(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.[6]
H04B 1/69

(45) 공고일자 1999년05월15일
(11) 등록번호 10-0184990
(24) 등록일자 1998년12월22일

(21) 출원번호 10-1996-0005188
(22) 출원일자 1996년02월21일
(65) 공개번호 특1996-0032921
(43) 공개일자 1996년09월17일
(30) 우선권주장 392014 1995년02월21일 미국(US)

(73) 특허권자 에이 티 앤드 티 코포레이션 엘리 와이스
미국 뉴욕 10013-2412 뉴욕 애비뉴 오브 디 아메리카즈 32
(72) 발명자 콰이 바이
미국 뉴져지 07950 모리스 플레인즈 로렐 스트리트 19
(74) 대리인 이병호, 최달용

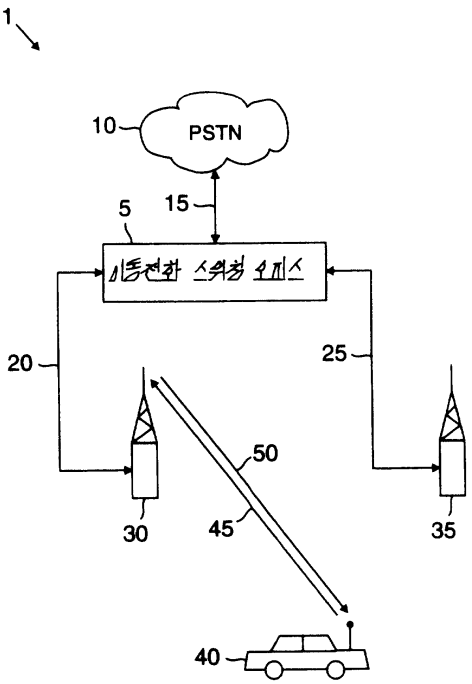
심사관 : 류동현

(54) 데이타 신호 전송 및 수신 장치 및 그 방법

요약

낮은 비트 에러 및 감소된 공동채널 간섭을 가지면서도 높은 데이타 레이트에서 동작할 수 있는 CDMA 통신 시스템은 파일럿 트랙킹 신호를 사용하지 않고도 간섭성 검출을 용이하게 한다. 통신 시스템에서의 전송기는 간섭성 간격 채널 인코더, 웰쉬 인코더와 같은 오소고날 함수 인코더 및 의사 노이즈(PN) 채널 변조기를 포함한다. 채널 인코더는 도플러 주파수 쉬프트 때문에 높은 이동 환경의 수신기에서 어떤 페이즈 쉬프트를 최소화할 만큼 충분하게 짧은 인코딩된 데이타 블록으로 데이타 순차를 처리한다. 이용에 따라, 몇 개의 전송기는 대응하여 전송된 정보 신호가 서로 오소고날하도록 등기화될 수 있다. 통신 시스템의 수신기는 채널 복조기, 매칭 필터 및 가중 디코딩 신호를 생성하는 간섭성 디코더를 포함하며, 상기 디코딩 신호중 하나는 파일럿 트랙킹 신호를 이용하지 않고도 수신 정보 신호의 코히어런트 동기 판독이 되도록 결정된다. 통신 시스템은 셀룰러 전화 시스템에서 순방향 및/또는 역방향 통신 링크로서 이용될 수 있다.

대표도



명세서

[발명의 명칭]

데이타 신호 전송 및 수신 장치 및 그 방법

[도면의 간단한 설명]

제1도는 본 발명에 따라 듀얼 모드 CDMA 통신 시스템을 사용하는 셀룰러 전화 시스템의 블록도.

제2도는 제1도의 통신 시스템의 셀 사이트 또는 이동 유니트에서 사용될 수 있는 본 발명에 따른 예시된 듀얼 모드 전송기의 개략적 블록도.

제3도는 제1도의 셀 사이트 또는 이동 유니트에서 사용되는 본 발명에 따른 예시된 수신기의 개략적 블록도.

제4도는 쿼드로체 페이즈 쉬프트 키잉(APSK) 변조 데이타 신호를 디코딩하기 위하여 제3도의 수신기에서 사용될 수 있는 본 발명에 따른 예시된 구성 가중 신호 간접성 디코더의 개략적 블록도.

제5도는 제4도의 간섭성 디코더에서 사용될 수 있는 본 발명에 따른 예시된 선택 회로의 개략적 블록도.

제6도는 바이페이즈 쉬프트 키잉(BPSK) 변조 데이타 신호를 디코딩하기 위해 제3도의 수신기에서 사용될 수 있는 본 발명에 따른 예시된 구성 가중 신호 간섭성 디코더의 개략적 블록도.

제7도는 제6도의 간섭성 디코더에서 사용될 수 있는 제5도에 도시된 것과 유사한 예시된 선택 회로의 개략적 블록도.

제8도는 다중 안테나로부터의 신호를 처리할 수 있는 본 발명에 따른 수신기의 대체 실시예의 개략적 블록도.

제9도는 제8도의 수신기에서 적당히 사용될 수 있는 본 발명에 따른 간섭성 디코더에 대한 도면.

* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

5 : 이동 전화 스위칭 오피스 10 : PSTN

105 : 다이버시티 엔코더 110 : 심볼인터리버

115 : 간섭성 간격 채널 엔코더 125 : PN순차 발생기

135 : 월쉬 순차 발생기

[발명의 상세한 설명]

본 발명은 셀룰러 및 무선 고주파 통신 시스템에 관한 것으로, 특히 동기 또는 비동기 모드로 동작할 수 있는 직접 순차 스프레드 스펙트럼 시스템(DSSS)에서 코드 분할 다중 엑세스(CDMA)를 이용하는 통신 시스템에 관한 것이다.

CDMA 변조 기술은 다수의 시스템 사용자가 서로 통신하도록 하는 통신 시스템에서 사용되어 왔다. CDMA 통신 시스템에서 모든 통신 채널은 공통 광대역 주파수에서의 방송이다. 각각의 채널은 독특한 스프레딩 코드에 의해 차별화 된다. 전송전에, 각 정보 신호는 정보신호를 광대역 신호를 변환시키기 위해 스프레딩 코드로 변조된다. 수신기는 정보신호를 재생하기 위해 대응하는 스프레딩 코드와 광대역 신호를 결합하므로 수신된 광대역 신호를 복조한다. 상기 스프레딩 코드는 전형적으로 2진 코드이다. 동일하게 넓은 대역폭이 모든 사용자에게 사용될 수 있으므로 다른 채널의 정보 신호는 수신된 신호가 스프레딩 코드에 의해 복조될 때 간섭성 방해 또는 잡음으로서 나타날 수 있다.

널리 사용되는 CDMA 통신 시스템이 미합중국 특허 제4901,307호('307특허)에 공지되어 있는데, 본원에서 상기 특허가 참조된다. 이 시스템에서, 각 정보 신호는, 고주파 전송을 위해 변조되기 전에 슈도 랜덤 노이즈(PN) 순차에 의해서 변조되었다. 상기 PN 순차로 변조하는 것은 스프레딩 프로세스로 간주될 수 있다. 왜냐하면 그것이 원래의 정보 신호와 비교해서 매우 넓은 대역폭을 야기시키기 때문이다. 전자 통신 산업 협회(TIA)에 의해 채택된 표준 IS-P5에서 규정된 통신 시스템은 상기 '307 특허의 통신 시스템과 대체로 유사하다. 상기 IS-P5통신 시스템 표준의 더 상세한 설명이, 전자 통신 산업 협회, 관리번호 제 TIA/EIA/IS-P5(1993), 듀얼 모드 광대역 스프레드 스펙트럼 셀룰러 시스템을 위한 이동국 기지국 호환성 표준에 제공된다. 상기 문헌은 본원에서 참조된다.

기지국 또는 셀 사이트에서 이동 수신 유니트로 가는 전방향 통신 링크에서 상기 '307 특허의 통신 시스템 및 IS-P5표준은 간섭성 방해를 제거하고 왈쉬 오소고날 순차로 정보 신호를 변조하므로 비트에너지 대 잡음 밀도 비 Eb/No를 개선한다. 대응하는 오소고날 정보 신호를 발생하기 위해서, 이러한 CDMA 시스템은 상기 전방향 정보신호가 동기화된 방식으로 전송할 것을 요구한다. 비트 에너지 대 잡음 밀도 비 Eb/No에서 또다른 개선점은, 상기 셀 사이트에 의해 전송되 파일럿 트랙킹 신호에 기초한 이동 유니트 수신기에서 간섭성 신호 검출을 이용하여 이러한 시스템의 전방형 링크에서 수행된다.

그러나 이러한 시스템의 역방향 통신에서, 이동 유니트는 다른 통신 기술을 이용하여 셀 사이트로 데이타를 전송한다. 상기 이동 유니트는, 데이타 신호를 전송할 때 동기가 없는 M-ary 신호전달방식으로 왈쉬 순차를 채용한다. 결국, 상기 역방향 링크에서 전송된 광대역 신호는 서로 오소고날이 아니며, 셀 사이트에 의해 수신된 신호의 비트 에너지 대 잡음 밀도 비 Eb/No에서 상당한 손실을 가져 오는 더큰 강섭성 방해를 야기시킨다. 더욱이, 상기 이동 유니트 파일럿 트랙킹 신호를 전송하지 않으므로, 상기 대응하는 셀 사이트는 간섭성 검출을 채용하지 않으며 결국 비트 에너지 대 잡음 밀도 Eb/No의 또다른 손실을 야기시킨다. 결국, 최대 데이타 전송 속도 및 대응하는 통신 시스템의 비트에러 속도는 이러한 역방향 링크 통신 기술에 의해서 제한된다.

감소된 비트에러 속도의 가능성에 의해서 더 큰 데이타 전송 속도를 가져올 수 있는 CDMA 시스템에 대한 인식이 필요하다. 그러한 시스템은 상기 전방향 및 역방향 통신 링크에서 간섭성 신호 검출을 채용해야 하며 또한 이동 유니트 환경에 따라서 역방향 링크에서 정보 신호가 동기 또는 비동기 방식으로 전송되게 할 수 있다.

본 발명은 파일럿 트랙킹 신호를 사용하지 않고 전송된 스프레드 스펙트럼 데이타 신호의 간섭성 검출을 야기시키기 위해서 듀얼모드 CDMA 통신 시스템에서 송신기 및 수신기에 관한 것이다. 상기 송신기는 도플러 쉬프트 주파수로 인해 수신기에서 데이타 신호의 페이즈 쉬프트를 최소화하도록 충분히 짧은 길이의 엔코드된 데이타 블록을 포함하는 변조된 스프레드 스펙트럼 데이타 신호를 전송한다. 상기 송신기는 가능할 때 동기 전송 이득을 이용하기 위해 동기 또는 비동기로 작동할 수 있다.

본 발명에 따른 예시된 송신기는 입력 데이타 신호를 엔코드된 데이타 블록으로 처리하기 위한 간섭성 간격 채널 엔코더와; 스프레드 데이타 신호를 형성하기 위해 상기 엔코드된 데이타 블록을 오소고날 함수 순차와 결합시키기 위한 오소고날 함수 엔코더와; 상기 스프레드 신호를 적어도 하나의 PN 순차와 결합시키며 상기 결과 데이타 신호를 변조하는 슈도 노이즈 변조기를 포함한다. 채널 엔코더는 간섭성 검출을 수행하도록 수신기에서 전송된 데이타 신호의 페이즈 쉬프트를 최소화 하기 위하여 충분히 작은 엔코드된 데이타 블록을 발생한다. 이 엔코드된 데이타 블록의 길이는, 상기 엔코드 데이타 블록이 시스템 전송 속도로 전송될 때 상기 엔코드된 데이타 블록이 수신기에서 가장 작게 예상된 도플러 페이즈 간격의 10% 인 간격 이상으로 전송되게 되어야 한다.

