# 연속 간섭 제거 기법을 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA 방식의 용량 분석

# The Capacity Analysis of SSB/BPSK-DS/CDMA with Sussessive Interference Canceller

임 명 섭

Myoung-Seob Lim

## 요 약

DS-CDMA 방식의 이동통신 시스템에서 계속 증가하는 가입자의 용량 증대 및 향후 예상되는 광대역 고속 데이터 서비스를 수용하기 위해 대역 사용효율이 높은 SSB변조 방식을 적용할 필요가 있다. 그러나, SSB 변조 방식을 BPSK-DS/CDMA방식에 적용하면 대역 사용효율은 증가하나 다중 사용자 간섭의 증가로 성능이 감소한다. 따라서 증가된 다중 사용자 간섭을 제거하기위해 연속간섭제거 기법을 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA방식을 제안하고, 성능분석 및 용량분석을 하였다. 주어진 시스템의 가용 대역폭에서 연속간섭제거 기법을 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA기법이 종래의 연속간섭제거 기법이 적용된 BPSK-DS/CDMA 보다 더 많은 가입자 수용 용량을 제공할 수 있음을 분석하였다.

## Abstracts

It is necessary to apply SSB modulation method with high bandwidth efficiency to the DS-CDMA mobile communication systems in order to accommodate the increasing number of voice users as well as the broad band and high data rate service in the future. Even though the bandwidth efficiency increases if SSB modulation is applied to BPSK-DS/CDMA, its performance gets degraded because of the increased multiple access interference. Therefore for eliminating the increased multiple access interference, the SSB/BPSK-DS/CDMA with successive interference canceller(SIC) is proposed and its performance and capacity are analyzed. With the limited system bandwidth, it is shown that the SSB/BPSK-DS/CDMA with SIC can accommodate more capacity than the conventional BPSK-DS/CDMA with SIC.

## I. 서 론

이동통신 서비스가 대중화됨에 따라 이동통신 사용자의 수는 계속 증가하고 있으며, 향후 무선 인터넷 서비스및 화상이동통신 등과 같은 광대역의 고속 데이타 전송이 요구되는 이동통신 서비스가 예상된다. 따라서 한정된 대역폭에 변조효율을 높이기 위해 Multi level 변조방식에 이동통신의 fading 채널 조건에 따라 변조 level을 조정하는 가변 M-ary QAM, multi carrier-CDMA, multicode-CDMA기법

「이 연구는 정보통신부가 지원하는 정보통신연구진흥원의 대학기초연구지원사업의 지원에 의한 연구 결과임」

전북대학교 전자정보공학부, 정보통신연구소(Division of Electronic & Information Engineering, Information & Communication Research Institute, Chonbuk National University)

· 논 문 번 호 : 20000110-001

· 수정완료일자 : 2000년 3월 6일

등이 제안되고 있다[1].

본 논문에서는 주어진 채널 당 대역폭을 그대로 두고 변조효율을 높이는 multi level 변조기법과 달리 double sideband 특성을 갖는 DS-CDMA방식에 기존 이동통신 시스템에서도 적용되었던 single sideband(SSB) 변조기법을 적용하여 시스템의 주어진 대역자원을 2배로 향상시켜 대역 사용 효율을 높이고자 한다[2].

SSB 변조기법은 고전적인 방법인 여파기 사용에 의한 대역제한 방법으로는 이상적인 대역제한이 어려우므로 VSB 방식이 쓰이고 있다[3]. 따라서Hilbert 변환을 사용하는 디지털 방식으로 Weaver 변조방식이 제안되었으며[4], 최근에 위상천이 기법이 제안되어 연구되고 있다[5].

본 논문에서는 이러한 Hilbert 변환을 이용한 SSB 변조기법이 BPSK-DS/CDMA 방식에 적용된 신호가 여러 사용자에 의해서 전송될 때, 수신부에서 나타나는 신호 및 잡음의 통계적 특성을 살펴본다. 이때 대역의 사용은 절반으로 줄어드나 다중 사용자 간섭에 의한 잡음이 2배로 증가함을 알 수 있다.

