

SSB/BPSK-DS/CDMA Baseband 모델 설계 및 구현

노시창, 임명섭

전북대학교 전자정보공학부, 정보통신연구소

전화 : 063-270-2479 / 핸드폰 : 018-574-5784

Implementation of SSB/BPSK-DS/CDMA Baseband Modem

Shi Chang No, Myoung Seob Lim

Institute of information&communication, Faculty of Electronics&Information Engineering
Chonbuk National Univ.

E-mail : scno@hslab.chonbuk.ac.kr

Abstract

SSB(Single Sideband) modulation scheme is high bandwidth efficient method in the mobile communication system compared with present DSB(Double Sideband) modulation scheme. Using the orthogonality between inphase PN code and Hilbert transformed quadrature PN code, we propose phase estimation structure that enables coherent demodulation in the reverse link basestation receiver. Several system characteristics, bit error rate and phase error variance, are simulated and compared with balanced QPSK DS/CDMA system. To verify system performance, SSB/BPSK-DS/CDMA test board is implemented using FPGA chips.

I. 서론

최근 무선인터넷에 대한 대중의 수요가 급증하고 음성위주의 통신서비스에서 문자정보와 멀티미디어 서비스에 대한 관심이 고조되면서 고속의 데이터전송을 위한 방안이 계속 제기되고 있다. 따라서 DS-CDMA 방식에서도 점차 증가하는 가입자 용량을 수용하기 위해 한정된 주파수대역에서 무선자원의 활용을 극대화하는 방법이 필요하다.

※ 본 연구는 정보통신부에서 지원하는 대학기초지원 사업으로 수행되었습니다

본 논문에서는 DS-CDMA 이동통신시스템에 SSB(Single-Sideband)변조방식을 적용함으로써 양측파대를 갖는 기존 변조방식보다 대역사용 효율을 높일 수 있는 방안을 제시하였다. 또한 위상왜곡을 보상할 수 있는 위상추정 및 보정기법을 제시함으로써 다중경로 페이딩왜곡에 의한 위상왜곡을 보정할 수 있게 되었다. SSB변조방식을 적용한 이동통신시스템의 순방향 링크에서는 파일럿신호를 이용한 동기검파가 이루어지고, 역방향 링크에서는 차등부호화를 사용한 위상보정 회로를 사용함으로써 동기검파가 가능하다. 시스템 구현 및 검증 을 위하여 단일 기지국에서 단일 사용자가 통신하는 역방향 이동통신 채널환경을 설정하였고, 테스트보드를 통한 성능검증을 하였다.

II. SSB/BPSK-DS/CDMA 송수신모델

2.1 송신신호 모델

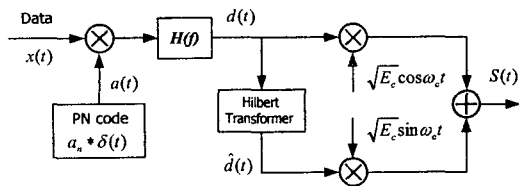
SSB(Single-Side Band)신호는 양측파대로 변조되는 신호의 스펙트럼과 힐버트변환을 통하여 $\pi/2$ 지연시킨 신호를 동위상경로와 직교위상경로에서 서로 더하는 과정을 통해 생성된다. [그림1]은 일반적인 DS/CDMA 시스템에 힐버트변환 필터를 적용하여 재구성된 SSB/BPSK-DS/CDMA 송신부 구조를 나타낸다. [그림1]에서 생성되는 i 번째 사용자의 SSB/BPSK-DS/CDMA 전송신호 $s_i(t)$ 는 식 (1)과 같다.

$$s_i(t) = d_i(t) \cos \omega_c t + \hat{d}_i(t) \sin \omega_c t \dots\dots\dots(1)$$

$$d_i(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_i} c^{x_i} a_i m h(t - mT_c) \dots\dots\dots(2)$$

$$\begin{aligned} \hat{d}_i(t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{i,c}} x_{i,m} a_{i,m} \hat{h}(t-mT_c) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{i,c}} \widehat{x_{i,m} a_{i,m}} h(t-mT_c) \dots\dots\dots(3) \end{aligned}$$

$x_i(t) = \sum_r x_{i,r} b_0(t-rT_s)$, $a_i(t) = \sum_n a_{i,n} \delta(t-nT_c)$
 $(x_{i,n})$: i 번째 사용자 신호의 기저대역 데이터 열
 $(a_{i,n})$: i 번째 사용자 신호의 PN 코드 열
 $h(t)$: PN 부호용 파형성형필터의 임펄스 응답 함수
 $\hat{h}_c(t)$: 데이터용 파형성형필터의 임펄스 응답 함수
 $\hat{\cdot}$: 힐버트 변환



