



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2010년09월29일
(11) 등록번호 10-0984394
(24) 등록일자 2010년09월20일

(51) Int. Cl.
H04B 7/216 (2006.01) H04B 7/26 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2004-7017200
(22) 출원일자(국제출원일자) 2003년04월15일
심사청구일자 2008년04월15일
(85) 번역문제출일자 2004년10월25일
(65) 공개번호 10-2004-0102176
(43) 공개일자 2004년12월03일
(86) 국제출원번호 PCT/US2003/011178
(87) 국제공개번호 WO 2003/092211
국제공개일자 2003년11월06일
(30) 우선권주장
10/131,662 2002년04월24일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
W0200165715 A1
EP0817440 A
US20020003834 A1

(73) 특허권자
프리스케일 세미컨덕터, 인크.
미국 텍사스 (우편번호 78735) 오스틴 윌리엄 캐논 드라이브 웨스트 6501
(72) 발명자
스론, 크리스
미국 78726 텍사스주 오스틴 크로슬랜드 드라이브 11101
코이탈라, 디페시
미국 78751 텍사스주 오스틴 아파트먼트 249 두발 스트리트 4505
타이팔레, 다나
미국 78759 텍사스주 오스틴 폴로랄 파크 드라이브 10503
(74) 대리인
주성민, 이중희, 백만기

전체 청구항 수 : 총 10 항

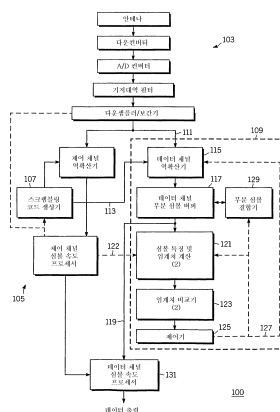
심사관 : 천대녕

(54) 가변 데이터 레이트 신호에 대한 상위 데이터 레이트를 결정하는 방법 및 장치

(57) 요약

가변 데이터 레이트 신호에 대한 상위 데이터 레이트를 결정하도록 배열 및 구성된 집적 회로 및 그 방법은, 가변 데이터 레이트 신호로부터 구성된 소정의 개수의 부분 심볼의 에너지 통계와 같은 특성을 그 개수에 대응하는 제1 임계치와 비교하여 제1 비교를 제공하고; 제1 비교가 적합하면 제1 데이터 레이트로 가변 데이터 레이트 신호를 처리하고, 특성을 그 개수에 대응하는 제2 임계치와 비교하여 제2 비교를 제공하고, 제2 비교가 적합하면 부분 심볼을 결합하여 제1 데이터 레이트보다 낮은 제2 데이터 레이트로 다른 부분 심볼을 제공하도록 동작할 수 있는 버퍼, 비교기 및 결합기를 포함한다.

대표도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

가변 데이터 레이트 신호(variable data rate signal)에 대한 상위 데이터 레이트(upper data rate)를 결정하는 방법으로서,

제1 비교를 제공하기 위해 상기 가변 데이터 레이트 신호로부터 구성되는 제1 개수(number)의 제1 부분 심볼들(partial symbols)의 특성을 제1 임계치(threshold)와 첫 번째로 비교하는 단계 - 상기 제1 임계치는 상기 제1 개수에 대응하며, 상기 제1 개수는 프레임 내의 모든 제1 부분 심볼들보다 적음 -;

상기 제1 비교가 적합하면, 제1 데이터 레이트로 상기 가변 데이터 레이트 신호를 처리하는 단계;

제2 비교를 제공하기 위해 상기 제1 개수의 상기 제1 부분 심볼들의 상기 특성을 제2 임계치와 두 번째로 비교하는 단계 - 상기 제2 임계치는 상기 제1 개수에 대응함 - ; 및

상기 제2 비교가 적합하면, 상기 제1 데이터 레이트보다 낮은 제2 데이터 레이트로 제2 부분 심볼들을 제공하기 위해 상기 제1 부분 심볼들을 결합(combining)하는 단계

를 포함하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제1 비교 및 상기 제2 비교가 적합하지 않으면, 상기 제1 부분 심볼들의 상기 제1 개수를 제2 개수로 증가시키고, 상기 첫 번째로 비교하는 단계, 상기 처리하는 단계, 상기 두 번째로 비교하는 단계 및 상기 결합하는 단계를 반복하는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 제2 비교가 적합하면, 제1항의 단계들을,

제3 비교를 제공하기 위해 상기 가변 데이터 레이트 신호로부터 구성되는 또 다른 개수의 상기 제2 부분 심볼들의 특성을 제3 임계치와 첫 번째로 비교하는 단계 - 상기 제3 임계치는 상기 또 다른 개수에 대응함 -;

상기 제3 비교가 적합하면, 상기 제2 데이터 레이트로 상기 가변 데이터 레이트 신호를 처리하는 단계;

제4 비교를 제공하기 위해 상기 또 다른 개수의 상기 제2 부분 심볼들의 상기 특성을 제4 임계치와 두 번째로 비교하는 단계 - 상기 제4 임계치는 상기 또 다른 개수에 대응함 -; 및

상기 제4 비교가 적합하면, 상기 제2 데이터 레이트보다 낮은 제3 데이터 레이트로 제3 부분 심볼들을 제공하기 위해 상기 제2 부분 심볼들을 결합하는 단계

로 반복하는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 특성을 첫 번째로 비교하는 상기 단계는, 상기 제1 개수의 상기 제1 부분 심볼들의 에너지에 비례하는 특성을 비교하는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 특성을 상기 제2 임계치와 두 번째로 비교하는 상기 단계는, 상기 특성을, 상기 가변 데이터 레이트 신호가 상기 제1 데이터 레이트를 포함하지 않는다 것을 소정의 신뢰 레벨로 확인하는 임계치와 비교하는 단계를 더

포함하는 방법.

청구항 6

가변 데이터 레이트 신호에 대한 상위 데이터 레이트를 결정하도록 배열 및 구성된 집적 회로로서,

상기 가변 데이터 레이트 신호로부터 구성되는 제1 개수의 제1 부분 심볼들을 큐잉(queuing)하기 위한 버퍼;

제1 비교를 제공하기 위해 상기 제1 개수의 상기 제1 부분 심볼들의 특성을 제1 임계치와 첫 번째로 비교하고, 제2 비교를 제공하기 위해 상기 제1 개수의 상기 제1 부분 심볼들의 상기 특성을 제2 임계치와 두 번째로 비교하는 비교기 - 상기 제1 임계치는 상기 제1 개수에 대응하고, 상기 제1 개수는 프레임 내의 모든 제1 부분 심볼들보다 적으며, 상기 제2 임계치는 상기 제1 개수에 대응하며, 상기 버퍼는, 상기 제1 비교가 적합하면 제1 데이터 레이트로 상기 가변 데이터 레이트 신호를 또한 처리하기 위한 심볼들로서 상기 제1 부분 심볼들을 제공함 -; 및

상기 제2 비교가 적합하면, 상기 제1 데이터 레이트보다 낮은 제2 데이터 레이트로 제2 부분 심볼들을 제공하기 위해 상기 제1 부분 심볼들을 결합하는 결합기

를 포함하는 집적 회로.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 버퍼 및 비교기에 연결되어 상기 특성 및 상기 제1 임계치 및 상기 제2 임계치를 계산하기 위한 계산기를 더 포함하는 집적 회로.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 집적 회로가 상기 상위 데이터 레이트를 결정하도록, 상기 비교기에 연결되어 상기 계산기, 상기 결합기, 상기 버퍼 및 역확산기를 제어하는 제어기를 더 포함하는 집적 회로.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 역확산기 및 상기 버퍼는, 상기 제1 비교 및 상기 제2 비교가 적합하지 않으면, 상기 제1 부분 심볼들의 상기 제1 개수를 제2 개수로 증가시키도록 동작하고,

상기 계산기, 상기 비교기 및 상기 결합기는 상기 계산, 상기 제1 비교, 상기 제2 비교, 상기 제공 및 상기 결합 동작을 반복하는 집적 회로.

청구항 10

제6항에 있어서,

상기 가변 데이터 레이트 신호는, 가변 데이터 레이트들을 갖는 코드 분할 다중 접속(Code Division Multiple Access) 신호인 집적 회로.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 일반적으로 통신 시스템에 관한 것이며, 보다 구체적으로는 이러한 시스템에서 가변 데이터 레이트 신호에 대한 데이터 레이트를 결정하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 통신 시스템 및 구체적으로 무선 통신 시스템은 상대적으로 더욱 복잡해지고 있고 보다 큰 시스템 용량 및 보다 높은 동작 주파수를 갖는다. 이러한 시스템에는 많은 변형 시스템들 및 상이한 사용자 그룹에 서비스를 제

공하는 이러한 시스템들에 대한 많은 개조 시스템들이 존재한다. 이러한 많은 시스템들은 현재 가변 데이터 레이트를 갖는 통신 프로토콜을 사용한다. 예를 들어, IS-95나 CDMA 2000과 같은 CDMA(Code Division Multiple Access) 시스템은 가변 데이터 레이트 신호를 사용하여 대부분의 사람들이 듣는 동안 말하지 않는 것과 같은 관찰 결과를 설명한다. 따라서 사용자가 들을 때는 전송 데이터 레이트를 낮추어 다른 사용자들에 대한 잠재적인 간섭을 낮추고 시스템 용량을 증가시킨다.

[0003] 현재 논의되고 설치되는, GPRS, 2.5G 및 3G 시스템과 같은 시스템은 보통 회로 스위칭 방식이기 보다는 패킷 스위칭 방식이며 대부분 가변 데이터 레이트에 대한 설비를 포함한다. 이러한 가변 데이터 레이트는 필요한 때 그리고 채널 조건이 허락하는 때에 합리적인 시간 간격으로 큰 데이터의 전송을 가능하게 한다. 일반적으로 CDMA 시스템에서 가변 데이터 레이트는 상이한 확산 인자(spreading factor)를 채용함으로써 조절된다. 기본적으로 이것은 주어진 정보 심볼에서 얼마나 많은 채널 심볼들 또는 칩들이 확산되는지로 알 수 있다. 예를 들어 통상적으로 와이드밴드 CDMA 또는 WCDMA라고 하는 하나의 CDMA 시스템에서 채널 심볼 또는 칩 레이트는 3.84 Mcps(milion chips per second)이고 확산 인자는 4에서 256이 사용될 수 있으므로 데이터 레이트나 데이터 심볼 레이트는 요구 대역폭이나 채널 조건에 따라서 960 Ksps(Kilo symbols per second)에서 15 Ksps까지 가능하다.

[0004] 보통 이러한 가변 데이터 레이트 신호의 수신부는 사용되는 데이터 레이트나 확산 인자를 모르므로 신호가 적절히 디코딩 등이 되기 전에 블라인드(blind) 레이트 결정을 해야 한다. 하나의 제안된 WCDMA 시스템에서 이 데이터 레이트는 10 밀리초 지속시간 또는 38,400 칩으로 정의된 매 데이터 프레임에 따라 변할 수 있으므로 이는 더욱 복잡하다. 이러한 많은 시스템들은 또는 보다 복잡한 안테나 구조를 이용하므로 다중 경로를 통해 신호를 송신 및 수신하는 것을 이용한다. 이러한 모든 것을 종합하면 대량의 데이터가 전송 및 처리되어야 하며 이는 수신기가 동시에 수십명의 사용자들을 수신할 수 있는 기지국 수신기와 같은 업링크 수신기에서 보다 심해진다. 말할 필요도 없이 이러한 양의 데이터와 결과적인 대역폭 문제는 칩에서의 데이터 레이트를 정보 심볼에서의 데이터 레이트로 줄임으로써 상당히 감소될 수 있다.

