



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.

H04B 1/69 (2006.01)

(45) 공고일자

2007년08월09일

(11) 등록번호

10-0748286

(24) 등록일자

2007년08월03일

(21) 출원번호	10-2001-7013857	(65) 공개번호	10-2002-0038577
(22) 출원일자	2001년10월29일	(43) 공개일자	2002년05월23일
심사청구일자	2005년05월02일		
번역문 제출일자	2001년10월29일		
(86) 국제출원번호	PCT/US2000/012028	(87) 국제공개번호	WO 2000/67439
국제출원일자	2000년05월01일	국제공개일자	2000년11월09일

(81) 지정국

국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬랜드, 일본, 케냐, 키르키즈스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크맨, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투칼, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 아랍에미리트, 안티구와바부다, 코스타리카, 도미니카, 알제리, 모로코, 탄자니아, 남아프리카, 그라나다, 가나, 감비아, 크로아티아, 인도네시아, 인도, 세르비아 앤 몬테네그로, 짐바브웨, 시에라리온,

AP ARIPO특허 : 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 시에라리온, 가나, 감비아, 짐바브웨, 탄자니아,

EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르키즈스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크맨,

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스,

OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베닌, 중앙아프리카, 콩고, 코트디브와르, 카메룬, 가봉, 기니, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기니 비사우,

(30) 우선권주장

09/301,813

1999년04월29일

미국(US)

(73) 특허권자

활콤 인코포레이티드

미국 캘리포니아 샌디에고 모어하우스 드라이브5775 (우 92121-1714)

(72) 발명자

홀츠만, 잭, 앤.

미국92130캘리포니아샌디에고카미니토바우티조12970

(74) 대리인

남상선

(56) 선행기술조사문현

Performance of turbo codes in interleaved flat fading channels with estimated channel state information, Valenti et al. VTC 98. 48th IEEE Vol. 1, 18-21 May 1998 Page(s):66 - 70

Refined channel estimation for coherent detection of turbo codes over flat-fading channels Valenti, M.C., Woerner, B.D., Electronics Letters, Vol. 34, Issue 17, 20 Aug. 1998 Page(s):1648 – 1649

심사관 : 강희곡

전체 청구항 수 : 총 28 항

(54) 무선 통신의 채널 상태를 추정하는 방법, 수신기 및 디코더

(57) 요약

본 발명의 방법 및 장치는 수신된 신호, 특히 터보코드를 사용하여 인코딩된 심볼의 신호 진폭 및 잡음을 개별적으로 추정한다. 그러나 상기 방법 및 장치는 전력제어 무선시스템(CDMA 시스템), 다른 연관된 코딩 계획안 등의 상기 추정에 응용될 수 있다. 상기 방법 및 장치는 곡선적응(curve fitting) 기술을 이용하여 수신된 신호의 신호 및 잡음을 개별적으로 처음에 추정한다. 따라서, 수신 파일럿 심볼의 진폭을 이용하거나 수신 파일럿 심볼의 잡음을 추정치를 이용하여 더욱 섬세한 추정이 가능하다.

내포도

도 1

특허청구의 범위

청구항 1.

기지국 및 다수의 사용자국을 가지는 통신 시스템에서, 수신된 신호의 채널 상태를 추정하는 방법으로서,

기지국과 적어도 하나의 사용자국 사이의 순방향 링크 트래픽 채널을 통해 적어도 하나의 코드분할 다중 액세스(CDMA) 신호를 수신하는 단계 - 여기에서, 상기 트래픽 채널은 잡음을 가지고, 상기 수신된 CDMA 신호는 임의의 진폭을 가지고 터보코드를 이용하여 인코딩됨 - ;

상기 수신된 CDMA 신호를 기초로 상기 수신된 CDMA 신호의 임의의 진폭과 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 단계;

상기 기지국으로부터 파일럿 신호를 수신하는 단계; 및

상기 수신된 CDMA 신호의 터보 디코딩 이전에, 상기 수신된 파일럿 신호와 상기 개별 추정 단계를 기초로 상기 수신된 CDMA 신호의 상기 임의의 진폭과 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 2.

제 1항에 있어서, 상기 개별 추정 단계는 상기 임의의 진폭이 -4와 8dB 사이에 존재하는 경우에, 상기 수신된 CDMA 신호의 심볼당 에너지(E_s)와 상기 잡음의 분산(σ)을 추정하기 위하여 상기 수신된 CDMA 신호에 저장된 곡선을 적용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 3.

제 1항에 있어서, 상기 개별 추정 단계는 상기 수신된 CDMA 신호의 상기 임의의 진폭과 상기 잡음의 분산(σ)을 추정하기 위하여 상기 수신된 CDMA 신호에 저장된 곡선을 적용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 4.

제 1항에 있어서, 상기 개별 추정 단계는 다음 방정식을 기초로 상기 수신된 CDMA 신호의 상기 심볼당 에너지와 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

$$\frac{E(x^2)}{E(|x|)^2} = \frac{1 + \frac{E_s}{\sigma^2}}{\left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{E_s}{2\sigma^2}} + \sqrt{\frac{E_s}{\sigma^2}} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right)^2} = g \frac{E_s}{\sigma^2}$$

청구항 5.

수신된 신호의 채널상태를 추정하는 방법으로서:

잡음을 가지는 채널을 통하여 연접(concatenated) 코드로 인코딩된 신호를 수신하는 단계 - 상기 수신된 신호는 임의의 진폭을 가짐 -;

상기 수신된 신호를 기초로 상기 임의의 진폭을 추정하는 단계;

상기 수신된 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 단계 - 상기 개별 추정 단계는 상기 수신된 신호에 저장된 곡선을 적용하는 단계를 포함함 -;

상기 채널을 통해 파일롯 신호를 수신하는 단계; 및

상기 수신된 파일롯 신호를 기초로 상기 임의의 진폭과 상기 잡음에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 6.

제 5항에 있어서,

상기 수신된 파일롯 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 더 포함하며,

상기 임의의 진폭 추정 단계 또는 상기 개별 추정 단계는 상기 잡음의 분산(σ) 또는 상기 수신된 신호의 심볼당 에너지(E_s)를 추정하기 위하여 상기 수신된 신호에 저장된 곡선을 적용하는 단계를 포함하며, 상기 저장된 곡선은 다음 함수를 따르는 것을 특징으로 하는 방법.

$$g\left(\frac{E_s}{\sigma^2}\right) \text{ in dB} \approx -34.0516z^2 + 65.9548z - 23.6184$$

청구항 7.

제 5항에 있어서, 상기 임의의 진폭 추정 단계 및 상기 개별 추정 단계는 다음 방정식을 기초로 상기 잡음의 분산(σ) 또는 상기 수신된 신호의 상기 심볼당 에너지를 개별적으로 추정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

$$\frac{E(x^2)}{E(|x|)^2} = \frac{1 + \frac{E_s}{\sigma^2}}{\left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{E_s}{2\sigma^2}} + \sqrt{\frac{E_s}{\sigma^2}} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right)^2} = g \frac{E_s}{\sigma^2}$$

청구항 8.

제 5항에 있어서,

상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 더 포함하며, 상기 추정치 생성 단계는 적어도 하나의 이전 심볼당 파일럿 에너지비를 기초로 현재의 심볼당 파일럿 에너지비를 변경하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 9.

제 5항에 있어서,

상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 10.

제 5항에 있어서, 상기 임의의 진폭 추정 단계와 개별 추정 단계는 다음 방정식을 기초로 상기 수신된 신호의 상기 심볼당 에너지와 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 단계; 그리고

$$\left(\frac{\sqrt{E_s}}{\sigma} \right) = \begin{pmatrix} f_{\sqrt{E_s}}(\sqrt{E_s}, \sigma, E(|x|), E(x^2)) \\ f_{\sigma}(\sqrt{E_s}, \sigma, E(|x|), E(x^2)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E(|x|)/((\sigma/\sqrt{E_s})\sqrt{2}/\pi e^{E_s/2\sigma^2} + \operatorname{erf}(\sqrt{E_s}/\sigma\sqrt{2})) \\ \sqrt{E(x^2)-E_s} \end{pmatrix}$$

고정 포인트를 반복적으로 풀이하는 단계를 포함하며, 상기 E_s 는 상기 수신된 신호의 심볼당 에너지이고, 상기 x 는 수신된 2진 신호의 임의의 진폭과 잡음의 합을 나타내는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 11.

