



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2007년11월28일
(11) 등록번호 10-0780277
(24) 등록일자 2007년11월22일

(51) Int. Cl.

(21) 출원번호 10-2007-7016822(분할)

(21) 출원번호 10-2007-7016822(분할)

(22) 출원일자 2007년07월20일

심사청구일자 2007년07월20일

법원문제총인자 2007년07월20일

(65) 곤개번호 10-2007-0087195

10-2007-008719
2007년 08월 27일

공개일자 2007년08월27일
등록번호 제2007-08-00001

(62) 원출원 특허 10-2001-70

원출원일자 2001년03월22일

심사청구일자 2004년09월22일

국제출원번호 PCT/US1999/0217

1999년09월22일

(87) 국제구제번호 WO 2000/18055

WO 2000/18055
2000.03.22.2001

국체공개일자 2000년03월30일
(주) 씨티그룹

우선권주장

09/158,254

선행기술조사문항

W01995003652 A1

1955000002 AI

전체 정구왕 누 · 송 30 양

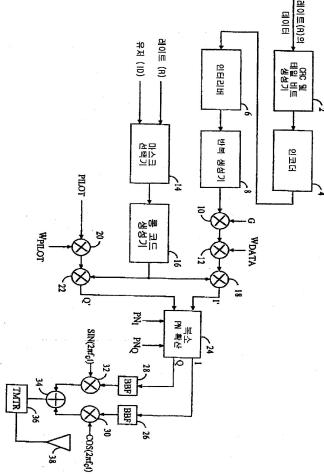
심사판 : 조준근

(54) 가변 헤이트 데이터 송신 및 수신을 위한 장치 및 방법

(57) 요약

가변 레이트 송신 시스템은 가변 레이트 데이터의 송신 레이트를 나타내는 동반된 레이트 표시 신호를 포함하는 가변 레이트 데이터 패킷을 송신한다. 데이터 패킷을 통 의사잡음 (PN) 코드를 이용하여 확산시키고, 그것의 마스크를 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 레이트에 따라 선택할 수 있다. 송신 레이트를 제공하는 프리앰프를 아웃고잉 파일럿 신호로 평처링할 수 있다. 레이트 표시 신호를 데이터 패킷의 송신 레이트 표시의 부분인 직교 함수들의 세트에 따라 인코딩 할 수 있다.

대표도 - 도1



(81) 지정국

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

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

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

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

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

특허청구의 범위

청구항 1

가변 레이트 데이터 패킷을 송신하는 시스템으로서,

상기 가변 레이트 데이터 패킷을 수신하고, 상기 가변 레이트 데이터 패킷을 인코딩하는, 데이터 코딩 수단;

상기 가변 레이트 패킷의 레이트를 표시하는 레이트 표시 신호를 수신하고, 상기 레이트 표시 신호의 값에 따라 선택되는 인코딩 포맷들의 소정 세트에 따라서 롱 코드 시퀀스로 상기 레이트 표시를 인코딩하는 레이트 표시 코딩 수단; 및

상기 가변 레이트 데이터 패킷 및 상기 롱 코드 시퀀스를 수신하고, 상기 롱 코드 시퀀스에 따라 상기 가변 레이트 데이터 패킷을 스크램블링하는 스크램블링 수단을 구비하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시스템.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 레이트 표시 코딩 수단은, 소정 세트의 월쉬 시퀀스들로부터 월쉬 시퀀스를 선택하고, 상기 선택된 월쉬 시퀀스에 따라서 상기 레이트 표시 신호를 인코딩하며, 상기 월쉬 시퀀스는 상기 가변 레이트 패킷의 레이트를 표시하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시스템.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

일 세트의 파일럿 심볼을 인코딩하여 파일럿 신호를 제공하는 파일럿 코딩 수단; 및

상기 레이트 표시 신호와 상기 파일럿 신호를 결합하는 멀티플렉서 수단을 더 구비하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시스템.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

레이트 요청 메시지를 수신하고 상기 메시지를 인코딩하며, 상기 인코딩된 레이트 요청 메시지를 상기 멀티플렉서에 제공하는 레이트 요청 코딩 수단을 더 구비하며,

상기 멀티플렉서는 상기 레이트 요청 메시지를 상기 인코딩된 파일럿 심볼 및 상기 레이트 표시 신호와 결합하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시스템.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 인코딩된 가변 레이트 데이터 패킷을 수신하고, 제 1 직교 커버링 포맷에 따라서 상기 가변 레이트 패킷을 커버링하는 제 1 직교 확산 수단; 및

상기 레이트 표시 신호를 수신하고, 제 2 직교 커버링 포맷에 따라서 상기 레이트 표시를 커버링하는 제 2 직교 확산 수단을 더 구비하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시스템.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 스크램블링 수단은,

상기 직교 확산된 가변 레이트 데이터 패킷을 수신하고, 상기 롱 코드 의사잡음 (PN) 시퀀스에 따라 상기 직교 확산된 가변 레이트 데이터 패킷을 스크램블링하는 제 1 스크램블링 수단; 및

상기 직교 확산된 레이트 표시 신호를 수신하고, 상기 롱 코드 의사잡음 (PN) 시퀀스에 따라 상기 직교 확산된 레이트 표시 신호를 스크램블링하는 제 2 스크램블링 수단을 더 구비하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시

스템.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 PN 스크램블링된 가변 레이트 데이터 패킷 및 상기 PN 스크램블링된 레이트 표시 신호를 수신하고, 제 1 PN 시퀀스 및 제 2 PN 시퀀스에 따라서 상기 PN 스크램블링된 가변 레이트 데이터 패킷 및 상기 PN 스크램블링된 레이트 표시 신호에 대하여 복소 PN 확산을 수행하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시스템.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 가변 레이트 패킷의 레이트에 따라서 롱 코드 마스크를 선택하는 마스크 선택 수단; 및

상기 선택된 롱 코드 마스크에 따라서 상기 가변 레이트 패킷을 확산하는 확산 수단을 더 구비하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시스템.

청구항 9

제 1 항에 있어서,

상기 인코딩된 가변 레이트 데이터 패킷을 수신하고, 상기 가변 레이트 데이터를 표시하는 프리앰뷸을 수신하는 멀티플렉서 수단을 더 구비하고,

상기 프리앰뷸은, 서로간에 직교하며 지속기간이 변화하는 프리앰뷸들의 세트로부터 선택되는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 시스템.

청구항 10

가변 레이트 데이터 패킷을 송신하는 방법으로서,

상기 가변 레이트 데이터 패킷을 수신하고, 상기 가변 레이트 데이터 패킷을 인코딩하는 단계;

상기 가변 레이트 패킷의 레이트를 표시하는 레이트 표시 신호를 수신하는 단계;

상기 레이트 표시 신호의 값에 따라 선택되는 인코딩 포맷들의 소정 세트에 따라서 롱 코드 시퀀스로 상기 레이트 표시를 인코딩하는 단계; 및

상기 롱 코드 시퀀스에 따라서 상기 가변 레이트 데이터 패킷을 스크램블링하는 단계를 포함하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 방법.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 레이트 표시를 인코딩하는 단계는,

상기 가변 레이트 패킷의 레이트에 따라서 소정 세트의 월쉬 시퀀스들로부터 월쉬 시퀀스를 선택하는 단계; 및

상기 선택된 월쉬 시퀀스에 따라서 상기 레이트 표시 신호를 인코딩하는 단계를 포함하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 방법.

청구항 12

제 10 항에 있어서,

일 세트의 파일럿 심볼을 인코딩하여 파일럿 신호를 제공하는 단계; 및

상기 레이트 표시 신호와 상기 파일럿 신호를 결합하는 단계를 더 포함하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 방법.

청구항 13

제 12 항에 있어서,

레이트 요청 메시지를 수신하고 상기 메시지를 인코딩하는 단계; 및

상기 인코딩된 레이트 요청 메시지를 멀티플렉서로 출력하는 단계를 더 포함하며,

상기 멀티플렉서는 상기 레이트 요청 메시지를 상기 인코딩된 파일럿 심볼 및 상기 레이트 표시 신호와 결합하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 방법.

청구항 14

제 10 항에 있어서,

상기 인코딩된 가변 레이트 데이터 패킷을 수신하는 단계;

제 1 직교 커버링 포맷에 따라서 상기 가변 레이트 패킷을 커버링하는 단계;

상기 레이트 표시 신호를 수신하는 단계; 및

제 2 직교 커버링 포맷에 따라서 상기 레이트 표시를 커버링하는 단계를 더 포함하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 방법.

