

SSB-DS/CDMA 전송방식을 위한 위상추정 및 성능분석

정회원 임명섭*, 준회원 노시창*

Phase estimation and performance analysis SSB-DS/CDMA

Myoung-Seob Lim* *Regular Member*, Shi-Chang Rho* *Associate Member*

요 약

DS-CDMA의 역방향 신호전송에서 이동통신 가입자의 수용용량 증대를 위해서 대역사용 효율이 높은 SSB-DS/CDMA 방식의 연구가 필요하다. 이 논문에서는 SSB-DS/CDMA 방식의 위상에러에 대한 잡음특성을 분석하고, 이를 보정하기 위해 힐버트 변환된 의사잡음부호를 써서 위상추정이 가능한 구조를 제시하였으며, 연속잡음 제거기를 사용하여 다중접속간섭신호를 제거함으로써 SSB-DS/CDMA의 위상추정오차에 따른 용량 및 오류특성을 분석하였다.

ABSTRACT

It is necessary to make a research of single sideband(SSB)-DS/CDMA, whose spectral efficiency is high, for increasing the mobile subscriber capacity in the reverse link of DS-CDMA. In this paper, the noise characteristics about the phase error of SSB-DS/CDMA are analyzed and for compensating the performance degradation due to the phase error, the phase estimation method with the Hilbert transformed PN code in the receiver is proposed. And the capacity and BER performance of SSB-DS/CDMA with successive interference cancellation are analyzed under the phase estimation error.

1. 서론

이동통신 서비스가 대중화됨에 따라 이동통신 사용자수는 점차 증가하고 있다. 따라서 점차 증가하는 가입자 용량을 수용하기 위해 새로운 주파수대역을 개발하거나 또는 한정된 주파수대역에서 무선 자원의 활용을 극대화하는 방법이 필요하다.

DS-CDMA의 이동통신방식에서 성능개선에 의한 용량증대방법으로 간섭 제거방식과 스마트 안테나 기술을 활용한 빔 형성방법 등이 연구 개발 중이다. 광대역을 사용하는 DS-CDMA의 대역 사용 효율을 높임으로써 용량증대를 얻을 수 있는 방법을 연구할 필요가 있다. 따라서 본 논문에서는 변조후 양측 파대를 갖는 방식보다 대역사용 효율이 높은 SSB-

DS/CDMA 방식에 대해서 살펴보고자 한다.

DS-CDMA 방식에 단측파대 변조방식이 적용되면 대역사용 효율은 2배로 늘어나나, 수신부에서 단측 파대 복조방식의 특성상 누화 간섭 현상으로 다른 사용자신호의 간섭량이 2배로 늘어나며, 송,수신 반송파간의 위상차이로 인해 신호 성분이 왜곡되고 이로 인한 간섭신호 성분도 2배로 발생되어 효율가치가 없었으나, 최근에 다른 사용자 신호의 간섭 제거 기술이 제안되어 누화 간섭 현상에 의한 간섭을 줄이면서 대역사용 효율을 높일 수 있는 방법이 가능하게 되었다^{[1][2]}. 이 논문에서는 두 번째 문제점인 위상차이에 의한 신호 왜곡을 보정하기 위해 복조부에서 SSB-DS/CDMA 코히런트 검파에 필수적인 위상추정이 가능한 방법을 제안하였다. 그리고 신호

* 전북대학교 전자정보공학부, 정보통신연구소(mslim@hslab.chonbuk.ac.kr)

논문번호 : K01142-0529, 접수일자 : 2001년 5월 29일

※ 본 연구는 정보통신부 정보통신연구진흥원에서 지원하는 대학기초지원사업으로 수행되었습니다.

대 잡음비에 따른 위상추정 오차 분석을 하고 이에 따른 연속잡음제거 기법이 적용된 SSB-DS/CDMA 의 용량 및 비트 오류특성 분석을 하였다.

II. SSB-DS/CDMA의 전송 모델 및 위상추정

1. SSB-DS/CDMA의 전송 모델

동위상 경로와 직교위상 경로 채널에 동일한 데이터가 입력되며, 서로 다른 의사잡음부호에 의해 확산되는 동일채널 QPSK 방식의 IS-95 DS-CDMA 방식은 양측파대의 양쪽 측파대역에서 대칭이 되는 주파수 성분의 신호세기가 항상 동일하지 않으므로 이 논문에서는 양쪽이 대칭을 이루어 한쪽만을 전송할 수 있는 SSB-DS/CDMA 방식을 대상으로 위상추정방법을 제안하고자 한다.

DS/CDMA 전송구조에 힐버트 변환에 의한 위상천이 기법을 필터를 이용하여 구현한 SSB 변조방식이 적용된 SSB-DS/CDMA 전송방식의 송신부 구조는 그림 1과 같다^[3].