제 5항에 있어서,

상기 임의의 진폭을 반복적으로 추정하고 상기 분산을 개별적으로 추정하는 단계; 및

중지 조건이 만족될 때 상기 반복을 중지하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 12.

기지국 및 상기 기지국과 각각의 다수 사용자들 간에 통신 신호를 교환하는 다수의 사용자국을 가지는 통신 시스템에서, 수신된 신호의 채널 상태를 추정하는 동작을 위해 사용되는 장치로서,

잡음을 가진 채널을 통하여 연접 코드로 인코딩된 신호를 수신하는 수단 - 상기 수신된 신호는 임의의 진폭을 가짐 - ;

상기 수신된 신호를 기초로 상기 임의의 진폭을 추정하는 수단;

상기 수신된 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하기 위해 상기 추정하는 수단에 결합된 수단 - 상기 개별 추정 수단은 상기 수신된 신호에 저장된 곡선을 적용하는 수단을 포함함 -;

상기 채널을 통해 파일롯 신호를 수신하는 수단; 및

상기 수신된 파일롯 신호를 기초로 상기 임의의 진폭과 상기 잡음에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 수단을 포함하는 장치.

청구항 13.

제 12항에 있어서,

상기 수신된 파일롯 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 수단을 더 포함하며,

상기 임의의 진폭 추정 수단 또는 상기 개별 추정 수단은 상기 수신된 신호의 심볼당 에너지(E_s) 또는 상기 잡음의 분산(σ)을 추정하기 위하여 상기 수신된 신호에 저장된 곡선을 적용하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 14.

제 12항에 있어서, 상기 임의의 진폭 추정 수단 및 상기 개별 추정 수단은 다음 방정식을 기초로 상기 수신된 신호의 상기 심볼당 에너지와 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

$$\frac{E(x^2)}{E(|x|)^2} = \frac{1 + \frac{E_s}{\sigma^2}}{\left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{E_s}{2\sigma^2}} + \sqrt{\frac{E_s}{\sigma^2}} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right)^2} = g \frac{E_s}{\sigma^2}$$

청구항 15.

제 12항에 있어서,

상기 수신된 파일롯 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 수단을 더 포함하며, 상기 추정치 생성 수단은 적어도 하나의 이전 심볼당 파일롯 에너지비를 기초로 현재의 심볼당 파일롯 에너지비를 변경하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 16.

제 12항에 있어서,

상기 임의의 진폭을 반복적으로 추정하고 상기 분산을 개별적으로 추정하는 수단; 그리고

중지 조건이 만족될 때 상기 반복을 중지하는 수단을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 17.

통신 시스템의 컴퓨터가 이하의 단계들을 포함하는 방법을 수행하도록 하기 위해 저장된 명령들을 포함하는 컴퓨터 판독 가능 매체로서, 상기 방법은,

잡음을 가진 채널을 통하여 연접 코드로 인코딩된 신호를 수신하는 단계 - 상기 수신된 신호는 임의의 진폭을 가짐 -;

상기 수신된 신호를 기초로 상기 임의의 진폭을 추정하는 단계;

상기 수신된 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 단계 - 상기 개별 추정 단계는 상기 수신된 신호에 저장된 곡선을 적용하는 단계를 포함함 -;

상기 채널을 통해 파일럿 신호를 수신하는 단계; 및

상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 임의의 진폭과 상기 잡음에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 포함하는 컴퓨터 판독 가능 매체.

청구항 18.

제 17항에 있어서,

상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 더 포함하며,

상기 임의의 진폭 추정 단계 또는 상기 개별 추정 단계는 상기 수신된 신호의 심볼당 에너지(E_s) 또는 상기 잡음의 분산(σ)을 추정하기 위하여 상기 수신된 신호에 저장된 곡선을 적용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 컴퓨터 판독 가능 매체.

청구항 19.

제 17항에 있어서, 상기 임의의 진폭 추정 단계 및 상기 개별 추정 단계는 다음 방정식을 기초로 상기 수신된 신호의 상기 심볼당 에너지와 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 컴퓨터 판독 가능 매체.

$$\frac{E(x^2)}{E(|x|)^2} = \frac{1 + \frac{E_s}{\sigma^2}}{\left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{E_s}{2\sigma^2}} + \sqrt{\frac{E_s}{\sigma^2}} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right)^2} = g \frac{E_s}{\sigma^2}$$

청구항 20.

제 17항에 있어서,

상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 더 포함하며, 상기 추정치 생성 단계는 적어도 하나의 이전 심볼당 파일럿 에너지비를 기초로 현재의 심볼당 파일럿 에너지비를 변경하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 컴퓨터 판독 가능 매체.

청구항 21.

제 17항에 있어서,

상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 잡음의 분산(σ)에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 컴퓨터 판독가능 매체.

청구항 22.

제 19항에 있어서,

상기 임의의 진폭 추정 단계 및 상기 개별 추정 단계는 다음 방정식을 기초로 상기 수신된 신호의 심볼당 에너지와 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 단계; 그리고

$$\left(\begin{array}{c} \sqrt{E_s} \\ \sigma \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} f_{\sqrt{E_s}}(\sqrt{E_s}, \sigma, E(|x|), E(x^2)) \\ f_{\sigma}(\sqrt{E_s}, \sigma, E(|x|), E(x^2)) \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} E(|x|)/((\sigma/\sqrt{E_s})\sqrt{2}/\pi e^{E_s/2\sigma^2} + erf(\sqrt{E_s}/\sigma\sqrt{2})) \\ \sqrt{E(x^2)-E_s} \end{array} \right)$$

고정 포인트를 반복적으로 풀이하는 단계를 포함하며, 상기 E_s 는 수신된 신호의 심볼당 에너지이고, 상기 x 는 수신 2진 신호의 임의의 진폭과 잡음을 합을 나타내는 것을 특징으로 하는 컴퓨터 판독가능 매체.

청구항 23.

통신 신호를 수신하는 장치로서,

트래픽 채널을 통하여 적어도 하나의 터보 인코딩된 신호를 수신하는 적어도 하나의 제 1 및 제 2 디코더 – 상기 트래픽 채널은 잡음을 가지고, 상기 수신된 신호는 임의의 진폭을 가짐 – ; 그리고

상기 제 1 및 제 2 디코더의 입력에 결합된 추정기를 포함하며, 상기 추정기는 적어도 하나의 터보 인코딩된 신호를 수신하여 상기 수신된 신호를 기초로 상기 트래픽 채널의 잡음과 상기 임의의 진폭을 개별적으로 추정하고, 상기 추정기는 상기 수신된 신호에 저장된 곡선을 적용하는 장치.

청구항 24.

제 23항에 있어서, 상기 추정기는 상기 잡음의 분산(σ) 또는 상기 수신된 신호의 심볼당 에너지(E_s)를 추정하기 위하여 상기 수신된 신호에 저장된 곡선을 적용하며, 상기 추정기는 또한 파일럿 신호를 수신하여 상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 잡음과 상기 임의의 진폭에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 25.

제 23항에 있어서, 상기 추정기는 다음 방정식을 기초로 상기 수신된 신호의 심볼당 에너지와 상기 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 것을 특징으로 하는 장치.

$$\frac{E(x^2)}{E(|x|)^2} = \frac{1 + \frac{E_s}{\sigma^2}}{\left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{E_s}{2\sigma^2}} + \sqrt{\frac{E_s}{\sigma^2}} \left(erf\left(\sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}}\right) \right) \right)^2} = g \frac{E_s}{\sigma^2}$$

청구항 26.

제 23항에 있어서,

상기 추정기는 파일럿 신호를 수신하여 상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 임의의 진폭과 상기 잡음에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하며, 상기 추정기는 적어도 하나의 이전 심볼당 파일럿 에너지비를 기초로 현재의 심볼당 파일럿 에너지비를 변경하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 27.

