

# 코드그룹화와 그룹단위 역상관을 이용한 W-CDMA 하향링크에서의 다중사용자 간섭억압기법

정희원 하 원\*, 배정화\*, 임병천\*\*, 박진우\*

## Interference Suppression Based on Code Grouping and Groupwise Decorrelation in W-CDMA Downlink

Won Ha\*, Junghwa Bae\*, Byunchun Lim\*\*, Jinwoo Park\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 다중전송속도를 갖는 DS-CDMA (direct sequence code division multiple access) 하향링크에서 코드의 그룹화와 그룹단위의 역상관을 이용하는 새로운 다중사용자 간섭 억압기법을 제시한다. 다중전송속도를 지원하기 위해 사용되는 OVFS (orthogonal variable spreading factor) 코드에서 모코드와 자코드 간의 상관관계를 이용하여 코드그룹화가 수행된다. 그룹단위의 역상관을 이용하여 제안된 수신기는 기존에 제안된 다른 수신기들보다 비교적 적은 연산복잡도를 가지며, 간섭을 일으키는 다른 사용자에게 대한 정보(코드, 데이터, 진폭 등)가 요구되지 않는다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 수신기는 다중경로 채널 환경에서 기존의 간섭제거방식의 수신기보다 월등한 성능향상을 제공함을 알 수 있었다.

Key Words : Groupwise Decorrelation, Interference Suppression, Code-Grouping, CDMA Downlink

### ABSTRACT

In this paper, we presented a new interference suppression method based on code grouping and groupwise decorrelation for multirate DS-CDMA downlink. The code grouping is accomplished according to the correlation property between the mother code and the child codes in OVFS code tree. Using groupwise decorrelation, the proposed receiver has relatively low computational complexity and does not require any information about interference users, such as code, data, and amplitude. From the simulation results in multipath channels, the proposed receiver is to provide significant performance enhancement.

### 1. 서 론

이상적인 채널에서의 DS-CDMA(direct sequence code division multiple access) 시스템의 하향링크에서, 사용자들의 신호들은 서로 직교적이며 사용자 신호 상호간에 간섭은 없다. 그러나 다중의 전송경로를 갖는 비이상적인 채널의 경우, 다중경로를 통해 수신되는 하향링크에서 사용자들의 신호는 그 직교성을 상실하고 상호간의 간섭이 존재하게 된다.

이러한 간섭을 다중사용자 간섭 또는 다중경로 간섭이라 칭한다. 이러한 간섭성분들을 가산적인 잡음으로 가정하는 정합필터 방식과 레이크 수신기 등의 기존의 수신기는 신호대 잡음비가 충분히 큰 상황에서도 성능의 열화를 가져오고, 이로 인한 성능의 한계가 존재한다. 이러한 간섭의 완화를 위해 비동기적인 상향링크에서 최적의 다중사용자 수신기가 제안되었다[1]. 그러나 이러한 최적 다중사용자 수신기는 그 복잡도가 사용자의 수에 대해 기하급수

\* 고려대학교 전자컴퓨터공학과 무선통신시스템연구실(wonner@korea.ac.kr), \*\* LG전자 정보통신사업본부  
논문번호 : 030497-1111, 접수일자 : 2003년 11월 11일

※ This work was supported in part by University IT Research Center and the Korea University grant.

적으로 증가하기 때문에 여러 가지 수신기들이 그 대안으로 제시되었다. 다중사용자로 인한 간섭을 완화하는 수신기들은 크게 선형적인 필터링을 이용하는 기법과 비선형적인 제거방식을 이용하는 것으로 나뉘어진다[2]. 이러한 수신기들은 우리가 원하는 사용자의 코드나 전력, 지연 등과 같은 정보를 요구할 뿐만 아니라 다른 사용자의 정보도 요구한다. 그러나 하향링크의 수신기인 단말기의 경우에는 이러한 조건을 만족시키기 어렵다. 현재 사용되고 있는 사용자들의 코드 정보나 전력, 지연 등에 관한 정보들은 기지국에서 단말기에 전달해야 하는데, 이를 수행하는 적절한 방법이 존재하지 않는다. 또한 복잡도가 높은 간섭제거 기법들은 단말기의 처리능력이나 제한된 배터리 전력 등에 의해 적절한 방식이라 볼 수 없다.

음성위주의 2세대 이동통신에 비해 데이터 위주의 3세대 이동통신은 시스템의 용량이 하향링크에 의해 제한된다[3]. 이것은 고속의 전송률을 요구하는 이동통신 시스템에서 하향링크의 성능향상이 중요하다는 것을 의미한다. 이러한 이유 때문에 하향링크에서 간섭을 제어 또는 억압하는 기법이 중요한 이슈로 대두되고 있다. 기존에 제안된 대부분의 간섭 억압 기법들은 상향링크에 집중되어 있다. 또한 이들 중 매우 소수의 연구만이 가변 전송률을 갖는 시스템에 적용될 수 있는 기법들이다.

본 논문에서는 다중 전송률을 갖는 DS-CDMA 하향링크에서 그룹단위의 역상관을 이용하는 새로운 간섭 억압 기법을 제안한다. 그룹단위의 신호처리는 OVFSF (orthogonal variable spreading factor) 코드 트리 내에서의 그룹화를 기반으로 하여 이루어진다. 이러한 그룹단위의 신호처리를 이용하여 제안된 수신기는 기존의 방식들보다 복잡도를 상당히 감소시킬 수 있으며, 다중경로로 인한 그룹들간의 간섭을 제거함으로써 성능의 향상을 제공한다.