[0005] 이러한 블라인드 데이터 레이트 결정에 다양한 기술들이 사용되어 왔다. 한가지는 기본적으로 제어 채널 상의 모든 심볼에 대한 파워와 데이터 채널 상의 파워를 비교한다. 이 기술은 단순하지만 심볼이 신호가 없다고 결정하는 경우를 제외하고는 정확하지 않다. 다른 방법은 CRC 에러 체크 코드를 포함하고 각각의 가능한 확산 인자를 고려하는 올바른 CRC를 찾기 위한 충분히 큰 데이터 스트링을 수신하는 것이다. 이것은 적당히 안정된 채널이 주어지면 적절히 작용할 수 있지만 올바른 CRC가 있다면 그것이 발견될 때까지는 대량의 데이터가 버퍼링되고 복잡한 계산들이 반복적으로 수행되어야 한다. 다른 방법은 각각의 가능한 확산 인자에 대해 각각의 가능한 심볼 스트림과 자기상관(autocorrelation)을 수행하고 최고 확산 인자에서 일정한 수의 심볼에 대해 최대의 자기상관 결과가 나오는 확산 인자를 선택하는 것이다. 이 프로세스는 잘 작동한다고 하지만 여전히 상당량의 데이터를 필요로 하고 각 가능한 확산 인자에 기초한 신호의 비교가 행해지기 전까지는 다량의 복잡한 계산을 요구한다.

[0006] 종래의 기술에서 발견되는 문제들을 일으키지 않고 신속히 가변 데이터 레이트 신호에 대해 효과적으로 데이터 레이트를 결정할 수 있는 방법 및 장치가 필요하다.

[0007] 첨부 도면은 별개의 도면에서 유사한 참조 번호는 동일하거나 기능적으로 유사한 구성요소들을 나타내며 이하의 상세한 설명과 함께 본 명세서에 포함되고 그 일부를 구성하며, 다양한 실시예들을 설명하고 본 발명에 따른 다양한 원리들과 장점들을 설명하는 역할을 한다.

발명의 상세한 설명

[0011] 개관에서, 본 개시는 통신 장치들 또는 더 구체적으로 그것들을 동작시키는 사용자에게 서비스를 제공하기 위해 수신기들을 사용하는 통신 시스템들에 관한 것이다. 더 구체적으로 가변 데이터 레이트(rate) 신호에 대해 신속하고 효과적으로 데이터 레이트를 식별하거나 블라인드(blind) 데이터 레이트 결정을 하기 위한 방법들 및 장치로서 구현된 다양한 발명적 개념들과 원칙들이 논의되고 개시된다. 특정 관심의 통신 시스템들은, QPSK, DQPSK, OQPSK, BPSK, QAM과 같은 변조 포맷들을 사용하고, 사용자들에게 높은 데이터 용량들을 제공하기 위해 가변 데이터 레이트 신호들을 사용하는 또는 사용할 그것들의 대역 또는 변동 및 진화들을 확산하는, GSM, GPRS, EDGE, TETRA, iDEN, CDMA, W-CDMA, CDMA2000, 2.5G, 또는 3G 시스템들과 같이 개발되고 디플로이(deploy)되는 것들이다.

[0012] 아래 더 논의된 바와 같이, 다양한 발명의 원칙들 및 그것들의 조합들은 알려지지 않은 실제 데이터 레이트를

갖는 가변 데이터 레이트 신호에 대한 상위 데이터 레이트 결정을 용이하게 하도록 유익하게 채택된다. 여전히 비용 절감 및 고성능 데이터 레이트 결정이 제공되도록 하면서 이런 원칙들, 개념들, 또는 그것들의 동격들이 사용되는 한편, 결정은 처리 또는 데이터 큐잉(queueing) 도구에의 불필요한 부담없이 신속, 정확, 그리고 효과적으로 이루어져서 알려진 시스템들 및 기술들과 연계된 다양한 문제들을 경감시킨다.

[0013] 본 개시는, 본 발명에 따라 가능한 방식으로 다양한 실시예들을 만들고 사용하는 최상의 모드들을 더 설명하기 위해 제공된다. 본 개시는 임의의 방식으로 본 발명을 제한하기 위해서라기 보다는, 발명의 원칙들 및 그것들의 장점들에 대한 이해를 증가시키기 위해 더 제공된다. 본 발명은 단지, 본 출원의 계류 동안 만들어진 임의의 수정본들을 포함하는 첨부된 청구 범위 및 발행된 바와 같이 그런 청구항들의 모든 동격들에 의해 정의된다.

[0014] 제1, 제2, 위, 아래 등과 같은 관계적 용어들은, 존재하면, 엔터티들이나 동작들 사이의 임의의 실제 관계 또는 순서를 꼭 요구하거나 내포할 필요는 없이 다른 엔터티 또는 동작으로부터 단지 구분하기 위해 사용됨을 더 이해한다. 많은 발명적 기능성과 다수의 발명적 원칙들은 소프트웨어 프로그램들 또는 명령들 및 응용 프로그램 고유의 IC들과 같은 집적 회로들(ICs)에서 최상으로 구현된다. 본 명세서에서 개시된 개념들 및 원칙들에 의해 가이드될 때, 보통 숙련, 그럼에도 불구하고 아마도 많은 노력, 그리고, 예를 들어, 이용가능한 시간, 현재 기술, 및 경제적 고려들에 의해 동기부여되는 다수의 디자인 선택들을 갖는 자는 최소의 실험으로 그런 소프트웨어 명령들, 프로그램들, 및 IC들을 쉽게 생성할 수 있을 것임이 기대된다. 그러므로, 그런 소프트웨어와 IC들의 추가 논의는, 기재된다면, 본 발명에 따른 원칙들과 개념들을 모호하게 하는 임의의 위험을 최소화하고 단순성을 위해, 바람직한 실시예들의 원칙들과 개념들에 대해 기본적인 것들에만 제한될 것이다.

[0015] 도 1을 참조하면, 본 명세서에서 원칙들과 개념들에 따라 수정된 수신기의 단순화된 기능적 블록도는 도시되고 이제 설명될 것이다. 도 1은 아래 더 논의되는 바와 같이 특정 발명 원칙들 및 개념들에 따라 수정되는 알려진 CDMA 수신기 기능 블록도를 도시한다. CDMA, 특히 WCDMA 또는 UMTS 수신기는 본 원칙들 및 개념들이 특히 유익한 것을 발견할 것인 한편, 처리될 대량의 데이터 및, 일단 적절한 데이터 레이트가 결정되면 가능한 데이터 양에서의 큰 감축이 주어진데서, 이런 원칙들은 또한 블라인드 데이터 레이트 결정을 해야 하는 다른 수신기들에게도 유익할 것이다. 추가 논의들은 수신기의 바람직한 CDMA 실시예에 제한될 것이다.

[0016] 도 1의 수신기(100)는 가변 데이터 레이트 신호에 대해 상위 데이터 레이트를 결정하기 위해 배치되고 구성된다. 개관에서, 수신기는, 도시된 바와 같이 상호결합되고, 무선 주파수 신호들을 흡수하는 한 개 이상의 소자들을 갖는 안테나 시스템, 무선 주파수 신호들을 베이스 밴드 신호로 결합하거나 변환하는 다운컨버터(downconverter), 이 신호를 디지털 신호로 변환하는 A/D 변환기, 가능한 많은 채널 유도된 잡음을 제거하기 위해 디지털 신호를 필터링하고 베이스 밴드 신호에 대해 적절한 전력 대역 밀도를 제공하는 베이스 밴드 필터, 그리고 A/D 변환기로부터 샘플링 비율과 시간 배치들을 감소시키거나 베이스 밴드 신호에게 알려지지 않은 데이터 레이트를 제공하기 위해 수신기 제어 섹션(105)으로부터 피드백 신호에 따라 샘플들을 보간하는 다운샘플러(down sampler)와 보간기(interpolator)를 포함하고 기본적으로 알려진 전단(front end)(103)을 포함한다. 수신기 제어 섹션(105)은, 선정된 CDMA 제어 채널에 대응하고 스크램블링 코드 발생기(107)에 의해 제공되어 제어 채널 부호들을 위에 언급된 피드백 신호를 제공하는 제어 채널 부호 처리기에 제공하는 PN 시퀀스를 갖는 베이스 밴드 신호에 상관하는, 도시된 바와 같이 상호결합된, 제어 채널 역확산기(despreader)를 포함한다.

[0017] 베이스 밴드 신호는 또한 입력(111)에 데이터 레이트 처리기(109)에 인가된다. 요약하면, 이 처리기는 최고 높은 데이터 레이트에 소수의 부분 부호들을 구성하고, 이 소수로부터 특성과 다양한 임계치들을 계산하고, 특성과 임계치들과의 비교에 기초해서 그 최고 높은 데이터 레이트를 확인하거나 제외하고, 나중 이벤트에서 그 부분 부호들을 그 다음으로 더 긴 부호들과 결합시키고, 데이터 레이트가 확인될 때까지 순차적으로 더 낮은 데이터 레이트들에 대해 이 처리를 반복한다. 이런 논의들은 상세성과 그것의 기초적인 발명 원칙들 및 개념들에 대한 것이다. 입력(111)에서의 베이스 밴드 신호는 스크램블링 코드 발생기(107)에 의해 데이터 채널 역확산기(despreader)(115)의 입력(113)에 제공되는 PN 시퀀스와 확산 또는 상관한다. 이 입력(113)의 PN 시퀀스는 알려진 사용자로부터의 신호에 해당하고, 그 결과는 칩(chip) 레이트에 확산 또는 상관된 부호 시퀀스이다.

[0018] 도 2를 참조하여, 본 명세서의 평가용으로 공통 용어가 이용가능하도록 이 칩 레이트 신호에 관한 설명을 제공할 것이다. WCDMA 기저 대역 신호는, 201에 도시된 바와 같이 종래에 초당 100개의 프레임 길이로 구성되며 38,400개의 칩을 포함하는 3.84 밀리언 칩 퍼 세컨드(Mcps) 신호이다. 상기한 바와 같이, 이 신호가 가변 데

이터 레이트 신호이면, 데이터 심볼 레이트는, 확산(spreading) 인자에 따라 또는 데이터 심볼이 주어진 칩이 얼마만큼 확산되는지에 따라 960 킬로 심볼 퍼 세컨드(thousand symbols per second; Ksps) 내지 15Ksps로 가변될 수 있다. 203에 나타낸 바와 같이, 각 프레임은 15개의 슬롯, 즉 파워 콘트롤 그룹(PCGs)으로 더 분할되고, 각 슬롯은 2560개의 칩을 포함한다. 본 발명에서는, 205에 나타낸 바와 같이 이 슬롯이 10개의 블록으로 더 파스(parse)되며 각 블록은 256개의 칩을 포함한다. 4라는 확산 인자는, 207에 나타낸 바와 같이 960Ksps의 데이터 레이트에 대응하는 64개의 데이터 심볼과 같게 된다. 209에서 8인 확산 인자는 480Ksps의 데이터 레이트에 대응하는 32개의 데이터 심볼과 같으며 이것이 각 블록에 존재하고, 계속 이러한 방식으로 211에 나타낸 바와 같이 15Ksps의 데이터 레이트에 대응하는 하나의 데이터 심볼에서의 256인 확산 인자까지 진행된다.