청구항 15

제 14 항에 있어서,

상기 직교 확산된 가변 레이트 데이터 패킷을 수신하는 단계;

상기 롱 코드 의사잡음 (PN) 시퀀스에 따라 상기 직교 확산된 가변 레이트 데이터 패킷을 스팍램블링하는 단계;

상기 직교 확산된 레이트 표시 신호를 수신하는 단계; 및

상기 롱 코드 의사잡음 (PN) 시퀀스에 따라 상기 직교 확산된 레이트 표시 신호를 스팍램블링하는 단계를 더 포함하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 방법.

청구항 16

제 15 항에 있어서,

상기 PN 스팍램블링된 가변 레이트 데이터 패킷 및 상기 PN 스팍램블링된 레이트 표시 신호를 수신하는 단계; 및

제 1 PN 시퀀스 및 제 2 PN 시퀀스에 따라서 상기 PN 스팍램бл링된 가변 레이트 데이터 패킷 및 상기 PN 스팍램블링된 레이트 표시 신호에 대하여 복소 PN 확산을 수행하는 단계를 더 포함하는, 가변 레이트 데이터 패킷의 송신 방법.

청구항 17

가변 레이트 데이터 패킷 및 상기 가변 레이트 데이터 패킷의 레이트를 표시하는 레이트 표시 메시지를 포함하는 신호를 수신하는 시스템으로서,

롱 코드 시퀀스에 따라서 상기 신호를 디스크램블링하는 디스크램블링 수단;

데이터 서브채널 복조 포맷에 따라 상기 수신된 디스크램블링된 신호를 복조하는 제 1 복조 수단;

제어 서브채널 복조 포맷에 따라 상기 수신된 디스크램블링된 신호를 복조하여 복조된 제어 서브채널 신호를 제공하는 제 2 복조 수단; 및

상기 복조된 제어 서브채널 신호로부터 상기 레이트 표시 메시지를 추출하는 디코딩 수단을 구비하는, 수신 시스템.

청구항 18

제 17 항에 있어서,

상기 제어 서브채널 신호는 파일럿 신호 및 레이트 표시 신호를 포함하는, 수신 시스템.

청구항 19

제 18 항에 있어서,

상기 제어 서브채널 신호는 레이트 요청 신호를 더 포함하는, 수신 시스템.

청구항 20

제 17 항에 있어서,

복수의 디코딩 포맷에 따라서 상기 레이트 표시 신호를 디코딩하고, 상기 레이트 표시 신호를 정확하게 디코드하는 디코딩 포맷에 따라서 상기 레이트 표시 신호에 표시된 레이트를 결정하는 레이트 표시 디코딩 수단을 더 구비하는, 수신 시스템.

청구항 21

제 20 항에 있어서,

상기 복수의 디코딩 포맷은 복수의 직교 월쉬 디코딩 포맷을 포함하는, 수신 시스템.

청구항 22

제 20 항에 있어서,

상기 레이트 표시 디코딩 수단은 상관기들의 뱅크를 포함하며, 상기 상관기들 각각은 상이한 레이트 가설에 대응하는 상관기 동작을 수행하는, 수신 시스템.

청구항 23

제 20 항에 있어서,

상기 레이트 표시 디코딩 수단은 정합 필터들의 뱅크를 포함하며, 상기 정합 필터들 각각은 상이한 레이트 가설에 대응하는 상관기 동작을 수행하는, 수신 시스템.

청구항 24

가변 레이트 데이터 패킷 및 상기 가변 레이트 데이터 패킷의 레이트를 표시하는 레이트 표시 메시지를 포함하는 신호를 수신하는 방법으로서,

롱 코드 시퀀스에 따라서 상기 가변 레이트 데이터 패킷을 디스크램블링하는 단계;

데이터 서브채널 복조 포맷에 따라 상기 수신된 신호를 복조하는 단계;

제어 서브채널 복조 포맷에 따라 상기 수신된 신호를 복조하여 복조된 제어 서브채널 신호를 제공하는 단계; 및

상기 복조된 제어 서브채널 신호로부터 상기 레이트 표시 메시지를 추출하는 단계를 포함하는, 수신 방법.

청구항 25

제 24 항에 있어서,

상기 제어 서브채널 신호는 파일럿 신호 및 레이트 표시 신호를 포함하는, 수신 방법.

청구항 26

제 25 항에 있어서,

상기 제어 서브채널 신호는 레이트 요청 신호를 더 포함하는, 수신 방법.

청구항 27

제 24 항에 있어서,

복수의 디코딩 포맷에 따라서 상기 레이트 표시 신호를 디코딩하는 단계; 및

상기 레이트 표시 신호를 정확하게 디코드하는 디코딩 포맷에 따라서 상기 레이트 표시 신호에 표시된 레이트를 선택하는 단계를 더 포함하는, 수신 방법.

청구항 28

제 27 항에 있어서,

상기 복수의 디코딩 포맷은 복수의 직교 월쉬 디코딩 포맷을 포함하는, 수신 방법.

청구항 29

제 27 항에 있어서,

상기 레이트 표시를 디코딩하는 단계는 상이한 레이트 가설에 대응하는 상관기 동작을 수행하는 단계를 포함하는, 수신 방법.

청구항 30

제 27 항에 있어서,

상기 레이트 표시를 디코딩하는 단계는 복수의 정합 필터링 동작을 수행하는 단계를 포함하며, 상기 정합 필터링 동작들 각각은 상이한 레이트 가설에 대응하는 상관기 동작을 수행하는, 수신 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

<1> 본 발명은 통신에 관한 것이다. 특히, 본 발명은 데이터 레이트를 나타내는 신호와 함께 가변 레이트 데이터 패킷들을 송신 및 수신하기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

<2> 코드분할 다중접속 (CDMA) 변조기술들의 사용은 많은 수의 시스템 유저들이 존재하는 통신을 이용하기 위한 몇몇 기술들 중 하나이다. 비록, 시분할 다중접속 (TDMA), 주파수분할 다중접속 (FDMA), 및 진폭 압신 단측파대 (amplitude companded single sideband, ACSSB) 와 같은 AM 변조 구조와 같은 다른 기술들이 공지되었지만, CDMA 는 이들 다른 기술들에 비하여 상당한 장점들을 갖는다. 다중접속 통신시스템에서의 CDMA 기술들의 사용은 본 발명의 양수인에게 양수되고 참고로 여기에 제시되고 "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS" 로 명칭이 부여된 미국특허 제 4,901,307 에 개시되어 있다. 다중접속 통신시스템에서의 CDMA 기술들의 사용은 본 발명의 양수인에게 양수되고 참고로 여기에 제시되고 "SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" 로 명칭이 부여된 미국특허 제 5,103,459 호에 또한 개시되어 있다.

<3> 전술된 미국특허 제 5,103,459 호 ('459 특허)에서, 상이한 가입자국들에 채널화를 제공하기 위하여 직교 월시 코드들의 사용이 설명된다. 이것은 기지국이 기지국의 커버리지 영역에서 복수의 유저들에게 많은 분리된 채널들을 송신하는 것을 가능하게 한다. '459 특허에서, 송신된 직교 월시 채널들 중 하나는 파일럿 채널이고, 이는 다른 직교 월시 채널들 상에서 송신된 트래픽 채널들의 코히어런트 복조를 가능하게 한다. 코히어런트 복조를 할 수 있는 이동국으로부터 CDMA 신호를 송신하기 위한 방법은, 본 발명의 양수인에게 양수되고 참고로 여기에 제시되는, 1997년 5월 14일자로 출원되고, "REDUCED PEAK TO AVERAGE TRANSMIT POWER HIGH DATA RATE IN A CDMA WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM" 으로 명칭이 부여된 미국특허출원 일련번호 제 08/856,428 호 (현재 포기됨)에서 개시되어 있다. 미국특허출원 일련번호 제 08/856,428 호에서, 이동국은 복수의 상이한 채널들을 송신하는데 여기서 각각의 채널들은 쇼트 월시 시퀀스(short Walsh sequence) 를 사용하여 구별된다.

또한, 미국특허출원 일련번호 제 08/856,428 호에서는 QPSK 변조된 신호의 송신시, 퍼크대 평균 비율을 감소시키는 복소 의사잡음 (PN) 확산 방법을 개시하고 있다.

<4> CDMA 시스템은 종종, 데이터 레이트가 하나의 데이터 프레임으로부터 또 다른 것으로 가변될 수 있도록, 데이터

를 인코딩하는 가변 레이트 보코더를 채용한다. 가변 레이트 보코더의 일 실시예가, 본 발명의 양수인에게 양수되고 참고로 여기에 제시되며 "VARIABLE RATE VOCODER"로 명칭이 부여된 미국특허 제 5,414,796 호에서 개시되어 있다. 가변 레이트 통신 채널의 사용은, 송신될 유용한 음성 (speech) 이 없는 경우에 불필요한 송신을 제거함으로써 상호 간섭을 감소시킨다.