최근에 DS/CDMA 이동통신 시스템의 용량증대를 위해 연구가 활발이 진행중인 간섭신호 제거 방식[6] 중 연속간섭제거방식을 BPSK-DS/CDMA에 적용하면 다중 사용자 신호수신에 의해2배로 증가된 SSB/BPSK-DS/CDMA의 신호의 잡음이 제거된다. 따라서 연속간섭제거방식이 적용된 SSB/BPSKDS/CDMA방식이 요구되는 성능에서 기존 방식보다 용량이 증대되는 효과를 분석함으로써 SSB/BPSK-DS/CDMA방식의 사용 가능성을 제시한다.

## Ⅱ. SSB/BPSK-DS/CDMA 방식의 신호 특성 분석

Inphase와 Quadrature 채널에 동일한 데이터가 입력되며, 서로 다른 확산 시퀀스에 의해 확산되는 balanced QPSK 방식의 IS-95 DS-CDMA방식은 double sideband의 양쪽 sideband에서 서로 대칭이 되는 주파수 성분의 신호세기가 항상 일정하지 않으므로 SSB변조 방식을 적용할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 양쪽이 대칭을 이루어 한쪽만을 전송할 수 있는 SSB/BPSK-DS/CDMA 방식을 제안하여

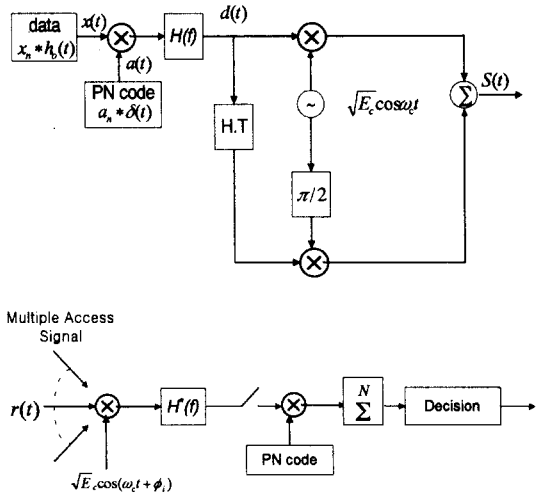


그림 1. SSB/BPSK-DS/CDMA 송, 수신기 구조
Fig. 1. Architecture of SSB/BPSK-DS/CDMA.

신호특성을 살펴본다.

BPSK-DS/CDMA전송구조에 Hilbert 변환에 의한 위상천이 기법을 이용한 SSB변조방식이 적용된 SSB/BPSK-DS/CDMA 전송방식의 송,수신부 구조는 그림 1과 같다.

i번째 사용자 신호의 upper sideband SSB/BPSKDS/CDMA 신호 출력 및 사용된 신호의 정의는 다음과 같다.

$$S^{(i)}(t) = d^{(i)}(t)\cos\omega_c t - \hat{d}^{(i)}(t)\sin\omega_c t \tag{1}$$

$$d^{(i)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_c^{(i)}}\, x_m^{(i)}\, a_m^{(i)}\, h(t - mT_c) \tag{2}$$

$$\hat{d}^{(i)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_c^{(i)}}\, x_m^{(i)}\, a_m^{(i)}\, \hat{h}(t - mT_c) \tag{3}$$

$h(t)$ : 파형 성형 여파기의 응답함수

$\hat{h}(t)$ : $h(t)$의 Hilbert transform

$E_c$ : PN chip energy

$$x^{(i)}(t) = \sum_n x_n^{(i)}\, h_o(t - nT_s) \tag{4}$$

$$h_o(t) = \prod\left(\frac{t}{T_s}\right)$$

$$a^{(i)}(t) = \sum_n a_n^{(i)} \delta(t - nT_c) \tag{5}$$

그리고 flat fading 채널을 통해서 여러 명의 사용자가 동시에 통화시 수신된 신호는 다음과 같다.

$$r(t)=\sum_{k=1}^{N_u} a_k\{d^{(k)}(t)\cos(\omega_c t+\phi_k) - \hat{d}^{(k)}(t)\sin(\omega_c t+\phi_k)\} + n_I(t)\cos\left\{(\omega_c+\frac{1}{2}\cdot 2\pi W)t+\phi\right\} + n_Q(t)\sin\left\{(\omega_c+\frac{1}{2}\cdot 2\pi W)t+\phi\right\} \quad (6)$$

$N_u$ : 전체 사용자수

$W$ : BPSK-DS/CDMA 신호의 기저대역 대역폭

$n_I(t), n_Q(t)$ : SSB 대역 제한된 $n(t)$의 inphase와 quadrature 성분

$a_i = i$ 사용자의 수신신호 세기

본 논문에서는 다음과 같이 여러 사용자의 수신된 신호세기가 같도록 이상적인 전력제어를 가정한다.