[0019]

도 1을 다시 참조하면, 데이터 채널 역확산기(despreader; 115)는, 전형적으로 피드백 신호에 의해 지시될 때 또는 최소 또는 최저 가능 확산 인자(WCDMA 시스템용으로 4)에 따라 비확산 심볼들을 결합하는 심볼 결합기를 포함한다. 요약해 보면, 상관기의 출력은 칩 레이트(WCDMA용으로 3.84Mcps)에서 I 및 Q 컴포넌트를 포함하는 심볼일 것이며, 이러한 심볼은 결합되거나 대수학상 심볼 결합기에 의해 결합된 4개의 인접하는 심볼과 더해질 것이며, 확산 인자 4에서, 이러한 비확산되고 결합된 일부 심볼들은 부분 심볼 버퍼(117)에 결합될 것이다. 이들은, 가변 데이터 레이트와 관련된 확산 인자 및 실제 데이터 레이트가 아직 결정되지 않았기 때문에 부분 심볼이라 칭한다. 어떠한 경우에도, 버퍼는 가변 데이터 레이트 신호로부터 구성된 제1 부분 심볼들의 제1 개수를 버퍼가 큐잉하거나 저장한다. 데이터 레이트 프로세서(109)의 출력(119)이 데이터 채널 심볼 프로세서(131)로 향하는 것을 주목하길 바란다. 전형적으로, DSP에서 구현되는 심볼 프로세서(131)는 최대 가능 데이터 레이트에서 각 기저 대역 신호를 강제로 처리하게 된다. 수신기가 여러 사용자들이 존재할 수 있는 업링크 신호를 수신하면, DSP로의 입력 데이터 레이트는 전복될 수 있다. 따라서, 데이터 레이트 프로세서의 바람직한 결과들 또는 태스크 및 그 방법중 하나는 데이터 레이트의 상당한 감소를 발생한다. 사용자용으로 예상되는 데이터 레이트가 최고 데이터 레이트보다 충분히 작다는 사실로 볼 때, 이것은 본 발명의 원리 및 개념에 의해 가능할 것이다.

[0020]

입력(122)에서 제어 채널 심볼 레이트 프로세서로부터의 노이즈 및 심볼 파워 정보와 함께, 버퍼의 출력은 또한 계산기(121)에 연결되며, 여기서 심볼 특징, 및 도 2의 블록에서의 심볼 개수와 같이 제1 부분 심볼의 제1 개수에 각각 대응하는 제1 및 제2 임계값이 계산되며 비교기(123)에 연결된다. 비교기는 제1 부분 심볼의 제1 개수의 특징을 제1 임계값과 먼저 비교하여 제1 비교를 제공하며, 또한 제1 부분 심볼의 제1 개수의 특징을 제2 임계값과 비교하여 제2 비교를 제공한다. 제1 비교가 적합하면, 바람직하게는 제1 데이터 레이트가 존재함을 가리키면, 버퍼는 제1 부분 심볼을 가변 데이터 레이트 신호를 추가 처리하기 위한 심볼로서 프로세서(131)에 제공하고, 제2 비교가 적합하면, 바람직하게는 제1 데이터 레이트를 가능성으로서 배제하면, 결합기 또는 부분 심볼 결합기(129)는 제1 부분 심볼들을 결합하여 제1 데이터 레이트보다 작은 제2 데이터 레이트에서 제2 부분 심볼을 제공한다. 도 2에 도시한 바와 같은 CDMA 신호용의 경우가 항상 존재하는 것은 아니지만, 이러한 결합 단계는, 4인 확산 인자로부터 발생하는 I 및 Q 컴포넌트를 갖는 인접 심볼이 대수학적으로 결합되거나 가산되어 8인 확산 인자를 갖는 심볼의 I 및 Q 컴포넌트를 제공하고 이러한 방식으로 계속 진행되기 때문에, 다소 직접적인 것이다. 수신기가 상위 데이터 레이트를 결정하도록 계산기, 결합기, 버퍼, 및 역확산기를 제어하는 제어기(125)에 비교기(121)가 연결되는 것을 주목하길 바란다. 또한, 제1 및 제2 비교는 부분 심볼의 다른 블록을 포함하는 것처럼 역확산기 및 버퍼가 동작하여 제1 개수를 제2 부분 심볼의 제2 개수로 증가하는 경우에 어느 것도 적합하지 않은 비확정적 의미일 수 있다는 것을 주목하길 바라며, 결합기는 상기한 계산 동작, 제1 비교 동작, 제2 비교 동작, 제공 동작, 및 결합 동작을 반복하고, 바람직하게는 제어기(125)의 제어 하에 반복한다. 또한, 버퍼(117)로부터의 출력되는 출력(119)을 나타내는 흐름 또는 프로세스에도 불구하고, 데이터 레이트가 일단 결정되면 역확산기(115)로부터의 출력을 데이터 심볼 레이트 프로세서(131)에 직접 결합하는 것이 더 적절할 수 있다. 제어기(125)는 제어 신호를 통해 이 프로시저를 제어할 것이다. 또한, 데이터 레이트는 WCDMA 신호용으로 매 10ms마다 또는 각 프레임용으로 한번 결정될 필요가 있음을 주목하길 바란다.

[0021]

본 발명의 실시예에 따른 일 양태는, 소프트웨어 프로그램이 프로그래밍가능 집적 회로에 의해 실행되거나 동작하거나 설치될 때, 집적 회로가 가변 데이터 레이트 신호용 상위 데이터 레이트의 결정을 용이하게 하는 소프트웨어 프로그램이다. 후술하는 더 상세한 기능성 뿐만 아니라 상기한 기능성의 상당 부분 또는 모든 부분은, 그 소프트웨어 프로그램을 실행하는 타겟으로 된 머신에 따라 설계 및 기록된 그 소프트웨어 명령을 실행하는 타겟 머신 또는 프로세서가 담당하게 되는 것이 이점을 갖는다. 그 소프트웨어 프로그램의 설계 및 초안 작성은, 본 명세서에 의해 당업자가 잘 알게 될 것이다. 예를 들어, 소프트웨어 프로그램은, 실행될 때 가변 데이터 레이트 신호로부터 구성된 제1 부분 심볼의 제1 개수의 특징을 제1 임계값과 비교하여 제1 비교를 제공

하게 되는 제1 비교를 포함하는 방법을 타겟 머신 또는 프로세서가 수행하게 하는 명령을 포함하며, 여기서 제1 임계값은 제1 개수에 대응한다. 다음으로, 제1 비교가 적합하여 제1 부분 심볼에 대응하는 심볼 및 데이터 레이트를 갖는 신호의 존재를 확인하게 되면, 제1 데이터 레이트에서 가변 데이터 레이트 신호의 처리가 수행될 것이다.

[0022] 적합하지 않으면, 제2 비교를 제공하기 위해 제1 부분 심볼들의 제1 개수의 특성을 제2 임계치와 비교하는 제2 비교 처리가 수행되며, 제2 임계치는 또한 제1 개수에 대응한다. 제2 비교가 적합하여 제1 데이터 레이트의 존재를 배제하며, 그 처리는 제1 데이터 레이트보다 낮은 제2 데이터 레이트로 제2 부분 심볼들을 제공하기 위해 제1 부분 심볼들을 결합한다. 어떤 비교도 적합하지 않은 경우, 그 프로그램은 부분 심볼들의 임계치 및 특성을 계산하는데 사용되는 부분 심볼들의 수를 제2 개수로 증가시키는 명령을 포함하고, 가변 데이터 레이트 신호에 대한 데이터 레이트가 결정될 때까지 제1 비교 단계, 처리 단계, 제2 비교 단계 및 결합 단계가 반복된다.

[0023] 데이터 레이트 처리기는 집적 회로 형태로 적합하게 구현될 수 있다. 이는 하나 이상의 집적 회로가 될 수 있으며, 당업자라면 본 명세서에 기재된 원리들 및 개념들을 이용하여 여러가지 설계 선택들을 만들 수 있을 것이다. 한가지 바람직한 예는 주문형 집적 회로(application specific integrated circuit) 또는 필드 프로그램가능 논리 배열과 같은 주문형(custom) 또는 반-주문형(semi-custom) 집적 회로에서 DSP 또는 다른 소규모 처리기와 같은 프로그램가능 집적 회로에서 구현되는 데이터 레이트 처리기(109) 함수들의 밸런스로 구현되는 부분 심볼 버퍼(117)에 따라 역확산기(despreader)(115) 및 그 포함된 심볼 결합기를 갖는다. 일례로, 이러한 기능들은 또한 데이터 채널 심볼 레이트 처리기(131) 역할들을 처리하는 DSP에 의해 구현된다.

[0024] 이제 데이터 레이트 처리기의 집적 회로 양상이 검토될 것이다. 이러한 논의 중 일부는 다소 상기 설명과 중복될 수 있다. 집적 회로는 WCDMA 또는 UMTS 등과 같은 CDMA 신호에서 발견될 수 있는 것처럼, 가변 데이터 레이트 신호보다 높은 데이터 레이트를 결정하도록 배치되고 구성된다. 그 집적 회로는 바람직하게는 가변 데이터 레이트 신호로부터 구성된 가변 데이터 레이트 신호 중 가장 높은 가능 데이터 레이트인 제1 데이터 레이트에 대응하는 제1 부분 심볼들의 제1 개수를 큐잉하기(queueing) 위한 버퍼(117) 및 제1 비교를 제공하기 위해 그 제1 부분 심볼들의 제1 개수의 특성을 제1 임계치와 제1 비교하기 위한 비교기(123)를 포함하고, 상기 제1 임계치는 제1 개수에 대응하고, 상기 비교기는 제2 비교를 제공하기 위해 그 제1 부분 심볼들의 제1 개수의 특성을 제2 임계치와 제2 비교하기 위한 비교기를 더 포함하고, 상기 제2 임계치는 상기 제1 개수에 대응하고; 상기 버퍼는 상기 제1 비교가 적합한 경우 제1 데이터 레이트에서 가변 데이터 레이트 신호를 더 처리하기 위한 심볼들로서 제1 부분 심볼들을 제공하며; 결합기(129)는 제2 비교가 적합한 경우 상기 제1 데이터 레이트보다 낮은, 바람직하게는 1/2의 제2 데이터 레이트로 제2 부분 심볼들을 제공하기 위해 상기 제1 부분 심볼들을 결합하도록 배치된다.

