

# DS-CDMA DMB 하향링크에서의 블라인드 신호공간 채널추정 기법

준회원 양 완 철\*, 정회원 이 병 섭\*

## Blind Signal Subspace Channel Estimation technique for DS-CDMA DMB downlink

Wan-Chul Yang\* *Associated Members*, Byung-Seub Lee\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 신호공간과 잡음공간과의 직교성을 이용하는 종래의 부분공간 방식과는 달리 신호공간만을 이용하여 채널응답을 추정해낼 수 있는 긴 코드 DS-CDMA DMB 하향링크 시스템에서의 새로운 채널추정기법을 제안한다. 신호공간만을 이용하므로 제안된 기법은 종래의 부분공간 방식에서의 공분산 행렬 사이즈 문제를 해결할 수 있고 따라서 실제 구현 가능한 적절한 사이즈의 공분산 행렬로 부분공간 분석을 통한 채널추정기법에 사용될 수 있다.

**Key Words :** Blind channel estimation; DS-CDMA; DMB; Subspace.

### ABSTRACT

In this paper, we propose a new channel estimation technique for long code DS-CDMA DMB down link system which estimate the channel response based on the signal space vector only, unlike the most conventional sub-space method relying on the orthogonal property of noise space vectors to the signal space vector. Because of this property of the proposed method, very optimum covariance matrix in its dimension can be used in subspace analysis channel estimation technique otherwise it is likely too large to be implemented practically.

### 1. 서 론

DS-CDMA 시스템은 채널상호간의 간섭에 대한 본연의 내성과 높은 대역 효율성 때문에 이동 무선 통신에서 상당한 주목을 받고있다. 그러나, 다중경로 간섭 영향 하에서 신호는 직교성의 손실로 심각한 다중접속간섭(MAI)을 갖게 된다. 이런 경우, 채널전단에서의 적절한 채널추정 및 보상은 종래의 정합 필터 수신방식을 사용하거나 또는 블라인드 다중사용자 검출기를 사용하는 경우이든 통신 성능의 향상을 얻을 수 있다. 현존하는 DS-CDMA 시스템은 점진적으로 긴 코드 시스템(aperiodic)으로 진화하게 될 것이며 이는 비동기 환경에서 사용 채널들 간의

유효한 직교성을 제공하기 위한 차세대 MC-CDMA 시스템의 핵심적인 특징중의 하나이다. 긴 코드 DS-CDMA 시스템에서의 블라인드 채널추정기법<sup>[1][5]</sup>은 신호의 cyclo-stationary 특성을 이용하는 짧은 코드 시스템 블라인드 채널추정<sup>[6][8]</sup>에 비해 더 복잡하고 어려운 분야이다. 본 논문에서는, DS-CDMA 하향링크(점 대 다중 점)에서의 새로운 채널추정기법을 소개하며 이 방법은 긴 코드 및 짧은 코드 시스템 양자에 적용 가능하다. 디지털 멀티미디어 방송(DMB)같은 점 대 다중 점 시스템의 경우에, 일반적으로 다음과 같은 실제적인 가정이 가능하다. 1) 하향링크 신호는 송신단에서 동기화되며 동일한 신호전력을 갖는다 2) 하향링크 신호는 동일한 채널을

\* 한국항공대학교 통신정보공학과 위성통신 및 신호처리 연구실(wcyang@mail.hankong.ac.kr),  
논문번호 : 040013-0110, 접수일자 : 2004년 월 일

통과한다. 3) 점대다중 점(point-to-multipoint) 이동수신기는 모든채널의 확산코드를 안다. 본 논문의 주요한 독창성 및 차별성은 다음과 같다. 첫째, DS-CDMA 하향링크에서 블라인드 채널추정과 관련하여 신호공간 벡터만을 이용하는 새로운 방식을 제안한다. 채널응답 벡터의 차원과 동일하거나 그 이상의 이용 가능한 잡음공간 벡터를 이용하는 종래의 잡음부분공간 방식과는 다르게, 제안된 방식은 채널길이 정도 또는 그 이상의 사용채널수만 확보되면 적용가능 하므로 잡음공간 벡터 차원에 제한이 없으며 따라서 공분산 행렬의 조작성이 용이하고 실제 구현상 적합하다. 둘째, 제안된 기법은 긴 코드(aperiodic) DS-CDMA 하향링크 뿐만 아니라 짧은 코드 시스템에서도 적용 가능하다.

본 논문의 구성은 2장에서 잡음공간 벡터에 근거한 종래의 채널추정방식에 관한 문제를 관련수식을 통해 모델링하고, 3장에서 새로운 채널추정기법을 관련수식과 함께 제안하며, 4장에서 시뮬레이션을 통하여 제안된 기법의 성능 및 연산량 감소를 증명하며 마지막 5장으로 결론을 맺는다.

## II. 신호 모델링

제안된 기법이 짧은 코드 뿐만 아니라 긴 코드 DS-CDMA 시스템에도 적용 가능함을 보이기 위해서, 모든 신호 및 시스템 모델은 그 요구가 가중되는 긴 코드 시스템에 근거해 설명한다. P채널(사용자)을 수용하는 점 대 다중 점 CDMA 시스템을 고려해 보면, 하향링크를 통해서 이동단말기에 잡음이 배제되어 수신되는 기저대역 연속신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_c(t) = \sum_{j=1}^L \sum_{m=-\infty}^{\infty} \gamma_j s_j(m) \omega_{j,m}(t - mT_c) \quad (1)$$