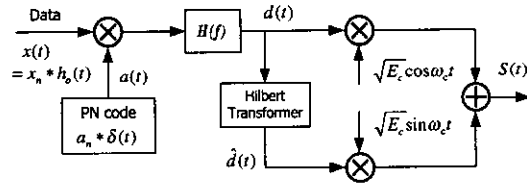


그림 1. SSB-DS/CDMA의 송신부 구조

그림1에서 사용된 신호의 정의는 다음과 같다.

$$s_f(t) = d_i(t) \cos \omega_c t + \widehat{d}_i(t) \sin \omega_c t \quad (1)$$

$$d_i(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_c} x_{i,m} a_{i,m} h(t - mT_c) \quad (2)$$

$$\widehat{d}_i(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_c} x_{i,m} a_{i,m} \widehat{h}(t - mT_c) \quad (3)$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_c} \widehat{x_{i,m} a_{i,m}} h(t - mT_c) \quad (4)$$

$$x_i(t) = \sum_r x_{i,r} h_0(t - rT_s),$$

$$a_i(t) = \sum_n a_{i,n} \delta(t - nT_c), \quad \frac{T_s}{T_c} = N$$

$(x_{i,n})$: i 번째 사용자 신호의 기저대역 데이터 열

$h_0(t)$: 시간폭이 T_s 인 구형파 신호 $\Pi(\frac{t}{T_s})$

$h(t)$: 시간폭이 T_c 인 의사잡음부호 열의 파형 성형 필터의 임펄스 응답 함수

$(a_{i,n})$: i 번째 사용자 신호의 의사잡음부호 열

E_c : 의사잡음부호의 에너지

$\widehat{h}(t), \widehat{d}(t), \widehat{x_{i,m} a_{i,m}}$: $h(t), d(t), x_{i,m} a_{i,m}$ 의 힐버트 변환

w_c : 반송파 각속도, $\delta(t)$: Dirac의 delta 함수

대역확산된 i 번째 사용자 신호의 힐버트 변환된 신호는 식(3)과 같고, 콘벌루션의 힐버트 변환 성질을 이용하여 대역확산된 신호가 힐버트 변환된 식(3)은 식(4)와 같이 표현될 수 있다^[4]. 따라서 동위상 경로에 입력되는 식(2)의 신호와 직교 위상 경로에 입력되는 식(3)이 합해져서 식(1)이 되고, 이 신호는 단측파대 스펙트럼을 갖는 SSB-DS/CDMA 신호가 된다.

본 논문에서는 비선형적 페이딩채널을 통과한 SSB-DS/CDMA의 송,수신 반송파간 위상차이에 의한 신호왜곡을 살펴보기로 한다. 역방향 신호전송 경로에서 기지국에 수신된 신호를 다음과 같이 정의한다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \alpha_k [d_k(t) \cos(\omega_c t + \phi_k) - \widehat{d}_k(t) \sin(\omega_c t + \phi_k)] + n_f(t) \cos[(\omega_c + \frac{1}{2} 2\pi W)t + \phi] + n_q(t) \sin[(\omega_c + \frac{1}{2} 2\pi W)t + \phi] \quad (5)$$

N_u : 전체 사용자수

W : BPSK-DS/CDMA 신호의 기저대역 대역폭
 $n_f(t), n_q(t)$: 단측파 대역 제한된 잡음의 동위상 경로와 직교위상 경로 성분

$a_i = i$ 번째 사용자의 수신신호 세기, 레일라이 확률분포특성을 갖는다.

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

$$a_1 \sqrt{E_c} = a_2 \sqrt{E_c} = \dots = \sqrt{E_c}$$

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

$$\begin{aligned} \widehat{d}_i(t) &= \int r(\tau) 2 \cos \omega_c \tau h^*(t - \tau) d\tau \\ &= \sqrt{E_c} \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_{k,m} a_{k,m} [R_{hh}(t - mT_c) \cos \phi_k \end{aligned}$$

$$-R_{\tilde{h}h}(t-mT_c)\sin\phi_k] + n'_f(t) + n'_q(t) \quad (6)$$

여기서 잡음성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} n'_f(t) &= \int n_f(\tau) \cos\{(\omega_c + \pi W)\tau + \phi\} \times \\ &\quad 2\cos\omega_c\tau h^*(t-\tau) d\tau \\ n'_q(t) &= \int n_q(\tau) \sin\{(\omega_c + \pi W)\tau + \phi\} \times \\ &\quad 2\cos\omega_c\tau h^*(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad (7)$$

식 (2)와 (3)에서 쓰인 송신부 파형성형 필터 함수와 수신부의 파형성형 필터의 정합필터함수간 콘벌루션을 이루는 $R_{hh}(t)$ 와 $R_{\tilde{h}h}(t)$ 의 정의는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{hh}(t) &= h(t) * h^*(t) = F^{-1}[H(f)H^*(f)] \\ R_{\tilde{h}h}(t) &= \tilde{h}(t) * h^*(t) = F^{-1}[\tilde{H}(f)H^*(f)] \end{aligned} \quad (8)$$