<5> 이와 유사하게, CDMA 무선 통신시스템에서는 디지털 데이터의 가변 레이트 송신을 제공하는데 바람직하다. 송신될 많은 양의 디지털 정보가 있는 경우와 지역을 최소화시키는 것이 중요한 경우에, 데이터는 높은 송신 레이트로 송신되어야 한다. 그러나, 송신될 데이터가 더 적거나 지역을 최소화시키는 것이 그리 중요하지 않은 경우에는, 무선 통신시스템에서 디지털 데이터의 송신 레이트를 감소시키는 것이 바람직한데, 그 이유는 최대 송신 레이트보다 낮은 레이트로 송신하는 것은 증가된 범위, 확장된 배터리 수명을 야기시키고 다른 유저들에 대한 간섭을 감소시킬 수 있기 때문이다.

<6> 수신기가 수신된 데이터 프레임의 레이트를 결정하는 기술은 본 발명의 양수인에게 양수되고 참고로 여기에 제시되며 "METHOD AND APPARATUS FOR DETERMINING DATA RATE OF TRANSMITTED VARIABLE RATE DATA IN A COMMUNICATIONS RECEIVER"로 명칭이 부여된 미국특허 제 5,566,206 호에서 개시되어 있다. 또 다른 기술은 본 발명의 양수인에게 양수되고, 참고로 여기에 제시되며, "MULTIRATE SERIAL VITERBI DECODER FOR CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS SYSTEM APPLICATIONS"로 명칭이 부여되고 1993년 9월 24일자로 출원된 미국특허 출원 일련번호 제 08/126,477 호, kindred 등에 의해 1998년 1월 30일자로 발행된 현 미국 특허 제 5,710,784 호에 개시되어 있다.

<7> 이들 기술에 따라, 각각의 수신된 데이터 프레임은 각각의 허용가능한 레이트로 디코딩된다. 각각의 레이트로 디코딩된 각각의 프레임에 대한 디코딩된 심볼들의 품질을 나타내는, 에러 메트릭 (error metric)들은 프로세서에 제공된다. 에러 메트릭스는 주기적 리던던시 체크 (Cyclic Redundancy Check, CRC) 결과들, 야마모토 품질 메트릭 (Yamamoto Quality Metrics), 및 심볼 에러 레이트 (Symbol Error Rates)를 포함할 수 있다. 이들 에러 메트릭스들은 통신시스템에서 공지되어 있다. 프로세서는 에러 메트릭들을 분석하고 인커밍 (incoming) 심볼들이 송신되는 가장 가능성있는 레이트를 결정한다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

<8> 본 발명은 가변 레이트 데이터를 송신 및 수신하기 위한 신규하고 향상된 장치 및 방법을 제공한다.

과제 해결수단

<9> 본 발명의 제 1 실시예에서, 데이터는 선형 피드백 PN 생성기에 의해서 생성된 롱 의사잡음 코드(long pseudonoise code)를 사용하여 확산되는데, 그것의 마스크는 가변 레이트 데이터의 송신 레이트 및 데이터를 송신하는 특정 유저에 따라서 선택된다. 따라서, 수신기에서 어느 마스크가 수신된 파형을 정확히 역화산되도록 허용할 것인지를 확인함으로써, 데이터 레이트는 결정될 수 있다. 본 발명의 제 2 실시예에서 소정 세트의 프리앰블들로부터의 프리앰블은 파일럿 신호로 평처(puncture)되어, 레이트 표시 정보를 제공한다. 제 3 실시예에서, 레이트 표시 신호는, 데이터 패킷의 레이트에 대한 표시의 일부인 한 세트의 직교함수(orthogonal function)들에 따라서 인코딩된다.

<10> 본 발명의 특징, 목적 및 장점들은 동일한 참조부호들이 대응하여 일치하는 도면과 함께 고려되어 이하에서 설명된 상세한 설명으로부터 더욱 명백해질 것이다.

효과

<11> 수신기에서 어느 마스크가 수신된 파형을 정확히 역화산되도록 허용할 것인지를 확인함으로써, 데이터 레이트는 결정될 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<12> 도면들을 참조하여, 도 1은 블럭도 형태로 본발명의 송신장치를 도시한다. 송신되는 데이터 패킷은 주기적 리던던시 체크(CRC) 및 테일 비트 생성기(2)로 제공된다. 데이터 패킷의 데이터의 비트수는, 송신의 유효 레이트 R를 결정한다. CRC 및 테일 비트 생성기(2)는 공지된 방법들에 따라 패리티 비트들과 같은 한 세트의

CRC 비트들을 생성한다. 한 세트의 테일 비트들과 함께 CRC 비트들은 데이터 패킷에 부가된다.

<13> CRC 및 테일 비트들이 부가된 데이터 패킷은 순방향 에러정정 인코더(4)로 제공된다. 인코더(4)는, 콘볼루션 인코더, 리드 솔로먼(Reed Solomon) 인코더 또는 다른 공지된 순방향 에러정정 코더와 같은 임의의 형태의 디지털 순방향 에러정정 인코더일 수 있다. 바람직한 실시예에서, 인코더(4)는 터보 코더(turbo coder)인데, 그 설계는 공지되어 있으며 참고로 여기에 제시되며 "ERROR-CORRECTION CODING METHOD WITH AT LEAST TWO SYSTEMATIC CONVOLUTIONAL CODINGS IN PARALLEL, CORRESPONDING ITERATIVE DECODING METHOD, DECODING MODULE AND DECODER"로 명칭이 부여된 미국특허 제 5,446,747 호에 상세히 개시되어 있다. 인코딩된 패킷은 인터리버(6)로 제공되고, 인터리버는 패킷의 인코딩된 심볼들을 재정렬하여 버스트(burst)에 대한 추가적인 보호를 제공하는 일시적인 다이버시티(temporal diversity)를 제공한다. 그 후, 재정렬된 패킷은 반복 생성기(8)로 제공되는데, 그것은 패킷의 레이트 R과 무관하게 고정된 심볼수의 패킷들을 출력하기 위하여, 패킷의 인터리브된 (interleaved) 심볼들의 리던던트 버전(redundant versions)을 제공한다. 반복 생성기(8)로부터의 패킷은 이득 엘리먼트(10)로 제공되는데, 이득 엘리먼트는 패킷의 레이트 R에 따라서 패킷의 이득을 조정하고, 또한 파일럿 채널과 데이터 채널 사이의 정확한 파워비를 제공하기 위하여 패킷의 이득을 조정한다.

<14> 이득 엘리먼트(10)로부터의 패킷은 서브채널 확산 엘리먼트(12)로 제공된다. 서브채널 확산 엘리먼트(12)는 쇼트 확산 시퀀스(short spreading sequence, W_{data})를 이용하여 패킷을 확산하며, 이것은 수신기가 데이터 채널로부터 파일럿 채널을 분리 가능하게 하는 것이다. 바람직한 실시예에서, 사용된 쇼트 확산 시퀀스들은 쇼트 직교 월시 시퀀스들이다. 역방향 링크 상에 채널화를 제공하기 위하여 쇼트 직교 월시 시퀀스들을 사용하는 것은 전술된 미국특허출원 일련번호 제 08/856,428 호에서 상세하게 개시되어 있다. 서브채널 확산 엘리먼트(12)로부터의 확산된 패킷은 스크램블링 엘리먼트(scrambling element, 18)로 제공된다. 스크램블링 엘리먼트(18)는 롱 코드 생성기(16)에 의해서 생성된 의사잡음(PN) 시퀀스에 따라서 패킷을 스크램블한다.

<15> 도 2에 롱 코드 생성기(16)의 일 실시예가 도시된다. 패킷은 탭(tab) 및 합산 엘리먼트와 연관된 선형 시프트 레지스터로 구성된 IIR 필터(50)로부터 도출된 의사잡음(PN) 시퀀스를 사용하여 커버된다. 바람직한 실시예에서, IIR 필터(50)는 42 탭 IIR 필터인데, 그것은 "듀얼모드 와이드밴드 확산 스펙트럼 셀룰러 시스템에 대한 이동국-기지국 호환성 표준"으로 명칭이 부여된, 원격통신 산업협회 표준 TIA/EIA/IS-95-A에서, 역방향 링크 송신의 스크램블링에 사용된다.