제 23항에 있어서,

상기 추정기는 파일럿 신호를 수신하여 상기 수신된 파일럿 신호를 기초로 상기 잡음 및 상기 임의의 진폭에 대한 보다 정확한 추정치를 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 28.

제 23항에 있어서, 상기 추정기는 다음 방정식을 기초로 상기 수신된 신호의 심볼당 에너지(E_s)와 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하고,

$$\left(\frac{\sqrt{E_s}}{\sigma} \right) = \left(\begin{array}{l} f_{\sqrt{E_s}}(\sqrt{E_s}, \sigma, E(|x|), E(x^2)) \\ f_{\sigma}(\sqrt{E_s}, \sigma, E(|x|), E(x^2)) \end{array} \right) = \left(\begin{array}{l} E(|x|)/((\sigma/\sqrt{E_s})\sqrt{2/\pi}e^{E_s/2\sigma^2} + erf(\sqrt{E_s}/\sigma\sqrt{2})) \\ \sqrt{E(x^2)-E_s} \end{array} \right)$$

상기 추정기는 고정 포인트를 반복적으로 풀이하며, 상기 x는 수신된 2진 신호의 임의의 진폭과 잡음의 합을 나타내는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 29.

삭제

청구항 30.

삭제

청구항 31.

삭제

청구항 32.

삭제

명세서

기술분야

본 발명은 통신 시스템에 관한 것이다. 특히 본 발명은 터보 코드를 사용하여 신호의 수신 및 디코딩을 개선하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

무선 통신 신호는 전형적으로 유선 통신보다는 더 많은 간섭과 잡음을 경험한다. 또한, 주어진 밴드폭을 통해 수많은 채널을 제공할 필요가 있다. 결과적으로, 코드분할 다중 액세스(CDMA)와 같은 수많은 인코딩 기술이 개발되었다. 통신 시스템의 CDMA 기술은 "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS"로 명명된 미국특허번호 제4,901,307호 및 "SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM"으로 명명된 미국특허번호 제5,103,459호에 개시되어 있으며, 이 모두는 본 발명의 양수인에게 양도되었다.

발명의 상세한 설명

CDMA 변조기술은 시분할 다중 액세스(TDMA) 및 직교함수 또는 코드를 사용하는 CDMA를 기초로 하는 주파수 분할 다중 액세스(FDMA)와 같은 다른 기술에 대한 용량개선을 제공할 수 있다. 또한 CDMA 수신기는 수신신호의 디코딩을 최대화하도록 비터비 알고리즘을 이용하는 비터비 디코더를 이용한다.

그러나 비터비 디코딩은 잡음채널에서 신호를 수신할 때 디코딩 에러를 경험한다. "터보"를 이용하는 새로운 인코딩 기술은 K 정보비트블록을 수신하고 각각 적은 수의 상태를 가지는 두개의 단순한 순환 콘볼루션 코드로부터 패리티 심볼을 생성하는 두개의 단순한 인코더의 조합을 이용한다. K 정보 비트는 패리티 심볼과 함께 잡음 채널을 통해 코딩되지 않은 채 전송된다. 중요하게, 인터리버는 상기 비트들을 제2인코더에 입력하기 전에 직교 K 정보비트를 변경한다. 상기 변경은 다른 인코더가 높은 가중 코드 워드를 생성하는 동안 다른 인코더가 낮은 가중 코드 워드를 생성하도록 한다. 생성된 코드는 K 정보비트를 가지는 "랜덤" 블록 코드와 유사하다. 랜덤 블록 코드는 K가 클 때 쇼논(Shannon)-제한 성능을 달성하는 것으로 공지되어 있지만, 랜덤 블록 코드는 비싸고 복잡한 디코딩 알고리즘을 요구한다.

수신기에서, 반복되는 최대 사후(posteriori) 알고리즘을 이용하는 한쌍의 단순한 디코더는 두개의 인코더 중 하나로부터 패리티 심볼들의 세트들 중 하나와 함께 원래의(original) K 정보 비트를 모두 수신한다. 디코더는 심볼 코드에 개별적으로 매칭되고, 사전(priori) 가능성으로서 다른 디코더의 해당 추정치를 이용하는 동안 각각의 디코더는 다른 디코더에 디코딩된 비트의 사후가능추정치를 전송한다. 잡음 채널에 의하여 변조된 통상적이지 않은 정보 비트는 디코더가 비터비 알고리즘으로서 동일한 수의 상태를 요구하는 최대 사전 디코딩 알고리즘을 사용하는 동안 사전가능성을 최소화하기 위하여 각각의 디코더에 이용될 수 있다. 두성분의 디코더는 만족할만한 접근에 도달할 때까지 여러 반복을 수행하며, 그 포인트에서의 최종출력은 디코더중 하나의 가능추정치의 염격하게 양자화된 버전이다. 또한 터보코드에 대하여는 B.Sklar, IEEE Communications Magazine, 35:12(December 1997)에 의한 "A Primer On Turbo Code Concepts"에 개시되어 있다.

학문적인 결과에 의하면, 터보코드는 종래의 비터비 디코딩과 비교하여 크게 잡음채널에 대한 정보전송을 개선하는 잠재성을 가지고 있으며, 심지어 이론적인 쇼논-제한에 매우 근접한 결과를 보인다. 불행하게도, 상기와 같은 결과는 수신기에서 이상적인 상태를 가정하지만, 실제로는 접근하기가 매우 어렵다. 다루기 힘든 이상적인 상태는 수신기가 심볼당 신호 및 잡음 전력을 아는 것으로 가정하는 것이다. 이것은 신호가 정보비트에 의하여 증가되기 때문에 특히 어려울 수 있으며, 신호제로값의 평균을 가능하게 하고, 따라서 신호잡음전력을 추정하는데 일상적인 평균절차를 허용하지 않게 된다.

T.Summer 및 S.Wilson, IEEE Transactions on Communications 46:4(April 1998)에 의하여 "SNR Mismatch And Online Estimation In turbo Decoding"으로 명명된 기사에서, 저자는 터보 코드의 반복적인 디코딩외에 다른 유사한 연관된 코딩(concatenated codes) 계획안이 채널의 신호대잡음비(SNR)의 인식을 요구하며, 따라서 개별적인 디코더의 사후 정보의 적당한 혼합이 달성되는 것으로 보고하였다. 이 기사에서, 저자는 SNR의 잘못된 추정에 대한 디코더 성능의 민감도를 연구하였으며, 디코딩 전에 각각의 코드 블록으로부터 공지되지 않은 SNR을 추정하는 계획안이 제안되었다. 이것은 추가의 화이트가우시안잡음(AWGN) 채널에 관한 것이다. 그러나 상기와 같은 접근법은 신호 및 잡음의 개별적인 추정을 제공하지 않으며, 페이딩 채널에서 터보코드를 요구한다. 실제로, 우수한 채널 추정 없이 터보 코딩은 나쁘지 않다면, 콘볼루션 코드의 통상적인 비터비 디코딩과 비교될 때 덜 매력적이다.

발명자는 실험을 통하여 채널 상태를 추정하는 종래 기술이 상기와 같은 추정기술의 나쁜 성능으로 인하여 성능손실을 유발시킨다는 것을 발견하였다. 발명자는 터보코드 외에 상기 타입의 추정이 요구되는 다른 분야(예를 들어, CDMA 통신 시스템의 전력제어, 다른 연관된 코딩계획안 등)의 애플리케이션에 적용할 수 있는 신호와 잡음 전력 추정에 관한 새로운 세트의 기술을 발견하였다. 상기와 같은 새로운 기술은 수신된 신호의 신호대 잡음비를 추정하고, 중요하게 신호 및 잡음의 추정을 개별적으로 제공하며, 따라서 Summers와 Wilson 기사에 설명된 방법에 대한 주요한 개선점을 제공한다. 게다가,

수신파일럿 심볼의 에너지는 신호와 잡음의 세밀한 추정을 제공하는데 사용된다. 이후에, 수신된 파일럿 신호의 에너지는 신호 및 잡음의 세밀한 추정을 제공하는데 사용된다. 그러므로, 본 발명은 종래기술의 문제점을 극복하며, 당업자가 다음의 설명에 의하여 이해할 수 있는 추가의 이점을 제공한다.