따라서 $i$번째 수신자의 coherent 수신부에서 기저대역 변환 후 저역 통과된 신호는 다음과 같다.

$$u^{(i)}(t)=r(t)\cos(\omega_c t+\phi)\mid_{LPF} = \sum_{k=1}^{N_u} a_k\{d^{(k)}(t)\cos(\omega_c t+\phi_k) - \hat{d}^{(k)}(t)\sin(\omega_c t+\phi_k)\} \times\cos(\omega_c t+\phi_i)\mid_{LPF} + \frac{1}{2}n_I'(t)+\frac{1}{2}n_Q'(t) = \frac{\sqrt{E_c}}{2}\sum_{k=1}^{N_u}\sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m^{(k)} a_m^{(k)}\{\cos(\phi_k-\phi_i) R_{hh}(t-mT_c) - \sin(\phi_k-\phi_i)R_{\hat{h}h}(t-mT_c)\} + \frac{1}{2}n_I'(t)+\frac{1}{2}n_Q'(t) \quad (7)$$

여기서 저역통과된 잡음성분은 다음과 같다.

$$\frac{1}{2}n_I'(t)=n_I(t)\cos\left[(\omega_c+\frac{1}{2}\cdot 2\pi W)t+\phi\right] \times\cos(\omega_c t+\phi_i)\mid_{LPF} = \frac{1}{2}n_I(t)\cos(\pi W t+\phi-\phi_i)$$

$$\frac{1}{2}n_Q'(t)=\frac{1}{2}n_Q(t)\sin(\pi W t+\phi-\phi_i) \quad (8)$$

식 (7)에서 쓰인 $R_{hh}(t)$와 $R_{\hat{h}h}(t)$의 정의는 다음과 같다.

$$R_{hh}(t)=h(t)*h^*(t)=F^{-1}[H(f)H^*(f)]$$

$$R_{\hat{h}h}(t)=\hat{h}(t)*h^*(t)$$

$h^*(t)$: $h(t)$의 정합필터 함수 (9)

그리고 저역 통과 처리된 신호를 $T_c$ 시간간격으로 표본화된 신호에 수신부 PN code로 역 확산시킨 신호는 다음과 같다.

$$y^{(i)}(nT_c)=u^{(i)}(nT_c)a_n^{(i)} = \frac{\sqrt{E_c}}{2}\sum_m x_m^{(i)}a_m^{(i)}a_n^{(i)}R_{hh}\{(n-m)T_c\} + \sum_{k\neq i}^{N_u}\frac{\sqrt{E_c}}{2}\Big[\cos(\phi_k-\phi_i) \sum_m x_m^{(k)}a_m^{(k)}a_n^{(i)}R_{hh}\{(n-m)T_c\}\Big] - \sin(\phi_k-\phi_i)\sum_m x_m^{(k)}a_m^{(k)}a_n^{(i)}R_{\hat{h}h}\{(n-m)T_c + \frac{1}{2}\{n_I'(nT_c)+n_Q'(nT_c)\}a_n^{(i)} \quad (10)$$

윗식에서 정확히 동기가 맞아 수신된 신호는 다음과 같다.

$$E\{y^{(i)}(nT_c)\mid x_n^{(i)}\}=\frac{\sqrt{E_c}}{2}x_n^{(i)}R_{hh}(0) \quad (11)$$

그리고 간섭 신호의 분산값은 다음과 같다.

$$Var\{y^{(i)}(nT_c)\mid x_n^{(i)}\} = Var\Big[\frac{\sqrt{E_c}}{2}\sum_{m\neq n}x_m^{(i)}a_m^{(i)}a_n^{(i)}R_{hh}\{(n-m)T_c\}\Big] + \sum_{k\neq i}^{N_u} Var\Big[\frac{\sqrt{E_c}}{2}\Big\{\cos(\phi_k-\phi_i) \sum_m x_m^{(k)}a_m^{(k)}a_n^{(i)}R_{hh}\{(n-m)T_c\} + \sin(\phi_k-\phi_i) \sum_m x_m^{(k)}a_m^{(k)}a_n^{(i)}R_{\hat{h}h}\{(n-m)T_c\}\Big\}\Big] \quad (12)$$