[그림 1] SSB/BPSK-DS/CDMA 송신부 구조

PN 코드에 의해 확산된 신호 $x(t)$ 는 전달함수 $H(f)$ 인 파형성형필터를 통과하여 기저대역 신호 $d(t)$ 가 생성된다. 기저대역 신호 $d(t)$ 는 힐버트 필터를 통과한 후 식 (3)에서와 같이 표현되고, 각각 동위상경로와 직교 위상경로를 통해 더해짐으로 식(1)과 같은 SSB/BPSK-DS/CDMA 신호가 생성된다.

2.2 수신신호 모델

일반적으로 파일릿 신호는 기저국에서 이동국으로 신호를 전송하는 순방향 링크에서 신호동기 및 동기검파를 가능하도록 하기 위해 방송(broadcasting)된다. 여기에서는 파일릿을 사용하지 않는 경우 주파수 비선택적 페이딩채널 환경에서 수신된 신호를 분석하고, 동기검파가 가능한 제한된 위상 추정구조를 살펴보겠다. 페이딩 채널을 통과한 크기의 왜곡과 위상의 왜곡을 겪은 수신신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^{N_u} \alpha_k [d_k(t) \cos(\omega_c t + \phi_k) - \hat{d}_k(t) \sin(\omega_c t + \phi_k)] \\ &\quad + n_f(t) \cos[(\omega_c + \frac{1}{2} 2\pi W)t + \phi] \\ &\quad + n_q(t) \sin[(\omega_c + \frac{1}{2} 2\pi W)t + \phi] \dots\dots\dots(4) \end{aligned}$$

N_u : 전체 사용자수
 W : BPSK-DS/CDMA 신호의 기저대역 대역폭
 $n_f(t), n_q(t)$: SSB 대역 제한된 잡음의 동위상 경로와 직교위상경로성분
 $\alpha_i = i$ 사용자의 수신신호세기(레이레이확률분포특성)

다음과 같이 여러 사용자의 수신된 신호세기가 같도록 이상적인 전력제어를 가정할 경우,

$$\alpha_1 \sqrt{E_c} = \alpha_2 \sqrt{E_c} = \dots = \sqrt{E_c}$$

기저대역 변환 후 저역필터를 통과한 동위상경로 신호 $\hat{\mathcal{A}}_i(t)$ 는 다음 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathcal{A}}_i(t) &= \int r(\tau) 2 \cos \omega_c \tau h^*(t-\tau) d\tau \dots\dots\dots(5) \\ &= \sqrt{E_c} \sum_{k=1}^N \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_{k,m} a_{k,m} [hh(t-mT_c) \cos \phi_k \\ &\quad - \hat{h}h(t-mT_c) \sin \phi_k] + n'_f(t) + n'_q(t) \end{aligned}$$

잡음성분 $n'_f(t), n'_q(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} n'_f(t) &= \int n_f(\tau) \cos\{(\omega_c + \pi W)\tau + \phi\} 2 \cos \omega_c \tau h^*(t-\tau) d\tau \\ n'_q(t) &= \int n_q(\tau) \sin\{(\omega_c + \pi W)\tau + \phi\} 2 \cos \omega_c \tau h^*(t-\tau) d\tau \dots\dots\dots(6) \end{aligned}$$

식 (2)에서 정의된 송신부 파형성형필터 함수와 수신부의 파형성형필터 함수간 콘벌루션을 이루는 $hh(t)$ 와 $\hat{h}h(t)$ 의 정의는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} hh(t) &= h(t) * h^*(t) = F^{-1} [H(f)H^*(f)] \\ \hat{h}h(t) &= \hat{h}(t) * h^*(t) = F^{-1} [\hat{H}(f)H^*(f)] \dots\dots\dots(7) \end{aligned}$$