여기서,  $s_j(m)$ 은 j 번째 채널의 m번째 데이터 심볼을,  $|\gamma_j|^2$ 은 j 번째 채널의 전력을 의미하며  $T_c$ 는 심볼 지속시간을 말한다.  $\omega_{j,m}(t)$ 은 연속적인 signature파형을 의미하고 이것은 확산코드와 채널 임펄스 응답과의 컨볼루션으로 만들어진다. 비순환(aperiodic) 긴 코드 시스템에서, 확산코드의 파형은 매 심볼 마다 달라지게 되므로 signature파형은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\omega_{j,m}(t) = \sum_{k=1}^{L_c} c_{j,m}(k) p(t - kT_c) \quad (2)$$

여기서,  $c_{j,m} = (c_{j,m}(1), c_{j,m}(2), \dots, c_{j,m}(L_c), c_{j,m}(k) = \pm 1)$ 은 미리 할당된 j 번째 채널의 코드 벡터이고,  $L_c$ 는 코드벡터의 길이이며,  $T_c$ 는 칩 지속시간 그리고  $p(t)$ 는 칩 성형함수이다. 다중경로 페이딩 채널은 지연  $\tau_n$ 과 복소이득  $\alpha_n$ 의 합으로 모델링 될 수 있고,  $L_d$ 는 다중경로의 총 개수이다.

$$h_D(t) = \sum_{n=1}^{L_d} \alpha_n \delta(t - \tau_n) \quad (3)$$

파라미터  $\alpha_n, \tau_n$ 는 이동 채널 환경에서 시간에 따라 완만 변화된다고 가정한다. 하지만, 채널응답은 시간구간  $[0, L_c T_c]$ 에서 다중경로 성분은 stationary FIR 필터로 모델링 될 수 있다. 더구나, 채널 모델 FIR 필터의 차수를 L이라고 가정하면 이는 칩 길이  $L_c$ 에 비해 상대적으로 매우 짧다. 도시지역에서 다중경로 지연확산이 10μs 이하인 반면에 IS-95 시스템에서 전형적인 코드길이는 대략 200μs 가되는 점을 고려하면 위의 가정은 실제적으로 타당성이 있다고 할 수 있다. 따라서 채널응답함수는 칩 성형함수  $p(t)$ 를 사용하여 다음과 같이 표현 가능하다.

$$h(t) = \sum_{n=1}^{L_d} \alpha_n p(t - \tau_n) \quad (4)$$

그리고, 수신 signature 파형은 다음과 같다.

$$\omega_{j,m}(t) = \sum_{k=1}^{L_c} c_{j,m}(k) h(t - kT_c) \quad (5)$$

여기서,  $\omega_{j,m}(t)$ 는 다중경로 지연으로 인해  $t \in [0, (L_c + L - 1)T_c]$  구간에서 지속되고 결과적으로 더 이상 채널들간의 높은 직교성이 유지 되지 않으므로 정합필터 같은 간단한 수신 방법은 적용이 불가능해진다. 대부분의 발달된 이동 다중접속 방식들처럼, DS-CDMA 방식 역시 송수신기 모두를 디지털로 구현한다. 따라서 연속적인 수신신호  $y_c(t)$ 는 먼저 표본화 되어야 한다. 표본화 속도는 칩 속도의 몇 배의 속도를 가져야 하나 본 논문에서는 편의상 칩 속도와 일치한다고 가정하고 시스템의 이산적인 모

델은 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}(m) &= [y(m,1), y(m,2), \dots, y(m, L_c)]^T \\
 y(m,i) &= y_c(t) |_{t=iT_s-iT_s+1/2} \\
 \boldsymbol{\omega}_{j,m} &= [\omega_{j,m}(1), \omega_{j,m}(2), \dots, \omega_{j,m}(L_c + L - 1)]^T \\
 \omega_{j,m}(i) &= \omega_{j,m}(t) |_{t=iT_s-T_s, 1/2} \\
 \mathbf{h} &= [h(1), h(2), \dots, h(L)]^T \\
 h(i) &= h(t) |_{t=iT_s-T_s, 1/2}
 \end{aligned} \tag{6}$$

Signature파형  $\omega_{j,m}(k)$ 는 칩 길이  $L_c$ 를 초과하므로,  $j$  번째 채널의 신호  $k \in [1, (L_c + L - 1)]$ 는 ISI가 발생되며 행렬식으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_j(m) = \begin{bmatrix} \omega_{j,m}(1) & \omega_{j,m-1}(L_c + 1) \\ \vdots & \vdots \\ \omega_{j,m}(L-1) & \omega_{j,m-1}(L_c + L - 1) \\ \omega_{j,m}(L) & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \omega_{j,m}(L_c) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_j(m) & 0 \\ 0 & r_j(m-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_j(m) \\ s_j(m-1) \end{bmatrix} \tag{7}$$

수신신호  $\mathbf{y}(m)$ 는 모든 채널 신호들의 중첩된 신호이며 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\mathbf{y}(m) = \sum_{j=1}^P \mathbf{y}_j(m) \tag{8}$$

식(7)에 의하면 ISI는  $\omega_{j,m-1}$ 의 확장된 칩 표본에 의하여 발생됨을 알 수 있다. 하지만 만약,  $L \ll L_c$  라면 ISI 영향이 약해지므로 신호들간의 직교성 손실이 사라지며 따라서 아래와 같이 표현가능 하다.

$$\mathbf{y}_j(m) = \sum_{j=1}^P \hat{\boldsymbol{\omega}}_{j,m} \gamma_j s_j(m) = \boldsymbol{\Omega}_m \boldsymbol{\Gamma} \mathbf{s}(m) \tag{9}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 \hat{\boldsymbol{\omega}}_{j,m} &= [\omega_{j,m}(L), \dots, \omega_{j,m}(L_c)]^T \\
 \boldsymbol{\Omega}_m &= [\hat{\boldsymbol{\omega}}_{1,m}, \hat{\boldsymbol{\omega}}_{2,m}, \dots, \hat{\boldsymbol{\omega}}_{p,m}] \\
 \boldsymbol{\Gamma} &= \text{diag}\{\gamma_1, \dots, \gamma_p\} \\
 \mathbf{s}(m) &= [s_1(m), s_2(m), \dots, s_p(m)]^T
 \end{aligned} \tag{10}$$

$j$  번째 채널의 signature파형은 채널 임펄스 응답과 확산코드와의 컨볼루션으로 나타내므로

$$\omega_{j,m}(k) = \sum_{n=1}^{L_c} h(n) c_{j,m}(k-n) \quad k = 1, \dots, L_c + L - 1 \tag{11}$$

ISI 배제된 신호의 행렬식은 다음과 같다.