<16> IIR 필터(50)로부터의 출력들은 AND 게이트(52)들의 일 뱅크로 제공된다. IIR 필터(50)의 각각의 출력은 42 비트 롱 코드 마스크와 AND 연산된다. AND 연산의 결과는 모듈로-2 부가 수단(54)으로 제공되는데, 그것은 합 연산을 수행하여 시리얼 출력으로서 롱 코드 시퀀스를 출력한다. 이런 방식으로 생성된 롱 코드는 공지되어 있는 중요한 자기상관 특성(autocorrelation characteristics)을 갖는다. 이 방식의 롱 코드들은 하나의 이동국을 또 다른 이동국과 구별하기 위하여 셀룰러 CDMA 시스템들에서 사용된다. 두 개의 별개의 롱 코드 마스크가 사용되는 경우, 결과적인 두 개의 롱 코드 시퀀스들은 상관되지 않거나 적어도 매우 제한된 상관을 갖는다. 본 발명은 레이트 정보를 인코딩하기 위하여, 생성된 롱 코드들의 이 특성을 이용한다.

<17> 도 3에서 도시된 것처럼, 본 발명에서 예시적인 42 비트 롱 코드 마스크는, 송신 레이트를 식별하는 n 비트와 유저를 식별하기 위하여 사용되는 42-n 비트를 포함한다. 예를 들면, 만일 가능한 송신 레이트가 2개라면, 송신 레이트를 식별하는데 있어서 단일 비트(n=1)면 충분하다. 만일 가능한 송신 레이트가 3 또는 4개라면, 레이트를 지정하기 위하여 두 개의 비트(n=2)가 필요할 것이다. 도 3에서, 송신 레이트를 식별하는 비트들은 최상위 비트(most significant bits, MSBs)들이지만, 임의의 비트들이 동등하게 적용 가능할 것이고, 심지어 레이트를 식별하는 비트들은 연속적일 필요가 없다.

<18> 도 1를 참조하여, 레이트에 관한 정보는 마스크 선택기(14)로 제공되는데, 그것은 송신 원격국(transmitting remote station)의 주체(identity) 및 레이트 정보 R에 따라 마스크를 제공한다. 마스크 선택기(14)는 송신되는 패킷의 레이트에 따라 검색되는 마스크 코드들을 저장하는 RAM 또는 ROM 장치와 같은 메모리 장치를 사용하여 구현될 수 있다. 선택된 마스크는 롱 코드 생성기(16)로 제공되는데, 그것은 생성된 롱 코드를 스크램블링 엘리먼트(18 및 22)로 제공한다.

<19> 바람직한 실시예에서, 원격국은 파일럿 채널 및 데이터 채널 둘 다를 송신하며, 파일럿 채널은 송신된 신호의 코히어런트 복조를 가능하게 한다. 본 발명은 수반되는 파일럿 채널과 함께 데이터 채널을 송신하는 시스템으로 제한되지 않고 또한 역방향 링크 송신으로 제한되지도 않는다. 본 발명은 수신기가 송신의 레이트를 선형적으로 알지 못하고 데이터가 의사잡음 시퀀스를 이용하여 스크램블되는 임의의 가변레이트 송신 시스템에 동

등하게 적용 가능하다.

<20> 한 세트의 파일럿 신호 비트는 서브채널 확산 엘리먼트(20)로 제공된다. 파일럿 신호는 정보를 운반하지 않고 바람직한 실시예에서는 단순히 영(zero)의 스트링(string)이다. 파일럿 비트들은 쇼트 월시 시퀀스 W_{pilot} 에 대해서 확산되며, W_{pilot} 는 위 예시적인 실시예에서의 W_{data} 와 직교하며, 파일럿 채널을 데이터 채널로부터 구별하기 위하여 사용된다. 서브채널 확산 패킷은 스크램블링 엘리먼트(22)로 제공되는데, 그것은 이전에 설명된 것처럼 롱 코드 생성기(16)에 대해서 생성된 롱 코드에 따라서 패킷을 스크램블한다.

<21> 스크램블링 엘리먼트(18 및 22)로부터의 PN 스크램블된 패킷들은 복소 PN 확산 수단(24)으로 제공되는데, 이것은 전술된 미국특허출원 일련번호 제 08/856,428 호에서 개시된 것처럼 복소 확산 동작을 수행한다. 입력 I 및 Q는 입력 의사잡음 시퀀스 PN_i 및 PN_q 에 대해서 복소 확산되어 다음을 식들에 따라 출력 I 및 Q를 제공한다.

$$I = I'PN_I - Q'PN_Q \quad (1)$$

$$Q = I'PN_Q + Q'PN_I \quad (2)$$

<24> 복소 PN 확산 수단(24)으로부터의 출력은 베이스밴드 필터(BBF, 26 및 28)로 제공되는데, 이것은 결과적인 파형의 적절한 필터링을 제공한다. 필터링된 파형들은 업컨버전 엘리먼트(upconversion element, 30 및 32)로 제공되고 QPSK 변조 포맷에 따라 캐리어 주파수 (f_c)로 업컨버트된다. 두 개의 업컨버트된 파형들은 합산 엘리먼트(34)에서 합산되고, 그 출력은 송신기(TMTR, 36)로 제공되는데, 송신기는 신호를 증폭 및 필터링하여 송신을 위한 안테나(38)로 제공한다.

<25> 도 4는 도 1에 따라서 송신된 파형을 수신하기 위한 제 1 수신기 시스템을 도시한다. 신호는 안테나(100)에서 수신되고 수신기(RCVR, 102)로 제공되는데, 수신기는 수신된 신호를 필터링하고 증폭한다. 그 후, 수신된 신호는 다운컨버터(104 및 106)로 제공되는데, 그것은 수신된 신호를 공지된 QPSK 다운 컨버전 방법론에 따라 다운 컨버트한다. 다운 컨버트된 신호들의 I 및 Q 성분들은 베이스밴드 필터들(BBF, 108 및 110)로 제공되는데, 그것은 신호를 필터링하고 베이스밴드 신호를 복소 PN 역확산 수단(112)으로 제공한다. 복소 PN 역확산 수단(112)의 구현은 전술된 미국특허출원 일련번호 제 08/856,428 호에서 상세하게 개시되고 상기 식 1 및 2에서 설명된 PN 확산을 제거한다.

<26> 다시, 바람직한 실시예는 두 개의 가능한 레이트들 사이의 구별을 위한 방법을 예시한다. 당업자는 도시된 수신기 구조가, 복조기/디코더 엘리먼트(114)의 수를 증가시킴으로써 가능성 있는 임의의 레이트수로 확장될 수 있다는 것을 이해할 것이다. 바람직한 실시예에서, 복소 역확산 패킷 데이터는 복조기/디코더(114a 및 114b)로 제공된다. 당업자는 높은 레이트로 실행되는 하나의 하드웨어 엘리먼트로 복조가 실행될 수 있다는 것을 이해할 것이다. 더욱이, 수신기는 상이한 레이트 가설(rate hypothesis)에 대응하는 상이한 롱 코드 마스크를 사용하여 파일럿을 디스크램블(descramble)할 수 있고, 각각의 가설을 이용함으로써 얻어진 결과적인 에너지를 추정할 수 있다.

<27> 복조기/디코더(114a)는 제 1 레이트 가설에 연관된 롱 코드 마스크를 이용하여 데이터를 복조하고, 복조기/디코더(114b)는 제 2 레이트와 연관된 롱 코드 마스크를 이용하여 데이터를 복조한다. 전술된 것처럼, 두 개의 레이트 가설들에 대응하는 두 개의 롱 PN 코드들은 상관되지 않을 것이다. 정확한 롱 코드 마스크(정확한 레이트 가설에 대응함)를 사용하는 데이터의 복조 및 디코딩은 정확하게 복조하고 디코드하는 한편, 부정확한 롱 코드 마스크(부정확한 레이트 가설에 대응함)를 사용하는 데이터의 디코딩은 부정확하게 복조하고 디코드할 것이다. 데이터의 정확한 가설에 대응하는, 정확한 복조 및 디코딩은 CRC 체크 및 선택기(140)에 대해서 검출될 것이다. CRC 체크 및 선택기 엘리먼트(140)는 디코딩된 데이터 추정값들로부터 한 세트의 CRC 비트들을 생성하고, 그것들을 디코딩된 CRC 추정값들과 비교할 것이다. 만일 생성된 CRC 비트들이 디코딩된 CRC 추정값들과 부합하면, 그 레이트에서의 데이터는 유저로 제공될 것이다.