[0025] 바람직하게는, 집적 회로는, 계산기, 결합기, 버퍼 및 역확산기를 제어하기 위한 비교기에 결합되고, 또한 바람직하게는 집적 회로가 보다 높은 데이터 레이트를 결정하도록 하는 집적 회로가 구비된 제어기(125) 뿐만 아니라 제1 임계치 및 제2 임계치 및 특성을 계산하기 위한 버퍼 및 비교기에 결합된 계산기(121) 또는 처리기를 더 포함한다. 바람직하게는, 피드백 신호(127)를 통해 제어기(125)에 의해 제어되는 역확산기(115) 및 버퍼(117)는 제1 비교 및 제2 비교가 적합하지 않은 경우, 제1 부분 심볼들의 제1 개수를 제2 개수로 증가시키도록 동작하고, 계산기, 비교기 및 결합기는 제1 비교 및 제2 비교를 계산하는 것, 데이터 레이트가 가변 데이터 레이트 신호에 대해 결정될 때까지 연산을 한번 이상 제공하고 결합하는 것을 반복한다.

[0026] 구체적으로, 계산기는 가변 데이터 레이트 신호로부터 구성된 제2 부분 심볼들의 제2 개수의 특성 및 각각이 제2 개수에 대응하는 제3 임계치 및 제4 임계치의 특성을 계산하고; 상기 비교기는 제3 비교를 제공하기 위해 상기 특성을 제3 임계치와 비교하고, 제4 비교를 제공하기 위해 제2 부분 심볼들의 제2 개수의 특성을 제4 임계치와 더 비교하고; 상기 버퍼 또는 역확산기는 제3 비교가 적합한 경우 상기 제2 데이터 레이트에서 가변 데이터 레이트 신호를 더 처리하기 위한 심볼들로서 제2 부분 심볼들을 제공하고, 상기 결합기는 제4 비교가 적합한 경우 상기 제2 데이터 레이트보다 낮은 제3 데이터 레이트로 제3 부분 심볼들을 제공하기 위해 제2 부분 심볼들을 결합한다.

[0027] 집적 회로, 구체적으로는 비교기는 바람직하게 인접 쌍들 간의 차, 제1 부분 심볼들의 제1 개수 또는 채널 조건 추정치들에 대응하는 특성 또는 통계와 같은 스쿼어 선형(squared linear) 결합들의 에너지 또는 합에 비례하는 특성 또는 통계를 각각의 제1 및 제2 임계치와 비교한다. 이러한 세가지 대안의 특성들 또는 통계들 각각과 대응하는 임계치들은 아래에 더 논의되고 설명될 것이다. 직접 회로, 특히 비교기는 그 특성을 비교가

적합한 경우 상기 가변 데이터 레이트 신호가 소정의 신뢰도 레벨에 따른 제1 데이터 레이트를 포함함을 확인하는 제1 임계치와 비교한다. 바람직하게, 이러한 제1 임계치는, 그 특성이 제1 임계치를 초과할 때, 제1 비교가 99.99%의 신뢰도 레벨의 주어진 가우스 분포에 대해 3.7의 표준 편차와 같은 소정수의 변동에 대응하는 신뢰도 레벨로 제시되도록 제1 데이터 레이트를 포함하지 않는 경우, 제1 부분 심볼들의 제1 개수 플러스 표준 편차의 소정 수에 대한 예상 평균에 대응한다.

[0028] 집적회로 또는 비교기는 특성 또는 통계를, 가변 데이터 레이트 신호가 미리결정된 신뢰 레벨에 대한 제1 데이터 레이트를 포함하지 않거나 신뢰 레벨에 대한 제1 데이터 레이트를 배제하는지를 확인하는 제2 임계치와 비교한다. 바람직하게, 제2 임계치는 가변 데이터 레이트 신호가 제1 데이터 레이트를 포함할 때 미리결정된 표준 변동의 수 보다 적은 제1 부분 심볼의 제1 개수에 대한 예상 평균에 대응하여, 특성이 임계치보다 적은 경우 제2 비교는, 제1 데이터 레이트가 가우시안 분포로 주어지는 99.99%의 3.7 표준 편차와 같은 미리결정된 분산에 대응하는 신뢰 레벨로 제시되지 않음을 암시하는 것이 선호되게 된다.

[0029] 이하에서는 때때로 하나 이상의 특성 또는 통계 및 각 임계치를 결정하기 위한 기초 개념의 논의에 집중된다. 이런 논의의 대부분은 CDMA 신호를 고려하나, 기본 개념은 신호의 다른 형태와 유사할 것이다. 신호, 특히 수신기에서 수신되는 각 사용자에게 대한 다중 경로를 갖는 WCDMA 신호는, 예컨대 기지국 또는 가입자 유닛내에서 일련의 복소수 "칩" C_1, C_2, \dots 으로 표현될 수 있고, 여기서 각 C_n 은 실수부와 허수부를 갖는 복소수이다. 각각의 개별 사용자의 각 개별 다중경로에 대한 이들 칩을 복조하는 것은 심볼로의 칩의 "역확산(despreading)"과 관련된다(이는 역확산기(115)의 출력의 표현이다):

[0030]
$$Z_1 \equiv C_1 \cdot L_1 + \dots + C_{SF} \cdot L_{SF};$$

[0031]
$$Z_2 \equiv C_{SF+1} \cdot L_{SF+1} + \dots + C_{2 \cdot SF} \cdot L_{2 \cdot SF};$$

[0032]
$$\dots$$

[0033]
$$Z_K \equiv C_{(K-1)SF+1} \cdot L_{(K-1)SF+1} + \dots + C_{K \cdot SF} \cdot L_{K \cdot SF};$$

[0034] 여기서, L_K 는 발생기(107)에 의해 제공되는 "스크램블링 코드"의 칩을 나타낸다. 알려진 바와 같이 CDMA 시스템에서 각 사용자에게 대한 각 다중경로는 그 자신의 연관된 스크램블링 코드를 가진다 - 그결과, 각 다중경로는 그 자신의 연관된 심볼 스트림을 가진다 -. 수 SF는 "확산 인자(spreading factor)"로서 알려지며, 적당하게 제시되는 바와 같이 2의 제곱이다: $SF \equiv 2^s, s = 2, 3, \dots, 8$

[0035] 이제 이들 심볼 스트림들중 하나에 초점을 맞춰보자. 2^s 에 까지 역확산된 수신 결합 심볼은,

[0036]
$$Z_k \equiv \sum_k S_k + n_k, k=1 \dots K$$

[0037] 이다.

[0038] 여기서, \sum_k 은 칩 $\{C_{(K-1)SF+1} \dots C_{K \cdot SF}\}$ 에 대응하는 송신된 소스 비트(+1 또는 -1)이며,

[0039] S_k 는 복소수 채널(전파 조건에 의해 결정되는)이고,

[0040] n_k 는 다른 사용자로부터의 간섭을 포함하는)복소수 노이즈이다.

[0041] 노이즈 n_k 가 전체 분산 σ^2 을 갖는 독립적인 복소수 가우시안 분포 변수이라고 가정한다(여기서 실수 및 허수부 모두는 분산 $\sigma^2/2$ 을 가진다). 또한, 적당한 링크 마진을 유지하는데 기초하여, 사용자에게 대한 타겟 신호 대 노이즈 비(SNR)이 공칭 심볼 파워 $P(P \equiv 10^{0.1D})$ 에 대응하는 D db이라고 가정한다. 그후에, 신호가 SF 대신에 SF/2로 역확산된다면 공칭 파워는 P/2이라는 사실을 활용한다.

[0042] 이하 에너지 검출(ED) 특성 또는 통계를 참고하는 에너지 기초 특성에 대한 통계 및 임계치의 사용 및 개발을 조사한다. 먼저 에너지 검출 통계의 사용을 조사한다.

$$X A Q_{k=1, \dots, K} | Z_k |^2$$

[0043]

[0044]

통계 X 는 가우시안으로서 근사화되는데, 그 이유는 K 개별 독립적으로 분포된 랜덤 변수(iir r.v.'s)의 합이기 때문이며, 여기서, K 는 전송한 부분 심볼의 수로서 큰수이다. X 의 평균 및 분산은 다음과 같이 계산된다. 수신된 심볼 Z 에서는(간략화를 위해 첨자 K 를 생략함), $|Z|^2 = |\zeta \cdot S + n|^2 = |S|^2 + 2 \cdot \text{Re}\{\zeta \cdot S^* n\} + |n|^2$ 을 가진다.

[0045]

다음에는 $|Z|^2$ 의 기대치가 $E[|Z|^2] = |S|^2 + \sigma^2$ 로 주어진다. 이하, 복소수 가우시안 랜덤 변수 n 의 속성으로부터 계산한다:

[0046]

$\text{Var}[|n|^2] = \sigma^4$ 이고 $\text{Var}[2 \cdot \text{Re}\{\zeta \cdot S^* n\}] = 4 \cdot |S|^2 \cdot \sigma^2 / 2 = 2 \cdot |S|^2 \cdot \sigma^2$ 이다. 따라서,

$\text{Var}[|Z|^2] = \sigma^2 E(\sigma^2 + 2|S|^2)$ 이다. 따라서, Ddb와 동일한 SNR을 갖는 신호가 존재한다면, X 는 $K \cdot \sigma^2 \cdot (P+1)$ 과 동일한 평균 및 $K \cdot 2\sigma^4 \cdot (2P+1)$ 과 동일한 분산(여기서 $P \equiv 10^{0.10}$)을 갖는 가우시안(iid r.v.'s)이다.

[0047]

신뢰도 $1-\alpha$ (여기서 α 는 작은 수, 즉 10^{-4} 이다)로 존재하는 신호의 가능성을 배제하길 원한다면, 신호가 주어진 표준 편차의 수를 차감해서 존재한다면 신호가 존재하는 기대치와 동일한 임계치로 설정되며, 이때 이 수는 소정의 신뢰 레벨에 대응한다:

[0048]

$K \cdot \sigma^2 \cdot (P+1) - N_\alpha \cdot \text{sqrt}(K \cdot 2\sigma^4 \cdot (2P+1))$, 여기서, N_α 는 $1-\alpha$ 의 (일측) 신뢰와 연관된 표준 편차의 수이다. 통계가 이런 임계치 이하로 간다면, 신뢰도 $1-\alpha$ 로 존재하는 신호의 가능성을 배제한다.

[0049]

지금까지 신호의 존재를 배제하는 것에 관해서 논의하였다. 대신에 다른 방도를 배제하는 것과 동일한 확산 인자 2^S 에서 신호의 존재를 확인하기를 원한다고 가정하자. 이러한 경우에서, 최악의 대안은 그 다음으로 큰 확산 인자(2^{S+1})에서 신호가 존재하는 것이다. $P' \equiv 10^{0.10'}$ 에서 $P' \cdot 2\sigma^2$ 의 공칭 파워(nominal power)에 대응하여, 그 다음으로 큰 확산 인자에서 최악의 (가능한 가장 큰) SNR은 D' db라고 가정하자(이 경우에 확산 인자 $2^S=256$, $P'=0$ 임을 주목하라). 확산 인자 2^S 에서 대응 파워는 $P' \cdot \sigma^2/2$ 이다. 신뢰도 $1-\alpha$ 를 가지고(여기서, α 는 10^{-4} 와 같은 작은 수이다), $SF=2^S$ 에서 어떠한 신호도 존재하지 않을 가능성을 배제하기 원한다면, 임계값으로 $K \cdot \sigma^2 \cdot (P'/2+1) + N_\alpha \cdot \text{sqrt}(K \cdot \sigma^4 \cdot (P'+1))$ 을 설정한다. 여기서, N_α 는 $1-\alpha$ 의 (단측의) 신뢰도와 관련된 표준 편차의 갯수이다. 통계가 이러한 임계값을 초과하는 경우, 신뢰도 $1-\alpha$ 로 확산 인자가 $2S$ 보다 더 큰 (또는 어떠한 신호도 존재하지 않는) 가능성은 받아들여지지 않는다.