$h^*(t)$: $h(t)$ 의 정합필터 전달함수
 $\hat{h}^*(t)$: $\hat{h}(t)$ 의 정합필터 전달함수

송수신단 PN코드 동기가 정확히 맞았다고 가정할 경우, 저역 통과 처리된 신호 $\hat{\mathcal{A}}_i(t)$ 의 샘플을 취하고 PN 코드로 역확산시키면 다음 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned} y_f(nT_c) &= \hat{\mathcal{A}}_i(nT_c) a_{i,n} \\ &= \sqrt{E_c} \sum_m x_{i,m} [hh(0) \cos \phi_i - \hat{h}h(0) \sin \phi_i] \\ &\quad + \sum_{k \neq i}^N \sqrt{E_c} \cos \phi_k \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} hh(0) \\ &\quad - \sin \phi_k \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} \hat{h}h(0) \\ &\quad + \{n'_f(nT_c) + n'_q(nT_c)\} a_{i,n} \dots\dots\dots(8) \end{aligned}$$

직교위상경로 신호에 대해서도 동위상성분과 동일한 가정을 적용하여 PN 역확산시키면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_q(nT_c) &= -\sqrt{E_c} \sum_m x_{i,m} [h\hat{h}(0) \cos \phi_i + hh(0) \sin \phi_i] \\ &\quad - \sum_{k \neq i}^N \sqrt{E_c} [\cos \phi_k \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} h\hat{h}(0) \\ &\quad + \sin \phi_k \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} hh(0)] \\ &\quad + \{n'_f(nT_c) + n'_q(nT_c)\} a_{i,n} \dots\dots\dots(9) \end{aligned}$$

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

완벽한 위상추정을 가정할 경우 수신신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_i(nT_c) &= y_f(nT_c) \cos \phi_i - y_q(nT_c) \sin \phi_i \\ &= \sqrt{E_c} \sum_m x_{i,m} hh(0) + \sqrt{E_c} \sum_{k \neq i}^N \sum_m x_{k,m} a_{k,m} a_{i,n} hh(0) \\ &\quad + \{n'_f(nT_c) + n'_q(nT_c)\} a_{i,n} \\ &\quad + \{n''_f(nT_c) + n''_q(nT_c)\} a_{i,n} \dots\dots\dots(10) \end{aligned}$$

식 (10)에서 첫 번째 항은 위상복원된 수신신호이고

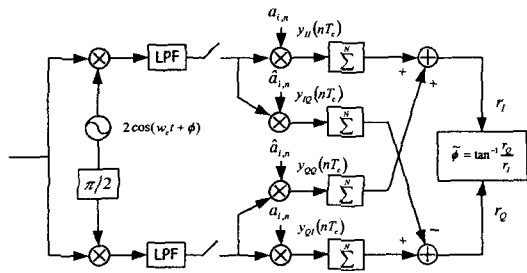
SSB/BPSK-DS/CDMA Baseband 모델 설계 및 구현

두 번째 항은 서로 다른 코드를 사용하는 다른 사용자들에 대한 다중간섭신호이다. 그리고 나머지 항들은 잡음성분에 기인하는 신호이다.

Balanced-QPSK DS-CDMA에서는 동위상성분과 직교위상성분을 서로 다른 PN 코드로 확산하기 때문에 완벽한 위상추정이 불가능한 실제 환경에서 서로 다른 PN 코드의 상호상관도를 이용하여 성능을 유지한다. 마찬가지로 절반의 대역폭을 사용하는 SSB/BPSK-DS/CDMA에서도 동위상성분과 힐버트변환된 직교위상성분이 직교하는 특성을 이용하여 동일한 성능을 얻을 수 있다.[1]

2.3 위상추정 및 보정회로

파일럿 신호를 사용하지 않을 경우 위상의 추정은 변조된 데이터열로부터 이루어진다. [그림2]에서 기저대역으로 변환 후 동위상경로와 직교위상경로에서 출력되는 신호들은 식 (11)과 같다.



[그림 2] 위상추정 및 보정회로

$$\begin{aligned}
 y_I(nT_c) &= \sqrt{E_c} \sum_{m=1}^N [x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} \cos \phi_i - \widehat{x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n}} \sin \phi_i] \\
 &\quad \times hh\{(n-m)T_c\} + N_{II} \\
 y_Q(nT_c) &= \sqrt{E_c} \sum_{m=1}^N [x_{i,m} a_{i,m} \widehat{a_{i,n}} \cos \phi_i - \widehat{x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n}} \sin \phi_i] \\
 &\quad \times hh\{(n-m)T_c\} + N_{IQ} \\
 y_{QI}(nT_c) &= \sqrt{E_c} \sum_{m=1}^N [x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n} \sin \phi_i + \widehat{x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n}} \cos \phi_i] \\
 &\quad \times hh\{(n-m)T_c\} + N_{QI} \\
 y_{QI}(nT_c) &= \sqrt{E_c} \sum_{m=1}^N [x_{i,m} a_{i,m} \widehat{a_{i,n}} \sin \phi_i + \widehat{x_{i,m} a_{i,m} a_{i,n}} \cos \phi_i] \\
 &\quad \times hh\{(n-m)T_c\} + N_{QI} \dots\dots\dots(11)
 \end{aligned}$$