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}_{j,m} = \hat{\mathbf{C}}_{j,m} \mathbf{h} \tag{12}$$

여기서,

$$\hat{\mathbf{C}}_{j,m} = \begin{bmatrix} c_{j,m}(L) & c_{j,m}(L-1) & \dots & c_{j,m}(1) \\ c_{j,m}(L+1) & c_{j,m}(L) & \dots & c_{j,m}(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{j,m}(L_c) & c_{j,m}(L_c-1) & \dots & c_{j,m}(L_c-L+1) \end{bmatrix} \tag{13}$$

ISI를 포함하는 신호의 행렬식은 다음과 같다.

$$\boldsymbol{\omega}_{j,m} = \mathbf{C}_{j,m} \mathbf{h} \tag{14}$$

여기서,

$$\mathbf{C}_{j,m} = \begin{bmatrix} c_{j,m}(1) & 0 & \dots & 0 \\ c_{j,m}(2) & c_{j,m}(1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & \vdots \\ c_{j,m}(L-1) & \dots & c_{j,m}(1) & 0 \\ & \hat{\mathbf{C}}_{j,m} & & \end{bmatrix} \tag{15}$$

이제 번째 채널의 확산코드의 컨볼루션 행렬이다. 점 대 점 또는 점 대 다중통신 이든 간의 여부를 떠나, 최종목적은 전송 심볼을 검출해내는 일이다. 이런 관점에서 볼 때, 점 대 다중 수신기는 점 대 점 수신기에 비해서 차별화된 전략을 갖출 수 있으므로 유리한 점이 생길 수 있다. 왜냐하면 점 대 다중 하향링크에서 모든 채널의 이동수신기 전단에서의 단일 채널의 보상기법은 모든 채널에 유효하기 때문이다. 수신기 전단에서 다중경로 채널에 기인한 왜곡을 보상하여 다중경로 간섭이 제거 되고 나면, 도시 지역 이동통신에서 요구되는 BER성능을 간단하고 비용 효과적인 정합필터 방식을 통해서도 달성 가능하게 된다. 점 대 다중통신에서 특 중요시되는 비용효율(Cost-effectiveness)면에서 볼 때 채널보상을 목적으로하는 독립적인채널추정은 DS-CDMA 하향링크 수신시스템에서 효율적인 전략이라 할 수 있다.

### III. 부분공간 분석에 근거한 채널추정

#### 3-1 Noise subspace approach with Moore-Penrose Inverse(MPI)

부가 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 포함한 수신 신호벡터 표현은 다음과 같다.

$$\hat{y}_f(m) = \Omega_m \Gamma s(m) + n(m) \quad (16)$$

여기서,  $n(m)$  는 평균이 0 이고 공분산 행렬이  $\sigma^2 \mathbf{I}_N$  인 가우시안 랜덤 벡터이다. 그리고  $\mathbf{I}_N$  은  $(N \times N)$  단위행렬을 말하며  $N$  은  $(L_c - L + 1)$ 이다. 식 (16)에서  $\Omega_m$  을 코드 컨볼루션 행렬과 채널 응답벡터로 대체하면  $\hat{y}_f$  의 또 다른 형태의 벡터 표현식을 만들 수 있다.

$$\hat{y}_f(m) = \tilde{\mathbf{C}}_m \mathbf{H} \Gamma s(m) + n(m) \quad (17)$$

$$\tilde{\mathbf{C}}_m = [\hat{\mathbf{C}}_{1,m}, \hat{\mathbf{C}}_{2,m}, \dots, \hat{\mathbf{C}}_{p,m}] \quad (18)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{I}_p \otimes \mathbf{h} \quad (19)$$

여기서,  $\otimes$  는 행렬의 kronecker 곱을 의미한다. 식(17) 채널코드 의존성(dependency)을 제거하기 위해서,  $\tilde{\mathbf{C}}_m$  의 유사 역행렬인  $\bar{\mathbf{C}}_m$  을 곱하면 아래와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\bar{\mathbf{y}}_f(m) = \bar{\mathbf{C}}_m \hat{y}_f(m) = \mathbf{H} \Gamma s(m) \quad (20)$$

$$\bar{\mathbf{y}}_f(m) = \bar{\mathbf{C}}_m \hat{y}_f(m) = \mathbf{H} \Gamma s(m) + \bar{\mathbf{C}}_m n(m) \quad (21)$$

$M$  개의 데이터 벡터표본을 가지고, 다음과 같이 행렬식이 정의 될 수 있다.

$$\bar{\mathbf{Y}}_f = \bar{\mathbf{Y}}_f + \mathbf{E} \quad (22)$$

여기서,

$$\bar{\mathbf{Y}}_f = [\bar{\mathbf{y}}_f(1), \dots, \bar{\mathbf{y}}_f(M)]$$

$$\mathbf{E} = [\bar{\mathbf{n}}(1), \dots, \bar{\mathbf{n}}(M)]$$

$$\bar{\mathbf{n}}(m) = \bar{\mathbf{C}}_m n(m)$$

특이치 분해(SVD)를 통해 데이터 행렬  $\bar{\mathbf{Y}}_f$  는 다음과 같은 부분공간으로 분해 될 수 있다.