$h^*(t)$: $h(t)$ 의 정합필터 전달함수

그리고 저역 통과 처리된 신호를 T_c 시간간격으로 표본을 취한 신호에 수신부 의사잡음부호로 역확산시킨 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_i(nT_c) &= \tilde{a}_i(nT_c)a_{i,n} \\ &= \sqrt{E_c} \sum_m x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} [R_{hh}((n-m)T_c) \cos\phi_i \\ &\quad - R_{\tilde{h}h}((n-m)T_c) \sin\phi_i] \\ &\quad + \sum_{k \neq i}^N \sqrt{E_c} [\cos\phi_k \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} R_{hh}((n-m)T_c) \\ &\quad - \sin\phi_k \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} R_{\tilde{h}h}((n-m)T_c) \\ &\quad + \{n'_f(nT_c) + n'_q(nT_c)\} a_{i,n} \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서 정확히 동기가 맞아 수신된 신호는 다음과 같다.

$$E\{y_i(nT_c)|x_{i,n}\} = \sqrt{E_c} x_{i,n} [R_{hh}(0) \cos\phi_i] \quad (10)$$

식 (8)에서 정의된 $R_{hh}(t)$ 로부터 $R_{hh}(0)$ 의 값을 다음과 같이 정규화시킨다.

$$R_{hh}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = 1 \quad (11)$$

따라서, 수신신호는 $\cos\phi_i$ 만큼 감쇄되고, $\sqrt{E_c} x_{i,n} R_{\tilde{h}h}(0) \sin\phi_i$ 의 간섭신호가 추가로 발생된다. 그리고 간섭신호의 분산 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} &\text{Var}\{y_i(nT_c)|x_{i,n}\} \\ &= \text{Var}[\sqrt{E_c} \sum_m x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} [R_{hh}((n-m)T_c) \cos\phi_i \\ &\quad - R_{\tilde{h}h}((n-m)T_c) \sin\phi_i] \\ &\quad + \text{Var}[-\sqrt{E_c} x_{i,n} R_{\tilde{h}h}(0) \sin\phi_i] \\ &\quad + \sum_{k \neq i}^N \text{Var}[\sqrt{E_c} (\cos\phi_k \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} R_{hh}((n-m)T_c) \\ &\quad - \sin\phi_k \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} R_{\tilde{h}h}((n-m)T_c))] \\ &\quad + \text{Var}[\{n'_f(nT_c) + n'_q(nT_c)\} a_{i,n}] \end{aligned} \quad (12)$$

윗 식에서 첫번째 항은 칩간 간섭에 해당하는 분산 값이고 두번째 항은 힐버트 변환구조의 단측파대 변조방식에서 송수신 반송파간 위상차이로 인한 등 위상경로와 직교위상경로간 누화에 해당하는 분산 값이다. 그리고, 나머지 항들은 기존 DS/CDMA에서와 같이 동일하게 발생하는 다중접속간섭과 잡음성분에 기인하는 분산 값이다.

IS-95 DS-CDMA방식은 동일 채널 QPSK방식으로 동위상 경로와 직교 위상경로에 동일한 데이터가 입력되고 이를 각기 다른 의사잡음부호로 QPSK 대역확산함으로써 다이버시티 효과를 얻을 수 있으므로 SSB-DS/CDMA방식은 IS-95 DS-CDMA방식에 비해 위상 오차가 있는 경우 칩간 간섭 분산 값이 2배가 될수 있다. 그러나, SSB-DS/CDMA방식은 위상에러에 의해서 생기는 성능저하를 보상하기 위해 코히런트 검파기를 적용하면 대역사용 효율이 높은 단측파대 변조방식의 적용이 가능하다. 따라서 다음절에서는 SSB-DS/CDMA에 적용하기 위한 위상추정방법을 제시한다.

2. 위상추정

IS-95 DS-CDMA방식의 역방향 전송로에서는 선도신호가 없으므로 복조방식에서 다음과 같이 복조가 이루어진다. 즉, IS-95 DS-CDMA의 역방향신호는 기저대역으로 변환 후 동위상 경로와 직교 위상 경로에서 역확산된 신호는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E\{y_{i,f}(nT_c)|x_{i,n}\} &= \sqrt{E_c} x_{i,n} \cos\phi_i \\ E\{y_{i,q}(nT_c)|x_{i,n}\} &= \sqrt{E_c} x_{i,n} \sin\phi_i \end{aligned} \quad (13)$$

위 두 식으로부터 다음과 같이 위상을 추정할 수 있다.

$$\tan\phi_i = \frac{\sqrt{E_c} x_{i,n} \cos\phi_i}{\sqrt{E_c} x_{i,n} \sin\phi_i} = Y \quad (14)$$

따라서 $\phi_i = \tan^{-1} Y$ 를 구해 위상오차를 보정할 수 있다. 그러나, SSB-DS/CDMA는 IS-95 DS-SS 방식과 같이 동위상 경로와 직교 위상 경로에 서로 다른 의사잡음부호를 쓸 수가 없으므로 수신부에서 힐버트 변환된 의사잡음부호를 써서 다음과 같이 위상추정을 한다.