본 발명에 따른 예시된 수신기는 수신된 데이타 신호를 복조하기 위해 쿼드로쳐 페이즈 쉬프트 키잉(APSK) 또는 바이페이즈 쉬프트 키잉(BPSK) 채널 복조기와 같은 채널 복조기와; 상기 복조된 신호를 인페이즈 및 쿼드로쳐 페이즈 처리된 신호로 처리하기 위해 결합된 PN 및 오소고날 함수 순차 발생기를 갖는 제1 및 제2정합된 필터와; 처리된 신호를 디지탈 신호로 변환시키는 제1 및 제2A/D변환기와; 가중된 디코드된 신호를 발생하고 수신된 데이타 신호의 동기 인-페이즈 판독을 나타내는 발생 디코드된 신호를 선택하기 위한 가중 신호 간섭 디코더를 포함한다.

본 발명에 따른 예시된 간섭 디코더는 인-페이즈 및 쿼드로쳐 페이즈 디지탈 신호의 루트-민-스퀘어 파우어와 보상 파우어 신호를 나타내는 신호를 발생하기 위한 파우어 측정기와; 상기 디지탈 신호를 각 파우어 및 파우어 보상 신호에 결합시키므로 가중 신호를 발생하기 위한 가중된 신호 발생기와; 각각의 가중된 신호를 디코드하기 위한 채널 디코더와; 어떤 디코드 된 가중 신호가 수신된 데이타 신호의 인-페이즈 판독을 표시하는지를 확인하기 위한 디코드된 신호 선택 회로를 포함한다. 적당한 선택 회로가 상기 디코드 된 신호 각각을 리디코드하며 상기 대응하는 원래의 엔코드된 신호를 갖는 리엔코드된 신호 각각을 배가시킨다. 그 결과로서 발생된 신호는 적분된다. 가장 큰 크기를 갖는 발생된 적분 신호는 데이타 신호의 동기 인-페이즈 판독으로서 대응하는 디코드된 신호를 확인하는 데 사용된다.

본 발명의 부가적인 특징 및 장점은 다음의 상세한 설명 및 첨부된 도면을 참조하여 명백해 진다.

본 발명에 따른 듀얼-모드 CDMA 통신 시스템을 채용하는 예시된 셀룰러 전화 시스템(1)이 제1도에 표시된다. 이동 전화 스위칭 오피스(5)는 트렁크 라인(5)에 위해 랜드퍼블릭 스위칭 전화 회로망(10)에 결합된다. 상기 이동 전화 스위칭 오피스(5)는 트렁크 라인(20,25)에 의해서 셀 사이트(30,35)에 접속된다. 각각의 셀 사이트(30,35)는, 이동 전화 유니트(40)와 같은, 이동 전화 유니트와 통신하도록 고주파 신호를 채용하는 안테나를 갖는 고주파 송신기 및 수신기를 갖는다. 단일 유니트(40)가 도시되는 반면 그러한 많은 전화 유니트가 시스템내에 포함될 수 있다. 유사하게, 제1도에 도시된 여러 많은 소자들이 예를 위해서 도시된 수로 부터 변환할 수 있다.

상기 이동 전화 유니트(40)는, 셀룰러 전화 시스템(1)내의 신호 전파법칙 및 기준에 기초해서 셀 사이트와 이동 전화 사이의 최고질의 신호 전파에 의해 결정될 때 단일 대응 셀 사이트와 통신한다. 그러한 신호 전파 법칙 및 기준은 공지되어 있다. 제1도에서, 상기 이동 전화 유니트(40)는 상기 셀 사이트(30)와 통신하는 것으로 도시된다. 상기 셀 사이트(30)로 부터 상기 이동 전화 유니트(40)로 통신하는 것은 전방향 링크로 일컫는 고주파 전송 링크상에서 발생되는 이는 화살표(50)으로 표시된다. 상기 이동 전화 유니트(40)로 부터 셀 사이트(30)로의 통신은 역방향 링크로 일컷는 분리된 고주파 전송 링크상에서 발생되며 이는 화살표(45)로 표시된다.

전형적으로, 이동 전화 유니트와 셀 사이트 사이에 단자 하나의 전방향 링크와 하나의 역방향 링크가 있다.

랜드에 기초한 와이어드 전화 또는 또다른 이동 전화 유니트(40)와 같은 이동 전화 유니트(40)와 또 다른 사용자 사이의 전화 호출은, 이동 전화 유니트(40)와 셀 사이트(30) 사이의 각 링크(45,50)상에서 그리고, 셀 사이트(30)와 이동 전화 스위칭 오피스(5) 및 퍼블릭 스위치 전화 회로망(10) 사이의 트렁크 라인(20,15)상에서 발생된다.

본 발명에 따른 송신기 및 수신기의 개략도가 셀 사이트(30) 및 이동 전화 유니트(40)에서 사용될 수 있으면, 제2, 3 및 8도에 도시되며 후술된다. 상기 전화 시스템(1)은 상기 이동 전화 유니트 및 셀 사이트 사이에 통신을 제공하기 위해 CDMA 스프레드 스펙트럼 변조 기술을 사용한다. 많은 도시에서 사용하기 위한 셀룰러 시스템은 수백만의 이동 전화 유니트를 서비스하는 수백개의 셀 사이트를 갖을 수 있다. 본 발명에 따른 CDMA 스프레드 스펙트럼 사용을 공지된 CDMA 통신 시스템과 비교하여 사용자 용량 및 데이타 전송 속도를 증가시킬 수 있다.

디지탈화된 음성 신호와 같이 입력 데이타 스트림 u에 기초한 변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z를 발생할 수 있는 본 발명에 따른 예시된 송신기(100)가 제2도에 도시된다.

제2도에서, 입력 데이타 스트림 u는 다이버시티 엔코더(105)에 제공된다. 상기 다이버시티 엔코더(105)는 엔코드된 데이타 신호 v를 발생하기 위해 특정한 엔코딩 속도 A로 데이타 스트림 u의 비트를 엔코드 한다. 상기 데이타 v의 엔코드된 데이타를 데이타 심볼로 배열될 수 있다.

상기 다이버시티 엔코더(105)는 엔코드된 데이타 신호 v를, 엔코드된 그리고 인터리브된 데이타 신호 $\tilde{v}$를, 엔코드된 그리고 인터리브된 데이타 신호 $\tilde{v}$를 형성하기 위해 데이타 신호 v에 포함된 심볼을 인터리브 또는 리오더 하는 심볼 인터리버(110)로 제공한다.

상기 다이버시티 엔코더(105) 및 심볼 인터리버(110)는, 본 발명으로 동작할 수 있는 양호한 선택 소자이지만 본 발명의 데이타 전송 기술을 실시하는데 요구되거나 필수적이지는 않다. 상기 다이버시티 엔코더(105)는, 갈로이스 필드 GF(2^7)에서 엔코딩 속도 A=3/4를 갖는 리드 솔로몬 엔코더가 될 수 있으며, 데이타 스트림 u의 매 5번째 데이타 비트는 엔코드된 신호 v의 일곱 비트 RS 심볼로 엔코드 된다. 따라서, 발생된 신호 v내의 RS 심볼을, 송신기와 대응하는 수신 유니트 사이에서 설정된 호출시 합의되는 시간 간격에서 심볼 인터리버(110)에 의해 반복해서 보간된다. 다이버시티 엔코더(105)로서 리드 솔로몬 엔코더는 본 발명과 관련하여 노이즈 보호 및 다이버시티 이득을 얻기 위해 충분한 리던던시를 제공한다. 또한, 상기 인터리버(110)에 의해 제공된 데이타 심볼의 인터리브 부가적인 다이버시티 이득을 제공하기 위해 비스트 에러의 효과를 감소시킨다.

상기 심볼 v 인터리버(110)는 상기 엔코드되며 보간된 데이타 신호 ∇를, 신호 y를 발생하기 위해 특정 길이의 엔코드된 데이타 블록으로 신호 ∇를 엔코드하는 간섭 간격 채널 엔코더(115)에 제공한다. 본 발명에 따라서, 상기 엔코드된 데이타 블록의 길이는 시스템 데이타 속도로 전송될 때 충분히 짧아야 하며, 토플러 페이즈 쉬프트로 인해 전송된 신호 z의 최소 페이즈 쉬프트가 수신기에서 발생한다.

엔코드 된 데이타 블록의 수신중에 발생하는 어떤 페이즈 쉬프트는 수신기가 간섭성 신호 보호를 수행하도록 충분히 작아야 한다. 데이타 신호의 간섭성 검출은 데이타 신호의 동기 인-페이즈 판독이다. 또한, 데이타 블록의 수신동안에 어떤 페이즈 쉬프트는 상기 통신 시스템이 낮은 혹은 높은 이동 환경에 있는지에 관계없이 간섭성 검출을 허용할 정도로 충분히 작아야 한다. 높은 이동 환경은 통신 시스템의 이동 유니트가, 자동차, 기차 및 비행기에 의해 얻어지는 속도로 움직이는 것이다.

상기 이동 유니트가 이동중에 있으면, 그것이 전송 및 수신하는 변조된 신호의 페이즈가 각각의 수신기에서 시간을 넘겨서 쉬프트 된다.

상기 이동 유니트의 이동으로 인해 고정된 시간 주기 이상으로 데이타 신호가 쉬프트 되는 주파수는 보통 도플러 쉬프트 주파수로 일컬어진다. 예를 들어, 상기 도플러 쉬프트 주파수가 200Hz 이면 페이즈는 매 5밀리초마다 360° 또는 1/200Hz 쉬프트 되며, 이는 도플러 쉬프트 간격으로 일컬어진다. 상기 도플러 쉬프트 주파수는 이동 유니트의 속도에 의존한다. 예를 들어, 상기 도플러 쉬트 주파수는 상기 이동 유니트가 시간당 100킬로미터로 이동할 때 (62.5MPH)약 150Hz이다.

본 발명에 따라서, 각각의 엔코드 된 데이타 블록의 전송 기간은, 상기 수신기에서 데이타 신호의 수신중에 발생될 수 있는 어떤 페이즈 쉬프트를 최소화하기 위해 도플로 쉬프트 간격보다 훨씬 작아야 한다. 상기 엔코드된 블록의 기간은 대응하는 가장 작은 예상 도플러 쉬프트 간격의 10% 또는 그 이하여야 한다. 수신기의 데이타 신호 z에서 대응하는 최소 페이즈 쉬프트는, 수신기가 미합중국 특허 제4,901,307호의 CDMA 시스템에서 사용된 바와 같은 파일럿 트랙킹 신호의 도구 없이 간섭성 검출을 수행하게 한다. 본 발명에 따라 간섭성 검출을 수행하는 것이 가능한 수신기는 제3 및 8도를 참조하여 후술된다.