$$\bar{\mathbf{Y}}_f = (\mathbf{U}_s \ \mathbf{U}_o) \begin{pmatrix} \sum_s & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_s^H \\ \mathbf{V}_o^H \end{pmatrix} \quad (23)$$

여기서  $(\cdot)^H$  는 transpose conjugation 을 의미한다. 식(23)에서  $p$  개의 영이 아닌 특이치와 관련된 신호벡터  $\mathbf{U}_s$  는  $\mathbf{H}$  의 열(column)에 의해 한정되는 신호공간이 되며, 반면에  $(LP - p)$  개의 0인 특이치와 관련된 벡터

$\mathbf{U}_o$  는 직교 잡음 부분공간이 된다. 신호 부분공간과 잡음신호부분 공간과는 직교성이 있으며 따라서 다음과 같은 등식이 성립한다.

$$\mathbf{U}_o^H \mathbf{H} = 0 \quad (24)$$

벡터  $\mathbf{U}_o^H$  를 부분 분할한 후에 식(24)에 근거한 채널추정 기법이 제안되었다<sup>[1]</sup>. 이 방식에 의하면,  $L$  차의 채널 임펄스 응답을 얻으려면  $(L \times P)$  차원의 SVD 를 수행해야만 한다. 점 대 다중 DS-CDMA DMB 하향링크에서 사용채널의 개수  $P$  를 고려해 보면 적게는 수십에서 많게는 거의 100 채널에 도달할 수 있다. 따라서 행렬의 차원이 최소  $P$  이상은 되어야 하는데 이런 경우 실제로 구현하기에는 막대한 연산량 증가에 따른 어려움이 생긴다.

### 3-2 signal subspace approach with combination of matched filter and MPI

앞 절에서 보듯, 행렬  $\bar{\mathbf{Y}}_f$  는 SVD 를 수행하기에는 사이즈가 너무 크다. 만약 채널응답 벡터를 신호공간벡터로부터 직접 구할 수 있다면, 채널차수보다 큰 사이즈의 행렬을 만들 필요가 없게 된다. 이를 위해 먼저, 특별한 행렬  $\mathbf{Z}$  를 도입하고 다중화 행렬이라 하자. 식(20)에 곱하면  $P$  개의 벡터를 하나로 중첩 시켜 사이즈가  $(L \times P)$  에서  $L$  로 감소하게 된다.

$$\bar{\mathbf{y}}_z(m) = \mathbf{Z} \bar{\mathbf{y}}_f(m) = \mathbf{Z} \bar{\mathbf{C}}_m \hat{y}_f(m) = \mathbf{Z} \mathbf{H} \Gamma s(m) \quad (25)$$

여기서,

$$\mathbf{Z} = \mathbf{1}_p \otimes \mathbf{I}_L \quad (26)$$

이며,  $\mathbf{1}_p$  는  $P$  개의 원소가 모두 1인 행(row) 벡터이고,  $\mathbf{Z}$  의 사이즈는  $L \times (LP)$  이며 결과적으로 잡음을 포함한 결과는 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{y}}_z(m) = \mathbf{Z} \bar{\mathbf{C}}_m \hat{y}_f(m) = \bar{\mathbf{y}}_z(m) + \bar{\mathbf{n}}(m) \quad (27)$$

여기서  $\bar{\mathbf{n}}(m) = \mathbf{Z} \bar{\mathbf{C}}_m n(m)$  이다.

그리고 사이즈가 감소된 열벡터  $\bar{\mathbf{y}}_z(m)$  은 다음과 같다.

$$\bar{y}_z(m) = \begin{bmatrix} h(1)\gamma_1 s_1(m) + h(1)\gamma_2 s_2(m) + \dots + h(1)\gamma_p s_p(m) \\ h(2)\gamma_1 s_1(m) + h(2)\gamma_2 s_2(m) + \dots + h(2)\gamma_p s_p(m) \\ \vdots \\ h(L)\gamma_1 s_1(m) + h(L)\gamma_2 s_2(m) + \dots + h(L)\gamma_p s_p(m) \end{bmatrix} \quad (28)$$

벡터  $\bar{y}_z(m)$  안에서, 미지의 부분 벡터는  $\mathbf{h}$ ,  $\mathbf{s}(m)$ 이고 각 채널의 전력을 나타내는 스칼라,  $\gamma_j$ 는 알고 있다고 가정한다. 행렬의 사이즈는 달라졌지만 식(29)와 같은 공분산 행렬을 만들어서 채널추정을 하는 데는 (22),(29)의 단계를 그대로 적용 가능하다.

$$\check{Y}_z \equiv \bar{Y}_z + \check{E} \quad (29)$$

여기서,  $\bar{Y}_z = [\bar{y}_z(1), \dots, \bar{y}_z(M)]$ ,  $\check{E} = [\check{e}(1), \dots, \check{e}(M)]$ 이다. 식(22)와 식(29)의 주된 차이점은 SVD해야 할 행렬의 사이즈에 있다. 보통의 경우,  $P \gg L$ 이 성립되며 식(29)에서 신호공간의 사이즈  $L$ 는 사용채널의 수  $P$ 에 의해 쉽게 포화되어 신호공간 벡터와 같은 개수로 나타난다. 결과적으로, 잡음신호공간 벡터가 사라지고 식(24)에서와 같은 직교성을 이용한 채널추정기법은 사용할 수 없게 된다. 유일한 신호공간 벡터로부터 정확한 채널응답을 추정해 내려면, 식(28) 및 (29)안의 심볼의 무작위성 (randomness)를 제거해야만 한다. 식(29)안의  $j$ 번째 채널의 심볼 벡터를  $s_j = [s_j(1), \dots, s_j(M)]$ 라 정의 하자. 만약  $\{s_j(m) \neq s_k(m) : j \neq k\}$  조건이 충족된다면 신호공간벡터의 총 개수는  $P$ 가 된다. 같은 이치로,  $\{s_j(m) = s_k(m) : \text{for all } j, k\}$  라면 신호공간 벡터의 개수는 1이 된다. 따라서 심볼의 무작위성의 정도 (degree of randomness)는 신호공간 벡터의 사이즈를 결정한다. 심볼 시퀀스의 무작위성을 제거하여 소스벡터의 사이즈를 감소시키기 위해서, 간이 심볼 추정을 위한 정합필터를 도입한다. 참조논문[7]에서는 연산 복잡도감소(KL에서  $(K-1)LP$ 로)의 목적으로 CDMA 채널 추정에 정합필터를 도입하였지만 본 논문에서는 식(28) 및 (29)에서의  $s_j$ 의 무작위성을 제거하기 위한 용도로 사용되었다는 점에 큰 차별성이 있다. 정합필터의 사용은 MPI가 행해지기 전에 수행되며 간섭을 배제하고 신호를 처리하기 위해서 채널확산코드를 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{c}_{j,m} = [c_{j,m}(L), \dots, c_{j,m}(L_c)] \quad (30)$$