본 논문의 2절에서는 간섭억압이 사용되는 시스템의 모델과 코드그룹화 방법을 설명하였고, 3절에서는 역상관을 이용하여 상관잡음을 억압하는 방식에 대하여 서술하였다. 4절에서는 성능의 비교를 위한 모의실험의 결과와 다른 수신기와의 연산의 복잡도를 비교하였다. 마지막으로 5 절에서는 결론을 제시하고 논문을 마무리 한다.

## II. 시스템 모델

3세대 이동 통신 시스템은 음성, 영상, 동영상 등

다양한 종류의 서비스를 지원한다. 이러한 멀티미디어 서비스를 지원하기 위하여 시스템은 각각의 서비스에 적당한 가변 전송률을 지원해야 한다. CDMA 시스템에서 가변 전송률을 지원하는 방식은 다수의 코드를 사용하는 방식과 코드길이를 가변적으로 하는 방식 등이 존재한다. W-CDMA 시스템은 이러한 가변 전송률을 지원하기 위하여 OVFSF(orthogonal variable spreading factor) 코드의 가변적인 확산 이득을 이용한다.

그림1에서 볼 수 있는 바와 같이 OVFSF 코드트리에서 모코드는 자기 복제를 통해서 자코드를 발생시킨다. 그림 1의  $C_i^j$ 는  $i$ 번째 레이어의  $j$ 번째 코드를 의미하며, 그 코드의 길이(또는 확산이득)는  $i$ 이다. 코드를 생성하는 자기 복제 방법을 이용하면

$C_1^2 = \{C_1^1, C_1^1\}$  이며  $C_2^2 = \{C_1^1, -C_1^1\}$ 이다. 이러한 자기 복제 법칙에 의해서 자코드는 모코드와 상관값을 이용하여 표현이 가능하다. 일례를 들면, 자코드  $C_4^4 = \{C_2^2, -C_2^2\}$ 를 선택한다면, 모코드

$C_2^2$ 와 자코드  $C_4^4$  사이의 상관값은  $\{1, -1\}$ 이다. 이러한 방식을 계속 적용하면 코드 트리 안의 모든 코드들은 모코드와 상관값으로 표현이 가능하다. 여기에서 같은 모코드에서 생성된 자코드들을 코드그룹이라고 부르기로 한다. 또한 모코드 또는 코드그룹의 가장 높은 레이어에 속하는 코드를 그 코드그룹의 대표코드라 부르기로 한다[2]. 그림 1에서 예를 들면, 코드트리에서 두꺼운 선으로 표시된 코드들은  $C_2^2$ 을 공통적인 모코드로 가지고 있다.

$C_2^2$ 과  $C_2^2$ 은 각각 코드 그룹 1과 2의 가장 높은 레이어에 속하는 코드들이다. 이 경우에  $C_4^4, C_4^4, C_8^8, C_8^8, C_8^8, C_8^8$ 는 코드 그룹 1의 멤버들이 되며,  $C_2^2$ 은 코드 그룹 1의 대표코드가 된다.

위에서 사용한 코드 그룹화 방식을 사용하면 하향링크에서 전송되는 여러 가지의 확산이득들을 갖는 신호를 정해진 대표코드의 확산이득을 이용하여 하나의 전송률을 갖는 신호들로 표현할 수 있다.

$$y(t) = \sum_{g=1}^G X_g(t) = \sum_{g=1}^G \sum_{i=1}^{N_g} \sqrt{w_g B_g^g} C_g(t - (i-1)T_c) \quad (1)$$

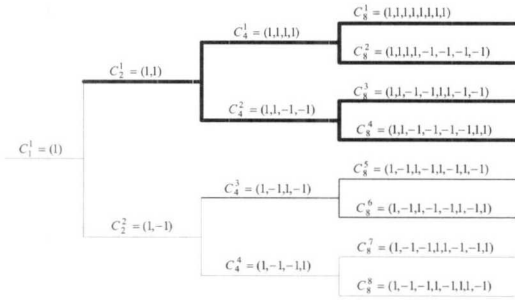


그림 1. OVSF 코드트리에서의 코드 그룹화

여기에서  $X_g$ 는 코드그룹  $g$ 의 다중사용자의 칩 시퀀스이며,  $G$ 는 코드 그룹의 수,  $C_g(t)$ 는 코드 그룹  $g$ 의 대표코드,  $T_c$ 는 칩의 지속시간,  $N_g$ 는 대표코드의 길이 또는 코드그룹의 수,  $B_g^j$ 는  $j$ 번째 부주기에서의 다중사용자 비트 시퀀스, 그리고  $\sqrt{w_g}$ 는 코드그룹  $g$ 의 진폭이다.

다중사용자 간섭을 제거 또는 억압하는 방법들에서 그룹화를 하는 방식들은 같은 확산이득을 갖는 신호들끼리 그룹화하는 방식을 많이 사용한다[8]. 이러한 방식들은 다양한 전송률을 갖는 신호를 그대로 유지하기 때문에 본 논문에서 제시하고 있는 코드 그룹화에 의한 그룹 방식보다 신호처리의 복잡도가 높다. 본 논문에서 제시하고 있는 코드 그룹화 방식을 사용하면 복잡한 다중 전송률을 대상으로 하는 간섭 억압에 대한 문제가 간단한 단일 전송률의 신호를 대상으로 하는 문제로 바뀌게 된다.