넓은 의미에서, 본 발명은 수신된 신호의 채널 상태를 추정하는 방법을 포함한다. 이 방법은: (a) 잡음을 가진 채널을 통해 연접(concatenated) 코드로 코딩된 신호를 수신하는 단계를 포함하는데, 상기 수신된 신호는 임의의 진폭을 가지며; (b) 수신된 신호를 기초로 임의의 진폭을 추정하는 단계; (c) 수신된 파일럿 신호를 기초로, 잡음의 분산(σ)을 개별적으로 추정하는 단계를 포함한다.

실시예

통신 시스템, 특히 시스템의 신호 간섭을 제어하는 장치 및 방법이 이하 상세하게 기술된다. 다음의 설명에서, 수많은 특정한 설명들이 본 발명의 이해를 위하여 제공된다. 그러나 당업자들은 본 발명이 특정한 설명 없이 또는 선택적인 엘리먼트 또는 단계들을 가지고 실시될 수 있을 것이라는 것을 인식할 것이다. 다른 예에서, 공지된 구조 및 방법은 본 발명을 불명료하게 하는 것을 피하기 위하여 상세하게 도시하지 않았다.

도 1은 전형적인 셀룰러 가입자 통신 시스템(100)을 도시하며, 이는 사용자국(예를 들면, 이동 전화기)과 웹사이트 또는 기지국 사이의 통신을 위해 CDMA와 같은 다중 액세스 기술을 사용한다. 도 1에서, 이동 사용자국(102)은 하나 이상의 기지국(106A, 106B 등)을 통하여 기지국 제어기(104)와 통신한다. 유사하게 고정된 사용자국(108)은 단지 하나 이상의 미리 결정된 그리고 가장 가까운 기지국(기지국(106A, 106B)과 같은)을 통하여 기지국 제어기(104)와 통신한다.

기지국 제어기(104)는 기지국(106A, 106B)에 시스템 제어를 제공하기 위한 인터페이스 및 처리회로를 포함하거나 결합된다. 기지국 제어기(104)는 또한 다른 기지국(106A, 106B) 및 가능하다면 심지어 다른 기지국 제어기에도 결합되거나 통신한다. 기지국 제어기(104)는 홈위치 등록기(112)에 결합된 이동교환국(110)에 결합된다. 각 호출의 시작시에, 각각의 사용자국(102 또는 108)의 등록 동안, 기지국 제어기(104) 및 이동교환국(110)은 사용자국(102, 108)으로부터 수신된 등록 신호와 기술상 공지된 홈위치 등록기(112)에 포함된 데이터를 비교한다. 소프트 핸드오프는 기술상 공지된 바와 같이, 기지국 제어기(104)와 다른 기지국 제어기 사이에서 그리고 심지어 이동교환국(110)과 다른 이동교환국 사이에서 발생할 수 있다.

시스템(100)이 전화기 또는 데이터 트래픽 호출을 처리하는 동안, 기지국 제어기(104)는 이동국(102)과 고정된 사용자국(10)의 무선 링크를 설정, 유지 및 종결시키는 반면, 이동교환국(110)은 공중전화망(PSTN)과의 통신을 설정, 유지 및 종결시킨다. 이하의 설명은 기지국(106A)과 이동국(102) 사이에서 전송된 신호를 중심으로 설명되었지만, 당업자들은 이러한 설명이 다른 기지국과 고정된 사용자국(108)에 동등하게 적용되는 것으로 인식할 것이다.

도 2는 본 발명 하에서, 도 1의 무선 통신시스템(100)의 사용자국(102, 108) 또는 기지국(106A, 106B) 중 하나에서 사용하기 위한 트랜시버(200) 부의 단순 블록도이다. 도 2의 예에서, 트랜시버(200)는 다른 트랜시버(200)로 신호를 전송하고 이로부터 신호를 수신하는 안테나(210)를 공유하는 송신기 시스템(202) 및 수신기 시스템(204)을 포함한다. 뷰플렉서(212)는 수신기 시스템(204)에 의하여 전송된 신호와 수신된 신호를 분리하며, 수신된 신호를 수신기 시스템(204)에 라우팅한다. 수신기 시스템(204) 주파수는 수신 신호를 시프트, 복조 및 디코딩한다. 예를 들어, 수신기 시스템(204)은 수신신호를 베이스밴드 또는 중간 주파수로 변환하고, 월시코드 복조를 수행하고 또한 전력 및 신호 품질측정을 수행한다.

제어 프로세서(216)는 이하 상세하게 기술되는 바와 같이 수신 신호의 여러 처리를 제공한다. 메모리(128)는 제어 프로세서(216)에 의하여 수행된 루틴을 영구 저장하며, 수신 프레임과 같은 데이터의 일시저장을 제공한다. 송신기 시스템(202)은 전송될 신호를 인코딩, 변조, 증폭 및 상향변환한다.

일 실시예에서, 송신기 시스템(202)은 기지국(106A, 106B)에 의하여 수신된 신호를 사용자국(102, 108)에 재전송하기 위한 순방향 트래픽 링크 데이터 신호를 형성한다. 다른 실시예에서, 송신기 시스템(202)은 사용자(102, 108)로부터 기지국(106A)으로 다시 전송하는 역방향 링크 트래픽 데이터 신호를 형성한다. 이동국(102)에서, 수신기 시스템(204)은 디코딩된 수신 데이터를 사용자에게 제공하며, 사용자로부터 제어 프로세서(216)에 결합된 입/출력(I/O) 모듈(222)을 통하여 송신기 시스템(202)을 거쳐 전송하는 정보를 수신한다.

도 3을 참조하면, 수신기 시스템(304)의 일부를 형성하는 터보 디코더(300)가 도시되어 있다. 선택적으로, 디코더(300)는 제어 프로세서(216)의 일부를 형성할 수 있으며, 제어 프로세서는 디코더(300)의 이하 설명되는 동작을 수행할 것이다. 디코더(300)는 정보와 두개 비트 신호 또는 채널을 가지는 입력채널을 수신하는 신호 및 잡음 추정기(302)를 포함한다. 신호 및 잡음 추정기(302)는 이하 상세하게 설명되는 바와 같이 수신된 입력 채널의 신호 및 잡음의 전력을 각각 추정한다.

한 쌍의 단순한 디코더(304,306)는 각각 입력 채널로부터 정보신호를 수신한다. 또한, 제1디코더(304(디코더1))는 제1패리티 심볼을 수신하는 반면, 제2디코더(306(디코더2))는 제2패리티 심볼을 수신한다. 예를 들어, 디코더(300(및 트랜시버(200)))는 이동국(102)에 존재할 수 있으며, 기지국(106A)으로부터 정보와 패리티 심볼을 수신한다. 상술한 바와 같이, 기지국(106A(도시되지 않음))의 전형적인 터보 인코더는 두개의 단순 순환 콘볼루션 코드로부터 패리티 신호를 생성하는 한 쌍의 단순한 인코더를 제공하며, 상기 코드는 적은 수의 상태를 가진다. 그러므로, 제1인코더에 의하여 생성된 패리티 심볼은 제1디코더(304)에 의하여 수신되는 반면, 제2인코더에 의하여 생성된 패리티 심볼은 제2디코더(306)에 의하여 수신된다.

디코더(304,306)는 자신의 각각의 인코더의 코드와 매칭된다. 중요하게, 제1디코더(304)는 라인(308)을 거쳐 제2디코더(306)에 정보채널의 디코딩된 비트의 사후가능추정을 제공한다. 제2디코더(306)는 해당 추정에 대한 라인(310)에 대하여 동일한 일을 수행한다. 사후(posteriori)는 각각의 디코더에 대하여 사전(priori) 가능성으로서 이용된다. 만족할만한 수렴(convergence)에 도달할 때까지 여러번의 반복과정이 가능추정의 최종 출력이 제공되는 포인트에서 수행된다.