정합필터를 사용하여 간이 심볼 추정을 위해서 벡

터  $\hat{y}_f(m)$ 의 왼쪽에 채널확산 코드를 곱한다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_j(m) &= \text{sgn}\{\bar{c}_{j,m} \hat{y}_f(m)\} \\ &= \text{sgn}\{\bar{c}_{j,m} (\mathbf{y}_f(m) + \mathbf{n}(m))\} \quad j = 1, \dots, P \end{aligned} \quad (31)$$

여기서  $\text{sgn}(\cdot)$  은 sign 함수를 나타내며 정합필터 출력의 극성을 판별한다. 정합필터 출력이 채널응답을 추정하는데 어떻게 사용되는지 보이기 위해서, 식(29)를 조정하여 채널 응답 벡터를 분리하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}_f(m) = \Phi \mathbf{h} \quad (32)$$

여기서,

$$\Phi = \begin{bmatrix} \gamma_{s_1(m)} c_{1,m}(L) + \dots + \gamma_{s_p(m)} c_{p,m}(L) & \dots & \gamma_{s_1(m)} c_{1,m}(1) + \dots + \gamma_{s_p(m)} c_{p,m}(1) \\ \gamma_{s_1(m)} c_{1,m}(L+1) + \dots + \gamma_{s_p(m)} c_{p,m}(L+1) & \dots & \gamma_{s_1(m)} c_{1,m}(2) + \dots + \gamma_{s_p(m)} c_{p,m}(2) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_{s_1(m)} c_{1,m}(L_c) + \dots + \gamma_{s_p(m)} c_{p,m}(L_c) & \dots & \gamma_{s_1(m)} c_{1,m}(L_c - L + 1) + \dots + \gamma_{s_p(m)} c_{p,m}(L_c - L + 1) \end{bmatrix}$$

하향링크에서 전력은  $\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_p = \gamma$  라고 가정할 수 있고 정합필터의 출력에 오차가 없다고 가정한다면 즉,  $s_j(m) = \hat{s}_j(m)$ ,  $j = 1, \dots, P$  라면 수신단에서  $\Phi$  는 다음과 같이 된다.

$$\hat{\Phi} = \gamma \begin{bmatrix} \hat{s}_1(m) c_{1,m}(L) + \dots + \hat{s}_p(m) c_{p,m}(L) & \dots & \hat{s}_1(m) c_{1,m}(1) + \dots + \hat{s}_p(m) c_{p,m}(1) \\ \hat{s}_1(m) c_{1,m}(L+1) + \dots + \hat{s}_p(m) c_{p,m}(L+1) & \dots & \hat{s}_1(m) c_{1,m}(2) + \dots + \hat{s}_p(m) c_{p,m}(2) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{s}_1(m) c_{1,m}(L_c) + \dots + \hat{s}_p(m) c_{p,m}(L_c) & \dots & \hat{s}_1(m) c_{1,m}(L_c - L + 1) + \dots + \hat{s}_p(m) c_{p,m}(L_c - L + 1) \end{bmatrix} \quad (33)$$

행렬  $\hat{\Phi}$  는 더 이상 랜덤이 아닌 결정적 (deterministic)이다.  $\mathbf{y}_f(m)$ 의 왼쪽에  $\hat{\Phi}$ 의 MPI 행렬을 곱하면 순수한 채널응답벡터를 얻을 수 있다.

$$\bar{y}_z(m) \equiv \hat{\Phi}_{mpi} \mathbf{y}_f(m) = \hat{\Phi}_{mpi} \hat{\Phi} \mathbf{h} = \mathbf{h} \quad (34)$$

따라서 채널 응답 벡터  $\mathbf{h}$ 는 행렬  $\bar{Y}_z$ 의 SVD에 의해 최대의 특이값에 관련되는 유일한 신호벡터 공간으로부터 얻어지게 되는데, 이는 [7]에서 연산 복잡도 감소 목적으로 정합필터를 도입했고 채널추정은 (24)처럼 신호부분공간과 잡음 신호부분공간과의 직교성을 이용했다는 점과 명확 구별되며 본 논문의 독창성을 갖는다. 이상 기술한 알고리즘의 개관은 다음과 같다.

- 1) (31)같이 정합필터를 사용  $\hat{s}_j(m)$  을 생성.
- 2) (33)처럼  $\hat{\Phi}$  를 생성하고 (34)처럼 유사역행렬

$\hat{\Phi}_{mp_i}$ 를 이용해  $\bar{y}_z(m)$ 를 생성.