이 분산값을 기존의 BPSK-DS/CDMA와 비교하면 PN칩간 간섭신호(Interchip Interference)와 잡음성분에 해당하는 분산값은 같으나, 다중 사용자 간섭신호(Multiple Access Interference)성분에 해당하는 분산값이 식(13)과 같이 다르게 발생됨을 알 수 있다.

$$\sum_{k\neq 1}^{N_U} Var\Big[\frac{\sqrt{E_c}}{2}\{\cos(\phi_k-\phi_i)\cdot \sum_m x_m^{(k)}a_m^{(k)}a_n^{(i)}R_{hh}\{(n-m)T_c\} + \sin(\phi_k-\phi_i)\sum_m x_m^{(k)}a_m^{(k)}a_n^{(i)} \cdot R_{\hat{h}\hat{h}}\{(n-m)T_c\}\}\Big]$$
$$= \sum_{k\neq 1}^{N_U}\frac{E_c}{4}\Big[E[\cos^2(\phi_k-\phi_i) \times E\Big[\sum_m\sum_l x_m^{(k)}x_l^{(k)}a_m^{(k)}a_l^{(k)}a_n^{(i)}a_n^{(i)} \cdot R_{hh}\{(n-m)T_c\}R_{hh}\{(n-1)T_c\}\Big] + E[\sin^2(\phi_k-\phi_i)] \times E\Big[\sum_m\sum_l x_m^{(k)}x_l^{(k)}a_m^{(k)}a_l^{(k)}a_n^{(i)}a_n^{(i)} \cdot R_{\hat{h}\hat{h}}\{(n-m)T_c\}\Big]\Big] + \sum_{k\neq i}^{N_U}\frac{E_c}{2}E[\cos(\phi_k-\phi_i)\sin(\phi_k-\phi_i)] \times E\Big[\sum_m\sum_l x_m^{(k)}x_l^{(k)}a_m^{(k)}a_l^{(k)}a_n^{(i)}a_n^{(i)} \cdot R_{hh}\{(n-m)T_c\}R_{\hat{h}\hat{h}}\{(n-l)T_c\}\Big] \quad (13)$$

윗 식의 평균을 취한 첫번째 항과 두번째 항은 모두 $m=l$에서만 존재하므로 각각 아래와 같이 된다.

$$\frac{E_c}{8}\sum_{k\neq 1}^{N_U}\sum_m[R_{hh}\{(n-m)T_c\}]^2 \quad (14)$$

$$\frac{E_c}{8}\sum_{k\neq 1}^{N_U}\sum_m[R_{\hat{h}\hat{h}}\{(n-m)T_c\}]^2 \quad (15)$$

식 (14)의 괄호안의 수식의 정의는 다음과 같다[7].

$$\frac{1}{T_c}\int_{-\infty}^{\infty}|H(f)|^4 df \quad (16)$$

그리고 여기서 새로이 발생한 식 (15)의 괄호안의 수식의 정의는 식 (17)과 같다.

$$R_{\hat{h}\hat{h}}(t) = \hat{h}(t) * h^*(t) = F^{-1}[\hat{H}(f)H^*(f)] \quad (17)$$

$\hat{H}(f)$ : $\hat{H}(t)$의 fourier transform

그러므로 식 (17)은 다음과 같이 정리된다.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty}[R_{\hat{h}\hat{h}}(nT_c)]^2$$
$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty}\Big[\int_{-\infty}^{\infty}\hat{H}(f)H^*(f)e^{j2\pi fnT_c}df\Big]^2$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty}\hat{H}(f)H^*(f)\int_{-\infty}^{\infty}\hat{H}(v) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty}e^{j2\pi(f+v)nT_c}dvdf \quad (18)$$

그리고 식 (18)의 식 간략화를 위해 쓸 수 있는 Poisson's formula는 다음과 같다.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty}e^{j2\pi(f+v)nT_c} = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\frac{1}{T_c}\delta(f+v-k/T_c) \quad (19)$$

따라서 식 (19)를 이용하여 식 (18)은 다음과 같이 쓸 수 있다[7].

$$\frac{1}{T_c}\int_{-\infty}^{\infty}\hat{H}(f)\hat{H}(-f)H^*(f)H^*(-f)df \quad (20)$$

식 (20)의 첫번째와 두번째 항은 다음과 같이 정리된다[8].

$$\hat{H}(f) = -j\,\mathrm{sgn}(f)H(f),$$
$$\hat{H}(-f) = -j\,\mathrm{sgn}(-f)H(-f) \quad (21)$$

그리고 $\hat{H}(f)\ \hat{H}(-f)$는 $H(f)\ H(-f)$으로 정리되어 첫 번째 항과 같이 식 (16)을 얻을 수 있다.