[0050]

여기서, 설명을 위한 하나의 예를 제시한다. $SF=256$ 및 신호 파워=3 dB($P=2$ 에 대응), $K=150$ ($SF=256$ 에서 한 프레임의 부호들에 대응함), $N_\alpha=3.7$ ($\alpha=1e-4$ 에 대응), $\sigma^2=1$ 에서, ($P'=0$ 을 이용하여) 상계(upper bound)가 없는 신호: $150+3.7 \cdot \text{sqrt}(150)=195.3$, 하계가 존재하는 $SF=256$ 신호: $450-3.7 \cdot \text{sqrt}(750)=349$ 를 얻는다. $195.3 < 349$ 이기 때문에, 단일 프레임 내에서 적어도 0.9999의 신뢰도를 가지고, $SF=256$ 신호의 존재/부재의 판단을 항상 확신할 수 있다. 이제 알고리즘이 0.9999의 신뢰도로 3 dB에서 $SF=128$ 을 배제할 수 있는지를 판단하자. $SF=128$ 에서 테스트하여, $K=300$, $N_\alpha=3.7$, $\sigma^2=1$, 및 두개의 임계값인 상계가 존재하는 $SF=256$ 신호: $600+3.7 \cdot \text{sqrt}(300 \cdot 3)=711$, 하계가 존재하는 $SF=128$ 신호: $900-3.7 \cdot \text{sqrt}(300 \cdot 5)=757$ 을 얻는다. $711 < 757$ 이기 때문에, 신뢰도 0.9999에서 $SF=128$ 을 배제하는 것이 가능하다. 이러한 경우에서, 실제 확산 인자는 신뢰도 0.9999로 얻을 수 있다.

[0051]

단일 경로 대신에 M 다중 경로들을 가정하고, 결정 통계 또는 특성: $X' \equiv \sum_{m=1, \dots, M} \sum_{k=1, \dots, K} |Z_{mk}|^2$ 를 취하자. 여기서, Z_{mk} 는 m 번째 다중 경로 상에 k 번째 수신된 부호이다. 이러한 통계를 얻기 위하여 그 부호들의 MRC(Maximal Ratio Combining) 결합을 할 필요는 없다(따라서, 채널 예측은 요구되지 않는다). 대신에, 모든

다중 경로들로부터 검출 신호, 결정 통계 X' 를 얻기 위하여 단지 ED 통계를 추가하는 것이 필요하다. 예측 값들 및 편차들이 추가되기 때문에, (임계값이 X' 를 초과할 때) 신호-존재 경우를 배제하기 위한 임계값 $K \cdot \sum_{m=1 \dots M} \sigma_m^2 (P_m+1) - N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sum_{m=1 \dots M} \sigma_m^4 (2 \cdot P_m+1)}$ 및, (임계값이 X' 를 초과할 때) 신호-부재 경우를 배제하기 위한 임계값 $K \cdot \sum_{m=1 \dots M} \sigma_m^2 (P'_m/2+1) + N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sum_{m=1 \dots M} \sigma_m^4 \cdot (P'_m+1)}$ 을 갖는다. 모든 σ_m^2 이 동일하다고 가정하고, 모든 MRC 신호에 대하여 $\sum_{m=1 \dots M} P_m = P \equiv$ 공칭 SNR이라는 사실을 이용하면, 우리는 신호가 존재하는 경우를 배제하기 위한 임계값 $K \cdot \sigma^2 (P + M) - N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 (2P + M)}$ 과 비-신호 경우를 배제하기 위한 임계값 $K \cdot \sigma^2 (P'/2 + M) + N_a \cdot \sqrt{K \cdot \sigma^4 (P' + M)}$ 을 가진다. 여기서, $\sigma^2 \equiv$ 경로 당 잡음 분산; $K \equiv$ 평가에 사용되는 심볼들의 수; $M \equiv$ 결합된 다중 경로들의 수; $N_a \equiv 1 - \alpha$ 의 한 쪽만의 확실성을 갖는 것과 관련된 표준 편차들의 수; $P \equiv$ MRC 심볼에 대한 공칭 SNR, $P' \equiv$ 다음의 보다 높은 확산 인자에서의 MRC 심볼에 대한 최악의 SNR(만약 SF<256이면 $P'=P$, 만약 SF=256이면 $P'=0$)이다.

[0052] SF의 2^S 및 2^{S+1} 사이 및 대응 데이터 레이트들을 결정하기 위한 또다른 방법은 부분 심볼들의 제공된 선형 결합인 다음 결정 통계치 $Y \equiv \sum_{k=1, \dots, K/2} |Z_{2k} - Z_{2k-1}|^2 = \sum_{k=1, \dots, K/2} |S \cdot (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) + (n_{2k} - n_{2k-1})|^2$ 를 사용하는 것에 의한 것이다. 만약 실제 SF가 2^S 와 동일하다면, Y 가 평균 μ_1 및 분산 σ_1^2 을 가진다는 것이 보여질 수 있다. 여기서, $\mu_1 = K \cdot (P + 1) \cdot \sigma^2$ 이고 $\sigma_1^2 = K \cdot \sigma^4 (2 \cdot P^2 + 4 \cdot P + 2)$ 이며, 상기 전개식에서 n' 및 n'' 는 평균 0과 분산 σ^2 을 가지는 표준 복소 가우시안 변수들(standard complex Gaussian variables)을 나타낸다.

[0053] 반면에, 만약 $SF \geq 2^{S+1}$ 이라면, Y 는 평균 $\mu_{1'}$ 및 분산 $\sigma_{1'}^2$ 을 가지게 된다. 여기서, $\mu_{1'} = K \cdot \sigma^2$ 이고 $\sigma_{1'}^2 = 2 \cdot K \cdot \sigma^4$ 이다.

[0054] M 개의 다중 경로의 경우에, M 개의 다중 경로에 대하여 Y 를 합함으로써, $\mu_1 = K \cdot (P + M) \cdot \sigma^2$ 이고 $\sigma_1^2 = K \cdot \sigma^4 (2 \cdot P^2 + 4 \cdot P + 2 \cdot M)$, $\mu_{1'} = K \cdot M \cdot \sigma^2$ 이고 $\sigma_{1'}^2 = 2 \cdot K \cdot M \cdot \sigma^4$ 이다. 여기서, $\sigma^2 \equiv$ 경로 당 잡음 분산; $K \equiv$ 평가에 사용되는 심볼들의 수; $M \equiv$ 결합된 다중 경로들의 수; $N_a \equiv 1 - \alpha$ 의 한 쪽만의 확실성을 갖는 것과 관련된 표준 편차들의 수; $P \equiv$ MRC[결합된 최대 비율(maximal ratio combined)] 심볼에 대한 공칭 SNR이다. 따라서, 우리는 비-신호(또는 더 높은 확산-요소) 경우를 배제하기 위한 임계값 $\mu_{1'} + N_a \cdot \sigma_{1'}$ 과 신호가 존재하는 경우를 배제하기 위한 임계값 $\mu_1 - N_a \cdot \sigma_1$ 을 얻는다.

[0055] 상기 유도되고 논의된 특성식에서, 잡음 전력 σ^2 과 신호 전력 $P \cdot \sigma^2$ 은 결정 임계값을 설정하도록 요구된다. 따라서, 시스템은 임계값 제어기 또는 계산기에 잡음 전력 및 신호 전력 평가치를 제공해야만 한다. 다행히도, CDMA 수신기에서, 신호 및 잡음 전력 평가치는 이미 전력 제어를 위해 요구된다. 그러므로, 이들 평가치는 임계값을 설정하는 데 사용될 수 있다. 임계값에서의 일부 마진이 전력 평가치에서의 불확실성을 보상하기 위해 요구될 수 있는데, 예를 들어 신호 페이딩을 용이하게 하거나 보상하기 위해 신호 전력으로부터 추가되거나 감소되는 바이어스가 있다. 이러한 마진의 크기는 경험적으로 결정될 수 있다. 위에서 주어진 임계값에서의 P 및 P' 를 위해 사용되는 전력 평가치가 동일할 필요가 없다는 점에 추가로 주의해야 한다. 예를 들어, P 를 다소 낮게 바이어싱하고 P' 를 다소 높게 바이어싱함으로써, 전력 평가에서의 비정확성으로부터 야기되는 잘못된 결정들로부터의 추가적인 보호가 제공될 수 있다.

[0056] 위에서 논의된 특성들 및 통계치는 신호 파라미터 평가를 요구하지 않는다. 그러나, 만약 신호 파라미터 평가가 가능하다면, 우수한 성능(예컨대, 더 짧은 주기의 시간 내에 정확한 SF 및 대응 데이터 레이트 결정)을 보장하는 다른 통계치도 사용될 수 있다. CDMA 수신기에서 평가되는 하나의 신호 파라미터는 채널 S_k 이다. 각각의 시간 k 및 각각의 다중 경로 m 에 대하여 채널 평가치 S_{mk}^{\wedge} 가 신호의 복조를 위해 필요하다. 만약 채널 평가치가 사용 가능하다면, 다음의 대체적인 통계치가 확산 인자 결정을 위해 사용될 수 있다: ED 통계식에 대한 수정식인 $X'' \equiv \sum_{k=1, \dots, K} |\sum_{m=1, \dots, M} \text{Re}\{S_{mk}^{\wedge} * Z_{mk}\}|$ 와, SSD 통계식에 대한 수정식인 $Y'' \equiv \sum_{k=1, \dots, K/2} |\sum_{m=1, \dots, M} \text{Re}\{S_{2k}^{\wedge} - S_{2k-1}^{\wedge}\}|$ 를 사용한다.

$$\wedge_{m,2k} * [Z_{m,2k} - Z_{m,2k-1}] \} | .$$

[0057] 수정된 ED 통계식에 대한 완전 채널 평가의 경우에는, (신호가 존재할 경우) $X'' \equiv \sum_{k=1, \dots, K} | \sum_{m=1, \dots, M} \text{Re}\{S_{mk} * (\zeta_k \cdot S_{mk} + n_{mk})\} | = \sum_{k=1, \dots, K} | \sum_{m=1, \dots, M} \zeta_k \cdot |S_{mk}|^2 + \text{Re}\{S_{mk} * n_{mk}\} | = \sum_{k=1, \dots, K} | |S|^2 + |S| \cdot \text{Re}\{n_k'\} | = |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K} | |S| + n_k''/\sqrt{2} |$ 를 계산할 수 있다. 여기서, $n_k'(n_k'')$ 는 분산이 σ^2 인 독립 복소수(실수) 가우시안 랜덤 변수이다. (신호가 존재할 경우) X'' 는 평균 $\mu_2 = K \cdot \sigma^2 \cdot \text{sqrt}(P) \cdot M(2 \cdot P)/\sqrt{2}$ 와 분산 $\sigma_2^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot V(2 \cdot P)/2$ 를 가지는데, 여기서,

$$M(z) \equiv (2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} |\text{sqrt}(z)+x| \cdot \exp(-x^2/2) dx$$

$$V(z) \equiv (2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} |\text{sqrt}(z)+x|^2 \cdot \exp(-x^2/2) dx - M(z)^2$$

[0058]

[0059] 현재 SF에서의 신호가 없을 경우, 최악의 경우에서, 우리는 평균 $\mu_{2'} = K \cdot \sigma^2 \cdot \text{sqrt}(P) \cdot M(P')$ 와 분산 $\sigma_{2'}^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot V'(P')$ 를 가지는 $X'' \equiv \text{sqrt}(\sigma^2 \cdot P) \cdot \sum_{k=1, \dots, K} \{\text{sqrt}(\sigma^2 \cdot P'/2) + n_k''/\sqrt{2}\}$ 를 계산할 수 있다. 그러면, 통계식 X'' 에 대한 임계값은 신호가 존재하는 경우를 배제하기 위한 $\mu_2 - N_a \cdot \sigma_2$ 와 비-신호(또는 더 높은 확산-요소) 경우를 배제하기 위한 $\mu_{2'} + N_a \cdot \sigma_{2'}$ 이다.