- 3) 과정2)의  $\bar{y}_z(m)$ 을 수집 (29)의 행렬  $\bar{y}_z$  생성
- 4) 행렬  $\bar{y}_z$ 의 SVD적용 후 최대 특이값에 해당하는 신호벡터공간으로부터  $\mathbf{h}$  생성

#### IV. 시뮬레이션 및 결과

본 장에서는 제안된 기법의 성능 및 유용성을 예시하기 위해 다양한 시뮬레이션을 수행하고 그 결과를 보인다. 또한 제안된 기법의 연산 복잡도를 참조 논문[7]과 비교하여 제안된 기법의 연산복잡도 감소 효과를 보인다. 긴 코드(aperiodic) DS-SS 시스템을 시뮬레이션 하기 위해 길이 31인 골드코드(gold code) 풀(pool)로부터 무작위로 확산코드를 선택하여 특정채널에 동일한 코드가 반복되지 않도록

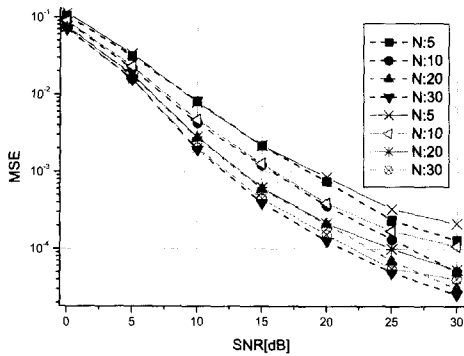


그림 1.  $L=4$ 일 때 SNR에 따른 MSE  
Fig. 1. MSE versus SNR for  $L=4$

록 하였다.그림1은 제안된 기법의 평균자승에러(MSE)곡선을 보여주며, 이때 처리이득, 사용채널 수, 채널응답 벡터의 길이는 각각 31,10,  $\mathbf{h}=[1.0, -0.5, -0.25, 0.1]^T$ 이다. 채널의 길이에 상관없이 MSE를 보편적인 성능지수로 나타내기 위해서  $(\|\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}_e\|^2/\|\mathbf{h}\|^2)$ 를 이용하여 정규화된 MSE를 정의하였다. 여기서  $\hat{\mathbf{h}}_e$ 는 추정된 채널벡터를 의미한다.그림 1에서 보듯, 표본수를 5부터 30심볼로 증가시키며 따라 MSE가 감소함을 알 수 있다. 여기서 실선은 ISI를 포함한 경우를 나타내며, 점선은 ISI를 포함하지 않은 경우를 보인다. 예상했던 대로 ISI를 포함하지 않은 경우의 성능이 다소나마 ISI를 포함하는 경우보다 우수함을 알 수 있다. 제안된 기법에

서, 정합필터가 심볼의 간이 추정기로 사용되었기 때문에, 사용채널이 증가함에 따라 MAI가 증가되고 따라서 MSE가 증가하게 된다. 그림 2는 사용채널 수를 5에서 25까지 증가시켜가며 SNR에 따른 MSE성능을 보여준다. 그림 1에서와 같이 실선은 ISI를 포함한 경우이며, 점선은 ISI를 포함하지 않은 경우를 나타내는데 ISI를 포함하지 않은 경우가 성능이 우수함을 알 수 있다. ISI를 포함하지 않은 경우는 이전 심볼의 영향이 포함되는 표본벡터 신호의 전단부를 절단해서 적용가능한데, 이 경우 표

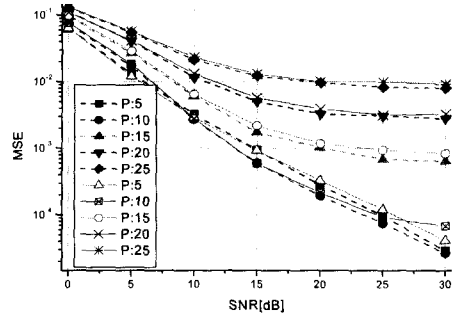


그림 2.  $L=4$ 일 때 SNR에 따른 MSE  
Fig. 2. MSE versus SNR for  $L=4$

본벡터의 사이즈가 감소되고 이는 채널응답의 길이가 증가함에 따라 직교성 등의 손실이 발생하여 수신성능을 열화 시킬 수 있다. 하지만, ISI를 포함한 경우에도 채널응답 길이가 증가함에 따라 수신신호의 품질 또한 열화 되므로, 심지어 채널응답의 길이가 확산코드길이의 1/2를 초과하는 경우에도 ISI를 포함하지 않은 경우가 ISI를 포함한 경우보다 성능이 우수함을 확인할 수 있었다.

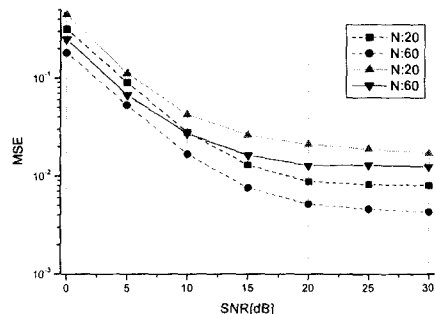


그림 3.  $L=16$ 일 때 SNR에 따른 MSE  
Fig. 3. MSE versus SNR for  $L=16$

그림 3은  $P=10, L_c=31$  및 채널응답 길이  $L$ 을 16으로 하고 심볼 데이터 길이를 20에서 60으로 증가시켰을 때 MSE의 감소를 보여준다. 또한 그림1에 비해 채널길이가 증가함에 따라 ISI영향이 증가함을 볼 수 있다.