여기서 $N_{II}, N_{IQ}, N_{QI}, N_{QQ}$ 는 각각 위상잡음, ICI, MAI, 잡음이 포함된 신호이다. PN코드의 동기가 맞았을 때 위상 추정부에 입력되는 동위상경로와 직교위상경로의 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 r_I &= y_I(nT_c) + y_{QI}(nT_c) \dots\dots\dots(12) \\
 &= \sqrt{E_c} \sum [x_{i,n} a_{i,n} a_{i,n} + \widehat{x_{i,n} a_{i,n} a_{i,n}}] R_{hh}(0) \cos \phi_i + N_{II} + N_{QI}
 \end{aligned}$$

$$r_Q = -y_{IQ}(nT_c) + y_{QQ}(nT_c) \dots\dots\dots(13)$$

$$= \sqrt{E_c} \sum [x_{i,n} \widehat{a_{i,n}} a_{i,n} + x_{i,n} a_{i,n} \widehat{a_{i,n}}] R_{hh}(0) \sin \phi_i - N_{IQ} + N_{QQ}$$

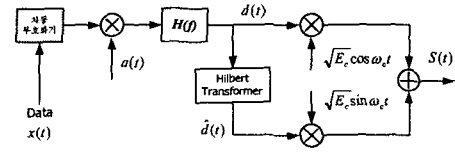
잡음이 없을 때 추정된 위상은 다음 식 (14)와 같다.

$$\widehat{\phi}_i = \tan^{-1} \frac{-y_{IQ}(nT_c) + y_{QQ}(nT_c)}{y_I(nT_c) + y_{QI}(nT_c)} \dots\dots\dots(14)$$

따라서 식(14)식에서 구한 위상 추정값으로부터 다음과 같이 보정된 값을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 &\sqrt{E_c} x_{i,n} \cos \phi_i \cos \widehat{\phi}_i + \sqrt{E_c} x_{i,n} \sin \phi_i \sin \widehat{\phi}_i \\
 &= \sqrt{E_c} x_{i,n} \cos(\phi_i - \widehat{\phi}_i) \\
 &\cong \sqrt{E_c} x_{i,n} \quad (\phi_i \approx \widehat{\phi}_i \text{일때}) \dots\dots\dots(15)
 \end{aligned}$$

그런데 위상 추정부에서 $\widehat{\phi} = \tan^{-1} r_Q / r_I$ 값은 -90° 와 90° 사이값만을 계산하므로 90° 이상의 위상오차의 경우 180° 차이가 있는 다른 위상값을 추정하여 부호가 반전된 결과가 나온다. 따라서, 송신 데이터를 차등부호화를 하여 송신할 필요가 있다. 차등부호화가 적용된 송신부 구조는 [그림3]과 같다.

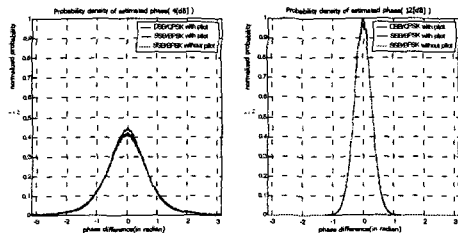


[그림 3] SSB/BPSK-DS/CDMA 송신부 구조

III. SSB/BPSK-DS/CDMA 시스템 성능분석

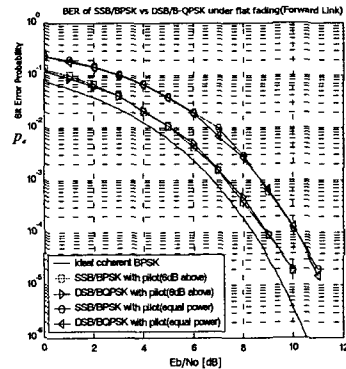
3.1 위상오차 확률분포

[그림2]에서 제안된 위상추정구조에 의한 시뮬레이션 결과를 [그림4]에 나타내었다. [그림4]는 신호대 잡음비에 따른 위상추정오차 밀도함수를 도시한 것으로 각각의 신호대 잡음비에서 파일럿을 이용한 기존의 IS-95의 위상추정오차밀도와 SSB/BPSK-DS/CDMA 시스템에서 파일럿을 사용할 경우와 [그림2]의 위상추정구조를 이용한 수신기의 위상추정 오차밀도를 각각 비교하였다. 시뮬레이션 환경은 이상적인 전력제어를 가정하였고 최대 도플러 주파수는 60Hz로 설정하였다.