한편 식 (14)의 맨 마지막 항은 다음과 같은 두가지 과정에 의해 결국 0이 된다.

$$E[\cos(\varnothing_k-\varnothing_i)\sin(\varnothing_k-\varnothing_i)] = E\Big[\frac{1}{2}\sin 2\cdot(\varnothing_k-\varnothing_i)\Big] = 0 \quad (22)$$

$$\sum_n\sum_m R_{hh}(nT_c)R_{\hat{h}\hat{h}}(mT_c)$$
$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty}\Big[\int_{-\infty}^{\infty}\hat{H}(f)H^*(f)e^{j2\pi fnT_c}df\Big] \times\Big[\int_{-\infty}^{\infty}H(v)H^*(v)e^{j2\pi vnT_c}dv\Big]$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty}\hat{H}(f)H^*(f)df\int_{-\infty}^{\infty}\hat{H}(v)H^*(v)dv \sum_{n=-\infty}^{\infty}e^{j2\pi(f+v)nT_c}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \hat{H}(f)\, H(-f)\, H^{*}(f) H^{*}(-f) df$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} -j\,\mathrm{sgn}(f)\; |H(f)|^{\downarrow} df$$

$$= 0 \qquad (23)$$

즉 BPSK-DS/CDMA의 간섭신호 성분과 비교해 보면, 식(21)에서 표현된 다중 사용자 간섭신호 성분이 2배로 발생하므로 동일한 성능을 유지하면서 SSB기법에 의한 대역 사용효율을 기대할 수 없다. 따라서 최근에 CDMA의 용량 증대를 위해 많은 연구가 이루어지고 있는 간섭신호 제거기법을 적용하여 SSB/BPSK-DS/CDMA의 성능저하의 주원인인 다중 사용자 간섭신호 성분을 없앤다[9].

## Ⅲ. SIC 방식을 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA 방식의 에러 특성 분석

이동국에서 기지국으로 신호전송시에는 각기 다른 시간지연 (와 반송파의 위상 (를 갖고 있는 여러 명의 사용자가 동시에 SSB/BPSK-DS/CDMA 전송방식으로 송신을 한다. 수신부에서는 그림 2에서와 같이 검출된 신호 중 큰 것부터 순차적으로 제거해 나감으로써 SSB/BPSK-DS/CDMA방식의 오율 특성을 좋게 할 수 있으므로 용량증대 효과를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 coherent 복조방식의 SSB/BP나-DS/ CDMA방식을 사용하고, 일정한 이득을 갖고 H(f)가 대역제한된 경우를 고려한다.

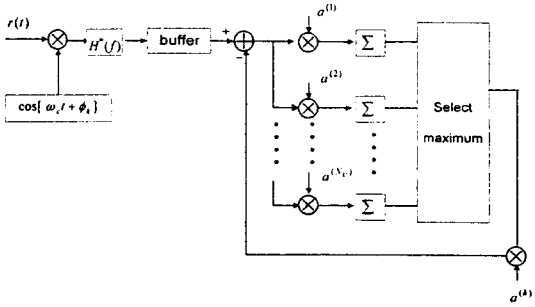


그림 2. 연속간섭신호 제거기법이 적용된 BPSK-DS/CDMA 수신기 구조

Fig. 2. The receiver archirecture of BPSK-DS/CDMA with successive interference canceller.

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{B}}\left[u\left(f+\frac{B}{2}\right) - u\left(f-\frac{B}{2}\right)\right]$$

$u(f)$: 단위 계단함수

$$\mathrm{B} \equiv \frac{1}{T_c} \qquad (24)$$

이 경우 식 (12)의 PN칩간 간섭신호항이 제거된다.