그림 2는 식(9)에서와 같이 저역통과 처리된 신호를 T_c 시간 간격으로 표본을 취한 신호에 의사잡음부호로 역확산시키는 경로와 힐버트 변환된 의사잡음부호로 역확산시키는 경로를 갖는 위상추정구조를 갖는다. 따라서, 잡음이 섞인 상태에서 그림 2의 위상추정구조에서 의사잡음부호와 힐버트 변환된 의사잡음부호로 역확산되는 4가지 경로의 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 y_{II}(nT_c) &= \sqrt{E_c} \sum_{m=1}^N [x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} \cos \phi_i \\
 &\quad - \widehat{x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} \sin \phi_i}] R_{hh}((n-m)T_c) + N_{II} \\
 y_{IQ}(nT_c) &= \sqrt{E_c} \sum_{m=1}^N [x_{i,m} a_{i,m} \widehat{a_{i,n} \cos \phi_i} \\
 &\quad - \widehat{x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} \sin \phi_i}] R_{hh}((n-m)T_c) + N_{IQ} \\
 y_{QQ}(nT_c) &= \sqrt{E_c} \sum_{m=1}^N [x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} \sin \phi_i \\
 &\quad + \widehat{x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} \cos \phi_i}] R_{hh}((n-m)T_c) + N_{QQ} \\
 y_{QI}(nT_c) &= \sqrt{E_c} \sum_{m=1}^N [x_{i,m} a_{i,m} \widehat{a_{i,n} \sin \phi_i} \\
 &\quad + \widehat{x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} \cos \phi_i}] R_{hh}((n-m)T_c) + N_{QI} \quad (15)
 \end{aligned}$$

여기서 $N_{II}, N_{IQ}, N_{QI}, N_{QQ}$ 는 각각 식(9)에서와 같이 위상잡음, 칩간 간섭, 다중접속간섭, 잡음이 포함된 신호이다. 그림 2의 동기가 맞았을 때 위상추정부에 입력되는 동 위상경로와 직교 위상경로의 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 r_I &= y_{II}(nT_c) + y_{QI}(nT_c) \\
 &= \sqrt{E_c} \sum_{n=1}^N [x_{i,n} a_{i,n} a_{i,n} + \widehat{x_{i,n} a_{i,n} a_{i,n}}] R_{hh}(0) \cos \phi_i \\
 &\quad + N_{II} + N_{QI} \\
 r_Q &= -y_{IQ}(nT_c) + y_{QQ}(nT_c) \\
 &= \sqrt{E_c} \sum_{n=1}^N [\widehat{x_{i,n} a_{i,n} a_{i,n}} + x_{i,n} a_{i,n} a_{i,n}] R_{hh}(0) \sin \phi_i \\
 &\quad - N_{IQ} + N_{QQ} \quad (16)
 \end{aligned}$$

잡음이 없을 때 추정된 위상은 다음과 같다.

$$\widehat{\phi}_i = \tan^{-1} \frac{-y_{IQ}(nT_c) + y_{QQ}(nT_c)}{y_{II}(nT_c) + y_{QI}(nT_c)} \approx \phi_i \quad (17)$$

따라서 식(17)에서 구한 위상 추정 값으로부터 다음과 같이 보정된 값을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 &\sqrt{E_c} x_{i,n} \cos \phi_i \cos \widehat{\phi}_i + \sqrt{E_c} x_{i,n} \sin \phi_i \sin \widehat{\phi}_i \\
 &= \sqrt{E_c} x_{i,n} \cos(\phi_i - \widehat{\phi}_i) \\
 &\approx \sqrt{E_c} x_{i,n} (\phi_i \approx \widehat{\phi}_i \text{일 때}) \quad (18)
 \end{aligned}$$

위상추정은 식(17)과 달리 식(16)과 같이 잡음이 있게 되면 위상오차가 ϕ_i 일 때, 추정위상 $\widehat{\phi}_i$ 은 식(19)와 같이 신호 대 잡음비에 따른 추정위상의 확률밀도 분포를 갖게된다^[5].