충분히 많은 엔코드 블록을 발생하는 적당한 간섭성 간격 채널 엔코더(115)는 약 B=1/3의 엔코딩 속도를 갖는 콘볼루셔널 엔코더이며 보간된 신호 ∇의 일곱 비트 심볼을 데이타 신호 y의 20비트 블록으로 엔코드한다. 그러한 엔코더는 6개의 트레일랑 비트를 갖는 이분의 일 속도 콘볼루셔널 엔코더를 채용한다.

결과 엔코딩 속도는 7/10 또는 대강 1/3이다. 데이타가 64kbs의 속도로 전송되면 입력 데이타 신호 u의 5개 비트를 표시하는 신호 ∇의 엔코드된 20비트 블록이 0.08밀리초의 시간 간격에서 신호 z에서 전송된다. 각각의 엔코드된 블록이 0.08밀리초상에서 전송되므로, 신호 z의 최소 페이즈 쉬프트가 수신기에서 발생하며, 더우기 약 5밀리초의 도플러 쉬프트 간격을 갖는 높은 이동 환경에서 발생된다. 그러한 높은 이동 환경에서 발생된다. 그러한 높은 이동 환경에서 상기 수신기에서 예상되는 결과 페이즈 쉬프트는 각각의 엔코드된 블록의 수신 동안에 약 6° ((0.008 밀리초/5밀리초)×360°)가 된다. 상기 수신된 데이타 신호내의 그와 같은 최소 페이즈 쉬프트는, 파일럿 트랙킹 신호 또는 복잡한 페이즈 측정 회로가 필요 없이 수신기가 간섭성 검출을 수행하도록 할 수 있다.

상기 TIA가 전술된 IS-95 표준에서 콘볼루션 엔코더의 사용을 규정하지만, 그러한 엔코더는 9.6Kbs의 전송 데이타 속도를 갖는 192비트의 데이타 블록을 갖으며 결국 20밀리초의 블록 간격을 야기 시킨다. 약 5밀리초의 도플러 쉬프트 간격을 갖는 높은 이동 환경에서, 360° 의 페이즈 쉬프트가 상기 데이타 신호의 각 전송 블록의 지속시간 동안 4번 발생한다. 따라서, 대응하는 전송 데이타 신호의 간섭성 검출은 매우 어렵게 된다.

간섭성 간격 채널 엔코더(115)의 또다른 장점은 상기 발생된 짧은 엔코드 데이타 블록이 동시에 하나의 순서로 수신기에서 검출될 수 있다는 것이다. 그러한 검출은, 통신 시스템에서 전체 간섭성 이득을 발생하기 위한 더 적은 비트에러를 야기시킨다. 반면에 IS-95 표준은, 동시 검출시 더 적게 유리한 비트를 사용하는 것은 필요로 하는 192비트 길이의 엔코드 된 블록을 사용한다. 간섭성 간격 채널 엔코더(115)에 의해 발생된 엔코드된 신호 y는 제1신호 증배기(120)에 제공된다. 슈도-노이즈(PN) 순차 발생기(125)는 신호 증배기(120)에 접속된다. 상기 신호 증배기(120) 및 PN 순차 발생기(125)는 PN 엔코더로서 동작한다. 왜냐하면 상기 신호 증배기(120)가 스크램블된 신호 r를 형성하도록 PN 순차 발생기(125)에 의해 발생된 PN 순차와 신호 y를 결합시키기 때문이다. 상기 PN 순차 발생기(125)에 의해 제공된 특정 PN 순차는 특별히 의도된 목적지 수신기에 대응해야 한다.

상기 신호 증배기(120)에 의해 PN 순차를 데이타 신호 y에 결합하는 것은 도청으로부터 보안을 제공한다. 그 결과 스프레드 스펙트럼 신호 z는, 특정 PN 순차 코드를 이용하며 신호를 디스크램블하지 않은 수신기에 노이즈로서 나타난다. 신호 결합기(120) 및 PN 순차 발생기(125)에 의해 제공된 도청으로부터의 보안은 여기서 양호하게 부가된 특징이며 본 발명에 따른 송신기의 작용에 필수적은 아니다.

따라서, 신호 결합기(120) 및 PN 순차 발생기(125)는, 통신 프라이버시가 절실하지 않는 경우 통신 시스

템(1)의 수행에 영향을 주지 않고도 제2도의 송신기(100)에서 생략될 수 있다.

상기 증배기(120)에 의해 발생된 스크램블된 신호 r는, 왈쉬 순차 발생기(135)와 같은, 오소고날 함수 발생기로부터 오소고날 함수 순차를 수신하는 제고 신호 증배기(130)에 제공된다. 상기 신호 증배기(130) 및 왈쉬 순차 발생기(135)는 오소고날 함수 엔코더로 작용한다, 왜냐하면 상기 신호 증배기(130)가, 스프레드 스펙트럼을 갖는 신호 s를 형성하도록 스크램블된 신호 r를 N 왈쉬 순차 중 하나와 결합시키기 때문이다, 상기 신호 s는 스프레드 신호로 일컬어진다.

신호 r를 왈쉬 순차와 결합 시키는 것은 특정 통신 링크의 대역폭의 스펙트럼에서 데이타 신호를 스프레드한다. 상기 특정 왈쉬 순차를 전화 호출의 시작에서 지정될 수 있으며, 호출동안에 사용될 수 있다. 상기 왈쉬 순차는 하다마드 메트릭스로 공지된 왈쉬 함수 메트릭스에 로우에 대응하는 값을 포함한다. 왈쉬 순차 길이 N은 N차의 대응하는 메트릭스로부터 얻어질 수 있다. 왈쉬 순차 및 메트릭스에 대한 더 상세한 설명이, 케이 쥐 뷰챔프의 왈쉬 및 순차원리를 소개하는 관련된 함수의 응용(아카데미 출판사,1984)에 기술된다.

N차 왈쉬 함수 메트릭스는, N코드 심볼의 간격상에서, 상기 셋트내의 모든 다양한 순차사이의 상관관계가 제로가 되는 특성을 갖는다. 왈쉬 메트릭스에서, 모든 순서는 그 비트의 정확히 반으로 한번씩 걸러서 달라진다. 다른 스프레드 스펙트럼 신호와 오소고날이 되도록 대응하는 스프레드 스펙트럼 신호를 위해, 상기 신호는 동기화된 또는 시간 지정된 방식으로 전송되어야 한다.

제2신호 증배기(130)를 상기 스프레드 신호를 PN 쿼트로쳐 페이즈 쉬프트 키잉(QPSK)변조기(140)과 같은 PN 채널 변조기로 제공한다. 상기 PN QPSK 변조기(140)를 상기스프레드 신호 s내의 두개의 정보 비트를 보통 단일 정보비트에 대해 할당된 시간 간격으로 동시에 전송되게 한다. QPSK 변조기는 종래에 공지되어 있다. 적당한 QPSK 소자가 상기 변조기(140)의 블록 외곽선내에 예시되며 본 발명의 단점을 의미하지는 않는다.

상기 QPSK 변조기(140)내에서 멀티플렉서(145)가 스프레드 신호 s내에 수신된 이븐 및 오드 비트를 인-페이즈 또는 I-채널소자(147) 및 쿼드로쳐 또는 Q-채널소자(149)로 유도한다. 상기 I-채널소자(147)는 I채널 PN순차 발생기(152) 및 로우 패스 필터(154)에 접속된 단일 증배기(150)를 포함하며, 이를 한정된 임펄스 응답(FIR)필터가 될 수 있다.

상기 필터(156)는 또한 신호 증배기(158)에 접속되는 디지탈-아날로그(D/A)변환기(150)에 접속된다. 상기 신호 증배기(158)는 인-페이즈 발생기(159) 및 신호 가산기(170)에 접속된다.

상기 Q-채널소자(149)는 그것들이 Q채널 PN 엔코드된 데이타 신호를 신호 가산기(170)로 제공하는 것을 제외하고는 I-채널소자(147)와 대체로 일치한다. 상기 Q-채널소자(149)는, 멀티 플렉서(145)로 부터 오드 순서의 데이타 비트를 그리고 Q-채널 PN순차 발생기(162)로 부터 특정 PN순차를 수신하고 신호 증배기(160)을 포함한다. 이러한 신호 증배기(160)는 이러한 순차를 증배하며 로우 패스 필터(164)로 접속된다.

상기 필터(164)는 신호 증배기(168)로 접속되는 D/A 변환기(166)로 접속된다. 상기 신호 증배기(168)는 또한 쿼드로쳐-페이즈 주파수 발생기(169) 및 신호 가산기(170)로 접속된다.

상기 신호 가산기(170)는, 전송을 위해 안테나로 제공되는 변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z를 형성하기 위해 각각의 채널 소자(147,149)로 부터 수신된 인페이즈 및 쿼드로쳐 데이타 신호를 결합시킨다. RF 증폭기가 공지된 방식으로 안테나에 의해 전송되기 전에 신호 z를 증폭시키기 위해 사용된다. 동작시 상기 PN QPSK 변조기(140)의 멀티 플랙서(145)는, I 및 Q 채널 소자(147,149)에 의해서 처리하기 위해 스프레드 신호 s의 이븐 및 오드 순서 비트를 분리한다. 상기 분리신호는, 각각의 신호 증배기(150,160) 및 결합된 PN 순차 발생기(152,162)에 의해 더 스크램블되고 스프레드된다. 상기 분리 스크램블된 신호는 결과로서 나오는 I 및 Q채널 스프레드 신호를 제한하는 대역에 대해 펄스 형태를 만드는 대응하는 필터(154,164)에 제공된다.

상기 여파된 분리 신호는, 아날로그 신호로 변환하기 위해 각각의 D/A변환기(156,166)로 제공된다.

상기 발생된 아날로그 신호는, 동일한 주파수를 갖으며 페이즈가 90° 다른 대응하는 쿼드로쳐 캐리어 신호 cos(wt) 및 sin(wt)로 신호 증배기(159,169)에 의해 변조된다. 상기 결과로서 나오는 변조된 I 및 Q채널 신호는 신호 가산기(170)에 의해 합산된다. 상기 쿼드로쳐 캐리어 신호 cos(wt) 및 sin(wt)가 서로 90° 쉬프트되므로, 상기 결과로서 나오는 변조된 I 및 Q채널 신호를 서로 90° 쉬프트되어 변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z를 형성하도록 가산기(170)에 의해 결합될 때 상기 신호는 서로 오소고날이 된다.

본 발명에 따른 송신기가 제2도의 PN 채널 변조기로서 PN QSPK 변조기로 도시되지만, 어떤 PN 채널 변조기는 예를 들어 바이 페이즈 쉬프트 키잉(BPSK)변조기를 포함하여 사용될 수 있다. 적당한 BPSK 변조기가 제2도에 도시된 QPSK 변조기와 반드시 유사하지만 멀티 플렉서(145)는 생략 된다. 그러한 BPSK 변조기에서 스프레드 신호 s의 각 비트는 신호 증배기(150,160)에 직접 제공되며 여기서 상기 비트는 변조전에 PN 순차 발생기(152,162)로 부터 각각의 I 및 Q채널 PN 순차와 결합된다.