이와 같은 조건에서 연속 간섭신호 제거기의 효과를 고려한 오율 특성을 분석하기 위해 $k$번째 사용자의 정확한 신호가 $\frac{\sqrt{E_c^{(k)}}}{2}$ 일때, $(j+1)$번째 사용자 신호에 섞여있는 간섭신호의 분산을 살펴보면 다음과 같다[10,11].

$$\eta_{j+1} = Var\left[ y^{(j+1)} \mid \frac{\sqrt{E_c^{(k)}}}{2} \right]$$

$$= \sum_{k=j+2}^{N_u} \frac{E_c^{(k)}}{4} Var[I_{k,j+1}(\tau_{i,i+1}, \varnothing_{i,i+1})]$$

$$+ Var\left[\frac{1}{2}\{n_I(nT_c) + n_Q(nT_c)\} a_n^{(k)}\right]$$

$$+ \sum_{i=1}^{j} \eta_i\, Var[I_{k,i+1}(\tau_{i,i+1}, \varnothing_{i,i+1})] \qquad (25)$$

여기에서 식 (25)의 은 서로 다른 PN code간의 상관값으로 다음과 같이 정의된다[10].

$$I_{(k,i)}(\tau_{k,i}, \varnothing_{k,i}) = \frac{1}{NT_c} \cdot$$

$$\left[\int_0^{NT_c} a^{(k)}(t-\tau_{k,i}) a^{(i)}(t)\, dt \times \cos(\varnothing_k - \varnothing_i)\right] \qquad (26)$$

식 (25)의 첫번째 항은 간섭신호성분이 제거되지 않은 부분으로서 식 (13)과 식 (21)에 의해서 다음과 같이 정리된다.

$$\sum_{k=j+2}^{N_u} \frac{E_c^{(k)}}{4} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^4\, df / T_c \qquad (27)$$

기지국에서 동시에 여러 사용자 신호를 전송시에는 $\tau_1 = \tau_2 = \cdots = \tau_{Nu}$과 $\phi_1 = (\phi_2 = \cdots\ \phi_{Nu}$로 간단히 처리되나 단말기에서 여러 사용자가 각기 전송하는 비동기식인 경우는 $\tau_k$가 $[0, T]$에서 균일한 분포를 갖고, $\phi_k$도 $[0, 2\pi]$에서 균일한 분포를 갖고 있으므로, 각각에 대해 평균을 취하면 다음과 같은 값을 갖는다[12].

$$E_{\varnothing_k,\tau_k}(\eta_{j+1})=\frac{1}{3}\sum_{k=j+2}^{N_u}\frac{E_c^{(k)}}{4}$$
$$Var[I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1},\varnothing_{k,j+1})]$$
$$+Var[\frac{1}{2}\{n_I(nT_c)+n_Q(nT_c)\}a_n^{(k)}]$$
$$+\frac{1}{3}\sum_{i=1}^{j}\eta_i Var[I_{i,i+1}(\tau_{i,i+1},\varnothing_{i,i+1})] \quad (28)$$

$(j+1)$번째 사용자 신호의 출력은 PN chip당 검출된 값이 $N$개 만큼 누적되어야 하므로 다음과 같이 정리된다.

$$E[Y]=\sum_{n=1}^{N}E\left[\frac{\sqrt{E_c^{(j+1)}}}{2}x_n^{(j+1)}R_{hh}(0)\right]$$
$$=N\frac{\sqrt{E_c^{(j+1)}}}{2} \quad . \quad (29)$$

그리고 개개 PN chip 출력에 있어서 잡음 성분들은 서로 상관도가 없으므로 동기식의 경우와 비동기식의 경우 각각 다음과 같다.

$$Var[Y]=N\eta_{j+1}$$
$$Var[Y]=\frac{N}{3}\eta_{j+1} \quad (30)$$

따라서 $E_b$는 $NE_c$이고, 모든 사용자의 신호가 전력제어가 동일하게 되어 수신된다면 동기식의 경우 최종 에러 확률은 식 (31)과 같이 된다.

$$P_b=Q\left(\sqrt{\frac{[E](Y)]^2}{Var[Y]}}\right)$$
$$=Q\left(\sqrt{\frac{N^2E_c^{(j+1)}/4}{N\left[\sum_{k=j+2}^{N_u}\frac{E_c^{(k)}}{4}\int_{-\infty}^{\infty}|H(f)|^4df/T_c\right.}}\right.$$
$$\left.\left.\frac{N^2E_c^{(j+1)}/4}{+\frac{N_o}{8}+\sum_{i=1}^{j}\eta_i\frac{E_c^{(k)}}{4}\int_{\infty}^{-\infty}|H(f)|^4df/T_c\right]}\right)$$
$$=Q\left(\sqrt{\frac{E_b^{(j+1)}}{\frac{1}{N}\sum_{k=j+2}^{N_u}E_b^{(k)}\int_{-\infty}^{\infty}|H(f)|^4df/T_c}}\right.$$
$$\left.\frac{E_b^{(j+1)}}{+\frac{N_o}{2}+\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{j}\eta_i E_b^{(k)}\int_{-\infty}^{\infty}|H(f)|^4df/T_c\right]}\right) \quad (31)$$