$$\begin{aligned}
 p(\widehat{\phi}_i | \phi_i) &= \int_0^\infty p(R, \widehat{\phi}_i | \phi_i) dR \\
 &= \exp\left[-\frac{A^2}{2\sigma^2} \sin^2(\phi_i - \widehat{\phi}_i)\right] \frac{1}{2\pi\sigma^2} \times \\
 &\quad \int_0^\infty R \exp\left\{\frac{[R - A \cos(\phi_i - \widehat{\phi}_i)]^2}{-2\sigma^2}\right\} dR \\
 &= \frac{\exp(-A^2/2\sigma^2)}{2\pi} \\
 &\quad + \frac{A \cos(\phi_i - \widehat{\phi}_i)}{2(2\pi)^{1/2} \sigma} \exp\left[-\frac{A^2}{2\sigma^2} \sin^2(\phi_i - \widehat{\phi}_i)\right] \times \\
 &\quad \left\{1 + \operatorname{erf}\left[\frac{A \cos(\phi_i - \widehat{\phi}_i)}{\sqrt{2}\sigma}\right]\right\} \quad (19)
 \end{aligned}$$

$$R = \sqrt{r_I^2 + r_Q^2}$$

$$\widehat{\phi}_i = \tan^{-1}(r_Q/r_I)$$

$$A = \sqrt{E_c} \sum_{n=1}^N [x_{i,n} a_{i,n} a_{i,n} + \widehat{x_{i,n} a_{i,n} a_{i,n}}] R_{hh}(0)$$

$$\sigma^2 = \sigma_{r_I}^2 = \sigma_{r_Q}^2$$

그런데 위상추정부에서 $\widehat{\phi}_i$ 값은 -90° 와 90° 사이 값만을 계산하므로 90° 이상의 위상오차의 경우 180° 차이가 있는 다른 위상 값을 추정하여 부호가 반전된 결과가 나온다. 따라서 의사잡음 부호에 대해서 차동부호화처리를 하여 송신을 하고 위상추정부에서는 이를 고려하여 역확산된 신호를 차등복호화과정을 적용한 위상보정과정을 수행한다. 이와 같은 위상보정과정은 두 개의 경로로부터 수행되고 각각 복호된 신호가 더해져서 최종 복조된 신호를 얻을 수 있다.

그림 2에서 제안된 위상추정구조에 의한 시뮬레이션 결과를 그림 3에 나타내었다. 그림 3은 신호대 잡음비에 따른 위상추정오차 밀도함수를 도시한 것으로 각각의 신호대 잡음비에서 파일럿을 이용한 기존의 IS-95의 위상추정오차밀도와 SSB-DS/CDMA 시스템에 파일럿을 사용할 경우와 그림 2의

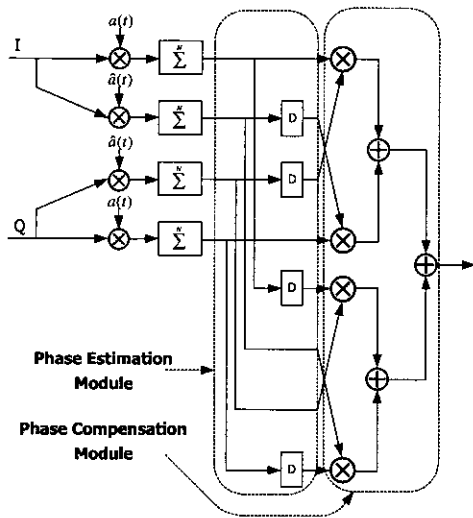
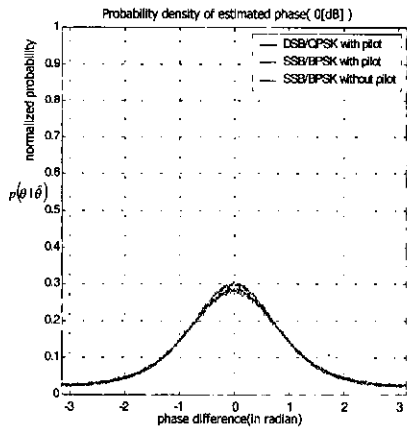
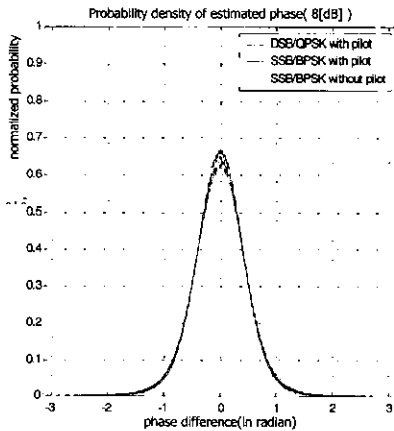


그림 2. 의사잡음부호에 차동부호화를 적용한 SSB-DS/CDMA 수신구조



(a) 위상추정오차 밀도함수 ($E_b/N_0=0[\text{dB}]$)



(b) 위상추정오차 밀도함수 ($E_b/N_0=8[\text{dB}]$)

그림 3. 신호대 잡음비에 따른 위상추정오차 밀도함수

위상추정구조를 이용한 위상추정 오차밀도를 각각 비교하였다. 시뮬레이션 환경은 이상적인 전력제어를 가정하였고 최대 도플러 주파수는 60Hz로 설정하였다.