[0060]

수정된 SSD에 대한 완벽한 채널 평가의 경우에, 신호가 있는 경우에는,

$$\begin{aligned} Y'' &\equiv \sum_{k=1, \dots, K/2} | \sum_{m=1, \dots, M} \text{Re}\{S_{m2k} * [(\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot S_{m2k} + (n_{m2k} - n_{m2k-1})] | \\ &= \sum_{k=1, \dots, K/2} | \sum_{m=1, \dots, M} (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot |S_{m,2k}|^2 + \sqrt{2} \cdot \text{Re}\{S_{mk} * n'_{m,k}\} | \\ &= \sum_{k=1, \dots, K/2} | (\zeta_{2k} - \zeta_{2k-1}) \cdot |S|^2 + \sqrt{2} \cdot |S| \cdot \text{Re}\{n_k'\} | \\ &= |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K/2} | v_k |S| + n_k'' | \end{aligned}$$

[0061]

[0062] 를 계산할 수 있는데, 여기서 $n_k'(n_k'')$ 는 편차 σ^2 을 갖는 독립적인 복소(실) 가우스 랜덤 변수이고, $v_k \equiv | \zeta_{2k} - \zeta_{2k-1} |$ 이다. Y'' 는 평균 μ_3 와 편차 σ_3^2 을 갖는데, 여기서

$$\mu_3 = K \cdot \sigma^2 \cdot \text{sqrt}(P) \cdot (0.25 \cdot M(4 \cdot P) + 0.2)$$

$$\sigma_3^2 = K \cdot \sigma^4 \cdot P \cdot \{0.25 \cdot V(4 \cdot P) + 0.091 + 0.5 \cdot (0.5 \cdot M(4 \cdot P) - 0.2)^2\}$$

[0063]

[0064] 이다. 신호가 없는 경우에는, 평균 $\mu_{3'} = 0.4 \cdot K \cdot \sigma^2 \cdot \text{sqrt}(P)$ 이고, 편차 $\sigma_{3'}^2 = 0.182 \cdot K \cdot \sigma^4 \cdot P$ 인 $Y'' = |S| \cdot \sum_{k=1, \dots, K/2} | n_k'' |$ 를 갖는다. 따라서, 신호가 있는 경우를 배제하기 위하여는 임계치 $\mu_3 - N_a \cdot \sigma_3$ 를 갖고, 어떠한 신호도 존재하지 않는 경우(또는 더 높은 확산 인자의 경우)를 배제하기 위하여는 $\mu_{3'} + N_a \cdot \sigma_{3'}$ 을 갖는다.

[0065]

채널 평가에 기반한 통계치를 사용하는데 있어서 하나의 잠재적인 부정적인 측면은 많은 CDMA 시스템에 있어서 채널 평가의 산출이 중요한 시간 지연(하나 또는 두개의 슬롯)을 포함한다는 사실이다. 이러한 지연은 통계치의 산출에서 대응 지연을 초래할 수 있는데, 이는 확산 인자의 결정이 유사하게도 지연된다는 것을 의미한다. 이러한 이유로, 상술한 다른 두개의 접근법을 사용하는 것이 적합할 수 있다.

- [0066] 도 3을 참조하여, 가변 데이터 레이트를 갖는 CDMA 신호와 같은 가변 데이터 레이트 신호에 대한 상위 데이터 레이트를 결정하는 방법(300)이 설명될 것이다. 이 방법은 바람직하게는 상술한 집적 회로 및 수신기 또는 유사한 장치 내에서 구현되고, 특정 프로세스가 이러한 집적 회로의 일부인 프로세서 상에서 실행되는 소프트웨어를 통하여 수행될 수 있다. 이러한 방법은 상술한 에너지 검출 지수 또는 통계치 및 임계치의 응용이다. 특히 이 방법은 $S^{(s)}(m,n,p)$ 가 m번째 다중 경로에 대한 n번째 블록의 p번째 심볼을 나타내는 $\sum_{m=1 \dots M} \sum_{n=1 \dots \text{Num_Blocks_Processed}} \sum_{p=1 \dots 256/2}^s |S^{(s)}(m,n,p)|^2$ 인 지수 또는 에너지 검출 통계치를 다음의 임계치와 비교할 것이다.
- [0067] 1. 통계치 또는 지수가 임계치를 초과하는 경우, 신호가 없는 경우를 배제하는 즉, 이하 제1 임계치로서 간주될 임계치인 $K \cdot \sigma^2(P'/2+M)+N_a \cdot \text{sqrt}(K \cdot \sigma^4(P'+M))$.
- [0068] 2. 통계치 또는 지수가 임계치보다 작은 경우, 신호가 있는 경우를 배제하는 즉, 이하 제2 임계치로서 간주될 임계치인 $K \cdot \sigma^2(P+M)-N_a \cdot \text{sqrt}(K \cdot \sigma^4(2P+M))$.
- [0069] 여기서 K는 상술한 다른 변수와 비교하기 위하여 또는 특정 테스트에서 사용되는 부분 심볼의 수이다. 또한, 신호 전력 P와 노이즈 전력 σ^2 는 제어 채널 심볼 레이트 프로세서로부터 파라미터로서 공급될 것이다.
- [0070] 이 방법은 바람직하게는 여기서 제안된 바와 같은 WCDMA 내의 최저 확산 인자인 4 및 최고 데이터 레이트에 대응하는 심볼 또는 특히 부분 심볼을 공급함으로써 단계(301)에서 개시된다. 공급된 심볼의 수는 바람직하게도 도 2에서 도시된 바와 같은 블록과 동등하거나, 256개의 칩 또는 64개의 심볼이지만, 512개의 칩과 같은 다른 임의의 수도 또한 가능할 것이다. 이러한 심볼들은 단계(303)에서 프로세스에 공급되는데, 이 심볼들은 이러한 부분 심볼의 지수 또는 통계치, 특히 상술한 에너지 검출 통계치가 4의 확산 인자 또는 대안적으로는 더 높은 확산 인자, 즉 4보다 큰 계수로 칩으로부터 형성된 심볼들과 일치하는지를 결정하기 위해 테스트된다. 이러한 2개의 테스트 또는 비교 중 어느 것이 먼저 수행되는지, 또는 양자 모두가 수행되는지는 항상 주로 디자인 선택의 문제이다. 일 실시예에서, 제2 비교가 먼저 실행된 것이고, 이것이 적합한 경우 제1 비교를 앞서게 된다. 이러한 접근법으로, 심볼들은 신속하게 결합되게 되어, 가능한 한 빨리 데이터 레이트를 감소시킬 수 있다. 이하의 설명은 비록 이들 두 비교의 순서는 없지만, 제1 비교에 이어 제2 비교에 대하여 이루어질 것이다.
- [0071] 일반적으로 이러한 프로세스는 가변 데이터 레이트 신호로부터 구축된 제1 부분 심볼의 제1 개수의 에너지에 비례하는 에너지 지수와 같은 지수를, 제1 개수에 대응하는 제1 임계치와 비교하여, 제1 비교를 제공한다. 제1 비교가 적합한 경우, 여기서 지수가 제1 임계치를 초과하게 되고, 이는 가변 데이터 레이트 신호가 소정의 신뢰 수준으로 제1 데이터 레이트를 포함하는 것임을 말해준다. 따라서, 가변 데이터 레이트 신호가 단계(307)로 도시된 바와 같이 테스트된 확산 인자, 여기서는 4에 대응하는 제1 데이터 레이트를 갖는 신호이고, 상기 데이터 레이트 및 확산 인자에서의 가변 데이터 레이트 신호의 프로세싱은 앞으로 진행할 수 있다. 제1 비교가 적합하지 않거나, 또는 선택적으로 제1 결과와 무관하다면, 제1 부분 심볼의 제1 개수는 또한 확산 인자가 테스트된 값보다 더 크거나 또는 여기서는 $SF > 4$ 인지를 결정하기 위하여 테스트될 것이다. 일반적으로, 이러한 프로세스(303)는 또한 제1 부분 심볼의 제1 개수의 지수를 제1 개수에 대응하는 제2 임계치와 비교하여, 제2 비교를 제공한다. 제2 비교가 적합한 경우, 여기서는 상술한 통계치나 지수가 제2 임계치보다 작아지게 되고, 이는 가변 데이터 레이트 신호가 소정의 신뢰 수준으로 제1 데이터 레이트를 포함하고 있지 않음을 말해주고, 따라서, 확산 인자가 테스트된 값보다 더 크거나 또는 여기서는 4임을 말해주며, 이 프로세스는 단계(309)로 이동하는데, 여기서 제1 부분 심볼을 결합하여, 제2 부분 심볼을 제공하는데, 바람직하게는 상기 제1 데이터 레이트보다 작은 제2 데이터 레이트에서 8의 확산 인자로, 바람직하게는 확산 인자를 2배로 하여 1/2의 데이터 레이트로 축소된다.
- [0072] 제1 및 제2 비교는 모두 적합하지 않고 확정적이지 않은 조건이 될 수 있는데, 이 조건의 경우에서 프로세스는 단계(305)로 이동하고, 현재 확산 인자(spreading factor)에서 심볼들의 다른 블록은 단계(303)의 프로세스로 분해되어, 제1 개수를 제1 부분 심볼들(partial symbols)의 제2 개수로 증가시킨 후, 단계(303)의 프로세스, 특히 제1 비교, 프로세싱, 제1 비교 및 결합 단계가 적합한 비교가 얻어질 때까지 반복된다. 제2 비교가 적합할 때, 그리고 단계(309)에서의 결합 절차 후에 프로세스는 제2 부분 심볼들의 제2 개수를 가지고 단계(313)로 이동하는데, 여기서 8의 확산 인자와 제1 부분 심볼들 수의 반만큼의 제2 부분 심볼들 수를 가지게 된다. 필수적으로 단계(313)는 단계(303)와 동일한 결과를 가지고 동일한 프로세스를 수행하는데, 여기서 다른 데이터 레이트

트(data rate)와 해당 확산 인자가 활용되고 고려된다.