전송 채널상에 다중경로와 잡음이 존재한다고 가정하면 수신된 신호  $r(t)$ 는

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} a_p x(t - \tau_p) + n(t) \quad (2)$$

여기에서  $P$ 는 구별 가능한 다중경로의 수,  $\tau_p$ 는  $p$ 번째 경로의 지연,  $a_p$ 는  $p$ 번째 다중경로의 이득, 그리고  $n(t)$ 는 가산백색잡음을 나타낸다. 만약 단말기에서 검출을 원하는 사용자가 코드그룹  $m$ 에 속하는 사용자라고 한다면, 수신신호에서 원하는 사용자가 속한 코드그룹의 신호와 간섭신호와 잡음은 다음과 같이 표현된다.

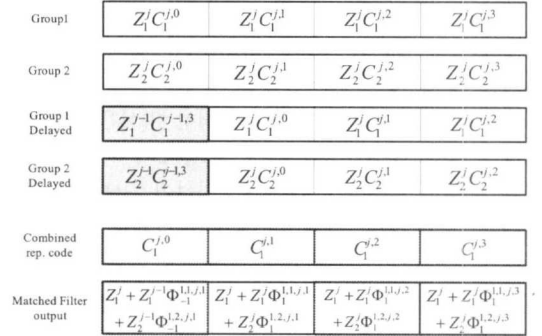


그림 2. 정합필터를 이용한 코드그룹의 간섭 추정 존재하는 상관잡음

$$\begin{aligned}
 r(t) &= D(t) + I(t) + n(t) \\
 &= \sum_{i=1}^{N_g} a_0 X_{g=m}(t - (i-1)T_c - \tau_0) \\
 &\quad + \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{g=1}^{N_g} \sum_{i=1}^{N_g} a_p X_{g=m}(t - (i-1)T_c - \tau_p) \right\} \\
 &\quad + \sum_{p=1}^{P-1} \sum_{i=1}^{N_g} a_p X_{g=m}(t - (i-1)T_c - \tau_p) \\
 &\quad + n(t)
 \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서  $D(t)$ 는 원하는 사용자를 포함하는 코드 그룹의 다중사용자 칩 시퀀스이며,  $I(t)$ 는 다른 코드그룹으로 인한 간섭과 다중경로를 통해 발생하는 자기간섭 성분이다. 수신기의 성능을 개선시키기 위해서는 이러한 간섭 성분들을 억압 또는 제거해야 한다. 이러한 간섭의 억압 또는 제거 과정에서는 가중치가 있는 다중 사용자 비트 시퀀스  $Z_g^j = \sqrt{w_g} B_g^j$ 에 대한 정확한 추정이 요구된다.

예를 들어 그림 2에는 두 개의 코드그룹에 속한 다수의 사용자의 신호가 하향링크 채널에 존재한다. 각각의 코드그룹은  $C_1$ 과  $C_2$ 을 각각의 대표코드로 한다. 각 대표코드의 길이가 4이고, 채널은 단위 이득을 갖는 하나의 직접 경로와 1칩 지연된 경로를 갖는다. 설명의 간략화를 위해 가산잡음은 없는 것으로 가정한다. 그림 2에서  $C_n^j$ 는  $j$ 번째 부주기에서 코드그룹  $n$ 의 대표코드  $C_n$ 의  $i$ 번째 칩이다. 실제의 경우, 이 코드는 확산을 위한 확산코드와 셀 간의 구분을 위한 스크램블링 코드를 함께 표현할 수 있다. 그림의 첫번째 줄과 두번째 줄은 직접경로를 통해 들어오는 코드그룹 1과 2의 신호이다. 세번째 줄과 네번째 줄은 1칩 지연되어 수신되는 코드 그룹 1과 2의 신호이다. 수신단에서는 직접경로에

동기된 확산코드를 수신 신호에 곱하여 역확산을 수행하고 이를 1 비트 추정주기 동안 누적시키면 이를 통해 코드그룹에 속한 사용자들의 신호에 대한 추정값을 얻을 수 있다. 이러한 방식은 정합필터를 이용한 수신방식과 같다. 그림 2의 가장 아래줄은 수신된 신호에 역확산을 위하여 코드그룹 1의 대표코드를 곱한 결과이며 4개의 결과를 합한 값이 코드그룹 1의 신호에 대한 추정치가 된다. 코드그룹 1의 대표코드  $C_1$ 에 대한 정합필터의 출력은 다음의 수식으로 표현된다.

$$R_1^j = 4Z_1^j + (Z_1^{-1}\Phi_{-1}^{1,1,j} + Z_2^{-1}\Phi_{-1}^{1,2,j}) + (Z_1^j\Phi_1^{1,1,j} + Z_2^j\Phi_1^{1,2,j}) \quad (4)$$

$R_1^j$ 는 현재의 j번째 부주기에서의 대표코드  $C_1^j$ 에 대한 정합필터의 출력이며,  $Z_1^{-1}$ 는 직전 (j-1)번째 추정주기에서의 대표코드  $C_1^{j-1}$ 에 대한 가중치가 있는 다중사용자 비트 시퀀스의 정확한 값,  $Z_1^j$ 는 현재의 j번째 부주기에서의 대표코드  $C_1^j$ 에 대한 가중치가 있는 다중사용자 비트 시퀀스의 정확한 값이다.