상기 송신기(100)는 전방향 통신 링크(45)에 대해 제1도의 셀 사이트(30)에서 채용될 수 있다. 다수의 송신기(100)가 그와 길이 다수의 이동유니트 까지와 통신이 가능하도록 셀 사이트(30)에서 양호하게 사용될 수 있다. 그러한 송신기 각각은, 각각의 이동 유니트에 대응하는 전방향 통신 링크상에서 통신을 유지한다. 그러한 통신 시스템에서 각 송신기의 왈쉬 순차 발생기(135)에 의해 사용되며 대응하는 발생 스프레드 신호가 서로 방해하지 않는 오소고날 신호를 발생하도록 동기화되거나 시간지정된다.

그와 같이, 상기 송신기(100)는 제1도의 역방향 통신 링크상에서 데이타를 전송하기 위해 이동 유니트(40)에서 사용될 수 있다. 특정 응용에서 이동 유니트내에서 발생된 결합 스프레드 신호를 동기화 하는 것이 요망된다.

예를 들어 특정 셀 사이트와 통신하는 빌딩내의 다수의 컴퓨터 또는 마이크로 셀 또는 다른 실내 송신기가 그들의 송신된 스프레드 스펙트럼 신호를 동기화하기 위해 서로 또는 통신 제어기(도시되지 않음)와

통신할 수 있다.

그러한 이동 유니트의 송신기는 상기 셀 사이트 송신기에 대해 전술된 바와 같이 동작할 수 있다. 역으로, 간단히 M-ary 신호전달 체계를 사용하는 미합중국 특허 제4,903,307호에 기술된 것과 같은 통신 시스템의 역방향 링크에서 데이타 신호의 동기화는 매우 어렵고 사용하는데 비싸다. 따라서, 동기화될때, 본 발명에 따른 송신기에 의해 역방향 링크에서 송신된 신호는 종래 기술의 CDMA 시스템의 이러한 형태와 비교해서 방해를 상당히 감소시켰다.

더우기, 상기 역방향 링크 송신기가 동기화될 수 없으면, 상기 오소고날 함수 엔코더(130,135)와 결합하여 간섭성 간격 채널 엔코더(115) 및 PN 변조기(140)가, 수신기에 의해 간섭성 검출을 수행하도록 충분한 레벨의 비트 에너지 대 노이즈 밀도 비 Eb/No를 갖는 변조된 신호 z를 발생한다.

변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z를 수신하는 것이 가능한 본 발명에 따른 예시된 수신기(200)는 제3도에 도시된다. 전술된 바와 같이 본 발명의 특징에 따라서, 수신기(200)에 의해서 수신된 신호 z는 최소의 페이지 쉬프트를 특징으로 한다. 예시된 실시예에서, 20비트 블록이 64Kbs로 전송되며, 상기 수신된 신호 z는, 0.5밀리초의 도플러 페이즈 쉬프트 간격을 갖는 것과 같은, 전형적인 높은 이동 환경에서 각각 20비트 블록의 지속시간동안 기껏해야 6° 페이즈 쉬프트를 나타내야 한다. 제2 및 3도에서 유사한 신호가 동일부호로 매겨지는데, 예를 들면 신호 z, v 및 u와 같은 부호이다. 제3도에서 수신 유니트와 결합된 안테나에 의해서 수신된 변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z가 I 및 Q채널 신호 증배기(205,210)에 제공된다. 상기 신호 증배기(205,210)는 각각의 주파수 합성기(206,211)로 부터 다운 변환 신호를 수신한다.

상기 신호 증배기(205,210)는, 신호 z를 인-페이즈 채널 및 쿼드로쳐 페이즈 채널 기본대역 엔코드 신호 j 및 j2로 다운 변환하기 위해 각각의 수신된 신호를 결합한다. 상기 엔코드된 신호 j1 및 j2는 각각의 신호 증배기(215,220)에 제공된다. 상기 신호 증배기(215,220)는 상기 신호를 복조된 엔코드 신호 k1 및 k2로 복조시키기 위해 PN 순차 발생기(216,221)로 부터 대응하는 I 및 Q채널 PN 순차 발생기(216,221)로 엔코드된 기본대역 신호 j1 및 j2를 결합시킨다. 따라서, 상기 신호 증배기(205,210) 및 I 및 Q채널 PN 순차 발생기(216,221)는 PN QPSK 채널 복조기로서 작용한다.

상기 엔코드된 신호 k1 및 k2는 각각의 정합된 필터(225,280)로 제공된다. 상기 정합된 필터(225,230)는 왈쉬 순차와 같은 오소고날 함수 순차와, 순차 발생기(227,229)로 부터의 PN 순차를 수신한다. 상기 정합된 필터(225,230)는 상기 엔코드된 신호 k1 및 k2를 데이타 신호 $\hat{s}_1$ 및 $\hat{s}_2$로 디스프레드하고 디스크램블하기 위해 이러한 순차를 이용한다. 통신 시스템에서 통신 프라이버시가 절실하지 않으면 변조된 스프레드 스펙트럼 신호가 PN 순차에 의해서 스크램블되지 않으며, 상기 PN 순차 발생기(229)는 수신기(200)의 기능에 영향을 주지 않고도 생략될 수 있다.

데이타 신호 $\hat{s}_1$ 및 $\hat{s}_2$는 상기 신호를 디지탈 신호 d_1, 및 d_2로 변환하는 대응하는 아날로그-디지탈(A/D) 변환기(235,240)에 제공된다. 수신된 변조 스프레드 스펙트럼 신호 z를 디지탈 신호 d_1 및 d_2로 처리하는 수신기(200)의 소자는 집합적으로 파선 외곽선(245)으로 표시된 PN 채널 복조기 및 디스프레터로 간주될 수 있다. 상기 디지탈 신호 d_1, 및 d_2는 가중된 신호 간섭성 디코더(250)에 제공된다.

본 발명에 따른 QPSK 및 BPSK 데이타 신호를 처리하기 위해 예시된 간섭성 디코더(250)는 제4 및 6도에 도시되며 후술된다.

상기 간섭성 디코더(250)는 디코드되며 간섭성으로 제2도의 보안기(110)에 의해 발생된 보간 및 엔코드된 신호 $\hat{v}$ 에 대응하는 디지탈 신호 $\hat{v}$로 디지탈 신호 d_1, 및 d_2를 결합시킨다. 상기 간섭성 디코더(250)는 데이타 신호 v를 형성하도록 데이타 심볼 I 원래의 순서로 재 배치하는 디인터리버(255)로 디지탈 신호 $\hat{v}$ 를 제공한다. 상기 데이타 v는, 제2도에서 다이버시티 엔코더(105)를 보상하는 다이버시터 디코더(260)에 제공된다. 상기 다이버시터 디코더(260)는 상기 데이타 신호 v를 원래의 데이타 신호 u로 다시 디코드한다. 상기 다이버시티 엔코더(105) 및 심볼 인터리버(110)가 대응하는 송신기로부터 생략되면 상기 보상 소자 심볼 디인터리버(255) 및 다이버시티 디코더(260)는 수신기(200)로 부터 생략되어야 한다. 상기 수신기(200)가 제2도의 송신기(100)에 의해 송신된 데이타를 수신할 수 있도록, 제3도의 주파수 합성기(266)(211)는, 제2도의 주파수 합성기(159,169)에 대응하는 주파수 및 레이즈 쉬프트를 갖는 신호를 발생해야 한다. 그와 같이 상기 PN 순차 발생기(216,221,229)는 상기 PN 순차 발생기(152,162,125)에 대응하는 순차를 발생해야 하며, 상기 왈쉬 발생기(227)는 왈쉬 순차 발생기(135)에 의해 발생된 순차에 대응하는 왈쉬 순차를 발생해야 한다.

셀 사이트에서 가중된 신호 간섭 디코더(250)를 사용하는 것은 수신기(200)가, 전형적인 비간섭성 셀 사이트 수신기에서 수신된 데이타 신호를 검출하는데 3dB의 이득을 얻을 수 있게 된다. 더우기, 상기 가중된 신호 간섭성 디코더(250)는, 파일럿 트랙킹 신호가 필요없이 셀 사이트 수신기에 의해 간섭성 신호 검출을 가능하게 한다.

본 발명에 따른 예시된 가중 신호 간섭성 디코더(250)는 제4도에 도시된다. 제4도의 상기 간섭성 디코더(250)는, QPSK 변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z로 부터 유도된 엔코드 디지탈 신호에 d_1, 및 d_2를 처리할 수 있다. 제4도에서 제3도의 A/D 변환기(235,240)에 의해 발생된 엔코드된 디지탈 신호 d_1, 및 d_2가 대응하는 측정기(305,310)에 제공된다. 상기 엔코드된 디지탈 신호 d_1는 제1 및 제2디지탈 증배기(335,336)에 제공되며 디지탈 신호 d_2는 제3 및 제4신호 증배기(337,338)에 제공된다.

상기 파우어 측정기(305,310)는 각각의 디지탈 신호 d_1, 및 d_2의 파우어에 대한 민 스퀘어 루트를 결정하고 대응하는 파우어 신호 H_1 및 H_2 및 2 상보 신호 $-H_1$ 및 -H2를 발생한다. 상기 상보 파우어 신호 $-H_1$ 및 $-H_2$를 대응하는 파우어 신호 H_1 및 H_2와 페이즈가 180° 벗어난다. 상기 파우어 측정기(305,310)가 디지탈

신호 파우어의 민 스퀘어 루트를 표시하는 파우어 신호를 발생하는 것으로 설명되었지만, 대응하는 디지탈 신호 강도를 표시하는 크기를 갖는 파우어 신호가 본 발명에 따라 사용될 수 있다.

상기 파우어 신호 H_1는 신호 증배기(335)에 제공되며 상기 상조 파우어 신호 $-H_1$은 상기 신호 증배기(336)에 제공된다. 유사한 방식으로, 상기 파우어 신호 H_2는 신호 증배기(337)에 제공되며 그 상보 파우어 신호 $-H_2$는 신호 증배기(338)에 제공된다. 상기 신호 증배기(335-338)는 식 $d_1(\pm H_1)$ 및 $d_2(\pm H_2)$의 교환인 대응하는 가중 신호 $\tilde{u}_1$을 잘생한다. 상기 교환은 신호의 간섭성 결합을 가능하게 하도록 여러 페이즈 관계에 대한 신호 가중을 표시한다. 상기 신호 증배기(335)는 신호 $\tilde{u}_1 = d_1 H_1$을 발생하며, 상기 신호 등배기(336)은 신호 $\tilde{u}_2 = d_1(-H_1)$을 발생하며, 신호 증배기(337)는 신호 $\tilde{u}_3 = d_2 H_2$을 발생하며, 신호 증배기(338)는 신호 $\tilde{u}_4 = d_2(-H_2)$를 발생한다. 따라서, 상기 네개의 신호 증배기(335-338)는 가중된 신호 발생기로서 작용한다.

각각의 가중된 $\tilde{u}1-\tilde{u}4$는 각각의 디코더(340,342,344,346)으로 그리고 제1 및 제2디스크된 신호 선택 회로(347,481)로 제공된다. 상기 디코더(340-346)는 이미 공지된 비터비(Viterbi)디코더형이 될 수 있다. 상기 디코더(340,342)는 상기 선택 회로(347)로 제공된 QPSK 변조된 신호 z의 이븐 순서 비트에 대응하는 가중된 디코드 신호 ∇_1 및 ∇_2를 발생한다. 그와 같이, 상기 디코더(344,346)는, 상기 선택 회로(348)에 제공되는 오드 순서 데이타비트에 대해 대응하는 가중된 디코드 신호 ∇_3 및 ∇_4를 발생한다.