디코더(304,306)의 수행을 크게 향상시키기 위하여, 상기와 같은 디코더들은 수신된 입력 채널의 신호와 잡음의 전력을 효과적으로 추정할 필요가 있다. 그러므로, 신호 및 잡음 추정기(302)는 적당한 추정치를 생성하기 위하여 수신된 입력 채널의 신호 및 잡음을 개별적으로 분석한다.

신호 및 잡음 추정기(302)의 동작에 관한 두 실시예가 이하 설명된다. 제1방법이 우선적으로 설명되고, 이후에 바람직하고 더 나은 방법이 설명된다. 수학적으로, 디코더(300)에 대한 입력 신호 x_i 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$x_i = b_i A_i + n_i \quad (1)$$

여기에서 b_i 는 2진 정보신호(± 1 과 같은)이며, A_i 는 신호의 진폭이고, 가우시안 잡음 n_i 는 다음과 같이 표현될 수 있다: $n_i = N(0, \sigma^2)$, 잡음은 제로평균과 분산 σ^2 를 가진다. 진폭 A_i 는 심볼 에너지의 제곱근이며, 이는 R이 전형적으로 1/2인 코드율이며, E_B 가 비트당 에너지인 $E_B R$ 에 의하여 비트당 에너지와 연관된다. 방정식(1)은 진폭 A_i 를 심볼당 에너지의 제곱근(즉, $\sqrt{E_{s_i}}$)으로 대체함으로써 재기록될 수 있다.

신호 및 잡음 추정기(302)는 신호진폭 또는 에너지($\sqrt{E_{s_i}}$)와 잡음 분산(σ^2)에 대한 개별적인 추정치를 제공하여야 한다. 만일 신호(b_i)가 언제나 1과 동일하다면, 추정기(302)는 샘플 평균 및 샘플 분산을 쉽게 측정할 수 있다. 그러나 $\{b_i\}$ 가 ± 1 과 동일하다면, 평균은 효과적으로 0이된다.

일 실시예에서, 신호 및 잡음 추정기(302)는 다음 방정식하에서 x_i '의 진폭의 샘플평균을 이용할 수 있다.

$$E(|x|) = \sigma \sqrt{2/\pi} \cdot e^{E_s/2\sigma^2} + \sqrt{E_s} \operatorname{erf}(\sqrt{E_s}/\sigma\sqrt{2}) \quad (2) \text{ 및}$$

$$E(x^2) = E_s + \sigma^2 \quad (3) \text{ 여기에서,}$$

E_s 는 다음과 같이 추정될 수 있다.

$$E_s = E(x^2) - \sigma^2 \quad (4)$$

따라서, $E(|x|)$ 와 $E(x^2)$ 의 추정으로부터, 시스템은 E_s (또는 A) 및 σ 를 각각 추정할 수 있다. 즉, 상기 방정식은 고정포인트의 형태로 기록될 수 있다.

$$\left(\begin{array}{c} \sqrt{E_s} \\ \sigma \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} f_{\sqrt{E_s}}(\sqrt{E_s}, \sigma, E(|x|), E(x^2)) \\ f_{\sigma}(\sqrt{E_s}, \sigma, E(|x|), E(x^2)) \end{array} \right) \quad (5)$$

$$\left(\begin{array}{c} E(|x|)/((\sigma/\sqrt{E_s})\sqrt{2}/\pi e^{E_s/2\sigma^2} + \operatorname{erf}(\sqrt{E_s}/\sigma\sqrt{2})) \\ \sqrt{E(x^2)-E_s} \end{array} \right)$$

그리고 이후에 고정포인트를 풀기 위하여 반복된다.

상기 반복과정을 단순화하기 위하여, 단순한 곡선이 방정식(5)의 상부에 대하여 사용될 수 있다.

$$\sqrt{E_s} = E(|x|)/f(E_s/N_t) \quad (6)$$

제2네거티브 차수 다항식곡선이 함수 E_s/N_t 의 함수로서 f를 위하여 사용될 수 있다.

일 예로서, 방정식(5)과 (6)을 결합하면, 다음을 얻을 수 있다.

$$E(x^2) = E_s + \sigma^2 \quad \text{및} \quad E(|x|) = f(\sqrt{E_s}/\sigma)\sqrt{E_s} \quad (6A)$$

그리고 반복단계의 첫단계에 대하여 $f(A_0 / \sigma_0) = 1$ 을 가정하고 이는 SNR이 무한하다는 것을 의미한다. 그러므로,

$$\sqrt{\frac{E_{si}}{E_{si}}} = \frac{E(|x|)}{f(\sqrt{\frac{E_{si-1}}{E_{si-1}}} / \sigma_{i-1})} \quad (7)$$

및

$$\frac{\sigma_i^2}{\sigma_i^2} = E(x^2) - \frac{E_{si}}{E_{si}} \quad (8)$$

불행히도, 특정 포인트에서의 채널에 대한 진실된 잡음을 결정하기가 어려울 수 있다. 반복단계에서 트래픽 심볼 에너지가 잡음보다 훨씬 큰 단지 한 단계만을 가지는 첫번째 극단적인 경우를 가정하면, 즉 $E_s \gg \sigma^2$ 이면 $E(x^2) \equiv E_s$ 이며

$E(|x|) \cong \sqrt{E_s}$ 이다. 결과적으로, $E(x^2) - E(|x|)^2 \ll E_s$ 이며, 비 $\frac{E_s}{\sigma^2}$ 은 대략 무한값이다. 그러나 $E_s \ll \sigma^2$ 인 반대의 극단적인 경우를 가정하면, $E(x^2) \cong \sigma^2$ 과 $E(|x|) \cong \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma$ 이다. 결과적으로, $E(x^2) - E(|x|)^2 \cong \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \sigma^2$ 이며 $\frac{2/\pi}{1-2/\pi} > 1$ 가 되어 SNR의 dB는 제로값보다 크며 마이너스 무한대 값으로 접근하지 않는다.

제1 낮은 SNR 신호를 추정할 때, 트래픽 심볼 에너지부분은 잡음으로 이해하기 어렵다. 시스템으로 하여금 $\frac{\sigma^2}{E_s}$ 의 함수인 E_s/σ^2 를 찾게 하는 함수는 일대일대응함수이며, 따라서 그 방법은 중지 상태없이 컨버전스되지 않을 것이다. 그러므로 하나의 옵션이 다음과 같이 반복과정을 끝내기 위하여 중지 상태를 이용한다.

$$\left[E(x^2) - \frac{\wedge}{E_{si}} - \frac{\wedge}{\sigma_1^{-1}} \right]^2 + \left[E(|x|) - \sqrt{\frac{\wedge}{E_{si-1}}} / \frac{\wedge}{\sigma} \right] \sqrt{\frac{\wedge}{E_{si}}} < \epsilon \quad (9)$$

상술한 실시예에서, 시스템은 현재의 추정된 심볼당 수신된 에너지값을 기초로 전력을 제어한다. 전력 제어는 수신된 신호

$$\frac{\sqrt{E_s}}{\sigma}$$

대 잡음비 상수를 유지하려 하며, 따라서 그 비인 $\frac{\sigma}{\sqrt{E_s}}$ 는 거의 변하지 않는다. 게다가 방정식(5)의 하위 반은 전형적인

σ 의 범위에 대하여 상대적으로 일정하게 유지된다. 그러므로 시스템은 $\sqrt{E_s}$ 를 추정하기 위하여 반복하지 않은 채 방정식 (5)를 이용할 수 있다. 이와 더불어, CDMA 복조기술은 여러 평거들의 심볼들, 캐리어 또는 파일럿 신호에 의하여 이들을 가중시킴으로써 조합한다(이하 상세하게 설명됨).