식 (24)에서 가정한 바와 같이 단일 이득을 갖는 대역제한 $H(f)$는 다음과 같이 정리된다[13].

$$\frac{1}{T_c}\int_{-\infty}^{\infty}|H(f)|^4df=\frac{1}{B}\int_{-B/2}^{B/2}df=1 \quad (32)$$

따라서 식 (32)를 이용하여 식 (31)을 간략히 처리할 수 있고, $E_b/N_0$=6 dB이고, $N$=64일 때 가입자 수용용량에 따른 에러 확률을 분석할 수 있다.

그림 3에서 BPSK-DS/CDMA의 사용자수에 따른 평균 오율은 식 (33)에 의해 주어진다[12].

$$P_b=Q\left(\left[\left(\frac{2E_c}{B_o}\right)^{-1}+\frac{N_u-1}{2N}\right]^{-\frac{1}{2}}\right) \quad (33)$$

SSB/BPSK-DS/CDMA방식이 BPSK-DS/CDMA에 비해 대역사용 효율은 2배 높아지더라도 다중간섭에 의해 그 효과를 살릴 수 없었으나, 식 (31)에 의해 오율 특성이 주어지는 연속 간섭잡음성분 제거기를 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA 경우 그림 3에서 보듯이 동일한 동시 사용자수 환경하에서 더 나은 오율 특성을 보여준다. 또한 동일한 연속 간섭잡음성분 제거기를 적용하여 식 (30)에서 다중 사용자 간섭신호 성분만이 1/2 적게 되는 BPSK-DS/CDMA의 경우와 비교하면 그림 3과 같이 동일 에러확률에서 수용용량이 약간 적으나 전체 가용한 채널 수가 2배 많으므로 이를 적용하여 표시된 결과는

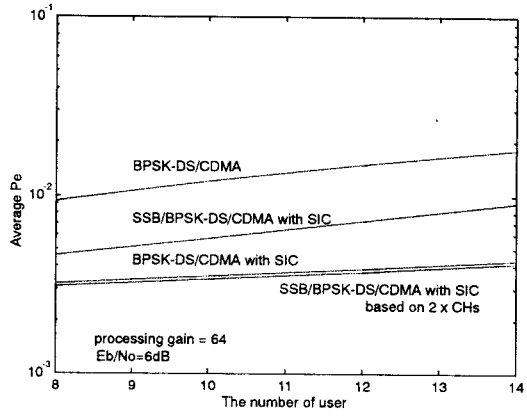


그림 3. BPSK-DS/CDMA의 4가지 방식별 사용자 수에 따른 평균 오율 비교

Fig. 3. The comparison of average Pe vs the number of users in 4 cases of BPSK-DS/CDMA.

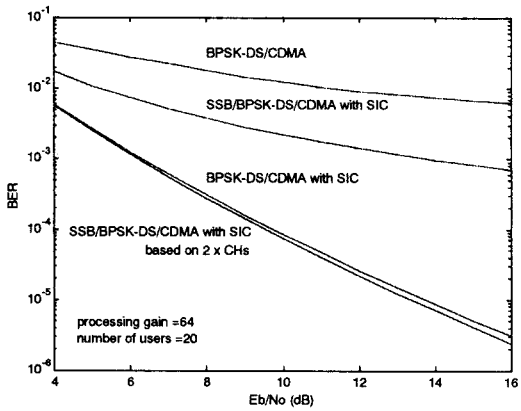


그림 4. BPSK-DS/CDMA의 4가지 방식별 Eb/No에 따른 평균 오율 비교

Fig. 4. The comparison of average Pe vs Eb/No in 4 cases of BPSK- DS/CDMA.

수용용량이 증가함을 알 수 있다. 그림 4에서는 20명의 다중 사용자 환경하에서 오율 특성을 살펴봤을 때 가용한 채널수가 SSB/BPSK-DS/CDMA가 더 많아 채널당 동일 채널에 다중 사용자 수를 적게 할당할 수 있으므로 오율 특성이 더 좋아짐을 알 수 있다.