<28> 복조기/디코더(114)의 세부사항을 살펴보면, 복소 PN 역확산 패킷들은 디스크램블링 엘리먼트(118 및 120)로 제공된다. 패킷들은, 송신 프로세스에 관하여 설명된 것과 같은 가능한 레이트들의 세트로부터의 레이트, 및 이동국에 대응하는 롱 코드 마스크에 따라 롱 코드들을 생성하는 롱 코드 생성기(116)에 의해 생성된 롱 PN 코드들에 따라 디스크램블링된다. 디스크램블링 엘리먼트(118 및 120)로부터의 디스크램블링된 데이터 패킷들은 서브채널 역확산 엘리먼트(122, 124, 126 및 128)로 제공되는데, 여기서는 수신된 데이터 스트림으로부터 월

시 서브채널 커버링을 제거한다. 서브채널 역학산 엘리먼트(122 및 124)는 데이터 서브채널 월시 시퀀스(W_{data})에 따라 디스크램블링된 데이터로부터 데이터 서브채널 커버링을 제거한다. 서브채널 역학산 엘리먼트(126 및 128)는 파일럿 서브채널 월시 시퀀스(W_{pilot})에 따라 디스크램бл링된 데이터로부터 파일럿 서브채널 커버링을 제거한다.

<29> 서브채널 역학산 엘리먼트(126 및 128)로부터의 출력은 파일럿 필터(132)로 제공되며, 파일럿 필터(132)는 수신된 파일럿 신호 상의 잡음의 효과를 감소시키기 위하여 신호상에 이동 평균 필터링 동작(moving average filtering operation)을 수행한다. 파일럿 필터(132)로부터의 I 및 Q 성분들은 도트 프로덕트 회로(130)로 제공되며, 이는 QPSK 데이터 채널의 코히어런트 복조를 수행한다. 도트 프로덕트 엘리먼트들의 설계는 공지되어 있고, 본 발명의 양수인에게 양도되고 참고로 여기에 제시되며, "PILOT CARRIER DOT PRODUCT CIRCUIT" 으로 명칭이 부여된 미국특허 제 5,506,865 호에서 상세히 개시되어 있다.

<30> 도트 프로덕트 엘리먼트(130)로부터의 복조된 데이터 신호는 반복 결합기(134)에 제공된다. 반복 결합기(134)는 복조/디코더(114)에 의해서 테스트되는 레이트 가설에 따라서 패킷에서 반복된 심볼들을 결합한다. 디인터리버(136)는 레이트 의존 디인터리빙 포맷(rate dependent deinterleaving format)에 따라서 심볼들을 재정렬하고 재정렬된 심볼들을 제공한다. 재정렬된 심볼들은 심볼들을 디코드하는 디코더(138)로 제공된다. 바람직한 실시예에서, 디코더(138)는 터보 디코더이고, 그 구현은 공지되어 있으며 미국특허 제 5,446,747 호에서 상세히 개시되어 있다. 본 발명은 트렐리스(trellis) 디코더 및 블록 디코더 같은 다른 디코더 구조에 동등하게 적용 가능하다.

<31> 복조기/디코더(114a 및 114b)로부터 디코딩된 데이터 패킷들은 CRC 체크 및 선택기(140)로 제공된다. 바람직한 실시예에서, CRC 비트들이 체크되고 CRC 체크를 보내는 데이터는 정확한 레이트에서 복조되고 디코딩된 데이터로서 출력된다. 본 발명은 또한 복조기/디코더(138)에 의한 심볼 정정(symbol correction)의 수에 의존하는 심볼 에러 레이트(SER)의 사용, 상이한 통 코드 마스크들에 의한 역학산에 후속하여 수신된 파일럿 에너지의 추정값, 또는 복조기/디코더(138)로부터의 축적된 메트릭(accumulated metric)의 사용을 포함하는 것들과 같은 패킷 선택을 위한 다른 방법들의 사용을 예상한다.

<32> 도 5 는 도 1 에 따라 송신된 파형을 수신하기 위한 제 2 수신기 시스템을 도시한다. 신호는 안테나(200)에서 수신되고 수신기(RCVR, 202)로 제공되는데, 수신기는 수신된 신호를 필터링하고 증폭한다. 그 후 수신된 신호는 다운컨버터(204 및 206)로 제공되는데, 이것은 수신된 신호를 공지된 바와 같은 QPSK 다운컨버전 방법론에 따라 다운컨버트한다. 다운컨버트된 신호들의 I 및 Q 성분들은 베이스밴드 필터(BBF, 208 및 210)로 제공되는데, 이것은 신호를 필터링하고 베이스밴드 신호를 복소 PN 역학산 수단(212)으로 제공하며, 여기서는 의사 잡음 시퀀스 PN_I 및 PN_Q 에 따라 신호들을 역학산한다. 복소 PN 역학산 수단(212)의 구현은 전술된 미국특허 출원 일련번호 제 08/856,428 호에서 상세하게 개시되어, 상기 식 1 및 2에서 설명된 PN 확산을 제거한다.

<33> 다시, 바람직한 실시예는 두 개의 가능한 레이트들 사이의 구별을 위한 방법을 예시한다. 당업자는 도시된 수신기 구조가 복조기 엘리먼트(214)의 수를 증가시킴으로써 가능성 있는 레이트들의 임의의 수로 확장될 수 있다는 것을 이해할 것이다. 바람직한 실시예에서, 복소 PN 역학산 패킷 데이터는 복조기(214a 및 214b)로 제공된다.

<34> 복조기(214a)는 제 1 데이터 레이트 가설에 연관된 통 코드 마스크를 이용하여 데이터를 복조하고, 복조기(214b)는 제 2 데이터 레이트 가설에 연관된 통 코드 마스크를 사용하여 데이터를 복조한다. 전술된 것처럼, 두 개의 레이트 가설에 대응하는 두 개의 통 PN 코드는 상관되지 않을 것이다. 정확한 통 코드 마스크(정확한 레이트 가설에 대응)를 사용하는 데이터의 복조는 정확하게 복조하여 높은 에너지의 복조된 신호를 생산하는 한편, 부정확한 통 코드 마스크(부정확한 레이트 가설에 대응)를 사용하는 데이터의 디코딩은 부정확하게 복조하여 낮은 에너지의 잡음을 생산할 것이다. 정확한 레이트 가설에 대응하는 정확한 복조는 선택기(236)에 의해 해서 검출될 것인데, 여기서 두 개의 복조된 데이터 스트림의 에너지들을 비교할 것이다.

<35> 선택기 엘리먼트(236)는 정확히 복조된 데이터 패킷을 반복 결합기(238)로 제공할 것이며, 이는 수신된 데이터의 검출된 레이트에 따라 데이터를 결합시킨다. 결합된 심볼들은 디인터리버(240)로 제공되며, 디인터리버(240)는 결정된 레이트에 기초하여 선택된 디인터리빙 포맷에 따라 심볼들을 재정렬한다. 재정렬된 심볼들은 디코더(242)로 제공되는데, 여기서는 소정의 에러정정 포맷에 따라 심볼들을 디코드한다. 바람직한 실시예에서, 본 발명이 트렐리스 또는 블록 디코더들과 같은 다른 디코더들에 동등하게 적용 가능할지라도, 디코더(242)는 터보 디코더이다. 그 후 디코딩된 데이터 패킷은 유저로 출력된다.