제5도를 참조하여 더 상세히 설명되겠지만, 각각의 선택 회로(347,348)는 상기 디코드된 가중 신호 ∇_1 또는 ∇_2, 그리고 ∇_3 및 ∇_4 중 어느것이 수신된 신호중 적당히 디코드된 이븐 및 오드비트에 대응하는지를 결정 및 선택한다. 상기 디코드된 가중 신호 $\nabla_1, \nabla_2, \nabla_3, \nabla_4$는 여러 극성을 포함하여 단지 두개의 디코드된 신호를 갖는 수신된 신호 z로 부터 발생될 수 있는 이븐 및 오드로 디코드된 가중 신호의 상대적 페이즈 관계는 수신된 신호 z의 동기 인-페이즈 판독을 나타낸다. 상기 선택된 이븐 및 오드로 디코드된 가중 신호는, 제3도의 디인터리버(255)에 제공되는 결합된 디코드 간섭성 검출 디지탈 순차 ∇를 발생하도록 멀티 플렉서(349)에 의해 결합된다.

예시된 디코드 신호 선택 회로(347)가 제5도에 도시된다. 상기 선택 회로(348)는 제5도의 선택 회로(347)와 대체로 일치하는 방식으로 구성될 수 있다. 제5도를 참조하여, 상기 디코드된 디지탈 신호 ∇_1및 ∇_2를 스위치(470)의 각 입력(472)에 제공된다, 또한, 신호(∇_1, ∇_2)는 각각의 엔코더(405,410)에 의해 신호(m_1,m_2)로 인-코드된다. 상기 인코더(405,410)는 제2도의 대응하는 송신기(100)의 간섭성 간격 채널 엔코더(115)와 같은 엔코딩을 수행한다.

제4도의 신호 멀티 플렉서(335,336)에 의해 발생된 엔코드된 신호 $\tilde{u}_1$ 및 $\tilde{u}_2$는, 보통 랫치하는 유니트(480,482)를 지연하도록 제공된다. 상기 리인코드된 신호(m1 및 m2)는 신호 등배기(425,430)에 의해서 각각의 (m1 및 m2) 지연된 인코드 신호 $\tilde{u}_1$ 및 $\tilde{u}_2$와 결합된다. 상기 결과로서 나오는 신호는, 적분된 신호 R_1 및 R_2를 형성하도록 적분기(445,450)에 의해 적분된다. 상기 지연 유니트(480,482)는 엔코더(405,410)의 처리시간을 보상한다. 따라서 상기 지연 유니트(480,482)는 신호 증배기(425,430)에서 리인코드된 신호(m_1 및 m_2)의 대응하는 비트로 신호 $\tilde{u}_1$ 및 $\tilde{u}_2$의 비트를 지정하기 위해 인코드된 정보를 지연한다.

상기 적분된 신호 R_1 및 R_2는, 스위치(470)의 제어 입력에 접속되는 최대 신호 검출기(465)에 제공된다. 상기 최대 신호 검출기(465)는 신호 R_1 및 R_2중 어느 것이 가장 큰 크기를 갖으며 각각의 디코드된 신호 ∇_1과 ∇_2를 스위치 출력(477)에 접속시키기 위해서 스위치(470)을 제어하는지 결정한다.

가장 큰 크기를 갖는 신호 R_1, 또는 R_2가 적당히 간섭성으로 디코드된 신호에 대응한다. 따라서, 이븐 순서인 비트에 대해 적당한 디코드 신호가 제4도의 디멀티 플렉서(349)에 접속 되는 스위치 출력(477)으로 경로된다. 유사한 방법으로 상기 선택 회로(348)를 오드 순서인 비트를 신호 결합기(349)로 제공한다. 제3도의 수신기(200)는 BPSK 변조된 신호를 검출 및 디코드하기 위해 사용된다. 상기 BPSK 변조된 신호는, 동일 비트가 QASK 변조된 신호에서와 같은 채널에서 한 비트 건너를 사용하는 대신 I 및 Q 채널상에서 변조되는 것을 제외하고는 QPSK 변조 신호와 근본적으로 유사하다.

본 발명에 따른 예시된 가중 신호 간섭성 디코더(300)는, BPSK 변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z로부터 유도된 디코드된 디지탈 신호 d_1 및 d_2를 처리하기 위해 제3도의 간섭성 디코더(250)를 대치할 수 있으며 제6도에 도시된다. 제4 및 6도의 유사한 부품은 간단히 하기 위해 같이 번호가 매겨지는데, 예를 들어 파우어 측정기(305,310)과 디코더(340-346)이 있다.

제6도에서, 제3도의 A/D 변환기(235,240)에 의해 발생된 엔코드된 디지탈 신호 d1 및 d2는 대응하는 파우어 측정기(305,310) 및 신호 결합기(315,320,325,330)각각에 제공된다 상기 파우어 신호 H_1은 신호 결합기(315,320)로 제공되며 상기 상보 파우어 신호 $-H_1$은 신호 결합기(325,330)으로 제공된다. 유사한 방식으로 상기 파우어 신호 H_2는 신호 결합기(315,325)로 제공되며 상기 상보 파우어 신호 $-H_2$는 신호 결합기(320,330)로 제공된다.

신호 결합기(315-330) 각각은 제1 및 제2신호 증배기(335,337) 및 신호 가산기(339)를 포함할 수 있다.

각각의 신호 결합기(315-330)에서 상기 신호 증배기(335,337) 및 신호(339)는 식 $d_1(\pm H_1) + d_2(\pm H_2)$의 네 순열에 대응하는 가중된 신호 $\tilde{u}_1$'을 발생하기 위해 접속된다. 상기 신호 결합기(315)는 신호 $\tilde{u}_1 = d_1H_1+d_2H_2$'를 발생하며 상기 신호 결합기(320) 신호 $\tilde{u}2 = d1H1+d2(-H2)$를 발생하며 상기 신호 결합기(325)는 신호 $\tilde{u}3 = d1(-H1)+d1H2$를 발생하며, 상기 신호 발생기(330)는 신호 $\tilde{u}4 = d1(-H1)+d2(-H2)$를 발생한다. 따라서 상기 4개의 신호 결합기(315-330)을 대응하는 파우어를 갖는 각각의 신호와 간섭성 검출을 위한 상보형 파우어 신호를 곱하므로 모든 가능한 신호 극성 결합을 나타내는 발생 신호를 갖는 가중 신호 발생기로서 작용한다. 또한, 각 신호는 더 큰 가중치를 더 높은 신호 대 잡음 비를 갖는 그 신호에 지정하기 위해 그 파우어의 민 스퀘어 루트로 가중된다.

각각의 가중된 신호 $\tilde{u}1-\tilde{u}2$'를 각각의 디코더(340,342,344,346)으로 그리고 네개의 입력을 갖는 디코드된 신호 선택 회로(350)로 제공된다. 네개의 입력을 갖는 예시된 디코드 순차 선택 회로(350)는 후술되는 제7도에 도시된다. 각각의 디코더(340-346)는 디코드된 선택 회로(350)로 제공된 디코드된 가중 신호 $\hat{v}1,\hat{v}2,\hat{v}3,\hat{v}4$ 중 대응하는 것을 발생한다. 상기 선택 회로(350)는 디코드된 가중 신호 $\hat{v}1-\hat{v}4$'중 어느 것이, 극성 및 테이즈 관계가 수신된 신호의 동기 인페이즈 단독을 표시하는 적당히 간섭성의 결합된 디코드 순차에 대응하는지를 판단하여 선택한다.

상기 대응하는 선택된 디코드 신호는 디지탈 신호 $\hat{v}1$에 의해 표시된 바와 같이 제3도의 디인터리버(255)에 제공한다. 제4도의 데이타 결합기(349)는 상기 오드 및 이븐 순서의 비트가 분리되지 않았으므로 제6도의 BPSK 간섭 디코더(300)에서 필요치 않다.

본 발명에 따른 예시된 4개의 입력 디코드된 신호 선택 회로(350)가 제7도에 도시된다.

제7도의 4개의 입력 선택 회로(350) 및 제5도의 2개의 입력 선택 회로(347)는 대체로 일치한다.

그러나, 상기 4개의 입력 선택 회로(350)는 두개의 부가적인 입력 신호 그룹을 처리하기 위해 엔코더(415,420) 및 적분기(455,460)을 부가적으로 채용한다. 제5도 및 7도의 유사한 소자는 같이 번호가 매겨지는데, 예를 들면 엔코더(405,410) 최대 검출기(465) 및 스위치(470)이다.

제7도에서, 상기 디코드된 디지탈 신호 $\hat{v}1-\hat{v}4$는 스위치(470)의 각 입력(472)으로 제공된다. 또한, 상기 디코드된 디지탈 신호 ($\hat{v}1-\hat{v}4$)는 각각의 엔코더(405,410,415,4420)에 의해서 엔코드된 신호(m1,m2,m3,m4)로 리엔코드된다. 상기 엔코더(405-420)는 제2도의 채널 엔코더(115)와 같은 엔코딩을 수행해야 한다. 제6도의 신호 결합기(315-338)에 의해 발생된 엔코드된 신호$(\tilde{u}1,\tilde{u}2,\tilde{u}3,\tilde{u}4)$는 지연 유니트(480,482,484,486)로 제공된다.

상기 리엔코드된 신호 (m1-m4)는 신호 증배기(425,430434,440)에 의해 각각의 지연된 엔코드 신호($\tilde{u}1-\tilde{u}4$')와 결합된다. 상기 결과로서 나오는 신호는, 적분된 신호(R1,R,2,R3,R4)를 형성하기 위해서 적분기(445,450,455,460)에 의해 적분된다. 상기 지연 유니트(480-486)는 상기 신호($\tilde{u}1-\tilde{u}4$')의 비트를 상기 신호 멀티 플렉서(425-440)의 리엔코드된 신호(m1-m4)의 대응하는 비트로 지정하므로 엔코더(405-420)의 시간을 처리하기 위해서 보상된다.

상기 적분된 신호(R1-R4)는 스위치(470)의 제어 입력에 접속되는 최대 신호 검출기(465)에 제공된다. 상기 최대 신호 검출기(465)는 신호(R1-R4)중 어느것이 가장 큰 것이며 대응하는 디코드 신호를 스위치 출력(477)에 접속하기 위한 스위치(470)를 제어하는지를 결정한다. 상기 적당한 디코드 신호 $\hat{v}$는 제3도의 디인터리버(255)에 접속된 스위치 출력(477)로 경로된다. 동기 판독을 표시하는 디코드된 신호 중 하나를 선택하기 위한 디코드된 신호 선택 회로는 제5 및 7도의 회로(347,300)와 대체로 일치하는 방식으로 구성될 수 있다.

본 발명의 간섭성 검출 방법은, 상기 통신 시스템에서 다이버시티 이득에 기초하여 수행능력이 증가하도록 다중 안테나를 이용하는 수신기에 쉽게 적용된다. 두개의 안테나로부터 수신된 변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z를 처리하는 것이 가능한 수신기(500)가 제8도에 도시된다. 제3도에서 유사한 소자는 같은 번호로 매겨지는데, 예를 들어, 상기 PN 채널 복조기(245) 및 역 보간기(255)가 있다.

