{\mathbf{p}}_{(k)}$가 커짐에 따라 감소하게 될 것이다. 신호 대 간섭 잡음비들 차이는 다음의 성질에서 잘 알 수 있다.

성질 4 : 경계(bound)

$\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$와 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터에 해당하는 신호 대 간섭 잡음비 $\gamma(\hat{\mathbf{f}}_{(k)})$와 $\gamma(\bar{\mathbf{f}}_{(k)})$는 각각 다음과 같다.

$$\gamma(\hat{\mathbf{f}}_{(k)})=\gamma(\mathbf{f}_{(k)})-\frac{\hat{\mathbf{p}}_{(k)}^H(\gamma(\mathbf{f}_{(k)})\mathbf{R}_{(k)}-\mathbf{a}_{(k)}\ \mathbf{a}_{(k)}^H)\hat{\mathbf{p}}_{(k)}}{\hat{\mathbf{f}}_{(k)}^H\mathbf{R}_{(k)}\hat{\mathbf{f}}_{(k)}} \tag{14}$$

와

$$\gamma(\bar{\mathbf{f}}_{(k)})=\gamma(\mathbf{f}_{(k)})-\frac{\bar{\mathbf{p}}_{(k)}^H(\gamma(\mathbf{f}_{(k)})\mathbf{R}_{(k)}-\mathbf{a}_{(k)}\ \mathbf{a}_{(k)}^H)\bar{\mathbf{p}}_{(k)}}{\bar{\mathbf{f}}_{(k)}^H\mathbf{R}_{(k)}\bar{\mathbf{f}}_{(k)}}. \tag{15}$$

또한, $(\gamma(\mathbf{f}_{(k)})\mathbf{R}_{(k)}-\mathbf{a}_{(k)}\ \mathbf{a}(k)^H)$는 nonnegative-definite 행렬이므로

$\gamma(\mathbf{f}_{(k)})-\gamma(\hat{\mathbf{f}}_k)\geq 0$ 와

$\gamma(\mathbf{f}_{(k)})-\gamma(\bar{\mathbf{f}}_{(k)})\geq 0$가 된다.

성질 4에서 신호 대 간섭 잡음비는 임의 양수 $\hat{C}$와 $\bar{C}$에 대해 다음과 같은 경계를 가진다.

$$\gamma(\mathbf{f}_{(k)})-\gamma(\hat{\mathbf{f}}_{(k)})\geq\hat{C}\cdot\gamma(\mathbf{f}_{(k)})\|\hat{\mathbf{p}}_{(k)}\|^2 \tag{16}$$

와

$$\gamma(\mathbf{f}_{(k)})-\gamma(\bar{\mathbf{f}}_{(k)})\geq\bar{C}\cdot\gamma(\mathbf{f}_{(k)})\|\bar{\mathbf{p}}_{(k)}\|^2 \tag{17}$$

또는,

$\gamma(\hat{\mathbf{f}}_{(k)})\leq(1-\hat{C}\|\hat{\mathbf{p}}_{(k)}\|^2)\gamma(\mathbf{f}_{(k)})$

와

$\gamma(\bar{\mathbf{f}}_{(k)})\leq(1-\bar{C}\|\bar{\mathbf{p}}_{(k)}\|^2)\gamma(\mathbf{f}_{(k)})$.

일반적으로 퍼짐오차 벡터의 정량적인 분석은 쉽지 않아서 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터 대신에 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$ 또는 $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$ 벡터 사용에 따른 성능 저하를 분석하는 것은 매우 어렵다. 그러나, 이 논문에서는 몇 가지 정성적인 분석을 할 수 있다.

(1) M이 커짐에 따라 $\gamma(\mathbf{f}_{(k)})$는 증가하고, 퍼짐오

차 벡터도 커지게 된다. 결론적으로, (16)식 또는 (17)식의 신호 대 간섭 잡음비 차이는 M이 커짐에 따라 증가하게 된다.

(2) K가 커짐에 따라 $\gamma(\mathbf{f}_{(k)})$는 감소하고, 퍼짐오차 벡터들은 커지게 된다.

채널 정보가 없어도 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터는 구할 수 있으므로 이 벡터는 신호를 처음 수신할 때 초기 값으로 사용할 수가 있다. 신호를 정확하게 복조한 후에는 판정된 결과를 이용하는 (decision-directed) 방식을 사용하여 채널을 추정할 수 있다. 채널 추정치를 사용하여 $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터 대신에 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터를 얻을 수 있고, 신호 복조를 할 수 있다. 결론적으로, 신호 복조를 좀 더 확실하게 할 수가 있다.