수식(4)에서  $\Phi_{-p}^{m,n,i}$ 는 j번째 부주기에 존재하는 원하는 사용자가 포함된 코드그룹의 대표코드  $C_m^j$ 와 (j-1)번째 부주기에 존재하는 p 칩 지연된 대표코드  $C_n^{j-1}$ 과의 상관값이다. 또한  $\Phi_p^{m,n,i}$ 는 j번째 부주기에 존재하는 원하는 사용자가 포함된 코드 그룹의 대표코드  $C_m^j$ 와 마찬가지로 j번째 부주기에 존재하는 p 칩 지연된 대표코드  $C_n^j$ 과의 상관값이다. 이 두 변수는 수식(5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Phi_{-p}^{m,n,j} &= \sum_{l=0}^{p-1} \Phi_{-p}^{m,n,j,l} \\ \Phi_p^{m,n,j} &= \sum_{l=0}^{N_g-1} \Phi_p^{m,n,j,l} \end{aligned} \quad (5)$$

여기에서,  $\Phi_{-p}^{m,n,j,l} = C_m^{j,l} C_n^{j-1, N_g-l+p}$  이며,

$\Phi_p^{m,n,j,l} = C_m^{j,l} C_n^{j, N_g+l-p}$ 이다.

각각의 코드그룹의 대표코드들은 서로 직교적이므로,  $\Phi_0^{m,n,j} = 0$ , if  $m \neq n$  이다.

만약 전송채널에 직접경로 하나만이 존재한다면, 대표코드  $C_1^j$ 에 대한 정합필터의 출력은  $C_1^j$ 을 대표코드로 하는 코드그룹의 가중치가 있는 다중사용자 비트 시퀀스에 대한 정확한 추정치를 제공한다. 그러나 다중경로 채널에서는 다른 경로를 거친 각각의 대표코드들에 의한 상관잡음 - 수식 (4)의 두 번째와 세번째 항들 - 으로 인해 추정치가 왜곡된다. 그림 2에서  $\Phi$ 와 관련된 항들은 이러한 상관잡음을 표현하는 항들이다. 확산코드들은 긴 상관주기 동안에는 의사잡음과 같은 성질을 가지므로 이러한 상관잡음은 비트 시퀀스에 대한 추정치보다 매우 작다. 그러나 본 논문에서 제시하고 있는 W-CDMA의 하향링크에서 코드그룹화를 사용하게 되면, 코드의 상관주기가 짧아지고 이는 상대적으로 상관잡음이 증대되는 결과를 낳는다. 그러므로 이러한 대표코드에 대한 정합필터의 출력에 존재하는 상관잡음을 제거하는 것은 수신기의 성능을 높이는 방법을 제공하게 된다.

### III. 그룹단위 역상관을 이용하는 간섭억제 방법

앞에서 설명한 바와 같이 코드그룹의 정확한 다중사용자 칩 시퀀스를 추정하기 위해 수신기는 정합필터의 출력을 사용한다. 그러나 정합필터의 출력에는 다중경로 전파로 인한 상관잡음이 존재한다. 이러한 각 코드그룹에 해당하는 정합필터 출력은 다음의 수식(6)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} R_1^j \\ \vdots \\ R_{N_g}^j \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{N_g} \sum_{\beta=0}^{P-1} \Phi_{\beta}^{1,n,j} a_{\beta} Z_n^j \\ \vdots \\ \sum_{n=1}^{N_g} \sum_{\beta=0}^{P-1} \Phi_{\beta}^{N_g,n,j} a_{\beta} Z_n^j \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{N_g} \sum_{\beta=1}^{P-1} \Phi_{-\beta}^{1,n,j} a_{\beta} Z_n^{j-1} \\ \vdots \\ \sum_{n=1}^{N_g} \sum_{\beta=1}^{P-1} \Phi_{-\beta}^{N_g,n,j} a_{\beta} Z_n^{j-1} \end{bmatrix} + n_j \end{aligned} \quad (6)$$

이것을 행렬의 형태로 고쳐 쓰면 다음의 수식과 같다.

$$R^j = \Phi_+^j Z^j + \Phi_-^j Z^{j-1} + n_j \quad (7)$$

여기에서  $a_p$ 는  $p$ 번째 경로의 이득,

$R^j = [R_1^j, R_2^j, \dots, R_{N_g}^j]^T$ 는 각각의 코드그룹의 대표코드에 대한 현재의  $j$ 번째 부주기에서의 정합필터의 출력 벡터,  $Z^j = [Z_1^j, Z_2^j, \dots, Z_{N_g}^j]^T$ 는 각 코드그룹에 대한 현재의  $j$ 번째 부주기에서의 정확한 다중사용자 비트 벡터, 그리고  $Z^{j-1}$ 는 이전 ( $j-1$ )번째 추정주기에서의 각 코드그룹에 대한 정확한 다중사용자 비트 벡터이다. 그리고  $n_j$ 는 가산 가우시안 잡음 벡터이다.  $(N_g \times N_g)$ 의 크기를 갖는 상관행렬  $\Phi_+^j$  과  $\Phi_-^j$ 는

$$\Phi_+^j = \begin{bmatrix} \sum_{\beta=0}^{P-1} \Phi_{\beta}^{1,1,j} a_{\beta} & \dots & \sum_{\beta=0}^{P-1} \Phi_{\beta}^{1,N_g,j} a_{\beta} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{\beta=0}^{P-1} \Phi_{\beta}^{N_g,1,j} a_{\beta} & \dots & \sum_{\beta=0}^{P-1} \Phi_{\beta}^{N_g,N_g,j} a_{\beta} \end{bmatrix},$$

$$\Phi_-^j = \begin{bmatrix} \sum_{\beta=1}^{P-1} \Phi_{-\beta}^{1,1,j} a_{\beta} & \dots & \sum_{\beta=1}^{P-1} \Phi_{-\beta}^{1,N_g,j} a_{\beta} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{\beta=1}^{P-1} \Phi_{-\beta}^{N_g,1,j} a_{\beta} & \dots & \sum_{\beta=1}^{P-1} \Phi_{-\beta}^{N_g,N_g,j} a_{\beta} \end{bmatrix}$$