III. 위상추정에 따른 SSB-DS/CDMA의 성능분석

그림 2에서 제안한 위상추정구조를 적용한 SSB-DS/CDMA 시스템의 순방향 링크와 역방향 링크의 성능을 시뮬레이션한 결과는 각각 그림 4,5와 같다.

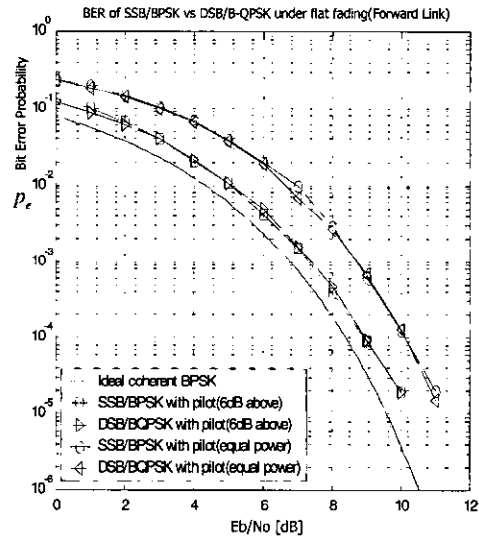


그림 4. 순방향 이동통신 채널에서 SSB-DS/CDMA 시스템과 IS-95 balanced-QPSK 시스템의 에러확률

그림 4의 결과는 파일럿 채널의 도움을 받아 위상추정을 하는 순방향 이동통신채널로서 현재 상용 중인 IS-95에서와 동일한 13Kbps 데이터전송속도와 확산이득 128을 가정하였다. 채널환경은 최대 도플러 주파수가 120Hz이고 이상적인 전력제어를 가정하였다. 파일럿 채널의 세기는 통화채널의 신호세기보다 6dB 높게 설정하였다. 그림 4에서 알 수 있듯이 IS-95 변복조방식이 적용된 양측파대를 사용하는 balanced-QPSK 시스템과 단측파대만을 사용하는 SSB 시스템의 성능이 동일함을 알 수 있다.

그림 5는 역방향 이동통신 채널에서 도플러 효과에 따른 SSB-DS/CDMA 시스템의 에러확률에 대한 결과이다. 동기검파를 위한 차동복호과정에 의해 에러확률 곡선은 성능의 열화를 갖는다. 그림 5에서

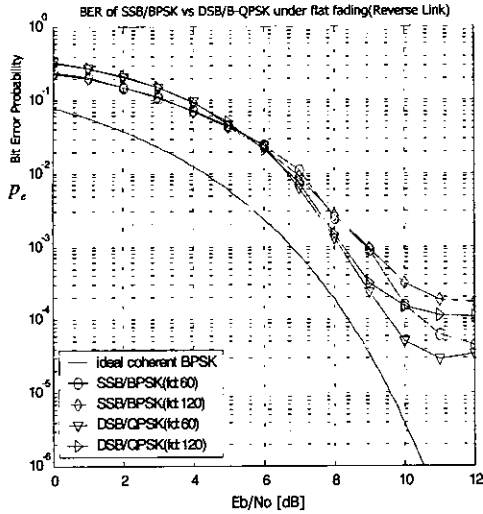


그림 5. 역방향 이동통신 채널에서 최대 도플러 주파수에 따른 에러확률

각각의 곡선은 최대 도플러 주파수가 60Hz, 120Hz 인 경우에 해당한다. 최대 도플러 주파수가 낮을수록 성능열화지점이 낮아지는 것을 볼 수 있다. 따라서 등화기를 사용하여 채널의 위상변화를 보상하는 기법에 의해 이러한 성능의 열화를 방지할 수 있다. 실제로 원하는 에러확률을 얻기 위해 별도의 채널 코딩을 사용함으로써 이러한 성능열화지점 이전에 원하는 에러확률을 얻을 수 있다.