Ⅳ. 컴퓨터 모의실험

채널 정보에 따라 (8)식, (12)식, (13)식을 사용해 얻은 필터 벡터들을 가지고, 신호 대 간섭 잡음비들을 컴퓨터 모의 실험을 통해 얻었다. 그림 2에 결과가 있고, $N=31$이고 $K=7$인 조건에서 M을 바꾸면서 신호 대 간섭 잡음비를 얻은 것이다. 평균 신호 대 간섭 잡음비를 얻기 위해서, 각각 서로 독립적인 100개 확산 수열을 사용하여, 매번 구한 결과를 평균하였다. 이때, 채널 벡터의 계수는 $Re(h_{(k),i}), Im(h_{(k),i}) \sim N(0,1)$확률 특성을 가지며, 서로 독립적이고, 잡음은 $Re(n_l), Im(n_l) \sim N(0,1)$ 분포 특성을 가진다. 이런 조건의 확률 수열과 채널 벡터 계수에서 40심벌을 사용하여 모의실험을 하였고, 결과가 그림 2에 있다.

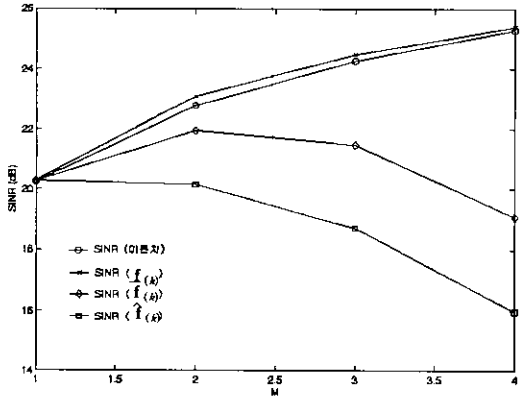


그림 2. M(항 수)에 따른 $\mathbf{f}_{(k)}$, $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$, $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$ 벡터들의 신호 대 간섭 잡음비

그림 2에서 세 개 필터 벡터에서 구한 신호 대 간섭 잡음비는 $M=1$에서 거의 일치함을 알 수 있다. $M=1$에서 채널은 평면 레일리 (flat Rayleigh) 페이딩 채널로 볼 수 있고, $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$ 또는 $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는 통계학적으로 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터와 특성이 동일하여 같은 신호 대 간섭 잡음비를 가짐을 볼 수 있다. M이 커짐에 따라 $\mathbf{f}_{(k)}$벡터의 신호 대 간섭 잡음비는 커지게 되는데, M 증가에 따른 수신된 신호 전력의 증가를 나타낸다.

$\|\mathbf{a}_{(k)}\| \le \|\mathbf{A}_{(k)}\| \|\mathbf{h}_{(k)}\|$이므로 신호 전력 $\|\mathbf{a}_{(k)}\|^2$은 M이 커짐에 따라 증가할 수 있고, 이는 부호 분할 다중 접속 시스템의 경로 다이버시티에 의한 것으로 생각할 수 있고, 동일한 상황을 RAKE 수신기에서 찾을 수 있다[10].

한편 $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$ 또는 $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는 다른 관측 결과들이 나오는데 신호 대 간섭 잡음비는 $M=2$에서 최대가 되고, M이 커짐에 따라 신호 대 간섭 잡음비는 작아진다. (7)식의 $\mathbf{Q}_k\mathbf{Q}_k^H$와 (12)식의 $\mathfrak{I}_k\mathfrak{I}_k^H$ (또는, (13)식의 $\overline{\mathfrak{I}}_k\,\overline{\mathfrak{I}}_k^H$) 차이는 M에 따라 증가하고, 퍼짐 오차 벡터가 커져 성능이 감소함을 3장 2절에서 보았다. 일반적으로 퍼짐 오차 벡터의 정량적인 분석은 쉽지 않아서 $\mathbf{f}_{(k)}$ 대신에 $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$ 또는 $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$ 에 대한 정성적인 분석을 하면 M이 증가할수록 성능은 더욱 더 나쁘게 되며, $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는 $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터에 비해 성능이 우수함을 그림2의 결과에서 알 수 있다.