제8도에서, 상기 변조된 스프레드 스펙트럼 신호 z는, 신호 z 및 z'로 표시된 바와 같이 두개의 분리된 안테나에 의해서 수신된다. 각각의 신호 z 및 z'는 각각의 채널 복조기 및 디스프레더(245)에 의해 복조된다. 각각의 복조기(245)는 제3도의 채널 복조기 및 디스프레더(245)에 도시된 바와 같은 대체로 일치하는 소자를 포함할 수 있다. 상기 채널 복조기 및 디스프레더(245)는, 다중 신호 간섭성 디코더(510)에 제공되는 대응하는 복조 I 및 Q 채널 데이타 신호 d1, d2, d1', d2'를 포함한다.

상기 간섭성 디코더(510)는 제3도의 상기 디지탈 신호 $\hat{v}$에 대응하는 디코드된 신호 $\hat{v}$를 발생하기 위한 데이타 순차를 간섭성으로 디코드하며 결합한다. 상기 디지탈 신호 $\hat{v}$는, 제3도에 대해서 전술된 바와 대체로 일치하는 방식으로 원래의 데이타 신호 (u)를 발생하기 위해 상기 다이버시티 디코더(260)에 의해 디코드된 신호 v를 발생하도록 역 보간기(255)에 의해서 역 보간된다.

본 발명에 따른 적당한 다중 신호 간섭성 데코더(510)가 제9도에 표시된다. 제9도에서 이븐 순서의 비트를 포함하는 복조된 I 채널 데이타 신호에 대응하는 디지탈 순차 d, 및 d'은 제6도를 참조하여 전술된 바와 같이 제1간섭성 디코더(300)에 제공되며, 이는 이븐 순서의 디코드된 비트 신호 $\hat{v}_0$로 간섭성으로 디코드하여 결합시킨다.

그와 같이, 상기 Q 채널 복조된 신호를 표시하는 디지탈 순차 d2 및 d2'는, 상기 오드 순서의 비트 신호

∇_0를 발생하는 제2간섭성 디코더(300)에 제공된다. 상기 이븐 및 오븐 순서의 비트 신호 v_0 및 ∇_0는 상기 디지탈 신호 ∇를 발생하기 위해 디멀티플렉서(349)로 제공된다.

제8 및 9도가 두개의 안테나로부터 수신된 신호를 처리하므로 다이버시티 이득을 얻는 것이 가능한 수신기를 도시하지만, 다른 수의 안테나가 본 발명에 따라서 사용될 수 있다. 그러한 수신기에서 다수의 N 채널 복조기가 동일한 다수의 N 안테나로부터 수신된 복조된 신호를 처리하는데 사용될 수 있다. 상기 대응하는 복조된 I 및 Q 채널 디지탈 신호 d1 ....$d1^n$ 및 d2 ....$d2^n$ 이 단일 간섭성 디코더에 제공되며 상기 디코더는 제9도에 도시된 다중 신호 간섭성 디코더(350)에 대체로 포함될 수 있다.

그러한 간섭성 디코더에서 발생된 I 채널 신호 및 Q 채널 신호가 제6도에 도시된, 간섭성 디코더(300)와 유사한 각각의 가중된 신호 간섭성 디코더에 제공될 수 있다. 그러한 가중된 신호 간섭성 디코더에서 파우어 측정시 신호(H1 ... Hn)은 파우어 측정기에 의해 발생되며 이는 측정기(305,310)과 유사하게 된다. 더우기, 상기 가중된 신호 간섭성 디코더에서, 선택 회로에 대한 입력은 물론이고 신호 결합기 및 디코더의 수는 안테나 제곱 N^2의 수와 같다. 예를 들어 세개의 안테나가 사용되면 9(3^2) 신호 결합기, 디코더 및 선택 회로에 대한 입력이 얻어져서 적당히 간섭성으로 디코드된 신호를 얻기 위한 신호를 갖는 모든 가능한 페이즈 표시를 발생한다. 상기 신호 결합기는

$$\sum_{M=1}^{N} dn\ (\pm Hn)$$

식 의 모든 수열에 대응하는 신호를 발생해야하며 여기서 N는 안테나의 수이다.

본 발명의 개요부터 벗어남이 없이 상기식의 수열에 대응하는 신호를 발생하는데 요구되는 소자수를 감소시키기 위해 적당한 기술이 채용될 수 있다. 상기 발생된 결합 신호는, 제5 및 7도에 도시된 최대 크기의 신호 기술에 기초해서 선택되는 수신된 신호의 동기 판독에 대응하는 특정 디코드 신호로 제6도에 도시된 것과 같은 방식으로 각각의 간섭성 디코더에 의해 디코드되어야 한다.

본 발명의 수신기는, 그것들이 신호 대 잡음 밀도비의 증가를 실현시키기 위해 전방향 또는 역방향 링크에서 채용되었는지 간섭성 신호 검출을 수행하는 면에서 현행 CDMA 수신기상에서 장점을 수행한다. 또한, 그러한 수신기는 파일럿 트랙킹 신호가 필요 없이도 간섭성 검출을 수행한다. 본 발명에 따른 CDMA 송신기 및 수신기의 여러 실시예가 상세히 전술되었다 할지라도, 본 기술에 숙련된 사람이라면 본 발명의 사상에서 벗어남이 없이 상기 기술된 실시예에 많은 변형이 가능함을 알 수 있다. 그러한 모든 변형은 청구범위에서 망라되는 것으로 생각된다. 예를 들어, 상기 다이버시티 엔코더 및 디코더는 상기 통신 시스템에 포함되면, 통신링크에서 노이즈 방해에 의해 야기되는 비트에러를 최소화 하도록 적당한 리던던시를 제공하기 위해 충분한 블록 길이의 콘블루션 엔코더 및 디코더가 될 수 있다. 또한, 상기 통신 시스템은 셀루러 전기통신에 제한되지 않으며 감소된 비트에러의 높은 데이타 전송 속도를 요구하는 멀티 신호 통신 환경에서 사용될 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

CDMA 확산 스펙트럼 전송 시스템에서 데이타 신호를 전송하는 장치에 있어서, 입력 데이타 신호를 수신할 수 있는 입력 및 출력을 가지며, 인코딩된 데이타 블록으로 입력 데이타 신호를 처리할 수 있는 간섭 간격채널 인코더; 채널 인코더 출력에 연결된 입력 및 출력을 가지며; 출력에 제공되는 스프레드 데이타 신호를 형성하기 위하여 그의 입력에서 수신된 데이타 신호와 특정 오소고날 함수 순차를 결합하는 오소고날 함수 인코더; 및 오소고날 함수 인코더 출력과 연겨되는 입력 및 출력을 가지며, 적어도 하나의 PN 순차와 스프레드 신호를 결합하고 그 결과 데이타 신호를 변조하는 의사 노이즈(PN)채널 변조기를 포함하며, 상기 인코딩된 블록은 수신기에서 전송되고 변조된 데이타 신호의 페이즈 쉬프트를 취소화할 만큼 충분히 짧은 길이여서 수신기가 데이타 신호의 간섭성 검출을 수행할 수 있도록 하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 2

제1항에 있어서, 간섭 간격 채널 인코더는 콘볼류션 인코더인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 3

제1항에 있어서, 채널 인코더 출력과 오소고날 함수 인코더사이에 연결된 PN인코더를 더 포함하며, 상기 PN인코더는 채널 인코더의 인코딩된 데이타 신호와 특정 PN 순차를 결합하며 결합된 신호를 오소고날 함수 인코더에 제공하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 4

제1항에 있어서, 오소고날 함수 인코더는 월쉬 인코더인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 5

제1항에 있어서, PN채널 변조기는 PN QPSK인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 6

제1항에 있어서, 입력 데이타 신호를 수신하는 입력 및 채널 인코더 입력에 연결된 출력을 가진 다이버시티 인코더를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 7

제6항에 있어서, 채널 인코더 입력에 연결된 출력 및 제2채널 인코더 출력에 연결된 입력을 가진 심볼 인터리버를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 8

제6항에 있어서, 상기 다이버시티 인코더는 리드 솔로몬 인코더인 것을 특징으로하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 9

제1항에 있어서, 간섭 간격 채널 인코더는 수신기에서 가장 작은 예상 도플러 페이즈 쉬프트의 10퍼센트보다 적은 시간 구간동안 전송되는 인코딩된 데이타 블록으로 입력 데이타 신호를 처리하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 10

제1항에 있어서, 간섭 간격 채널 인코더는 가장 작은 예상 도플러 페이즈 쉬프트의 10° 보다 적은 시간 구간동안 전송되는 인코딩된 데이타 블록으로 데이타 신호를 처리하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 11

제1항에 있어서, 상기 장치는 적어도 하나의 다른 유사 전송 시스템과 동기되도록 데이타 신호를 전송할 수 있는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 전송 장치.

청구항 12

CDMA 확산 스펙트럼 전송 시스템에서 데이타 신호를 수신하는 장치에 있어서, 인코딩되고 변조된 데이타 신호를 수신하는 입력 및 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호 출력을 가진 채널 복조기; 상기 복조기의 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 출력에 연결된 제1 및 2매칭 필터; 상기 제1 및 2매칭 필터에 연결된 PN순차 발생기; 상기 제1 및 2매칭 필터에 연결되는 오소고날 함수 순차 발생기를 포함하는데, 각각의 매칭 필터는 오소고날 함수 순차 및 PN순차를 상기 복조기의 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 데이타 신호를 결합시키며; 상기 제1 및 2매칭 필터에 연결된 제1 및 2아날로그 대 디지탈(A/D)변환기; 및 상기 아날로그 대 디지탈 변환기에 연결되며 디코딩된 신호 출력을 가지는 가중 신호 간섭성 디코더를 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 13

제12항에 있어서, 간섭성 디코더 출력에 연결된 입력 및 출력을 가진 다이버시티 디코더를 더 포함하며, 상기 다이버시티 디코더는 출력 데이타 신호를 생성하기 위하여 간섭성 디코더에 의하여 제공된 데이타 심볼을 디코딩하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 14

제13항에 있어서, 간섭성 디코더 출력 및 다이버시티 디코더사이에 연결된 심볼 디인터리버를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 15

제13항에 있어서, 다이버시티 디코더는 리드 솔로몬 인코더인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 16

제12항에 있어서, 간섭성 디코더는 제1 및 2A/D변환기 출력에 연결되며, 상기 A/D변환기로부터 수신된 디지털 신호(d1, d2)의 신호강도를 근거로 파워 신호(H1,H2)를 생성하는 제1 및 제2파워 계산기; 상기 제 1 및 2A/D 변환기 출력에 연결되며 파워신호(H1, H2)를 수신하며, 각각의 출력에서 생성된 d1(±H1) 및 d2(±H2)의 가중 신호 결합을 발생시키는 가중 신호 발생기; 대응 구성 가중 신호 발생기 출력에 연결된 입력 및 출력을 가진 4개의 채널 디코더; 및 가중 신호 발생기 출력 및 채널 디코더 출력에 연결되며, 어느 가중되고 디코딩된 신호가 데이타 신호의 동상판독을 나타내는지를 결정하고 선택되고 디코딩된 신호를 출력에 제공하는 디코딩 신호 선택 회로를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 17