[0073] 특히 단계(313)는 우선 바람직하게 상기 ED 통계인, 가변 데이터 레이트 신호로부터 상이한 K를 가지고 제1 임계값과 동등한 제3 임계값까지 형성된 제2 부분 심볼들의 제2 개수의 특성을 비교하여 제3 비교를 생성하는데, 제3 임계값은 제2 개수나 새로운 K에 해당한다. 가변 데이터 레이트 신호를 확산 인자 8을 가지고 프로세싱하는 것(317)은 제3 비교가 적합할 때 수행될 수 있다. 단계(313)는 두번째로 제2 부분 심볼들의 제2 개수의 특성을 상이한 K를 가지고 상기 제2 임계값과 동등한 제4 임계값과 비교하여 제4 비교를 생성하는데, 제4 임계값은 새로운 K인 제2 개수에 해당한다. 제4 비교가 적합할 때, 확산 인자의 제안은 8개의 제2 부분 심볼들을 결합하는 것보다 커서 제3 부분 심볼들을 제3 데이터 레이트로 생성하는데, 제3 데이터 레이트는 프로세스가 단계(323)로 이어지는 단계(319)에서 수행되는 제2 데이터 레이트보다 작다. 단계(303)에서는 단계(313)에서의 테스트들이나 비교들이 결정적이지 않을 수 있는데, 이 경우 단계(315)는 확산되지 않은 칩들의 다른 블록을 현재의 확산 인자로 검색하고 단계(313)에서의 프로세스가 반복된다.

[0074] 도 3의 방법에서 제1 임계값 또는 관심 대상의 확산 인자에서의 신호가 존재하는지 여부를 결정하는 임계값은 바람직하게는, 가변 데이터 레이트 신호가 제1 데이터 레이트를 포함하지 않아서 특성이 임계값을 초과하는 경우 제1 비교가 제1 데이터 비율이 표준 편차들의 소정의 수에 해당하는 확실한 정도로 존재한다는 것의 적합한 암시 또는 확인인 때, 제1 부분 심볼들에 표준 편차의 소정의 수를 부가한 제1 개수에 대한 기대 평균값(expected mean)에 해당한다. 제2 임계값은, 가변 데이터 레이트가, 신호가 제1 데이터 레이트를 포함하여 특성이 임계값보다 작을 때 제2 비교가 제1 데이터 레이트가 표준 편차들의 소정의 수에 해당하는 확실한 정도로 존재하지 않는다는 것의 적합한 암시 또는 확인인 때, 표준 편차들의 소정의 수보다 작은 제1 부분 심볼들의 제1 개수에 대한 기대 평균값에 해당한다.

[0075] 단계(319) 후에, 단계들(323, 327, 325 및 329)은, 8이 아니라 16의 확산 인자를 사용하여 이전 단계들(3132, 317, 315 및 319)과 유사한 절차를 수행한다. 이 프로세스는 확산 인자(64, 128 및 256)뿐만 아니라 확산 인자(32) 심볼들(331)에 대해 이러한 유사한 절차를 확산 인자 및 해당 데이터 레이트가 결정될 때까지 계속된다. 도 3의 프로세스를 설명할 수 있는 가능한 다른 보다 단순한 방법이 제1 결정 블록(303)에서 시작하는데, 여기서 각 블록(256개의 칩을 지시)은 흐름도를 통해 결정 블록들(313, 323)로 계속되어 필요한 테스트들을 "다음 블록"(305, 315, 325)이나 "정지 사인"(307, 317, 327)에 도달할 때까지 수행한다. "다음 블록"에 도달하면, 다음 블록을 프로세싱하고, 탐지 통계와 임계값들을 업데이트하며, 흐름도의 동일한 결정 블록으로 돌아간다. "정지 사인"에 도달하면, 라벨은 최종 데이터 레이트 결정을 지시한다.

[0076] 도 4를 참조하면 데이터 레이트 또는 특성들이나 결정 통계에 대한 혼합 접근을 사용하는 해당 확산 인자 방법(400)이 설명된다. 결정 블록(403)에서의 초기 테스트는 상기한 바와 같이 ED(Energy Detection) 통계에 의존적이다.

[0077] $\sum_{m=1...M} \sum_{n=1...Num_Blocks_Processed} \sum_{p=1...256/2^S} |S^{(s)}(m,n,p)|^2$ 과 임계값들은 신호가 확산 인자 4 이상인지 또는 확산 인자가 4 이상이어서 테스트들이 부분 심볼들(301)에 대해 비결정적인지(407)에 관해 초기 결정하는데, 여기서 부분 심볼들의 다른 블록(405)이 사용되고 통계를 사용하여 분석되고 임계값이 업데이트된다. 신호가 존재하는 것으로 판정되면 프로세스는 단계(409)를 따라 단계(303)로 진행되는데, 비교나 테스트가 확산 인자가 4 이상이라고 가리키지 않으면 임의의 흐름이 선택된다. 프로세스 단계(303-323)는 비교를 위해 사용되는 특성이 부분 데이터 심볼들의 제곱 선형 결합(squared linear combination) 또는 더 상세하게는 결정 블록들(303, 313)이 상술한 바와 같이 SSD(Squared Symbol Difference) 통계를 사용하거나 이에 의존적인 점을 제외하고 상술한 바와 같이 동작한다.

[0078] $\sum_{m=1...M} \sum_{n=1...Num_Blocks_Processed} \sum_{p=1...256/2^{S+1}} |S^{(k)}(m,n,2p)-S^{(s)}(m,n,2p-1)|^2$ 여기서, $S^{(s)}(m,n,p)$ 는 m번째 다중 경로에 대한 n번째 블록의 p번째 심볼을 나타내고, $SF=2^S$ 이며 임계값들은 다음과 같다.

[0079] 1. $KE(P+M)E\sigma^2+N_aE\sqrt{KE\sigma^4E(2EP^2/M+4EP+2M)}$, 여기서 통계치 또는 특징값이 이 임계치를 초과하면 무신호(또는 더 높은 확산 인자)인 경우를 배제할 수 있으며, 이는 제1 임계치라 불린다.

[0080] 2. $KEME\sigma^2 - N_aE\sqrt{2EKEME\sigma^4}$, 여기서 통계치 또는 임계치가 이 임계치보다 작으면 신호가 존재하는

경우를 배제할 수 있으며, 이는 제2 임계치라 불린다.

[0081] 도 5를 참조하면, 가변 데이터 레이트 신호에 대하여 미지의 데이터 레이트를 결정하는 방법(500)이 도시되어 있다. 이 방법은 바로 앞에서 언급한 제공된 심볼 차이 특징값 및 임계치들에 전적으로 의존한다. 단계들(503, 505, 507 및 509)은 앞서 도 3을 참조하여 설명한 단계들(303, 305, 307 및 309)과 동일하게 동작하지만, 단계(503)에서 사용 또는 비교되는 특징값이 앞서 계산된 바와 같은 SSD 특징값이고, 이것이 상기 임계치들과 비교된다는 점이 다르다. 단계들(513 내지 531)은 더 높은 확산 인자들에 대하여 도시되지 않은 절차의 단계들에 부가하여 앞서 설명한 단계들(313 내지 331)과 마찬가지로 유사하다. 각 방법에 있어서 프로세스가 하나의 결정 블록에서 다음으로 이동함에 따라 데이터 심볼 프로세서에 전달되는 데이터의 양이 절반으로 줄어드는 것에 주목하자. 또한, 일단 프로세스가 다음 블록으로 이동하면, 낮은 확산 인자에서의 데이터는 더 이상 큐잉될 필요가 없다. 비록 도시되지 않았지만, 앞서 설명한 채널 추정치와 대응 통계치 및 임계치를 이용하는 유사한 방법이 또한 본 명세서에서 설명한 원리 및 개념에 따른 구현예가 될 수 있다.

[0082] 이상의 세 가지 방법들의 시뮬레이션은 상기 알고리즘을 이용하는 경우 데이터량의 극적인 감소를 보여주었다. 도 4의 하이브리드 알고리즘은 ED 또는 SSD 방법만 쓰는 것 보다 더 나은 무신호 검출을 제공할 뿐만 아니라, 높은 확산 인자 또는 낮은 데이터 레이트에서 더욱 정확한 데이터 레이트 결정을 제공하는 것으로 간주된다. 이러한 미래의 패킷 데이터 기반의 시스템에서 가능한 트래픽의 본질, 즉 이러한 트래픽의 돌발적인 본질을 고려하자면, 대부분의 패킷들은 상대적으로 낮은 데이터 레이트를 가질 것이고, 종종 높은 데이터 레이트를 갖는 패킷이 있을 것이다. 따라서 본 발명은 데이터 레이트 결정 및 계획되어야 하는 평균 대역폭에 있어서 필요한 성능 향상을 제공함이 자명하다.

[0083] 앞서 설명한 방법 및 장치, 그리고 이들의 진보적인 이론 및 개념은 종래 기술의 맹목적인 데이터 결정 프로세스에 의해 야기되는 문제들을 감소시키고자 하는 것이다. 본 명세서에서 논의, 개시 및 설명한 원리들을 이용함으로써 가변 데이터 레이트 수신기들에서의 대역폭 요건을 극적으로 감소시킬 수 있으며, 따라서 비용 및 이들의 복잡도를 감소시킬 수 있다.

[0084] 본 명세서는 본 발명에 따른 다양한 실시예를 구현 및 이용하는 것을 설명하고자 하는 것이며, 본 발명의 범위 및 취지를 제한하고자 하는 것이 아니다. 상기 설명은 전체가 완전히 기술된 것이 아니며, 개시된 형태대로 본 발명을 한정하고자 하는 것도 아니다. 개변 및 변형이 앞서 기술된 바에 따라 가능하다. 실시예(들)이 본 발명의 원리 및 이것의 실제 응용을 가장 잘 설명하고 본 기술 분야의 당업자가 원하는 특정 용도에 적합하도록 다양한 실시예 및 변형예에서 본 발명을 사용할 수 있도록 하기 위해 선택 및 설명되었다. 이러한 모든 개변 및 변형은 첨부된 청구항들에 의해 결정되고, 본원의 출원 도중 보정될 수 있는 본 발명의 범위 및 그 균등 범위 내에 존재하는 바, 이는 법적으로 명확히 인정되는 경우의 범위에 따라서 해석되는 경우에 그러하다.