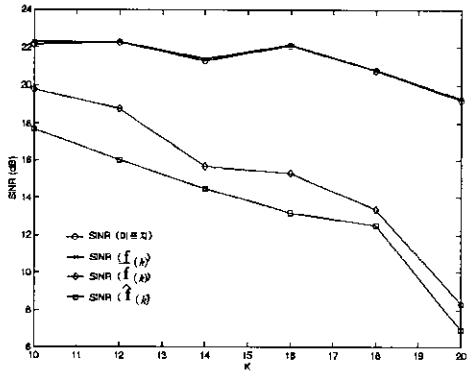


그림 3. K(사용자 수)에 따른 $\mathbf{f}_{(k)}$, $\overline{\mathbf{f}}_{(k)}$, $\hat{\mathbf{f}}_{(k)}$ 벡터들의 신호 대 간섭 잡음비

일반적으로, 부호분할 다중접속 수신기의 성능은 사용자 수가 커질수록 더욱 더 저하된다. 그림 3은 $N=31$과 $M=2$인 조건에서 얻은 신호 대 간섭 잡

음비를 보여 준다. 이때, 각각 서로 독립적인 100개 확산 수열과 채널 벡터에서 얻은 평균 신호 대 간섭 잡음비이며, 사용자수는 10에서 20까지 바꾸었다. 그림 3은 사용자 수 K가 커짐에 따라, 신호 대 간섭 잡음비는 작아짐을 알 수 있다. 또, 정성적인 분석을 하면 (16)과 (17)식의 신호 대 간섭 잡음 비 차이는 K가 증가하면서 크게 변하지 않음을 알 수 있다.

만일 어떤 신호가 지형적인 요인이나 다른 이유로 인해 다른 신호보다 큰 전력을 가지게 되면, 원근 문제가 생긴다. 원근 문제 영향을 자세히 알아보기 위해, $N=31, K=10, M=3$ 조건에서 부호분할 다중접속 시스템을 생각하자. (S1)은 사용자가 한 개인 경우, (S2)는 사용자가 셋인 경우, (S3)는 사용자가 다섯인 경우에 $P_s \geq P_w$인 P_s전력을 가지는 신호들이고, 원하는 사용자를 포함한 나머지 모든 사용자들은 동일한 전력 P_w를 가지고 있다. 이때 전력비 (P_s/P_w)는 원근비이다. 이런 조건에서 확률과정으로 부터 얻은 확산수열을 사용하여 모의 실험을 하였고, (S1)에서 (S3)까지 경우에서 얻은 각각의 결과들을 그림 3에서 그림 5까지 나타냈다. 원근 저항성에 대한 정량적인 분석은 쉽지 않아 몇 가지 정성적인 분석을 하면 다음과 같다.

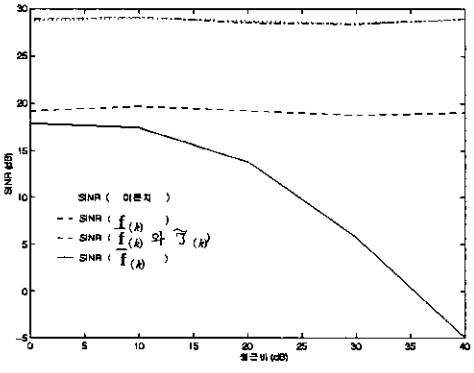


그림 4. 한 개의 강한 간섭 신호가 있을 때 평균 신호 대 간섭 잡음비와 원근비

원근 저항성을 가지기 위해 $\Im_{(k)}$행렬에는 전력 정보가 포함되었고, 신호 대 간섭 잡음비는 50개 채널 벡터들을 평균하여 얻었다. 한 개 간섭 신호가 큰 경우 $\Im_{(k)}$행렬로 얻은 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는 원근 저항성이 있는 것을 볼 수 있는 반면에, $\Im_{(k)}$행렬로 얻은 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는 원근 저항성이 없는 것을 그림 4에서 볼 수 있어서, $\Im_{(k)}$행렬이 원근 저항성을 제공함을 알 수 있다. 그러나, 만일 크기가 큰 간섭 신호의 수가 증가하면, $\Im_{(k)}$행렬로 얻은 $\bar{\mathbf{f}}_{(k)}$벡터는 원근 저항성이 없어짐을 그림 5와 그림 6에서 볼 수 있다. 이는 다중 경로로 인해 유효 간섭 신호수가 커지면서 필터 벡터는 간섭 부공간에 대해 직교하지 않음을 의미한다. 그림 5와 그림 6에서 알 수 있듯이 간섭 신호의 전력은 커짐에 따라, 신호 대 간섭 잡음비는 점점 작아지게 된다.