- <36> 복조기(214)의 세부사항을 살펴하면, 복소 PN 역학산 패킷들은 디스크램블링 엘리먼트(218 및 220)로 제공된다. 패킷들은 송신 프로세스에 관하여 설명된 바와 같은 가능성 있는 레이트들의 세트로부터의 일 레이트에 대응하는 롱 코드 마스크에 따라 롱 코드들을 생성하는 롱 코드 생성기(216)에 의해 생성된 롱 PN 코드들에 따라 디스크램블링된다.
- <37> 디스크램블링 엘리먼트(218 및 220)로부터의 디스크램블링된 데이터 패킷들은 서브채널 역학산 엘리먼트(222, 224, 226 및 228)로 제공되는데, 여기서는 수신된 데이터 스트림으로부터 월시 서브채널 커버링을 제거한다. 서브채널 역학산 엘리먼트(222 및 224)는 데이터 서브채널 월시 시퀀스(W_{data})에 따라서 디스크램블링된 데이터로부터 데이터 서브채널 커버링을 제거한다. 서브채널 역학산 엘리먼트(226 및 228)는 파일럿 서브채널 월시 시퀀스(W_{pilot})에 따라 디스크램블링된 데이터로부터 파일럿 서브채널 커버링을 제거한다.
- <38> 서브채널 역학산 엘리먼트(226 및 228)로부터의 출력은 파일럿 필터(232)로 제공되는데, 이것은 수신된 파일럿 신호 상의 잡음의 효과를 줄이기 위하여 신호 상에 이동 평균 필터링 동작을 수행한다. 파일럿 필터(232)로부터의 I 및 Q 성분들은 도트 프로덕트 회로(230)로 제공되는데, 이것은 QPSK 데이터 채널의 코히어런트 복조를 수행한다. 도트 프로덕트 엘리먼트의 설계는 공지되어 있고, 본 발명의 양수인에게 양수되고 참고로 여기에 제시되며, "PILOT CARRIER DOT PRODUCT CIRCUIT"로 명칭이 부여된 미국특허 제 5,506,865 호에서 상세히 개시되어 있다.
- <39> 도트 프로덕트 엘리먼트(230)로부터의 복조된 데이터 신호는 에너지 계산기(234) 및 선택기(236)로 제공된다. 에너지 계산기(234)는 복조된 패킷의 에너지를 계산하고 에너지 값을 선택기(236)로 제공한다. 선택기(236)는 가장 큰 에너지량을 갖는 복조된 패킷을 선택한다. 선택된 패킷은 반복 결합기(238)로 제공되는데 이것은 리던던트 심볼 에너지들을 결합하고 결합된 에너지들을 디인터리버(240)로 제공한다. 디인터리버(240)는 결합된 심볼 에너지들을 재정렬하고 그들을 디코더(242)로 제공한다. 디코더(242)는 데이터를 디코딩하고 그것을 유저로 제공한다.
- <40> 도 6는 본 발명의 제 2 바람직한 실시예에 대한 송신 시스템을 도시한다. 본 발명의 제 2 실시예에서, 각각의 데이터 패킷은 송신된 패킷의 데이터 레이트를 나타내는 프리앰블과 함께 송신된다. 데이터 패킷은 CRC 및 테일비트 생성기(300)로 제공된다. CRC 및 테일비트 생성기(300)는 한 세트의 리던던트 체크비트들을 생성하고, 그들 체크비트들을 한 세트의 테일비트들과 함께 패킷에 부가한다.
- <41> CRC 및 테일비트 생성기(300)에 의해 출력된 패킷은 인코더(302)로 제공되는데, 이것은 패킷에 순방향 에러 코딩을 수행한다. 바람직한 실시예에서, 인코더(302)는 터보 인코더이다. 인코딩된 심볼들은 인터리버(304)로 제공되는데, 이것은 소정의 인터리빙 포맷에 따라 심볼들을 재정렬한다. 재정렬된 심볼들은 반복 생성기(306)로 제공되는데, 이것은 한 세트의 리던던트 심볼들을 생성하여 패킷의 데이터 레이트와 무관하게 고정된 심볼수의 일 패킷을 출력한다.
- <42> 반복 생성기(306)로부터의 패킷은 이득조절수단(308)으로 제공되는데, 이것은 역방향 링크 신호의 적절한 송신을 위하여 요구되는 E_b/N_0 및 패킷의 데이터 레이트에 기초하여 패킷의 이득의 조절한다. 이득 조절된 패킷은 멀티플렉서(312)로 제공된다. 바람직한 실시예에서, 멀티플렉서(312)는 프레임의 제 1 부분을 오버라이팅함으로써, 레이트 표시 프리앰블을 데이터 패킷으로 평처(puncture)하는 단순한 스위칭 동작을 수행한다. 오버라이팅된 데이터는 수신기에서 순방향 정정 디코더에 의해 복구될 수 있다. 대체예에서, 패킷 길이는 어떠한 데이터도 프리앰블에 의해서 오버라이트되도록 요구되지 않도록 조절될 수 있다.
- <43> 본 발명의 현 실시예에서, 레이트 표시 프리앰블의 세트는 송신되는 패킷의 데이터 레이트에 따라 가변하는 길이를 갖는다. 바람직한 실시예에서, 패킷의 데이터 레이트가 낮을수록 패킷에 포함된 프리앰블이 더 길어질 것이다. 바람직한 실시예에서, 가능성 있는 레이트 세트는 2의 인자에 의해 서로 상이한데, 예를 들면, 9.6 Kbps, 19.2 Kbps, 38.4 Kbps 및 76.8 Kbps이다. 바람직한 실시예에서, 프리앰블의 길이는 패킷의 데이터 레이트에 반비례하여 변경된다. 이런 식으로 프리앰블에 의해서 오버라이트된 패킷에서의 데이터의 비는, 데이터 레이트의 함수로서 송신되는 패킷의 가변적인 주기로 인해 일정하게 유지된다.
- <44> 도 7a 내지 도 7d에는, 4개의 프리앰블들의 예시적인 일 세트가 도시된다. 바람직한 실시예에서, 도 7a는 레이트 세트에서 가장 높은 가능성 있는 레이트(즉, 76.8 Kbps)에 대한 제안된 프리앰블을 도시한다. 도 7b는 레이트 세트에서 두 번째 높은 가능성 있는 레이트(즉, 36.4 Kbps)에 대한 제안된 프리앰블을 도시한다. 도 7c는 레이트 세트에서 세 번째로 높은 가능성 있는 레이트(즉, 19.2 Kbps)에 대한 제안된 프리앰블을 도시한다.

한다. 도 7d 는 레이트 세트에서 가장 낮은 가능성 있는 레이트(즉, 9.6 Kbps)에 대한 제안된 프리앰블을 도시한다.

<45> 제안된 프리앰블 구조에 관하여 관찰되는 중요한 특징은 프리앰블 시퀀스들은 선택된 시간주기에 걸쳐 직교적이라는 것이다. 예를 들면, 도 7a 에 도시된 프리앰블 시퀀스는 기간(0 내지 4T)의 주기에 걸쳐 도 7b, 7c 및 7d 에 도시된 프리앰블 시퀀스들과 직교한다. 유사하게, 도 7b 에 도시된 프리앰블 시퀀스는 기간(0 내지 8T)의 주기에 걸쳐 도 7c 및 7d 에 도시된 프리앰블 시퀀스들에 직교한다. 마지막으로, 도 7c 에 도시된 프리앰블 시퀀스는 기간(0 내지 16T)의 주기에 걸쳐 도 7d 에 도시된 프리앰블 시퀀스에 직교한다. 프리앰블 패형의 직교성의 이점은, 프리앰블의 겹출을 더욱 정밀하게 함으로써, 수신기에서 실현될 수 있는데, 그 이유는 두 직교 시퀀스들 사이의 상관이 영(zero)이기 때문이다. 따라서, 정합 필터와 같은 상관기를 통하여 프리앰블 시퀀스를 보내는 것은, 정확한 프리앰블 레이트 가설을 제외하는 모든 프리앰블 레이트 가설에 대하여 0에 너지를 생산할 것이다. 도 7e-7h 는 도 7a-7d 에 도시된 것과 동일한 직교 특성을 명시하는 제안된 프리앰블 패형들의 대체적인 세트를 도시한다.

<46> 도 6 을 다시 참조하면, 데이터 패킷은 월시 시퀀스 W_{data} 에 따라 패킷을 커버하는 서브채널 확산 엘리먼트(310)에 제공된다. 또한, 레이트 표시 신호는 서브채널 확산 엘리먼트(311)에 의해서 월시 커버링된다. 데이터 신호와 프리앰블 신호는 멀티플렉서(312)에 의해서 결합된다. 대체 실시예에서, 데이터 패킷은 월시 커버링 동작을 수행하기 전에 프리앰블과 결합될 수 있다. 그 후 결합된 월시 커버된 패킷은 스크램블링 수단(314)으로 제공되는데, 이것은 롱 코드 생성기 및 마스크(316)에 의해서 제공된 롱 코드 시퀀스에 따라 패킷을 스크램블한다. 롱 코드는 원격국에 유일하게 할당되고, 소정의 기지국과 동시에 통신하는 상이한 원격국들의 송신을 구별하기 위하여 사용된다.

<47> 파일럿 신호의 변조에서, 한 세트의 소정의 파일럿 심볼들은 월시 커버링 수단(318)으로 제공된다. 바람직한 실시예에서, 파일럿 심볼 시퀀스는 모두 영(zero)인 스트링이다. 월시 커버링 수단(318)은 월시 시퀀스 W_{pilot} 에 따라 파일럿 심볼들을 커버한다. 월시 커버된 파일럿 심볼들은 스크램블링 수단(320)으로 제공되는데, 이것은 롱 코드 생성기 및 마스크(316)로부터의 롱 PN 시퀀스에 따라 월시 커버된 파일럿 심볼들을 스크램블한다. 스크램블러(314 및 320)로부터의 출력들은 의사잡음 시퀀스 PN_I 및 PN_Q 와 함께 복소 PN 확산 엘리먼트(322)로 입력된다. 복소 PN 확산 엘리먼트(322)는 상기 식 1 및 2에 따라 입력신호에 대한 복소 PN 확산을 수행한다.