신호 또는 트래픽 채널의 시뮬레이션된 측정값을 사용하여, 방정식(5)하에서는 상술한 방식으로 수행된 경험적 시뮬레이션의 결과가 도 4A-4C를 생성한다. 특히, 도 4C는 3Km/h의 속도에서 이동하는 디코더를 가진 레일리 페일링 환경에서 직교 위상 시프트 키(QPSK) 심볼 1~5,000 대 진폭의 기준 곡선을 도시한다. 이 예의 복조기는 직접 확산 모드에서 CDMA 기술("CDMA 2000")로 복조된다. 도 4A는 수신신호의 평균을 종래의 추정방법을 사용하여 진폭과 잡음을 추정하는 전형적인 방법을 도시한다. 도 4B는 상술한 방법하에서의 QPSK 심볼 대 진폭을 도시하며, 잡음 σ^2 과 신호 진폭 A는 개별적으로 추정된다. 도 4B의 곡선은 도 4C의 기준곡선에 매우 근접한 반면, 도 4A의 곡선은 기준곡선을 효과적으로 추적하는데 실패하였다. 실제로, 도 4C의 기준 곡선의 심볼 4500과 4700 사이의 딥 페이드(deep fade)는 도 4B에 도시된 상기 방법으로 매우 잘 추적된다. 그러나 상기의 딥 페이드는 도 4A의 전통적 방법하에서 반대의 결과를 초래한다.

상술한 바와 같이, 종전 실시예는 감산하는 두개의 잡음을 경험한다. 또한 상술한 E_s/σ^2 를 해결하기 위한 고정포인트 연산 방정식은 실제 애플리케이션에서는 단점, 즉 반복과정이 수렴을 느리게 하며, 각각의 반복단계가 매 샘플마다 계산을 필요로 한다는 단점을 가진다. 그러므로, 간단한 방법이 계산시간을 더 쉽고 빠르게 할 수 있다. 상술한 실시예의 다른 문제는 반복을 위한 용인할 수 있는 시작 포인트를 찾기가 어렵다는 것이다.

둘째로 Summers 및 Wilson 방법으로부터 도출된 바람직한 실시예는 방정식(5)의 감산을 생략하며, E_s 및 σ^2 에 대한 충분한 추정치를 제공한다. 이러한 두번째 실시예는 다음 방정식으로 시작한다.

$$\frac{E(x^2)}{E(|x|)^2} = \frac{1 + \frac{E_s}{\sigma^2}}{\left(\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{E_s}{2\sigma^2}} + \sqrt{\frac{E_s}{\sigma^2}} \left(\operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2\sigma^2}} \right) \right) \right)^2} = g \frac{E_s}{\sigma^2} \quad (10)$$

여기에서, 두개의 왼쪽부분의 평균은 상술한 고정포인트 방법으로 계산될 수 있으며, 그 비는 E_s / σ^2 의 함수이다. 방정식 (10)에서, 단순 곡선은 상기 함수를 반전시키는데 사용될 수 있다. 상기 계산의 복잡도는 상술한 고정 포인트 방법의 복잡도와 동일하지만, 단지 한 단계만으로 이루어져 있다.

제2실시예가 제1실시예보다 나은 장점을 제공하는 것을 보장하기 위하여, 두개의 극단적인 예가 제1실시예에 적용될 수 있음을 고려해본다. 트래픽 심볼 에너지가 잡음 $E_s >> \sigma^2$ 보다 훨씬 큰 첫번째 극단적인 경우를 고려해보면, $E(x^2) \approx \sigma_s \cdot |E(|x|)|$ 며, $E(|x|) \approx \sqrt{E_s \sigma}$ 된다. 그러므로 $E(x^2)/E(|x|)^2 \approx 1$ 이다. $E_s \ll \sigma^2$ 인 트래픽 심볼 에너지가 잡음보다 훨씬 작은 경우인 반대의 극단적인 경우를 고려해보면,

$$E(x^2) \approx E_s \quad \text{및} \quad E(|x|) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma \quad \text{이다.} \quad \text{그러므로} \quad E(x^2)/E(|x|)^2 \approx \frac{2}{\pi} \quad \text{이다.}$$

두개의 극단적인 경우는 방정식(10)의 비에 대해 두개의 경계를 제공하며, 두개의 극단적인 경우의 비는 대략 1과 동일하다. 직관적으로, 잡음이 많을수록 방정식(10)의 비는 커진다. 방정식의 복잡도는 통계식의 E_s/σ^2 에 대한 근접한 형태의 결정을 방해한다. 이러한 어려움은 포인트-단위를 기준으로 중요한 E_s/σ^2 의 범위에 대하여 방정식을 먼저 계산하고 통계비와 E_s/σ^2 사이의 관계식을 근사화하는 단순한 다항식 함수를 사용함으로써 경감될 수 있다.

방정식(10)의 복잡도는 $z = \frac{E(x^2)}{E(|x|)^2}$ 를 이용하여 매우 단순한 제2차 곡선을 사용하여 줄일 수 있다. 단순한 제2차 곡선의 예가 Summers 및 Wilson에 의하여 상술한 기사에 개시되어 있다. 상기의 곡선은 다음을 제공한다.

$$g\left(\frac{E_s}{\sigma^2}\right) \text{ in dB} \approx -34.0516 z^2 + 65.9548 z - 23.6184 \quad (11)$$

방정식(11)의 함수 g 는 일대일 대응함수가 아니며, 모든 z 에 대하여 상기 방정식하에서 하나 또는 단지 하나의 비 E_s/σ^2 만이 존재한다는 것을 의미한다. 도 5는 비 $E(x^2)/E(|x|)$ 대 E_s/σ^2 에 대한 함수 g 를 도시한다. 분산은 Int'l Conf.

Telecommunications, Melbourne, Australia, April 1997, pp.173-178에 "A Novel Variance Estimator for Turbocode Decoding"으로 명명된 M.Reed와 J.Asenstorfer에 의한 기사에 개시된 바와 같은 알려진 방법들에 따라 구할 수 있다.

기본적으로 평균 SNR 추정은 실제 SNR보다 적을 것이다. 제2차 다항식추정과 샘플 평균의 실제 함수 사이에 편차가 존재한다는 사실로 인하여 어떤 바이어스가 발생된다. 이 곡선은 매우 작은 SNR에 적용되지 않으며, 매우 큰 SNR에도 적용되지 않는다. 그러나 만일 SNR이 매우 크다면, 디코더(304,306)는 프레임을 언제든지 디코딩할 수 있다. 한편, SNR이 매우 작다면, 프레임은 손실된다. 만일 SNR이 그 사이에 있다면, SNR의 충분한 추정은 디코더(304,306)를 도우며, 따라서 곡선은 약 -4dB에서 8dB의 범위에서 SNR을 추정한다.

1퍼센트의 프레임 에러율(FER)을 달성하기 위하여, 트래픽 채널은 매우 높은 신호 대 잡음비를 가질 필요가 없다; 그러나 트래픽 심볼의 에너지, 및 이와 연관된 잡음을 효율적으로 추정하는 것은 입력하는 인코딩되지 않은 비트만으로 획득되기 가 매우 어렵다.

$$\mathbf{x}_i \cong \sqrt{E_{si}} b_i + n_i \quad (12)$$

신호 대 잡음비가 낮을 때에도 매우 어렵다.

현존 CDMA 시스템을 사용하면, 기지국(106)으로부터 전송된 순방향 링크의 트래픽 채널의 에너지는 각각의 전력 제어 명령이후에 플러스 또는 마이너스 1/2dB만큼 변경된다. TIA/EIA/IS-95-A CDMA 표준은 9600kb/s에서 각 프레임(초당 50프레임) 동안 16개의 전력 제어 명령을 요구하며, 하나의 전력 제어 비트 그룹 동안 전송된 트래픽 채널의 에너지는 일정하게 남는다. IS-95 표준 외에 다른 변조안은 각 기지국으로부터 파일럿 심볼을 전송하는 파일럿 채널을 이용한다. 파일럿 심볼의 에너지는 주어진 기지국(106)에 대하여 일정하다. 결과적으로 파일럿 에너지와 트래픽 에너지 사이의 비는 하나의 전력 제어 비트 그룹동안 일정하다. 파일럿 심볼에 대한 더욱더 자세한 사항은 예를 들면, "Method and Apparatus for Reducing Amplitude Variations and interference and Communications Signals, Such as in Wireless Communications Signals Employing Inserted Pilot Symbols"로 명명되고 1998년 8월 31일에 출원된 공동발명자인 Dr. Holtzman의 미국특허 출원번호 제09/144,402호에 개시되어 있다.