제16항에 있어서, 간섭성 디코더는 QPSK변조된 신호를 코히어런트하게 디코딩하고 결합하며, 디코딩 선택 회로는 회로 출력에 동상 및 쿼드로쳐 페이즈를 제공하는 두 개의 회로이며, 상기 간섭성 디코더는 디코딩된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 데이타 신호를 재결합시키기 위하여 선택회로에 연결된 디멀티플렉서를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 18

제16항에 있어서, 간섭성 디코더는 QPSK변조된 신호를 코히어런트하게 디코딩하고 결합하며, 가중 신호 발생기는 4개의 신호 결합기를 포함하며, 각각의 상기 신호 결합기는 신호 가산기에 연결된 제1 및 2신호 승산기를 가지며, 각각의 상기 신호 가산기는 대응하는 식 d1(±H1) 및 d2(±H2)의 치환을 발생하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 19

제11항에 있어서, 4개의 채널 디코더는 비터비 디코더인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 20

제16항에 있어서, 디코딩된 순차 선택 회로는 상기 각각의 디코더와 연결된 입력과 출력을 가진 다수의 채널 인코더; 각각의 인코더 출력에 연결된 제1입력 및 대응하는 가중 신호를 수신하는 제2입력 및 출력을 가진 다수의 신호 승산기; 상기 신호 승산기에 연결된 다수의 신호 적분기; 각각의 신호 적분기에 연결된 다수의 입력과 최대 신호 식별기 출력을 가진 최대 신호 검출기; 및 디코더 출력에 연결된 다수의 신호 입력 및 하나의 출력 및 상기 검출기 최대 신호 식별기 출력을 가진 제어가능 스위치를 더 포함하며, 상기 검출기는 신호 적분기에 의하여 생성된 최대 크기로 신호를 식별하고 대응하는 가중 신호를 디코딩된 출력 데이타 신호로서 스위치 출력에 제공하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 21

CDMA 확산 스펙트럼 전송 시스템에서 다수의 안테나를 이용하여 데이타 신호를 수신하는 장치에 있어서, 각각의 안테나로부터 인코딩되고 복조된 데이타 신호를 수신하는 입력과 동상 및 쿼드로쳐 페이즈신호 출력을 가진 다수의 채널 복조기; 각각의 복조기 동상 및 쿼드로쳐 신호 출력에 연결되며, 오소고날 함수 순차 및 PN순차를 각각의 복조기로부터의 복조되었지만 인코딩된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 데이타 신호를 결합하는 다수 세트의 제1 및 2매칭 필터; 각각의 매칭 필터에 연결된 다수의 제1 및 2아날로그 대 디지탈(A/D)변환기; 및 상기 아날로그 대 디지탈변화기에 연결되며 디코딩된 신호 출력을 가지며, 복조기로부터의 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 위한 A/D변환기에 의하여 발생된 각각의 디지털 순차를 근거로 가중 신호를 발생시킬 수 있는 가중 신호 간섭성 디코더를 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 22

제21항에 있어서, 간섭성 디코더 출력에 연결된 입력 및 출력을 가진 다이버시티 디코더를 더 포함하며, 상기 다이버시티 디코더는 출력 데이타 신호를 생성하기 위하여 간섭성 디코더에 의하여 제공된 데이타 심볼을 디코딩하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 23

제22항에 있어서, 간섭성 디코더 출력 및 다이버시티 디코더사이에 연결된 심볼 디인터리버를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 24

제22항에 있어서, 다이버시티 디코더는 리드 솔로몬 인코더인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 25

제21항에 있어서, 간섭성 디코더는 제1 및 2A/D변환기 출력에 연결되며, 상기 각각의 A/D변환기로부터 수신된 디지털 신호의 신호강도를 근거로 파워 신호를 생성하는 다수의 제1 및 2파워 계산기; 상기 각각의 A/D변환기 출력 및 파워 계산기에 연결되며 다수의 출력을 가진 가중 신호 발생기를 포함하는데, 데이타 신호의 가중 신호 결합 및 이들의 파워 신호 및 대응하는 상보 파워 신호는 각각의 회로 출력에서 발생하며; 대응 구성 가중 신호 발생기 출력에 연결된 입력 및 출력을 가진 다수의 채널 디코더; 및 가중 신호 발생기 출력 및 채널 디코더 출력에 연결되며, 결합신호중 어느 것이 데이타 신호의 동상판독을 나타내는지를 결정하고 상기 신호를 출력에 제공하는 디코딩 순차 선택 회로를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 26

제25항에 있어서, 상기 채널 디코더는 비터비 디코더인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 27

제25항에 있어서, 구성된 가중 신호 발생기는 각각 신호 가산기에 연결된 제1 및 2신호 승산기를 가지는 다수의 신호 결합 세트를 포함하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 28

제25항에 있어서, 디코딩된 순차 선택 회로는 상기 각각의 디코더와 연결된 입력과 출력을 가진 다수의 채널 인코더; 각각의 인코더 출력에 연결된 제1입력 및 대응하는 가중 신호를 수신하는 제2입력 및 출력을 가진 다수의 신호 승산기; 상기 신호 승산기에 연결된 다수의 신호 적분기; 각각의 신호 적분기에 연결된 다수의 입력과 최대 신호 식별기 출력을 가진 최대 신호 검출기; 및 신호 출력, 상기 검출기 최대 신호 식별기 출력에 연결된 제어 입력 및 채널 디코더 출력에 연결된 다수의 신호 입력을 가진 제어가능 스위치를 더 포함하며, 상기 검출기는 신호 적분기에 의하여 생성된 최대 신호를 식별하고 대응하는 가중 합산 신호를 디코딩된 출력 데이타 신호로서 스위치 출력에 제공하는 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 29

제21항에 있어서, 데이타 신호를 수신하기 위한 안테나의 수는 두 개인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 30

제21항에 있어서, 채널 복조기는 QPSK 복조기인 것을 특징으로 하는 데이타 신호 수신 장치.

청구항 31

전송 시스템에서 CDMA 확산 스펙트럼 신호를 전송하는 방법에 있어서, 인코딩된 데이타 블록으로 전송될 데이타 신호를 채널 인코딩하는 단계; 확산 신호를 형성하기 위하여 인코딩된 데이타 블록과 오소고날 함수 순차를 결합하는 단계; 확산 신호를 변조하고 확산 신호와 적어도 하나의 PN순차를 결합시키는 단계; 및 특정 데이타 레이트로 변조된 데이타 신호를 전송하는 단계를 포함하며, 상기 채널 인코딩 단계는 데이타 레이트로 전송될 때 수신기에서 변조된 신호의 페이즈 쉬프트를 최소화하는 충분하게 짧은 인코딩된 데이타 블록을 생성하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 32

제31항에 있어서, 상기 채널 인코딩 단계는 콘볼류션 인코딩인 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 33

제31항에 있어서, 상기 순차와 PN순차를 결합시킴으로써 인코딩된 데이타 블록을 스크램블링하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 34

제31항에 있어서, 상기 인코딩된 데이타 블록과 오소고날 함수 시퀀스를 결합시키는 단계는 인코딩된 데이타 블록과 월쉬 함수 순차를 결합하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 35

제31항에 있어서, 상기 확산 신호를 변조하는 단계는 확산 신호를 QPSK 변조하는 것을 포함하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 36

제31항에 있어서, 채널 인코딩 단계전에 데이타 신호를 다이버시티 인코딩하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 37

제29항에 있어서, 다이버시티 인코딩하는 단계는 리드 솔로몬인코딩하는 것을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 38

제29항에 있어서, 채널 인코딩 단계전에 데이타 신호의 데이타 심볼을 인터리빙하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 39

전송 시스템에서 CDMA 확산 스펙트럼 신호를 수신하는 방법에 있어서, 수신되어 변조 및 인코딩된 데이타 신호를 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 복조된 신호로 채널복조하는 단계; 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 형성하기 위하여 동상 및 쿼드로쳐 페이스 복조 신호와 각각의 PN순차 및 오소고날 함수 순차를 결합하는 단계; 처리된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 디지털 신호로 변환시키는 단계; 디지털 처리된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 근거로 가중되고 디코딩된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 생성하는 단계; 및 변조된 신호의 동기 판독에 상응하는 가중 신호를 선택하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 40

제39항에 있어서, 상기 선택된 가중 신호를 다이버시티 디코딩하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 41

제39항에 있어서, 상기 선택된 가중 신호를 심볼 디인터리빙하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 42

제39항에 있어서, 상기 가중 신호를 생성하는 단계는 디지털 처리된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 근거로 파워 계산 신호 및 상보 파워 계산 신호를 발생시키는 단계; 및 각각의 디지털 처리된 신호와 대응 파워 계산 신호 및 상보 계산 신호를 결합시킴으로써 각각의 가중 신호를 발생시키는 단계; 및 생성된 가중 신호를 디코딩하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 43

제39항에 있어서, 변조된 신호의 동기 판독에 상응하는 가중 디코딩 신호를 선택하는 단계는 각각의 인코딩된 신호를 발생시키기 위하여 가중되고 디코딩된 신호를 채널 인코딩하는 단계; 승산된 신호를 생성하기 위하여 각각의 인코딩된 신호와 대응하는 가중되고 디코딩된 신호를 승산하는 단계; 적분된 신호를 생성하기 위하여 승산된 신호를 적분하는 단계; 및 최대 적분 신호에 상응하는 가중되고 디코딩된 신호를

선택하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전송방법.

청구항 44

다수의 안테나를 이용하여 전송 시스템에서 CDMA 확산 스펙트럼 신호를 수신하는 방법에 있어서, 각각의 안테나로부터 수신되어 변조 및 인코딩된 데이타 신호를 대응하는 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 복조된 신호로 채널복조하는 단계; 처리된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 형성하기 위하여 동상 및 쿼드로쳐 위상 복조 신호와 각각의 PN순차 및 오소고날 함수 순차를 결합하는 단계 각각의 처리된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 대응 디지털 신호로 변환시키는 단계; 디지털 처리된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 근거로 가중되고 디코딩된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 신호를 생성하는 단계; 및 변조된 신호의 동기 판독에 상응하는 가중 신호를 선택하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 45

제44항에 있어서, 상기 선택된 가중 신호를 다이버시티 디코딩하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 46

제44항에 있어서, 상기 선택된 가중 신호를 심볼 디인터리빙하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 47

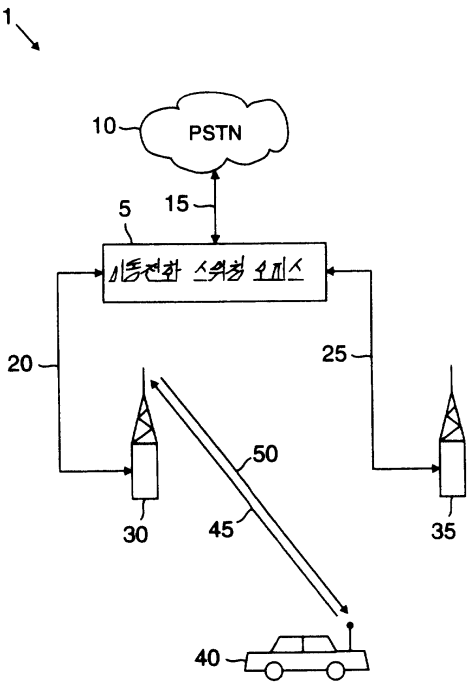
제44항에 있어서, 상기 가중 신호를 생성하는 단계는 처리된 동상 및 쿼드로쳐 페이즈 디지털 신호의 신호 강도를 근거로 각각의 파워 계산 신호 및 상보 파워 계산 신호를 발생시키는 단계; 각각의 디지털 처리된 신호와 대응 파워 계산 신호 및 상보 계산 신호를 결합시키고 상기 결합된 신호를 합산함으로써 각각의 가중 신호를 발생시키는 단계; 및 생성된 가중 신호를 디코딩하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 48