<48> 복소 PN 확산 엘리먼트(322)로부터의 I 및 Q 채널 출력들은 베이스밴드 필터들(BBF, 324 및 326)로 제공된다. 베이스밴드 필터(324 및 326)는 베이스밴드 신호들을 필터링하고 필터링된 신호들을 업컨버터(328 및 330)로 제공한다. 업컨버터(328 및 330)는 QPSK 변조 포맷에 따라 신호를 업컨버트하고, 여기서 결과적인 업컨버트된 신호들은 서로 90 도만큼 위상차가 있다. 업컨버트된 신호들은 합산엘리먼트(332)에서 합산되고 송신기(TMTR, 334)로 제공되는데, 여기서 신호가 증폭되고 필터링되며 안테나(336)를 통하여 송신된다.

<49> 도 8 는 제 2 실시예의 수신기 시스템을 도시한다. 신호는 안테나(400)에서 수신되고 수신기(RCVR, 402)로 제공되는데, 수신기는 수신된 신호를 필터링하고 증폭한다. 그 후 수신된 신호는 다운컨버터(404 및 406)로 제공되는데, 이것은 수신된 신호를 공지된 바와 같은 QPSK 다운컨버전 방법론에 따라 다운컨버트시킨다. 다운컨버트된 신호들의 I 및 Q 성분들은 베이스밴드 필터(BBF, 408 및 410)로 제공되는데, 이것은 신호를 필터링하고 베이스밴드 신호들을 복소 PN 역확산 엘리먼트(412)로 제공한다. 복소 PN 역확산 엘리먼트(412)의 구현은 전술된 미국특허출원 일련번호 제 08/856,428 호에 상세히 개시되고, 상기 식 1 및 2에 개시된 복소 PN 확산을 제거한다.

<50> 역확산된 I 및 Q 신호들은 디스크램블링 엘리먼트(416 및 418)로 제공된다. 디스크램블링 엘리먼트(416 및 418)는 롱 코드 및 마스크 생성기(414)에 의해서 제공된 롱 코드에 따라 신호들을 디스크램블한다. 디스크램블링된 I 및 Q 신호들은 디스크램블링 엘리먼트(416 및 418)에 의해서 서브채널 역확산 엘리먼트(426, 428, 430 및 432)로 제공되는데, 여기서는 수신된 신호로부터 월시 서브채널 커버링을 제거한다. 서브채널 역확산 엘리먼트(426 및 428)는 데이터 서브채널 월시 시퀀스(W_{data})에 따라 디스크램블링된 데이터로부터 데이터 서브채널 커버링을 제거한다. 서브채널 역확산 엘리먼트(430 및 432)는 파일럿 서브채널 월시 시퀀스(W_{pilot})에 따라 디스크램블링된 데이터로부터 파일럿 서브채널 커버링을 제거한다.

<51> 서브채널 역확산 엘리먼트(430 및 432)로부터의 출력은 파일럿 필터(434)로 제공되는데 이것은 수신된 파일럿 신호상의 잡음의 효과를 감소시키기 위하여 신호 상에 이동 평균 필터링 동작을 수행한다. 파일럿 필터(434)

4)로부터의 I 및 Q 성분은 도트 프로덕트 회로(436)로 제공되는데, 이것은 QPSK 데이터 채널의 코히어런트 복조를 수행한다. 도트 프로덕트 엘리먼트의 설계는 공지되어 있고 본 발명의 양수인에게 양수되고 참고로 여기에 제시되며, "PILOT CARRIER DOT PRODUCT CIRCUIT"로 명칭이 부여된 미국특허 제 5,506,865 호에 상세히 개시되어 있다.

<52> 도트 프로덕트 엘리먼트(436)로부터의 복조된 데이터 신호는 디멀티플렉서(De-Mux, 420)로 제공된다. 디멀티플렉서(420)는 처음에 데이터를 프리앰블 검출기(424)로 출력한다. 프리앰블 검출기(424)는 역학산된 프리앰블에 의해서 표시된 레이트를 결정한다. 프리앰블 검출기의 많은 구현들이 가능하다. 예를 들면 프리앰블 검출기(424)는 정합 필터들이나 다른 상관기들의 일뱅크를 사용하여 구현될 수 있다. 소정 세트의 프리앰블들 중 하나와 충분한 상관 에너지를 갖는 프리앰블을 발견한 후, 레이트는 성공적으로 검출된 것으로 선언된다. 대체 실시예에서, 프리앰블은 비코히어런트적으로(noncoherently) 검출될 수 있는데, 그 경우 역학산된 데이터는 서브채널 역학산 엘리먼트(426 및 428)로부터 디멀티플렉서(420)를 통하여 프리앰블 검출기로 직접 제공된다.

<53> 후보 프리앰블들 중 하나의 성공적인 검출후, 프리앰블 검출기(424)는 검출된 레이트를 나타내는 신호를 반복 결합기(438), 디인터리버(440) 및 디코더(442)로 송신하는데, 이들은 이 정보에 따라서 그들의 동작을 수행한다.

또한, 프리앰블 메시지의 종료를 검출한 후, 프리앰블 검출기는 프리앰블의 종료의 검출을 나타내는 신호를 디멀티플렉서(420)로 송신하는데, 이에 응답하여 디멀티플렉서(420)는 역학산된 데이터를 반복 결합기(438)로 출력하기 시작한다.

<54> *반복 결합기(438)는 수신된 패킷의 검출된 레이트에 따라, 패킷에서 반복된 심볼 에너지들을 결합한다. 결합된 심볼 에너지들은 디인터리버(440)로 제공되는데, 여기서는 프리앰블 검출기(424)로부터의 레이트 신호에 따라 선택된 디인터리빙 포맷에 따라 심볼 에너지들을 재정렬한다. 재정렬된 심볼들은 디코더(442)로 제공되는데 이것은 심볼들을 디코드한다. 바람직한 실시예에서, 디코더(442)는 터보 디코더이며, 그 구현은 공지되어 있고 미국특허 제 5,446,747 호에 상세히 개시되어 있다. 본 발명은 트렐리스 디코더 및 블록 디코더들과 같은 다른 디코더 구조들에 동등하게 적용 가능하다. 디코딩된 데이터 추정값들은 디코더(442)에 의해 유저로 출력된다.

<55> 도 9 는 가변 레이트 데이터를 송신하기 위한 본 발명의 바람직한 실시예인 원격국 (554) 을 도시한다. 바람직한 실시예에서, 상이한 데이터 레이트의 패킷들은 상이한 정보 비트수를 포함하지만, 동일한 주기의 시간(즉, 2 프레임= 32 슬롯 = 53msec)에 이른다. 데이터 송신 시스템은 다시 데이터 채널과 구별되는 제어 채널을 송신한다. 본 발명의 제 3 실시예에서, 제어 채널은 세 가지 형태의 정보를 포함하는데, 이들은 함께 시간 멀티플렉스된다. 제어 채널상에 제공된 첫 번째 형태의 정보는 파일럿 신호이다. 두 번째는 제어 채널 정보와 함께 동시에 송신되는 데이터 패킷의 레이트를 표시하는 레이트 표시 메시지이다. 세 번째는 기지국이 그 레이트까지 데이터를 제공하는 것을 서브하기 위하여, 원격국에 의해서 요청된 레이트 요청 메시지이다.

<56> 바람직한 실시예에서, 레이트 요청 정보는 원격국이 원격국으로 데이터가 다운로드되기를 바라는 레이트, 및 원격국이 데이터 송신을 수행하기를 바라는 기지국 또는 기지국 섹터에 대한 표시를 나타낸다. 바람직한 실시예에서, 기지국 또는 섹터의 소정의 세트중 어느 기지국 또는 섹터에 대한 표시는, 원격국으로 송신하도록 추구된 기지국에 의해서 적절히 디코드되기만 할 확산함수에 기초한다.

<57> 월시함수를 식별하는 경우, 위첨자는 월시함수의 오더(order)를 식별하고, 아래첨자는 그 오더의 월시함수의 인덱스를 식별한다. 표 1-3 는 이하에서 현 명세서에서 사용된 월시 함수를 제공한다.