각 코드그룹에 대한 정합필터의 출력에 존재하는 상관잡음을 억압하기 위하여, 본 논문에서는 정합필터의 출력에 역상관을 가하는 방식을 사용한다. 수식(7)에서 만약 신호가 잡음보다 훨씬 크다면, 코드그룹들간의 간섭이 제거된 추정치  $\hat{Z}^j$ 는 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\hat{Z}^j = (\Phi_+^j)^{-1} (R^j - \Phi_-^j Z^{j-1}) \quad (8)$$

그림 3은 이러한 역상관을 이용하여 다중사용자 비트 시퀀스에 대한 추정치가 정확한 값과 일치하게 됨을 보여주고 있다. 시스템에는 9명의 사용자가 3개의 그룹에 나뉘어져 있으며, 원하는 사용자가 포함된 코드그룹에는 3명의 사용자가 존재하고 있다. 정합필터의 출력은 3개의 다중경로를 갖는 채널에 의해 왜곡되고 있다. 역상관의 효율을 보기 위해 채널에는 잡음이 없다고 가정하였다. 그림 3에서 볼 수 있는 바와 같이, 정합필터의 출력에 역상관을 취한 후의 값은 다중사용자 비트 시퀀스의 정확한 값과 일치하고 있다.

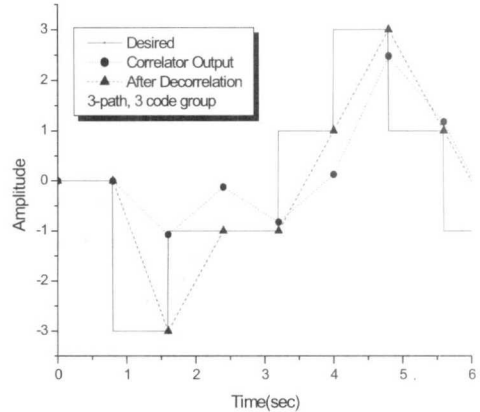


그림 3. 다중경로 채널에서 역상관을 이용하여 수정된 다중사용자 비트 시퀀스

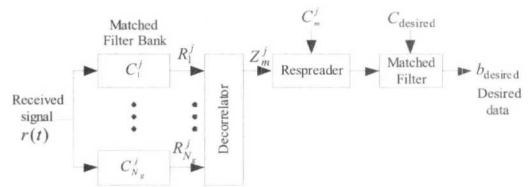


그림 4. 제안된 수신기의 구조

그림4에서는 본 논문에서 제시하고 있는 수신기의 구조를 보여주고 있다. 수신된 신호는 각각의 코드그룹에 대한 정합필터에 의해 다중사용자 비트 시퀀스에 대한 추정치를 출력한다. 이 출력들에 대해 정확한 다중사용자 비트 시퀀스의 추정을 위해 역상관을 취한다. 그 결과는 코드그룹의 개수와 같은 출력이 나오는데, 이 중에서 우리가 검출을 원하는 사용자가 포함된 코드그룹에 대한 값만을 취한다. 이렇게 수정된 다중사용자 비트 시퀀스에 코드그룹의 대표코드를 곱하여 재확산을 하면, 다중사용자 칩 시퀀스가 구해진다. 이 다중사용자 칩 시퀀스는 현재 코드그룹 중에서 사용되고 있는 사용자들의 칩 시퀀스가 모두 더해진 형태이며, 각 사용자의 확산코드에 대해 직교적이다. 그러므로 얻어진 다중사용자 칩 시퀀스에 우리가 검출을 원하는 사용자의 코드에 대한 정합필터를 사용하면 사용자의 데이터가 얻어진다. 역상관에 사용되는 행렬의 계산을 위해 코드간의 상관을 구해야 하는데, 여기에는 모든 코드그룹의 대표코드가 사용된다.

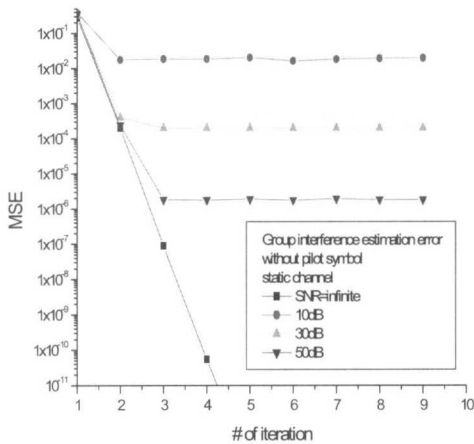


그림 5. 파일럿 심볼을 사용하지 않는 경우의 추정에러

이러한 대표코드들은 OVSF 코드트리에 의해 수신기인 단말기에서도 알 수 있다. 그러므로 기지국에서는 단말기에서의 간섭억압을 위해 특별히 다른 부가정보를 제공할 필요가 없다. 또한 채널추정을 사용하면 역상관의 과정에 필요한 채널의 이득들을 얻을 수 있다. 이러한 역상관을 통해 상관잡음이 억압된 다중사용자 칩 시퀀스를 얻게 된다면, 이후에는 간단한 단일사용자 수신기로도 간섭이 없는 데이터의 검출이 가능하다.