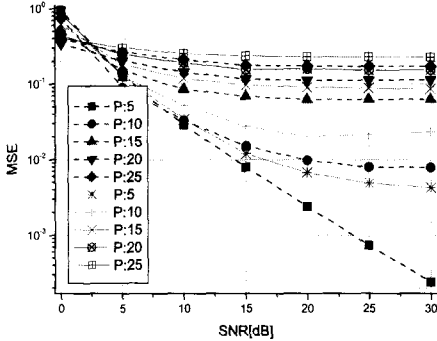


그림 4.  $L=16$ 일 때 SNR에 따른 MSE  
Fig. 4. MSE versus SNR for  $L=16$

그림4는 그림3과 동일조건에서 사용채널을 5에서 25로 증가시킬 때 MAI의 증가로 MSE가 증가함을 보인다. 그림 3,4와 관련하여 그림 5는 ISI를 포함한 경우의 채널추정 궤적을 보여준다. 이때 파라미터는 코드길이 31, 사용 채널 수 10, SNR 5dB 그리고 채널응답벡터  $\mathbf{h} = [1.0, 0, 0.6, 0, -0.5, 0, 0.45, 0.35, 0, 0.3, -0.25, 0.2, 0.1, -0.05, 0.02, 0.01]^T$ 이다. 그림 6,7은 SNR 10dB 및 ISI를 포함한 경우에, 채널 1,2의 채널보상 없이 정합필터 사용시의 신호 성좌점과 채널추정 후 이를 이용 채널보상이 이루어진 후의 신호 성좌점을 각각 비교하였다.

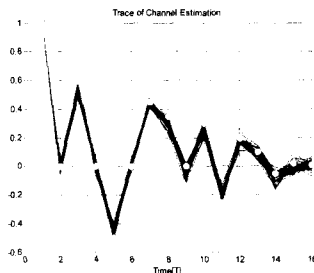


그림 5. 채널추정 궤적  
Fig. 5. Trace of Channel Estimation (Circle : Nominal Value of Channel Response, Line: Trace of the estimation)

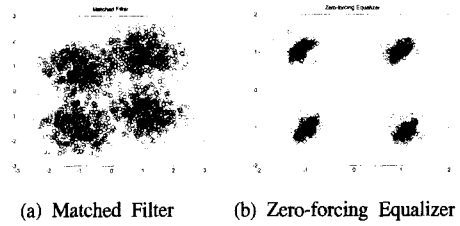


그림 6. 채널1의 성상도  
Fig. 6. Constellation Plots for Channel

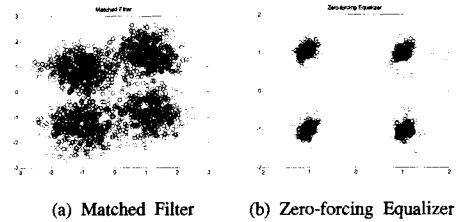


그림 7. 채널2의 성상도  
Fig. 7. Constellation Plots for Channel

그림8은 SNR 15dB,  $L=4, L_c=31, N=200$  일 때 사용채널 수  $P$ 를 2에서 14까지 증가시켜가며 MSE 성능을 제안된 기법과 [7]에서의 기법(이때, smoothing factor  $K=3$ )을 비교하였다. 2에서 8까지는 제안된 기법과 [7]에서의 기법이 비슷한 성능을 보이고 10이상을 넘어서면서 [7]기법이 우수한 성능을 보인다.

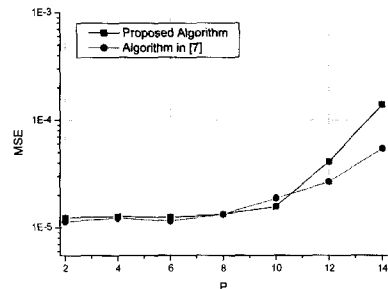


그림 8. 채널수에 따른 MSE  
Fig. 8. MSE as a function of the number of channel

부분공간 분석에 근거한 채널추정의 최대 단점은 SVD를 수행하는데 따른 막대한 연산복잡도에 있다. 제안된 기법과 [7]기법과의 연산복잡도 비교를 위해 각 기법에서 요구되는 연산량을 구해본다.  $n \times m$  행렬의 SVD 수행에는  $2n^2m + 11n^3$ , 그리고 의사 역행렬 수행에는  $2nm^2$ 의 연산량이 필요하다<sup>[9]</sup>. 따라

서 심볼 데이터 길이가  $N$  이라면 제안된 기법은  $(L_c - L + 1) \times L$  행렬의 의사 역행렬을  $N$  번씩  $P$  채널에 각각 수행하고 마지막에  $L \times N$  행렬의 SVD를 수행해야 하므로 총 연산량은 다음과 같다.

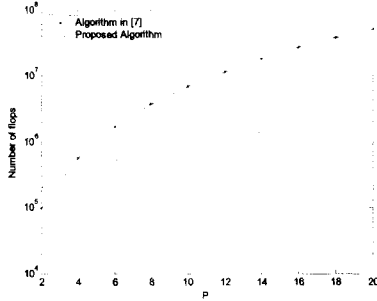


그림 9. 채널수에 따른 복잡도  
Fig. 9. Complexity as a function of the number of channel.

$$2 \cdot L^2 N + 11 \cdot L^3 + N \{ P [ 2(L_c - L + 1)L^2 ] \} \quad (35)$$

[7]기법에서는  $(K-1)LP \times N$  행렬의 SVD를 수행해야 하므로 총 연산량은 다음과 같다.

$$2 \cdot ((K-1)LP)^2 N + 11 \cdot ((K-1)LP)^3 \quad (36)$$

식(35) 및 (36)을 근거로 그림9는  $L=4, K=3, L_c=31, N=100$  일 때 채널 수 증가에 따른 연산량 변화를 보여준다. 대략 4미만에서는 [7]기법이 효율적이지만 4이상이면 제안된 기법이 우수하고 그 격차는  $P$ 가 증가함에 따라 더욱 커짐을 볼 수 있다.

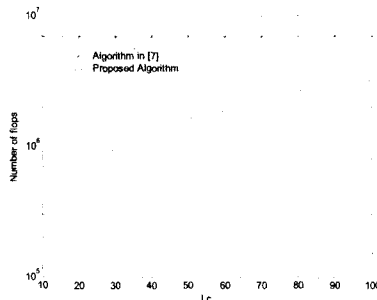


그림 10. 확산코드길이에 따른 복잡도  
Fig. 10. Complexity as a function of the length of spreading code.