잡음 성분 중 다중접속간섭성분은 최근 활발히 연구중인 간섭신호 제거기술을 이용하여 제거하면 위상추정 해석에서 보듯이 잡음이 줄어들기 때문에 상대적으로 위상추정오차를 줄일 수 있다. 따라서 SSB-DS/CDMA의 대역사용 효율 증대효과를 얻기 위해서는 다중접속간섭제거기법이 필수적이다. 다중접속간섭제거기법이 적용된 SSB-DS/CDMA에서 위상추정오차에 따른 성능분석을 하기 위해 해석이 비교적 간단한 연속 잡음제거 기법이 적용된 성능 분석을 한다. 식(12)에서 $x_{i,n}=1$ 로 가정하고, 이득이 1이고 대역 제한된 $H(f)$ 를 가정하여 칩간 간섭을 무시하면⁶⁾, 위상추정오차가 $\phi_{j+1} - \tilde{\phi}_{j+1}$ 일 때 j 번 간섭신호제거과정을 거친 후 j+1번째 가입자 신호는 $\sqrt{E_c} \cos(\phi_{j+1} - \tilde{\phi}_{j+1})$ 가 되고 잡음성분의 분산값은 다음과 같다⁷⁾.

$$\eta_{j+1} = 2 \sum_{k=j+2}^N E_c \text{Var}[I_{k,j+1}(\tau_{k,j+1}, \phi_{k,j+1})] + \text{Var}\left[\frac{1}{2}(n'(nT_c) + n'(nT_c))a_{j+1,n}\right]$$

$$+ 2 \sum_{i=1}^j \eta_j \text{Var}[I_{i,j+1}(\tau_{i,j+1}, \phi_{i,j+1})] + \text{Var}[-\sqrt{E_c} R_{\text{RR}}(0) \sin(\phi_{j+1} - \tilde{\phi}_{j+1})] \quad (20)$$

식 (20)에서 첫번째 항은 제거되지 않은 다중접속간섭잡음, 둘째 항은 가우시안잡음, 셋째 항은 위상추정오차에 기인한 잡음 그리고 넷째 항은 불완전한 다중접속간섭잡음제거과정에서 생겨난 잡음의 분산값들이다. 그리고 식 (20)의 첫 번째 항의 분산부호의 내부식 정의는 서로 다른 의사잡음부호간의 상관값으로 다음과 같다.

$$I_{k,i}(\tau_{k,i}, \phi_{k,i}) = \frac{1}{NT_c} \left[\int_0^{NT_c} a_k(t - \tau_{k,i}) a_i(t) \cos(\phi_k - \phi_i) dt \right] \quad (21)$$

역방향 신호전송로의 특성상 비동기식 전송이 되므로 τ_k 가 $[0, T_c]$ 에서 균일한 분포를 갖고, ϕ_k 도 $[0, 2\pi]$ 에서 균일한 분포를 가지므로 각각에 대해 평균을 취해 다음과 같은 분산 값을 얻는다.

$$E_{\tau, \phi}[\eta_{j+1}] = \frac{2}{3} \sum_{k=j+2}^N E_c + \text{Var}\left[\frac{1}{2}(n'(nT_c) + n'(nT_c))a_{j+1,n}\right] + \text{Var}[-\sqrt{E_c} R_{\text{RR}}(0) \sin(\phi_{j+1} - \tilde{\phi}_{j+1})] + \frac{2}{3} \sum_{i=1}^j \eta_j E_c \quad (22)$$

따라서 최종 비트 오류율은 다음과 같이 주어진다.

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{N^2 E_c \cos^2(\phi_{j+1} - \tilde{\phi}_{j+1})}{N E_{\tau, \phi}[\eta_{j+1}]}}\right)$$

E_b 는 NE_c 이므로 위 식은 다시 다음과 같이 쓸 수 있다⁸⁾.

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b \cos^2(\phi_{j+1} - \tilde{\phi}_{j+1})}{\frac{2}{3N} \sum_{k=j+2}^N E_b + \frac{N_0}{2} + \frac{1}{2N} E_b \sin^2(\phi_{j+1} - \tilde{\phi}_{j+1}) + \frac{2}{3N} \sum_{i=1}^j \eta_i E_b}}\right) \quad (23)$$

그림6에서 볼 수 있듯이 연속잡음제거기법이 적용된 SSB-DS/CDMA는 BPSK-DS/CDMA에 비해 사용자수가 증가할 때 월등히 좋은 성능을 보여준 다⁸⁾. 그러나, 위상오차가 커짐에 따라 성능이 떨어진다. 그림 7에서도 사용자수가 14명으로 고정되어 있고, 비트 에너지 대 잡음전력의 비가 증가할 때 종래의 BPSK-DS/CDMA보다 좋은 성능을 보이지만 위상추정오차가 커지면 성능이 떨어지므로 위상

추정 및 보정의 중요성을 알 수 있다.