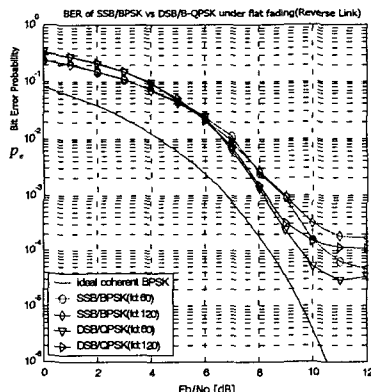
[그림 4] 신호대 잡음비에 따른 위상추정오차 밀도함수 3.2 에러확률 특성

[그림2]에서 제안한 위상추정구조를 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA 시스템의 순방향 링크와 역방향 링크의 성능을 시뮬레이션한 결과는 각각 [그림] 5,6과 같다. [그림5]의 결과는 파일럿 채널의 도움을 받아 위상추정을 하는 순방향 이동통신채널로서 현재 상용중인 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 5] 파일럿을 이용한 동기검파 비트오율

[그림5]에서 알 수 있듯이 IS-95 변복조방식이 적용된 양측파대를 사용하는 balanced-QPSK 시스템과 단측파대만을 사용하는 SSB-BPSK 시스템의 성능이 동일함을 알 수 있다.



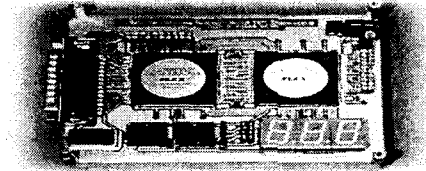
[그림 6] 파일럿이 없는 수신기의 비트오율

[그림6]은 역방향 이동통신 채널에서 도플러 효과에 따른 SSB/BPSK 시스템의 에러확률에 대한 결과이다. 차등부호화를 사용하는 SSB/BPSK방식이나 Walsh 변

조를 사용하는 balanced-DSB/QPSK방식 모두 채널의 도플러 효과에 의해 에러확률이 성능열화지점을 갖는다.[2] [그림6]에서 각각의 곡선은 최대 도플러 주파수가 60Hz, 120Hz인 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 채널코딩을 사용함으로써 이러한 성능열화지점 이전에 원하는 에러확률을 얻을 수 있다.

IV. SSB/BPSK-DS/CDMA 시스템 설계 및 구현

구현된 SSB/BPSK-DS/CDMA 시스템은 이동통신 환경에서 역방향 링크 수신기를 구현하였고, 이동단말의 송신부를 같이 탑재하였다. 또한 성능검증을 위해 filtered-Gaussian 잡음모델에 의한 기저대역 페이딩 채널을 구현하여 이동통신환경을 구현하였다. 실시간 모니터링을 통해 변조된 신호의 단측과 스펙트럼과 비트오율을 관측할 수 있었다. 테스트보드는 ALTERA사의 CPLD를 이용하였고 외형은 [그림 7]과 같다.



[그림 7] SSB/BPSK-DS/CDMA 테스트 보드

V. 결론

본 논문에서는 DS-CDMA의 이동 통신 방식의 용량 증대 방법으로 제안된 대역사용효율이 높은 SSB/BPSK -DS/CDMA를 대상으로 위상 에러가 있을 때 수신부의 신호특성을 분석하였고 동위상 PN 코드와 힐버트 변환된 직교위상 PN 코드의 직교특성을 이용한 위상추정 및 보정 알고리즘을 제안하였다. 시뮬레이션을 통해 기존의 balanced-QPSK방식에 비해 절반의 대역폭을 사용하면서도 동일한 위상특성과 에러확률을 갖는 것을 보였다.

참고문헌

- [1] 임 명섭, "연속 간섭 제거 기법을 적용한 SSB/BPSK-DS/CDMA 방식의 용량분석," 한국전자과학회논문지 제11권 제3호 2000년 4월 484 ~ 485
- [2] Dr. Bradley W. Dickinson, "Advanced digital communications", Prentice-Hall, 1987, pp509-529