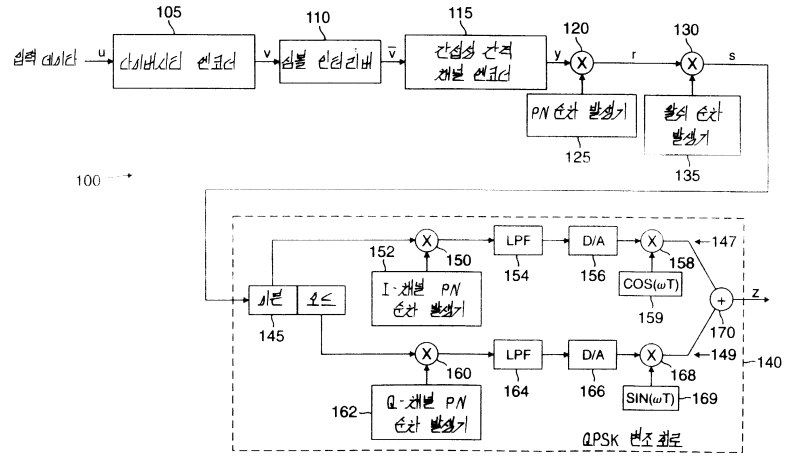
제44항에 있어서, 변조된 신호의 동기 판독에 상응하는 가중 디코딩 신호를 선택하는 단계는 각각의 인코딩된 신호를 발생시키기 위하여 각각의 가중되고 디코딩된 신호를 채널 인코딩하는 단계; 승상된 신호를 생성하기 위하여 각각의 인코딩된 신호와 대응하는 가중되고 디코딩된 신호를 승산하는 단계; 적분된 신호를 생성하기 위하여 승산된 신호를 적분하는 단계; 및 최대 적분 신호에 상응하는 가중되고 디코딩된 신호를 선택하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

도면

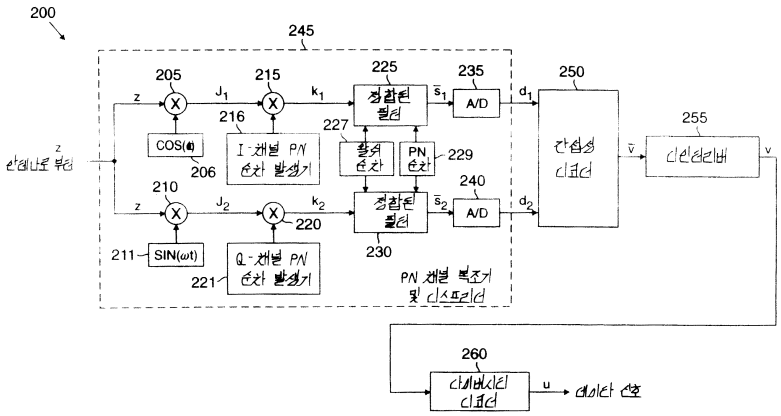
도면1



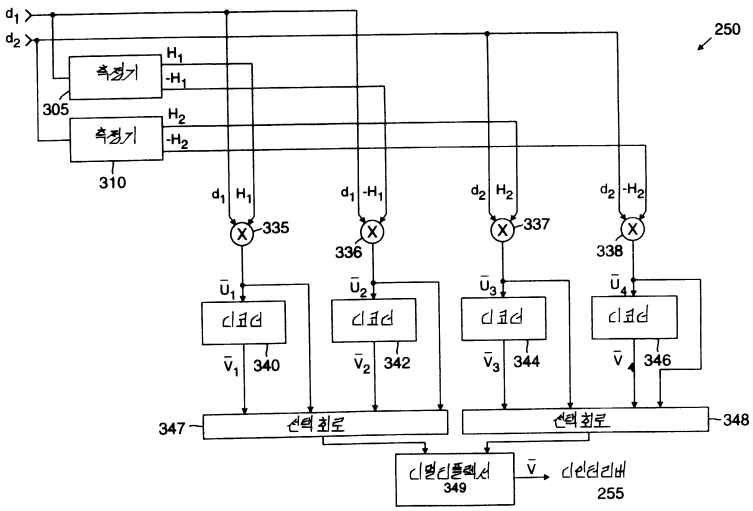
도면2


입력 데이타
다이버시티 엔코더
심볼 인터리버
간섭성 간격 채널 엔코더
PN 순차 발생기
활성 순차 발생기
100
LPF
D/A
COS(ωT)
SIN(ωT)
I-채널 PN 순차 발생기
Q-채널 PN 순차 발생기
시븐
오드
QPSK 변조 회로

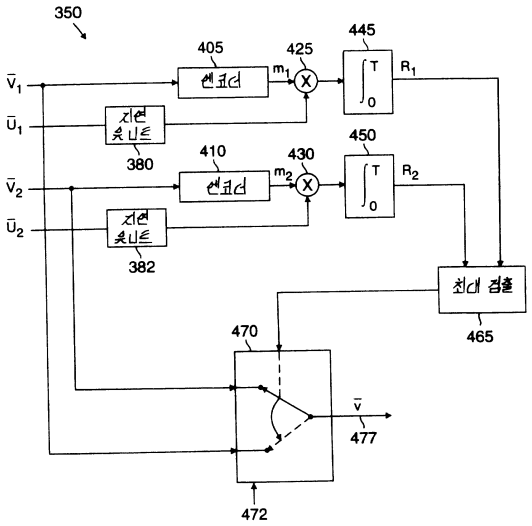
도면3


200
245
COS(ωt)
SIN(ωt)
I-채널 PN 순차 발생기
Q-채널 PN 순차 발생기
정합된 필터
활성 순차
PN 순차
A/D
간섭성 디코더
디인터리버
다이버시티 디코더
데이타 신호
안테나로 부터
PN 채널 복조기 및 디스프리더

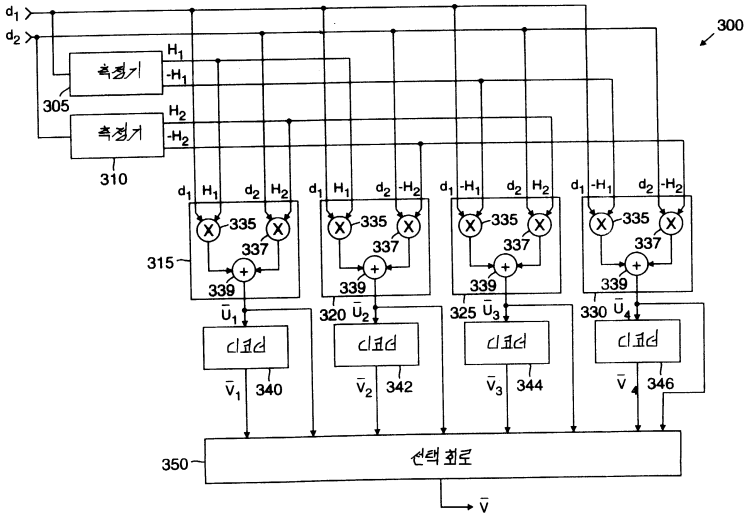
도면4


250
측정기
측정기
디코더
선택 회로
디멀티플렉서
디인터리버

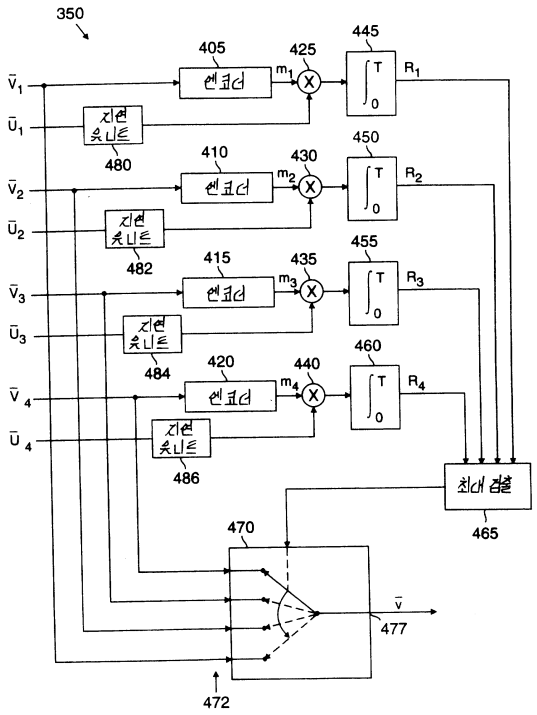
도면5


350
405
425
445
$\bar{V}_1$
$\bar{U}_1$
m_1
R_1
380
410
430
450
$\bar{V}_2$
$\bar{U}_2$
m_2
R_2
382
최대 검출
465
470
$\bar{v}$
477
472

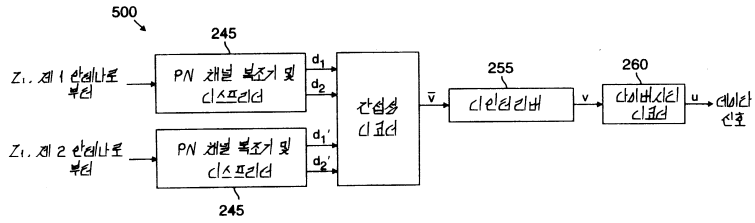
도면6


300
d_1
d_2
H_1
$-H_1$
H_2
$-H_2$
305
310
315
335
337
339
320
325
330
$\bar{U}_1$
$\bar{U}_2$
$\bar{U}_3$
$\bar{U}_4$
340
342
344
346
350
$\bar{v}$

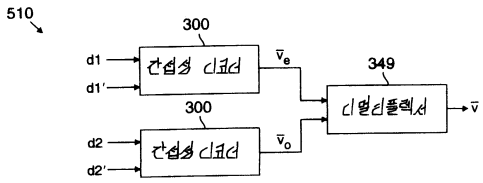
도면7


350
405
425
445
인코더
m_1
R_1
$\bar{V}_1$
$\bar{U}_1$
지연 유니트
480
410
430
450
인코더
m_2
R_2
$\bar{V}_2$
$\bar{U}_2$
지연 유니트
482
415
435
455
인코더
m_3
R_3
$\bar{V}_3$
$\bar{U}_3$
지연 유니트
484
420
440
460
인코더
m_4
R_4
$\bar{V}_4$
$\bar{U}_4$
지연 유니트
486
최대 검출
465
470
$\bar{v}$
477
472

도면8


500
245
Z_1, 제 1 안테나로 부터
PN 채널 복조기 및 디스프리더
d_1
d_2
Z_1, 제 2 안테나로 부터
PN 채널 복조기 및 디스프리더
d_1'
d_2'
245
길쌈성 디코더
$\bar{v}$
255
디인터리버
v
260
디비터디인 디코더
u
데이타 신호

도면9


510
300
d1
d1'
길쌈성 디코더
$\bar{v}_e$
349
디멀티플렉서
$\bar{v}$
300
d2
d2'
길쌈성 디코더
$\bar{v}_o$