수식 (8)에서 볼 수 있는 바와 같이, 다중사용자 비트 시퀀스의 추정을 위해서는 이전 주기의 다중사용자 비트 시퀀스를 요구한다. 수식(8)로부터 역상관의 과정이 결정피드백구조(decision feedback)구조와 유사함을 알 수 있다. 이러한 과정을 거슬러 올라가면, 수신기의 역상관 초기에는 수신기에 알려진 심볼인 파일럿 심볼을 요구함을 추정할 수 있다. 이와 같은 요구는 단말기에서의 간섭억압을 위해 기지국에서 추가의 정보를 전송해야 함을 의미한다. 그러나, 이러한 파일럿 심볼을 사용하지 않고 임의의 신호를 전송하는 경우에도 2~3 개의 임의의 심볼 후에는 사용에 적합한 역상관의 결과를 얻을 수 있다. 그러므로 우리는 제안된 수신기를 파일럿 심볼 없이도 적응적으로 사용할 수 있다. 이러한 현상을 그림5에서 보여주고 있다. 그림 5에서는 여러 가지 신호대 잡음비의 경우에, 역상관을 거친 다중사용자 비트 시퀀스의 추정치가 정확한 값과 얼마나 차이가 나는가를 평균 제곱 에러로 표현하고 있다. 신호대 잡음비가 무한대일 경우, 오류는 심볼을 거칠수록 계속 작아지며, 잡음이 존재하는 경우에도

2~3 심볼 후에는 오류가 사용에 적합한 값에 수렴함을 보여주고 있다.

#### IV. 모의실험 결과

제안된 수신기의 성능을 측정하기 위하여, 다중 경로 채널을 통하여 다중 전송률을 갖는 DS-SS 하향링크에 대한 모의실험을 수행하였다. 유효 사용자는 사용자의 수를 최대의 코드길이를 갖는 사용자의 수로 환산하여 계산하였으며 모의실험에 사용된 유효 사용자의 수는 32이며, 각 사용자의 데이터의 변조에는 BPSK를 사용하였다. 사용자들이 사용하는 코드의 길이는 16과 32를 사용하였다. 모의실험에 사용된 코드그룹의 수는 8이며, 이것은 대표코드의 길이가 8임을 의미한다.

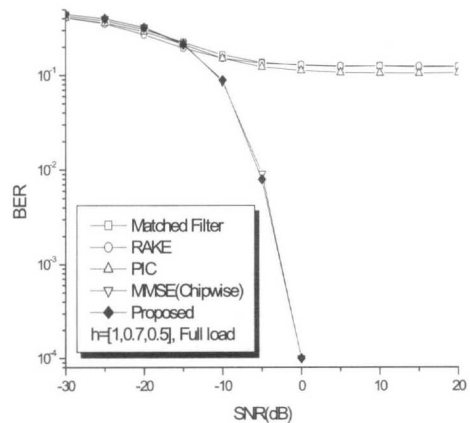


그림 6. 3개의 다중경로를 갖는 채널에서의 수신기의 성능

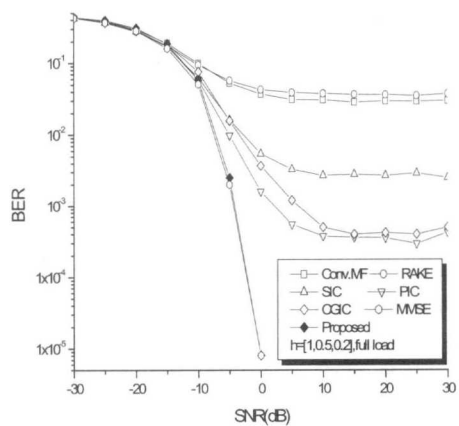


그림 7. 다중경로 채널(II)에서의 수신기의 성능

각 사용자들의 비트 에너지는 동일하다고 가정하였으며, 채널상에 존재하는 잡음은 AWGN (additive white gaussian noise)로 가정하였다. 결과에서 신호대 잡음비는 채널에 존재하는 수신되는 모든 사용자의 신호에 대한 잡음의 비로 정의되었다. 검출을 원하는 사용자의 신호는 32의 길이를 갖는 확산코드로 확산되었으며, 다시 길이  $2^{42} - 1$ 의 의사잡음 코드로 스크램블링 되었다. 8개의 그룹화된 사용자의 신호는 그룹단위의 역상관 과정을 통해 상관잡음을 억압하였다. 또한 채널에 관한 정보(지연, 이득)는 완벽한 채널추정을 통해 수신기에 알려진다고 가정하였다. 다른 간섭억압방식과의 비교를 위하여 사용한 간섭제거 방식의 수신기들은 순차간섭제거기(SIC : successive interference canceller)[4]와 병렬간섭제거기(PIC : parallel interference canceller)[2]를 사용하였고, 칩단위의 등화를 사용하는 칩단위 MMSE 방식의 수신기[5]를 비교대상으로 하였다. 순차간섭제거기와 병렬간섭제거기는 1단의 간섭단계를 가지고 있으며, 칩단위 MMSE 방식의 수신기는 55개의 탭을 갖고 있다.