트래픽 에너지의 더 나은 근사화는 파일럿 심볼의 에너지의 추정으로 획득될 수 있으며, 이는 트래픽 채널의 변경된 에너지를 추정하는 것보다 정확하다. 그러므로 파일럿 채널은 잡음 분산 σ^2 에 대한 개별적인 추정을 제공하는 데 이용될 수 있다. 결과적으로, 방정식(10)은 σ^2 의 개별적인 추정을 먼저 결정함으로써 단순화될 수 있으며, 트래픽 채널 또는 신호로부터 $E(|x|)$ 의 추정을 이용하여 방정식(10)의 상부 1/2으로부터 E_s 를 추정하거나, 신호 또는 트래픽 채널로부터 $E(x^2)$ 의 추정을

이용하여 방정식(10)의 하부 1/2으로부터 E_s 을 추정한다. 파일럿 심볼의 에너지 E_p 와 E_s 의 제1추정 사이에서 정확한 비를 찾아냄으로써, E_s 의 제2추정이 실행될 수 있다. E_p 는 E_s 를 찾기 위하여 비를 근사화하여 분할된다. E_p 는 E_s 보다 강하며(전형적으로 기지국 전력의 5번째가 E_p 에 할당된다), 따라서 더욱 정확하다.

요약하면, 상술한 제2실시예는 방정식(10)의 근사화를 먼저 이용한다. 둘째로, 파일럿 심볼의 수신 에너지와 파일럿과 트래픽 채널 에너지 사이의 비는 세밀한 추정을 제공한다.

도 6을 참조하면, 신호 및 잡음 추정기(302)에 의하여 수행된 루틴(600)이 도시되어 있다. 당업자들은 상술한 명세서를 기초로 프로그램 로직 어레이 또는 소스 코드를 판독할 수 있다. 단계 602에서, 신호 및 잡음 추정기(302)는 입력되는 트래픽 신호의 샘플을 수신한다. 이와 같은 샘플은 하나의 심볼보다 크거나 동일하며, 프레임 또는 전력 제어 그룹일 수 있다.

단계 604에서, 신호 및 잡음 추정기(302)는 트래픽 채널 샘플에 저장된 곡선을 적용시킨다. 저장된 곡선은 예를 들어 도 5의 곡선일 수 있다. 상기 곡선은 메모리(218)에 저장될 수 있으며, 수신기 시스템(204) 또는 제어 프로세서(216)가 적절한 곡선 맞춤(fitting)을 위해 상기와 같은 곡선을 액세스할 수 있다. 단계 606에서, 신호 및 잡음 추정기(302)는 트래픽 채널의 심볼 당 에너지 E_s 의 초기 추정값을 결정하고 잡음 분산 σ 의 추정값을 결정한다.

단계 608에서, 신호 및 잡음 추정기(302)는 수신된 파일럿 채널 샘플을 이용하여 심볼의 에너지 대 파일럿의 에너지 비를 추정한다. 단계 608의 비는 상술한 바와 같이 추정될 수 있으며, 현재의 비는 다음과 같이 계산된다: 현재의 비는 현재의 비가 이전 비에 비하여 높거나 낮을 경우 이전 비의 $\pm 1/2$ 과 동일하다. 단계 610에서, 신호 및 잡음 추정기(302)는 비 E_p/E_s 로부터 E_s 및 σ 를 결정한다. 이후, 루틴(600)은 다른 샘플이 수신되어 처리되는 단계 602로 다시 루프된다.

당업자는 루틴(600) 및 다른 기능과 방법들은 신호 및 잡음 추정기(302) 및/또는 제어 프로세서(216)에 의하여 수행될 수 있으며, 신호 및 잡음 추정기(302)는 범용 컴퓨터 또는 마이크로프로세서(예를 들면 제어 프로세서(218))의 소프트웨어 프로그래밍 또는 통상적인 논리 회로 엘리먼트를 통하여 디지털 신호처리 집적회로에 의하여 통상적인 ASIC에 의하여 수행된다.

본 발명의 특정 실시예는 예시를 위하여 설명되었지만, 여러 변용이 본 발명의 범위 내에서 가능하다. 예를 들어, 여러 실시예들이 하드웨어에서 실행되도록 기술되었지만(예를 들어, 특정 작업을 위하여 설계된 하나 이상의 집적 회로), 상기의 실시예들은 소프트웨어에서 수행될 수 있으며, 하나 이상의 프로세서에 의하여 수행될 수도 있다. 상기 소프트웨어는 컴퓨터-판독가능 디스크 또는 서버로부터 다운로드되어 저장된 것과 같은 반도체 칩에 저장된 마이크로코드 임의의 적당한 컴퓨터-판독가능 매체에 저장될 수 있다. 상술한 여러 실시예들은 다른 실시예를 제공하도록 결합될 수 있다. 일반적으로, 상기의 상세하게 설명된 추정기술은 예시적이며, 당업자는 본 발명의 범위하에서 유사한 기술을 만들수 있다.

본 발명은 다른 통신 시스템에 적용될 수 있지만, 상술한 전형적인 통신 시스템이 반드시 필요한 것은 아니다. 예를 들어, 본 발명은 CDMA 통신 시스템(100)에 이용될 수 있지만, 인코딩 계획과 연관된 다른 디지털 또는 아날로그 통신 시스템에 응용될 수 있다. 본 발명은 또한 가능하다면 본 발명의 시스템, 회로 및 개념을 이용하도록 변경될 수 있다.

이과 같은 변경은 상술한 설명의 견지에서 변경될 수 있다. 일반적으로 다음의 청구항에서 사용된 용어들은 본 발명을 제한하려는 것은 아니며, 전송 신호의 신호 및 잡음 전력 추정에 대한 청구하에서 동작하는 임의의 통신 시스템을 포함하려는 것이다. 따라서 본 발명은 본 명세서에 의하여 제한받지 않지만, 그 범위는 다음의 청구항에 의하여 전반적으로 결정될 것이다.

도면의 간단한 설명

도면에서, 같은 참조번호는 동일한 엘리먼트를 나타낸다. 임의의 특정한 엘리먼트의 논의를 쉽게 확인하기 위하여, 참조번호의 최상위 디지트는 먼저 사용된 엘리먼트의 도면번호를 인용한다(예를 들어, 엘리먼트(204)는 가장먼저 사용되었으며, 도2를 참조로 설명된다).

도 1은 본 발명을 이용하는 무선통신 시스템의 단순 블록도이다.

도 2는 본 발명의 일 실시예를 따르는 도 1의 무선통신 시스템의 트랜시버의 단순 블록도이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예를 따르는 도 2의 트랜시버의 수신기의 단순 블록도이다.

도 4A는 심볼당 에너지를 추정하는 전통적인 방법을 이용하여 전통적인 레일리 페이딩 환경에서 3Km/h로 이동하는 직접 확산 모드의 CDMA 이동 복조기에 대한 에너지 대 심볼수의 도면이다.

도 4B는 본 발명의 일 실시예를 이용하여 전통적인 레일리 페이딩 환경에서 3Km/h로 이동하는 직접 확산 모드의 CDMA 이동 복조기에 대한 에너지 대 심볼수의 도면이다.