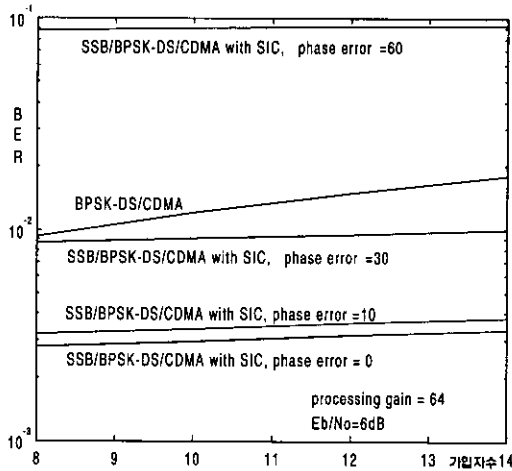


그림 6. 기입자수 증가 및 위상오차에 따른 연속잡음 제거법이 적용된 SSB-DS/CDMA의 비트 오류특성분석

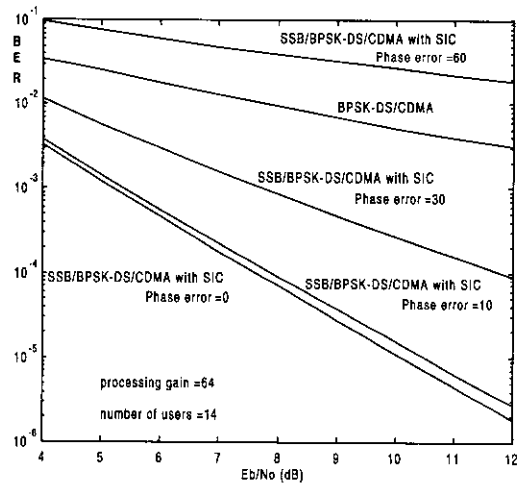


그림 7. 비트 에너지 대 잡음비 및 위상오차에 따른 연속잡음 제거법이 적용된 SSB-DS/CDMA의 비트 오류특성분석

IV. 결론

본 논문에서는 DS-CDMA의 이동통신 방식의 용량증대 방법으로 제안된 대역사용효율이 높은 SSB-DS/CDMA를 대상으로 수신부의 신호특성 분석을 하였다. 위상 에러가 있을 때 잡음 성분의 크기가 기존 BPSK-DS/CDMA 방식보다 커지기 때문에 단축파대 변조방식의 적용에 의한 대역사용 효율 증대 효과가 떨어지는 것을 보상하기 위해 위상추정

및 보정의 필요성을 분석하였다.

본 논문에서는 위상차이가 있을 때 송신부에서 동 위상 경로와 직교 위상 경로에서 서로 상관도가 적은 두 개의 의사잡음부호를 쓸 수 없는 SSB-DS/CDMA 방식에서 위상 추정이 가능하도록 수신부에서 힐버트 변환된 의사잡음부호를 써서 위상 추정을 할 수 있는 수신 구조를 제안하였다. 그리고 이와 같은 위상추정기법을 컴퓨터 시뮬레이션으로 설계 검증을 하였으며, 신호대 잡음비에 따른 위상 추정오차의 확률밀도 함수의 특성을 분석하였다. 그리고 연속 잡음 제거기를 적용한 SSB-DS/CDMA에서 위상추정오차에 따른 오류성능 및 용량분석을 통해 연속잡음 제거기를 써서 다중접속간섭 잡음 성분을 줄여 나감으로써 위상추정오차를 줄일 수 있고 오류 성능 및 용량이 증대됨을 분석하였다.

참고 문헌

- [1] Shimon Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications," IEEE Communications Magazine pp124-136 October 1996
- [2] S. Verdu, "Multiuser Detection", Cambridge University Press 1998
- [3] Myoung-Soon Kim, Dae-Ik Kim, Jin-Gyung Chung, Myung-Sub Lim, "Look-up table-based pulse-shaping filter design," IEE Electronics Letters 17th vol.36 No.17 pp 1505~1506 August 2000
- [4] Stefan L. Hahn, "Hilbert Transforms in Signal Processing" Artech House 1994
- [5] Anthony D. Whalen, "Detection of Signals in Noise" Academic Press 1971
- [6] Andrew J. Viterbi, "CDMA Principles of Spread Spectrum Communication", Addison-Wesley 1995
- [7] 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
- [8] 임 명섭, "연속 간섭 제거 기법을 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA 방식의 용량분석," 한국 전자과학기술논문지 제11권 제3호 2000년 4월 484 ~ 485

임 명 섭(Myoung-Seob Lim)

정회원



1980년 2월 : 연세대학교

전자공학과 학사

1982년 2월 : 연세대학교

전자공학과 석사

1990년 2월 : 연세대학교

전자공학과 박사

1984년 1월~1985년 9월 : 대우통신 종합연구소연구원

1985년 9월~1996년 10월 : 한국전자통신연구소 책임
연구원(실장)

1996년 10월~현재 : 전북대학교 교수

<주관심 분야> CDMA 이동통신, OFDM/wireless
LAN, 통신신호처리

노 시 창(Shi-Chang Rho)

준회원



1993년 2월 : 전북대학교

정보통신공학과 학사

2000년 2월~현재 : 전북대학교

정보통신공학과 석사과정