그림6에는 3개의 다중경로 성분을 갖는 채널에서의 성능을 보이고 있는데, 채널의 임펄스 응답은  $h(z) = 1 + 0.7z^{-1} + 0.5z^{-2}$ 이며 여기에서  $z^{-1}$ 는 1칩 지연을 의미한다. 그림6에서 볼 수 있는 바와 같이, 정합필터와 레이크 수신기와 같은 기본적인 기존 수신기는 다중경로로 인하여 높은 신호대 잡음비 영역에서도 포화되는 성능을 갖는 것을 보여준다. 이와 같은 현상은 정합필터를 간섭성분의 추정을 위해 사용하는 병렬간섭제거기에서도 마찬가지로 나타난다. 그러나 제안된 수신기는 이러한 다중경로 환경에서도 상관잡음을 효율적으로 억압하여 기존의 수신기나 병렬간섭제거기보다 성능의 향상을 가져옴을 볼 수 있다. 신호대 잡음비가 -5dB 인 상태에서 제안된 수신기는 기본적인 수신기들보다 10배 이상 향상된 에러성능을 보이고 있다. 제안된 수신기의 성능은 칩단위 MMSE 수신기와 거의 같은 성능을 가짐을 볼 수 있다. 제안된 수신기는 기본적으로 역상관을 취하는 형태이기 때문에 신호대 잡음비가 낮은 영역에서는 칩단위 MMSE 수신기에 비해 약간의 성능의 열화가 보인다. 비교 대상으로 삼은 병렬간섭제거기는 현재 하향링크에서 사용되고 있는 모든 사용자의 코드에 대한 정보를 요구한다. 이것은 하향링크에서 부가적인 정보를 제공해야 함을

표 1. 연산복잡도

수신기	연산복잡도
정합필터	$N_{SF}$
RAKE	$N_{SF}L_k$
SIC	$(N_{u-1})\{3N_{SF} + L_kN_{SF}\}$
PIC	$N_{SF}(2(N_u - 1) + N_uL_k + 1)$
MMSE	$N_{SF}\{(2N_e + 1)(N_e + L_k + 1) + N_e^2 + N_2^{\log_2 T} + 1\}$
Proposed	$N_g(N_{SF} + N_g + 5L_k) + 2N_{SF} + N_g^{\log_2 7}$

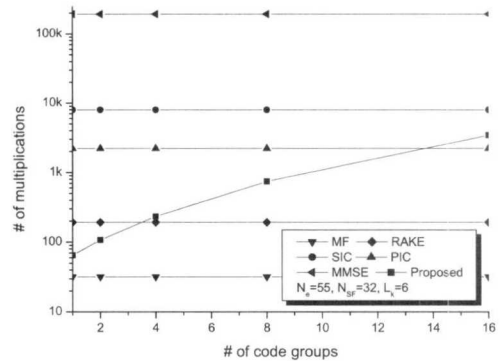


그림 8. 연산복잡도의 비교

의미한다. 또한 모든 사용자의 신호에 대해 각 사용자의 간섭을 추정, 제거해 주어야 하므로 대단히 큰 연산능력을 요구한다. 이러한 요구는 하향링크의 수신기인 단말기에는 적절한 연산능력과 배터리의 효율을 고려해야 하므로 적절하지 못하다. 그러나 본 논문에서 제안한 방식은 코드트리를 통해 대표코드가 이미 단말기에 알려져 있고, 그룹단위의 연산을 통해 요구되는 연산의 수를 줄일 수 있으므로 적절한 방식이 될 수 있다.

그림 7에서는 그림6에서 사용한 채널보다 약간 덜 분산된 다중경로 채널(II)에서의 다양한 수신기의 성능을 보여주고 있다. 그림7에서 사용된 채널의 임펄스 응답은  $h(z) = 1 + 0.5z^{-1} + 0.2z^{-2}$ 이다. 그림6에서와 마찬가지로 제안된 수신기는 순차간섭제거기와 병렬간섭제거기를 포함한 기존의 수신기들보다 우월한 성능을 보이고 있다. 모의실험에 사용된 채널이 그림6에서보다 덜 분산된 채널이므로 순차간섭제거기와 병렬간섭제거기는 정합필터와 레이크

수신기등의 기본적인 수신기보다 향상된 성능을 보여주고 있다. 그러나 이러한 간섭제거기들은 기본적으로 정합필터를 사용하여 간섭을 추정하므로 높은 신호대 잡음비 영역에서 성능의 포화가 발생함을 보여주고 있다. 그림7에서는 CGIC (code grouping interference cancellation)[6] 의 결과보다 제안된 수신기의 성능이 우월함을 보여준다. 그림6의 결과와 마찬가지로 제안된 수신기의 성능은 칩단위 MMSE 수신기와 거의 같은 성능을 갖는 것을 볼 수 있다. 신호대 잡음비가 -5dB인 경우에 제안된 수신기는 정합필터와 레이크 수신기와 같은 기본적인 수신기 보다는 20배 이상의 에러율 향상을, 순차간섭제거기와 병렬간섭제거기와 같은 수신기들 보다는 10배 이상의 성능 향상을 제공함을 알 수 있다.