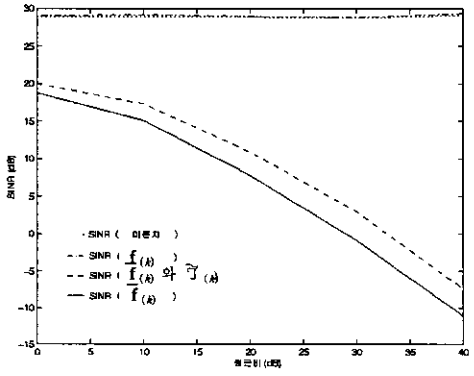


그림 5. 세 개의 강한 간섭 신호가 있을 때 평균 신호 대 간섭 잡음비와 원근비

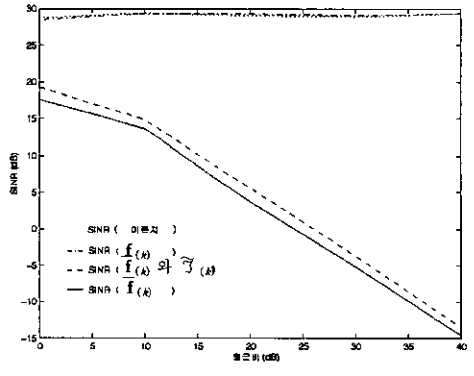


그림 6. 다섯 개의 강한 간섭 신호가 있을 때 평균 신호 대 간섭 잡음비와 원근비

V. 결 론

채널 정보의 유용성에 따라, 여러 가지 다중 사용자 필터 벡터들을 생각해 보았다. 채널 벡터의 추정치가 없어도 다중 사용자 필터 벡터를 얻을 수가 있다. 채널 정보 없이 필터 벡터를 얻으면, 채널 정보를 완벽하게 알고 있을 경우에 비해 성능이 나쁘

지만, 다중 사용자 필터 벡터의 초기 값으로 사용할 수가 있다. 초기 값을 사용하여 신호를 얻고, 얻은 신호로부터 판정된 결과를 이용하는(decision-directed) 방식으로 채널 벡터를 추정할 수 있다. 추정된 채널 벡터를 사용한 다중 사용자 필터 벡터는 완벽한 채널 정보가 있을 때 얻은 것에 비해 비교적 가까운 성능을 얻을 수 있다.

참 고 문 헌

[1] W.C.Y. Lee, "Overview of cellular CDMA," IEEE Tr. Veh. Tech., vol.VT-40, pp.291-301, May 1991.

[2] H. Liu and G. Xu, "A subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA systems," IEEE Tr. Com.., vol.COM -44, pp.1346-1354, October 1996.

[3] U. Madhow and M.L. Hoing, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread spectrum CDMA," IEEE Tr. Com.., vol.COM-42, pp.3178-3188, December 1994.

[4] M.K. Tsatsanis and G.B. Giannakis, "Optimal decorrelating receivers for DS-CDMA systems: a signal processing framework," IEEE Tr. Sig. Proc., vol.SP-44, pp.3044-3055, December 1996.

[5] S. Verdu, Multiuser detection, Cambridge University Press, New York, 1998.

[6] J. Choi and Y.U. Lee, "Multiuser filters for CDMA systems with imperfect channel knowledge," Signal Proc., vol. 81, pp. 211-217,

[7] 김광순, 박소령, 윤석호, 송익호, 이용엽, "기지국 안테나 배열을 쓰는 역상관 검파기의 성능," 한국통신학회지, 24권 5A호, 620-627쪽, 1999년 5월.

[8] G.H. Golub and C.F. Van Loan, Matrix computations, The John Hopkins University Press, Baltimore, 1983.

[9] B.D.O. Anderson and J.B. Moore, Optimal Filtering, Prentice-Hall Press, 1979.

[10] A. Viterbi, CDMA, Addison-Wesley Pub., Reading, MA, 1995.

최 진 호(Jinho Choi)

1989년 2월 : 서강 대학교 전자 공학과 공학사

1991년 2월 : 한국 과학기술원 전기 및 전자과 공학 석사

1994년 2월 : 한국 과학기술원 전기 및 전자과 공학 박사

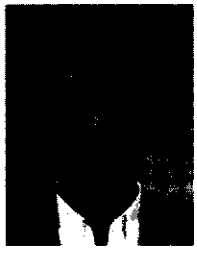
1997년 11월~1999년 2월 : LGIC 선임 연구원

2000년 3월~2001년 2월 : 건국대학교 전자공학과 조교수

2001년 3월~현재 : 호주, 아델라이드 대학교 전자공학과 조교수

<주관심 분야> 이동 통신, 다중사용자 검파

이 용 업(Yong Up Lee) 종신회원



1985년 2월 : 서울 대학교 전자공학과 공학사

1987년 2월 : 한국 과학기술원 전기 및 전자과 공학 석사

1996년 8월 : 한국 과학기술원 전기 및 전자과 공학박사

1987년 8월~1998년 1월 : 삼성전자 정보통신 연구소 선임 연구원

1998년 3월~현재 : 한림대학교 정보통신공학부 조교수

<주관심 분야> 이동 통신 이론, 다중 사용자 검파 스마트 안테나, 배열 신호처리