## Ⅳ. 결 론

CDMA이동통신 시스템의 한정된 대역폭에서 증가하는 가입자 수용용량의 처리 및 광대역 고속 데이터 서비스를 수용하기위해서 대역사용 효율을 향상시킬 수 있는 방법이 필요하다. 따라서 대역사용의 효율이 높은 SSB변조기법을 BPSK-DS/CDMA방식에 적용할 수 있는지를 알아 보기 위해 신호 및 잡음성분을 살펴보았다. 그러나, SSB/BPSK-DS/CDMA방식은 BPSK-DS/CDMA방식에 비해 채널 대역폭은 절반으로 줄어드나 다중 간섭잡음이 2배로 늘어나므로 오율 특성이 나빠진다. 따라서 연속 간섭신호 제거기법을 SSB/BPSK-DS/CDMA방식에 적용하면 SSB변조방식의 특성상 증가되는 다중 간섭잡음을 제거할 수 있다. 연속 간섭신호 제거기법을 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA방식의 성능을 분석하기 위해 BPSK-DS/CDMA방식의 신호 및 잡음특성의 분석 결과를 DS-CDMA의 연속 간섭신호 제거기의 오율 특성분석에 적용하였다. 성능의 분석 결과 BPSK-DS/CDMA방식보다 수용용량이 월등하고, 연속 간섭신호 제거기법이 적용된 BPSK-DS/CDMA방식에 비해 용량이 증대되는 효과를 분석함으로써 SSB/BPSK-DS/CDMA방식의 사용 가능성을 제시하였다.

## 참 고 문 헌

[1] Norihiko Morinaga, "Advanced Wireless Communication Technologies for Achieving High-Speed Mobile radios", *IEICE Trans. Communication*, vol. E78-B, no. 8, pp. 1089-1094, August, 1995.

[2] Bruce Lusignan, "Single-Sideband transmission for land mobile radio" *IEEE spectrum*, July, pp 33-37, 1978.

[3] Dong Ku Kim, Jung Min Park, Myoung Seob Lim, "BER performance of vestigital sideband wideband CDMA systems", *IEE Electronics Letters*, vol. 33 no. 9, pp. 733-735, 24th April, 1997.

[4] Sidney Darlington, "On Digital Single-Sideband Modulator", *IEEE Trans. On Circuit Theory*, vol. CT-17, no. 3, pp. 409-414, August, 1970.

[5] Robert A. Hawley, Thu-ji Lin and Henry Samueli, "A 300MHz Digital Double-Sideband converter in 1um CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 1, pp. 4-10, January, 1995.

[6] Shimon Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications" *IEEE Comm. Magazine*, pp. 124-136, Oct., 1996.

[7] Lee, Miller, *CDMA systems Engineering Handbook*, Artech House, pp. 827-834, 1998.

[8] Stefan L. Hahn, *Hilbert Transforms in Signal Processing* Artech House, pp. 55-56, 1994.

[9] Raxandra Lupas and Sergio Verdu, "Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channel", *IEEE*

*Trans. On Information Theory*, vol. 35, no. 1, pp. 123-136, January, 1989.

[10] Pulin Patel and Jack Holtzman, "Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System" *IEEE Journal on : Selected Areas in Comm.*, vol. 12, no. 5, pp. 796-807, June, 1994.

[11] Pulin Patel and Jack Holtzman, "Analysis of a DS/CDMA Successive Interference Cancellation Scheme using Correlation", *Proc. GLOBECOM*, pp. 76-80, 1993.

[12] Kyungwhoon Cheun, *Spread Spectrum Communications*, Hong Reung Sci. Pub. Co. , pp. 32-33, 118-119, 1995.

[13] Andrew J. Viterbi, *CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, pp. 31-33, 1995.

임 명 섭

1957년 9월 28일생
1976년 3월~1980년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)
1980년 3월~1982년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
1984년 3월~1990년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학박사)
1984년 1월~1985년 9월 : 대우통신 종합연구소 근무
1985년 9월~1996년 10월 : 한국전자통신연구원 이동통신 기술연구단 신호처리연구실장
1996년 10월~현재 : 전북대학교 전자정보공학부 조교수 정보통신연구소
[주 관심분야] advaned CDMA modem기술 개발(W-CDMA, MC-CDMA, SSB-DS/CDMA), cellular system engineering, wireless LAN용 DMT 변복조기, 통신 신호처리 기술 개발