도면의 간단한 설명

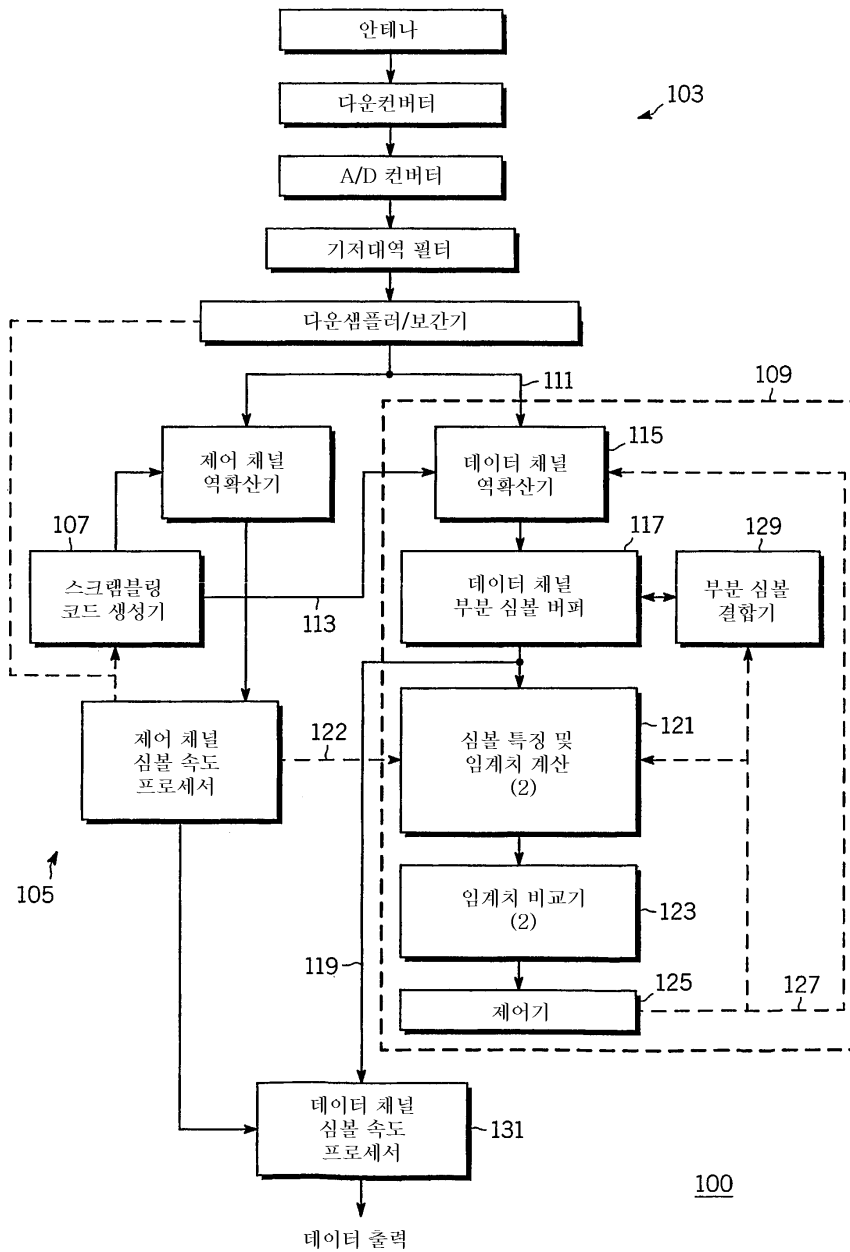
[0008] 도 1은 본 발명에 따른 수신기의 바람직한 실시예를 도시하는 블록도이다.

[0009] 도 2는 도 1의 수신기가 수신하는데 사용할 수 있는 예시적인 가변 데이터 레이트 신호의 데이터 구조도이다.

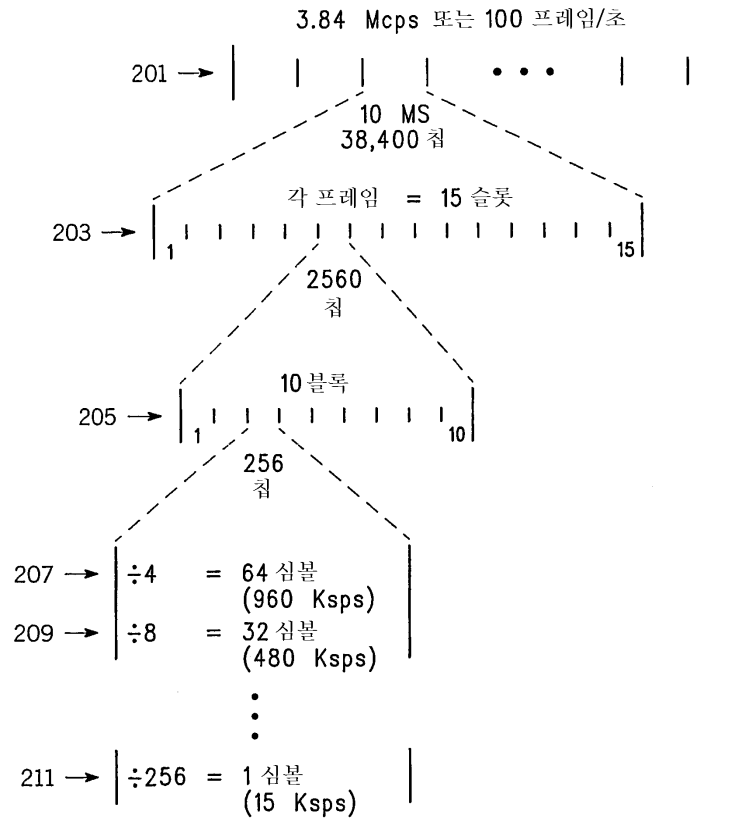
[0010] 도 3 내지 도 5는 본 발명에 따른 가변 데이터 레이트에 대한 데이터 레이트를 결정하는 다른 방법들의 바람직한 실시예들을 도시한다.

도면

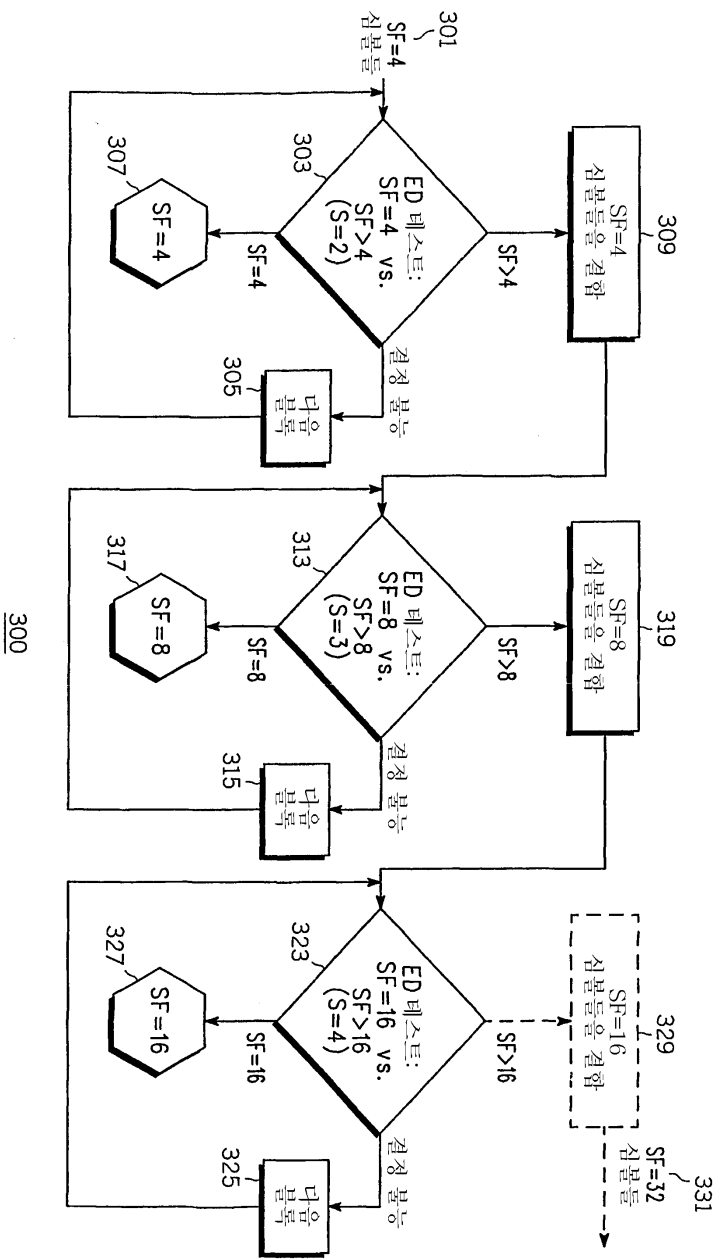
도면1



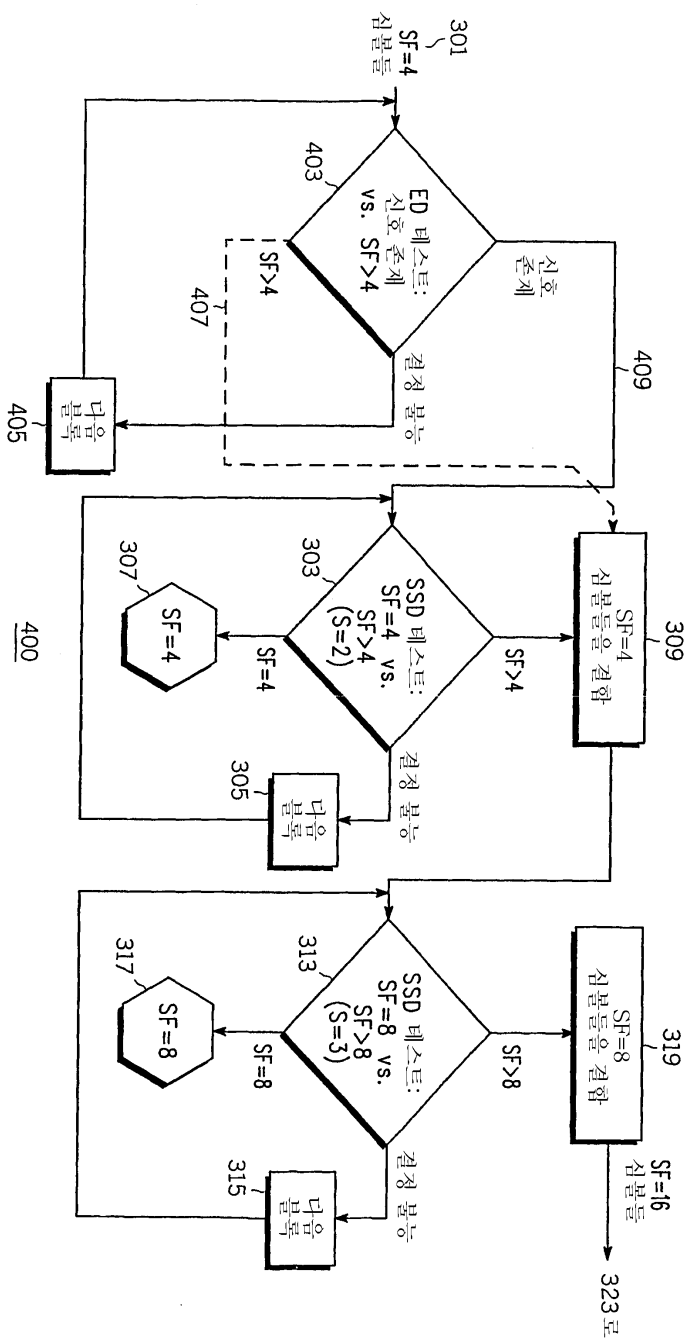
도면2



도면3



도면4



도면5