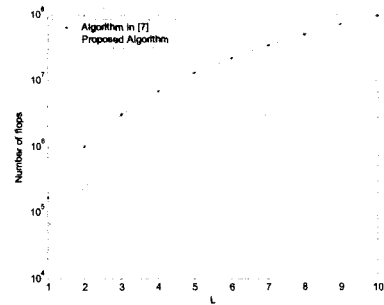


그림 11. 채널길이에 따른 복잡도  
Fig. 11. Complexity as a function of the length of channel.

그림10은  $L=4, K=3, P=10, N=100$  인 조건에서  $L_c$ 를 10에서 100까지 증가시키며 연산량 변화를 비교하였다. 식(36)에서 보듯 [7]기법의 연산량은  $L_c$ 와는 무관하다. 그리고 제안된 기법은  $L_c$ 에 비례해서 연산량이 증가됨을 볼 수 있다.  $P$ 를 고정하고  $L_c$ 만을 증가시킨다면 제안된 기법의 연산량이 [7]기법의 연산량을 초과할 수도 있지만 적절한 시스템 부하(load)를 고려한다면  $L_c$ 가 증가되면  $P$ 도 증가되므로 제안된 기법의 연산량이 [7]기법에 비해 적음을 알 수 있다. 그림11은  $K=3, P=10, L_c=31, N=100$  인 조건에서  $L$ 을 1에서 10까지 증가시킬 때 연산량을 비교하였다. 제안된 기법의 곡선 기울기가 [7]기법에 비해 완만하게 증가됨을 볼 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 긴 코드 DS-CDMA DMB 하향링크 시스템에서의 새로운 채널추정기법을 제안하였다. 제안된 기법은, 신호공간 벡터와 직교성이 존재하는 잡음 공간 벡터를 이용하는 대부분의 종래의 부분공간 채널추정기법과는 달리 신호부분공간만을 이용하여 채널응답벡터의 추정이 가능하다. 이러한 특성 때문에 제안된 기법은 종래의 막대한 연산복잡도 관계로 실제 구현상 장애가 되는 사이즈의 공분산 행렬 사이즈를 부분공간 채널 추정기법의 구현에 있어서 실제 적용 가능한 적절한 사이즈로 감소시켜 최적 해법을 제공할 수 있게 되었다. 또한 제안된 기법의 성능을 설명하기 위해 필요한 수식을 유도 하였고, 관련 시뮬레이션 결과를 통해 성능



을 확인 하고 연산복잡도 비교를 통해 제안된 기법의 연산량 감소 효과를 입증하였다.

Press ,Baltimore, MD, 3rd edition, 1996.

### 참 고 문 헌

- [1] A. J. Weiss and B. Friedlander, "Channel Estimation for DS-CDMA Downlink with Aperiodic Spreading Codes," IEEE Trans. Comm., vol. 47, pp 1561-1569 No10, Oct. 1999.
- [2] S. Buzzi, and H. V. Poor, "Channel Estimation and Multiuser Detection in Long-Code DS/CDMA Systems," IEEE Journal Selected Areas in Comm. vol. 19, pp 1476-1487, No 8, Aug. 2001.
- [3] S. Bhashyam and B. Aazhang, "Multiuser Channel Estimation and Tracking for Long-Code CDMA Systems," IEEE Trans. Comm. vol 50, pp1081-1090, no 7, July 2002.
- [4] Z. Xu and D.Reitz, "Subspace-Based Channel Estimation for CDMA Downlink with Aperiodic Spreading Codes and Multiple Subchannels", Proc. Of Asilomar '2001, vol. 2, pp. 1728-1732, Pacific Grove, CA. Nov., 2001
- [5] Y. Sung and L. Tong, "A projection based semi-blind channel estimation for long-code WCDMA", Proc. Of ICASSP 2002 vol III, pp. 2245-2248, Orlando, FL. May 2002.
- [6] H. Liu and G. Xu, "Subspace Method for signature waveform estimation in synchronous CDMA system", IEEE Trans. Comm. vol. 44, pp 1346-1354, Oct. 1996
- [7] E. Aktas, and U. Mitra, "Complexity Reduction in Subspace-Based Blind Channel Identification for DS/CDMA systems", IEEE Trans. Comm. Vol 48, pp 1392-1404, No. 8, Aug. 2000.
- [8] K. Li, and H. Liu, "A New Blind Receiver for Downlink DS-CDMA Communication" IEEE Communications Letters, vol. 3 , pp193-195, No.7, July 1999.
- [9] G. H. Golub, and C. F. Van Loan, Matrix Computations, Johns Hopkins University

양 완 철(Wan-Chul Yang)

준회원

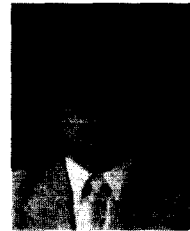


1998년 2월 : 한국항공대학교  
통신정보공학과 졸업  
2000년 2월 : 한국항공대학교  
통신정보공학과 석사  
2000년 8월~현재 : 한국항공대  
학교 통신정보공학과 박사과  
정

<관심분야> 신호처리, 이동통신, 디지털 방송

이 병 섭(Byung-Seub Lee)

정회원



1979년 2월 : 한국항공대학교  
통신정보공학과 졸업  
1981년 2월 : 서울대학교 전자  
공학과 석사  
1981년 2월~1992년 1월 : 한국  
전자통신연구소  
1990년 5월 : New Jersey

Institute of Technology 박사

1992년 9월~현재 : 한국항공대학교

통신정보공학과 교수

<관심분야> 위성통신, 신호처리, Adaptive Array