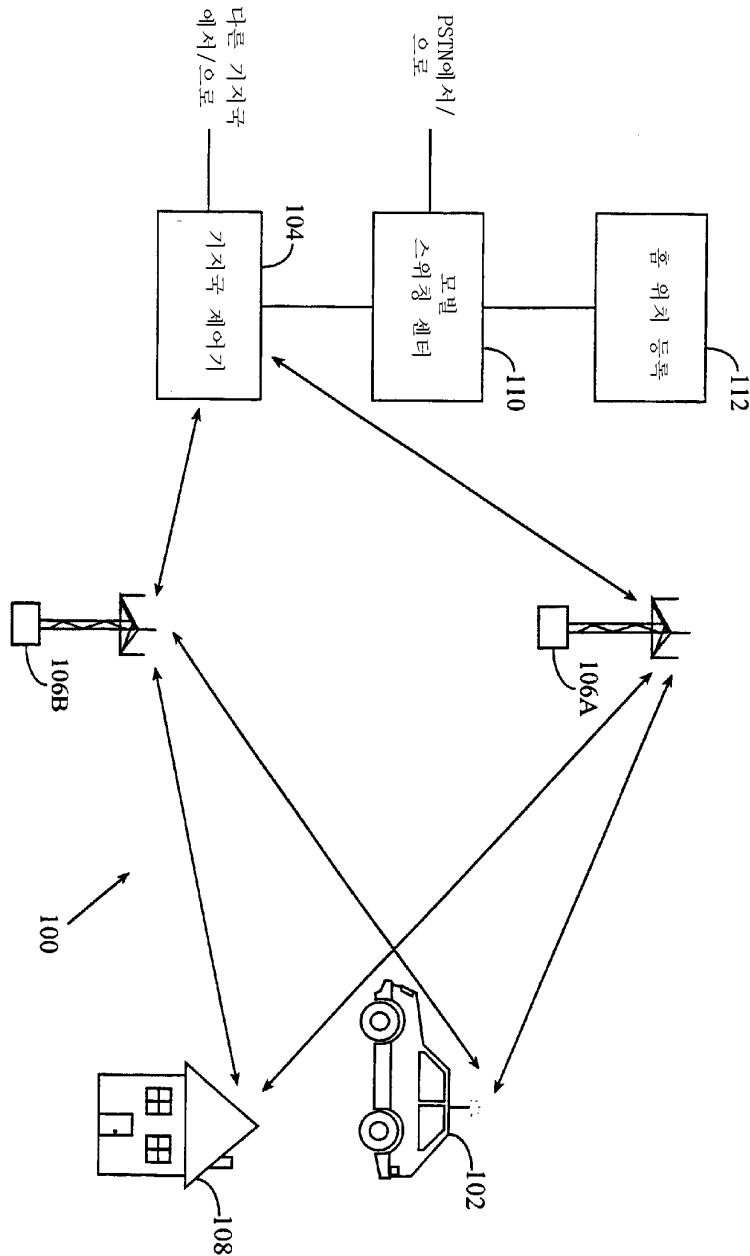
도 4C는 도 4A 및 도 4B의 페이딩 환경에서 심볼당 에너지를 도시한 기준 에너지 곡선의 도면이다.

도 5는 함수 $g(E(x^2)/E(|x|))$ 의 도면이다.

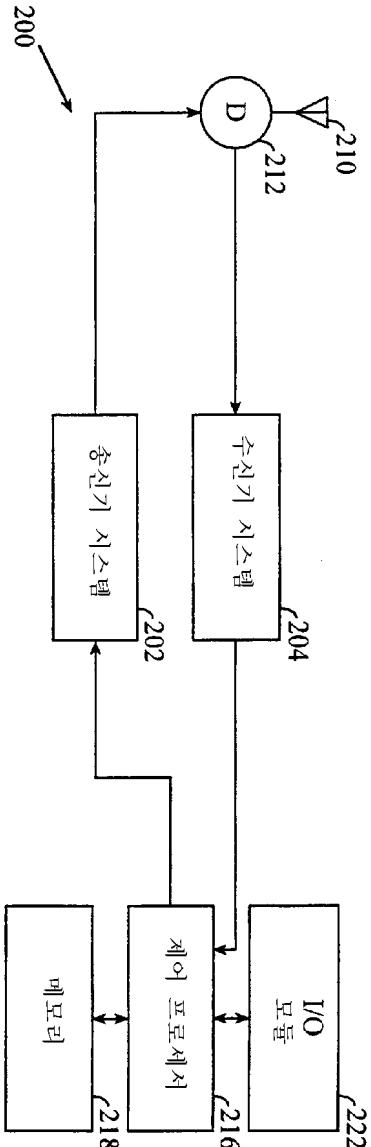
도 6은 도 3의 수신기에 의하여 수행되는 채널 성능을 추정하는 프로세스의 단순화된 흐름도이다.

도면

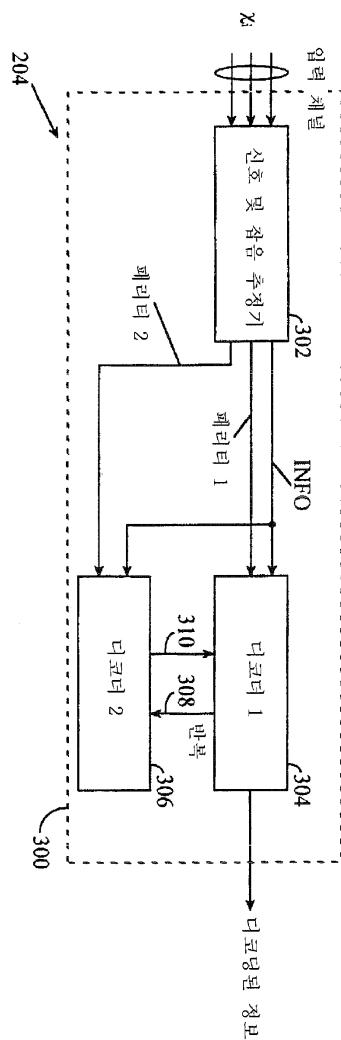
도면1



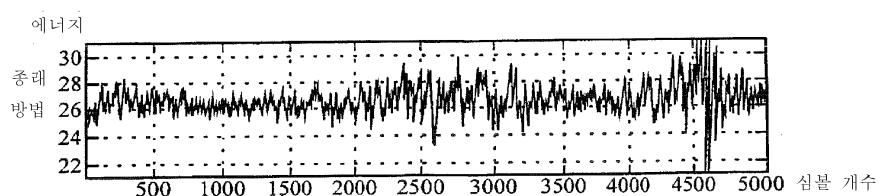
도면2



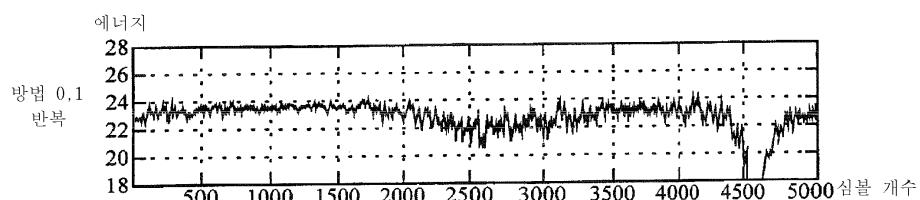
도면3



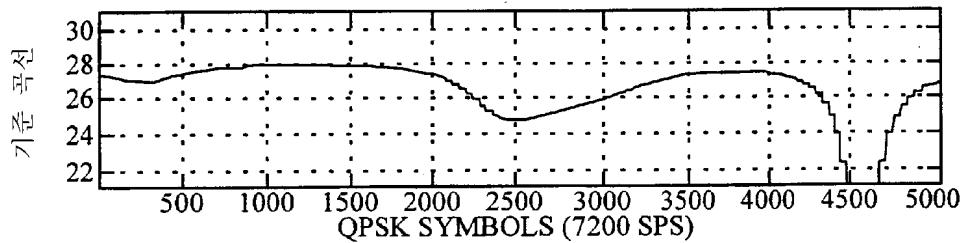
도면4a



도면4b

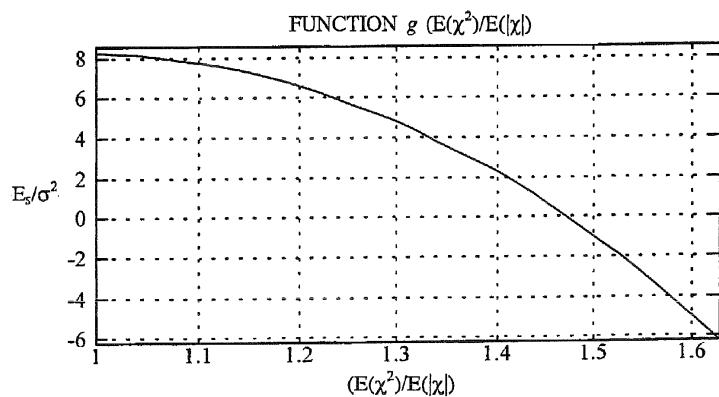


도면4c



도면5

3KM/H에서 CDMA 2000 모빌의 전력 추정



도면6