각 수신기의 연산 복잡도를 비교하기 위하여 한 비트의 데이터를 검출하는데 요구되는 곱셈의 수를 연산 복잡도의 지표로 사용하기로 한다. 여기에서 칩 당 하나의 샘플을 취하는 칩단위 샘플링을 가정하였고, 검출을 원하는 사용자의 확산이득 ( $N_{SF}$ )은 32, 채널상에 구별 가능한 경로의 수 ( $L_k$ )는 6, 칩단위 MMSE 수신기는 55개의 탭 ( $N_e$ )을 갖는다고 가정하였다. 하향링크에 존재하는 사용자의 수를  $N_u$ 라고 한다면 각 수신기의 연산복잡도는 표 1로 주어진다. 연산복잡도를 그룹의 수에 대해 나타낸 것이 그림 8이다. 사용되는 그룹의 수를 8이라 가정한다면, 제안된 수신기의 연산복잡도는 순차간섭제거기, 병렬간섭제거기와 칩단위 MMSE 수신기보다 적다. 제안된 수신기는 레이크 수신기보다 4배 정도의 연산의 부담이 있다. 8개의 그룹을 가정한다면 ( $8 \times 8$ )의 행렬의 역행렬을 구하는 과정이 요구된다. Strassen의 알고리즘을 사용하면, ( $8 \times 8$ )의 역행렬은  $8^{\log_2 7}$ 의 복잡도를 갖는다[7]. 이러한 역행렬을 구하는 과정에서의 연산 복잡도는 사용되는 그룹의 수를 줄여 낮출 수 있다. 또한 제안된 수신기의 연산 복잡도는 칩단위 MMSE 수신기보다 100배 이상 적음을 알 수 있다. 칩단위 MMSE 수신기와 제안된 수신기의 성능이 거의 동일함으로 제안된 수신기는 매우 효율적인 다중경로 간섭 억압을 제공하는 것을 알 수 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는 다중 전송률을 갖는 DS-CDMA 시스템의 하향링크에서 다중경로로 인한 간섭을 억압하는 새로운 방식을 제안하였다. 제안된 수신기는 그룹단위로 이루어지는 다중사용자 비트 시퀀스에 대한 역상관을 이용하여 다른 사용자로 인한 간섭을 효율적으로 억압하고 자신의 그룹에 해당하는 다중사용자 비트 시퀀스의 추정의 정확도를 높일 수 있었다. 하향링크에 존재하는 사용자들은 OVFS 코드트리의 상관특성을 이용하여 그룹화 되었다. 그룹단위의 역상관은 정합필터 출력에 존재하는 상관잡음을 억압하도록 설계되었다. 다중경로 채널에서 이루어진 모의실험의 결과에서, 제안된 수신기는 신호대 잡음비가 -5dB인 경우 기존의 수신기의 에러 성능을 10배 이상 개선시킬 수 있음을 알 수 있었다. 제안된 수신기는 다른 사용자의 코드나 활성여부에 대한 정보를 요구하지 않으므로 기지국에서 추가적인 정보를 제공할 필요가 없고, 그룹단위의 처리를 통해 다른 간섭제거기나 등화를 사용하는 방식들보다 적은 연산을 요구한다.

## References

- [1] S. Verdu, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-access Channels," IEEE Transactions on Information Theory, Vol.IT-32, pp.85-96, 1986.
- [2] S. G. Glisic, Adaptive WCDMA Theory and Practice, Wiley, 2003.
- [3] H. Holma and A. Toskala, WCDMA for UMTS, Wiley, 2000.
- [4] Y. Li and R. Stoll, "Serial Interference Cancellation Method for CDMA," Electronics Letters, Vol.30, No.19, pp.1581-1583, 1994.
- [5] T. Krauss, M. Zoltowski, and J. Goldstein, "Simple MMSE equalizers for CDMA downlink to restore chip sequence: comparison to zero-forcing and RAKE," ICASSP 2000, pp.2865-2868. 2000.



- [6] W. Ha, J. Bae, and J. Park, "A Code Grouping Interference Cancellation Receiver in OVFS DS-CDMA Downlink," The 8th ICCS 2002, pp.697-700, 2002.
- [7] Numerical Recipes Software, Numerical recipes in C: The art of scientific computing, Cambridge University Press, pp.102-104, 1992.

하 원(Won Ha)

정회원

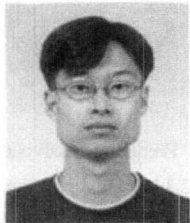


1996년 2월 고려대학교  
전자공학과 학사  
1998년 8월 고려대학교  
전자공학과 석사  
1998년 9월~현재 고려대학교  
전자컴퓨터공학과 박사과정

<관심분야> 전자공학, 통신공학, 무선통신 공학

배 정 화(Jung-Hwa Bae)

정회원



1999년 2월 광운대학교  
전자공학과 학사  
2001년 8월 고려대학교  
전자공학과 석사  
2001년 9월~현재 고려대학교  
전자컴퓨터공학과 박사과정

<관심분야> 전자공학, 통신공학, 무선통신 공학

임 병 천(Byung-Chun Lim)

정회원



2002년 2월 중앙대학교  
공학과 학사  
2004년 2월 고려대학교  
전자컴퓨터공학과 석사  
2004년 3월~현재 LG전자  
정보통신사업본부

<관심분야> 전자공학, 통신공학, 무선통신 공학

박 진 우(Jin-Woo Park)

정회원



1979년 3월 고려대학교

전자공학과 학사

1983년 8월 클렘슨대학교

전기공학과 석사

1987년 11월 버지니아

주립대학교 박사

1988년 3월 ~ 1989년 2월 :

명지대학교 전자공학과 교수

1989년 3월 ~ 현재 : 고려대학교 전자컴퓨터  
공학과 교수

<관심분야> 무선통신 공학, 광통신 공학, 광통신망