<58> 표 1

<59>

W_0^2	00
W_1^2	00

<60>

표 2

<61>

W_0^4	0000
W_1^4	0101
W_2^4	0011
W_3^4	0110

<62>

표 3

<63>

W_0^8	0000 0000
W_1^8	0101 0101
W_2^8	0011 0011
W_3^8	0110 0110
W_4^8	0000 1111
W_5^8	0101 1010
W_6^8	0011 1100
W_7^8	0110 1001

<64>

이전의 두 실시예와 같이, 파일럿 채널 심볼들은 단순히 소정의 시퀀스이다. 바람직한 실시예에서, 파일럿 심볼들은 멀티플렉서(MUX, 500)로 제공되는 모두 영의 스트링이다. 바람직한 실시예에서, 레이트 표시 신호는 배직교(biorthogonal) 파형이다. 따라서, 월시 커버링 엘리먼트(502)로의 입력은 바이너리 값이고, 그 스위칭은 결과적인 파형의 반전을 야기시킨다. 월시 커버링 엘리먼트(502)로부터의 심볼들은 월시 커버링 엘리먼트(504)로 제공되는데, 이것은 데이터의 제 2 월시 커버링을 제공하며, 여기서는 사용된 월시 커버의 인덱스(indice)가 레이트 표시값의 제 2 부분을 제공한다. 바람직한 실시예에서, 제 2 월시 커버링은 8 개의 상이한 형태를 할 수 있는데, 이것은 입력 비트와 조합되어 최대 16개의 상이한 레이트까지의 지정을 허용한다. 월시 커버링 엘리먼트(504)로부터의 월시 심볼들은 멀티플렉서(500)로 제공된다. 바람직한 실시예에서, 레이트 표시는 역방향 링크 패킷에 의해 스팬된 32 개의 연속적인 슬롯(2 프레임)에 대하여 매 슬롯마다 한 번 파일럿 심볼들로 평쳐링된다. 이는 페이딩 환경에서 시간 다이버시티를 제공한다.

<65>

레이트 요청 메시지로 넘어가서, 바람직한 실시예는 최대 16 의 가능한 순방향 링크(기지국으로부터 원격국까지) 데이터 레이트의 지정을 제공한다. 4 비트의 인덱스가 블럭 인코더(506)로 제공된다. 바람직한 실시예에서, 블럭 인코더(506)는 (8,4,4) 블록 코드를 사용하여 4 비트의 입력을 8 개의 가능성 있는 월시 심볼들 또는 그들의 역 심볼들의 세트로 매핑(map)하는데, 그 설계 및 구현은 공지되어 있다. 그 후 블록 인코딩된 레이트 요청은 반복 생성기(508)로 제공되는데, 이것은 버스트(burst) 에러에 대항하여 보호하기 위한 시간 다이버시티(time diversity)를 위해 리던던시를 제공한다. 그 후 레이트 요청 메시지는 이득조절 엘리먼트(510)로 제공되는데, 이것은 이득을 조절하여 레이트 요청 메시지의 적절한 수신을 제공한다. 이득이 조절된 신호는 월시 커버링 엘리먼트(512)로 제공되는데 이것은 추가적인 리던던시를 레이트 요청 메시지에 제공한다.

<66>

그 후 월시 커버링 수단(512)으로부터의 월시 커버된 메시지는 월시 커버링 엘리먼트(514)로 제공된다. 월시 커버링 엘리먼트(514)의 목적은 그로부터 순방향 링크 데이터를 수신하기 위한 최적의 기지국이나 기지국 섹터를 가리키는 것이다. 바람직한 실시예에서, 원격국은 데이터를 수신하는 것이 가능한 한 세트의 기지국으로부터의 송신의 C/I 를 측정한다. 최상의 C/I 에서 원격국으로 데이터를 제공할 수 있는 기지국은, 원격국에 의해서 선택되어 데이터를 원격국으로 다운로드한다. 선택된 기지국은 선택된 기지국에 의해서 적절하게 복조되는 월시 시퀀스를 이용함으로써 표시된다. 원격국의 능동 세트에서의 모든 기지국들 및 섹터들 (또는 원

격국으로의 송신이 가능한 기지국/섹터들의 세트) 은 할당된 W_i^8 시퀀스를 이용하여 신호를 복조하려는 시도를 할 것이다. 그러나, 오직 선택된 기지국만이 요청을 정확히 복조할 것이고 원격국으로 송신할 것이다. 인코딩된 레이트 요청 정보, 레이트 표시 및 파일럿 데이터는 멀티플렉서(500)에 의해서 함께 시간 멀티플렉스된다. 멀티플렉스된 제어 신호는 서브채널 확산 엘리먼트(516)로 제공되는데, 이것은 데이터 서브채널을 커버하기 위하여 사용되는 것과 직교하는 월시 커버링으로 결과적인 신호를 커버한다.

<67> 데이터 서브채널상에는, 가변 레이트 데이터 패킷들이 CRC 및 테일 비트 생성기(518)로 제공된다. CRC 및 테일 비트 생성기(518)는 한 세트의 리던던트 체크 비트들을 생성하고, 그들 체크 비트들을 사용된 한 세트의 테일 비트들과 함께 패킷에 부가한다.

<68> CRC 및 테일 비트 생성기(518)에 의해서 출력된 패킷은 인코더(520)로 제공되는데, 이것은 가변 레이트 데이터 패킷에서 순방향 에러 코딩을 수행한다. 바람직한 실시예에서, 인코더(520)는 터보 인코더이다. 그 후 인코딩된 심볼들은 인터리버(522)로 제공되는데, 이것은 소정의 인터리빙 포맷에 따라 심볼들을 재정렬한다. 그 후 재정렬된 심볼들은 반복 생성기(524)로 제공되는데, 이것은 한 세트의 리던던트 심볼들을 생성하여 패킷의 데이터 레이트와 무관하게 고정된 심볼수를 갖는 패킷을 출력한다.

<69> 반복 생성기(524)로부터의 패킷은 이득조절수단(526)으로 제공되는데, 이것은 역방향 링크 신호의 적절한 송신을 위하여 요구되는 E_b/N_0 및 패킷의 데이터 레이트에 기초하여 패킷의 이득 조절을 수행한다. 이득 조절된 패킷은 서브채널 확산 엘리먼트(528)로 제공되는데, 여기서는 제어 패킷을 커버하기 위하여 사용된 월시 시퀀스에 직교하는 월시 시퀀스로 패킷을 커버한다.

<70> 데이터 패킷과 제어 패킷은 각각 스크램블링 수단(534 및 532)으로 제공된다. 스크램블링 엘리먼트(532 및 534)는 롱 코드 생성기 및 마스크(530)에 의해 제공된 롱 코드 시퀀스에 따라서 패킷을 스크램블한다. 스크램블링 엘리먼트(532 및 534)로부터의 출력은 의사잡음 시퀀스 P_{N_I} 및 P_{N_Q} 와 함께 복소 PN 확산 엘리먼트(536)로 입력된다. 복소 PN 확산 엘리먼트(536)는 상기 식 1 및 2에 따라 입력 신호에 대하여 복소 PN 확산을 수행한다.

<71> 복소 PN 확산엘리먼트(536)로부터의 I 및 Q 채널 출력들은 베이스밴드 필터(BBF, 538 및 540)로 제공된다. 베이스밴드 필터(538 및 540)는 베이스밴드 신호들을 필터링하고 필터링된 신호들을 업컨버터(542 및 544)로 제공한다. 업컨버터(542 및 544)는 QPSK 변조 포맷에 따라 신호를 업컨버트하며, 결과적으로 업컨버트된 신호들은 서로 90 도 만큼 위상차가 있다. 업컨버트된 신호들은 합산엘리먼트(546)에서 합산되고 송신기(TMTR, 548)로 제공되는데, 여기서 신호가 증폭되고 필터링되며, 안테나(550)를 통하여 송신하기 위하여 듀플렉서(549)를 통하여 제공된다.

<72> 또한, 원격국(554)은, 원격국(554)으로 송신할 수 있는 일 기지국 또는 복수의 기지국들로부터 순방향 링크 가변 레이트 데이터를 수신하기 위한 가변 레이트 수신 서브시스템(552)을 포함한다. 순방향 링크 가변 레이트 데이터는 안테나(550)를 통하여 수신되고 듀플렉서(549)를 통하여 가변 레이트 수신 서브시스템(552)으로 제공된다.

<73> 도 10 는 제 3 실시예에 대한 수신기의 바람직한 일 실시예를 도시한다. 신호는 안테나(600)에서 수신되고 수신기(RCVR, 602)로 제공되는데, 이것은 수신된 신호를 필터링하고 증폭한다. 그 후 수신된 신호는 다운컨버터(604 및 606)로 제공되는데, 이것은 수신된 신호를 공지된 바와 같이 QPSK 다운컨버전 방법론에 따라 다운컨버트한다. 다운컨버트된 신호들의 I 및 Q 성분들은 베이스밴드 필터(BBF, 608 및 610)로 제공되는데, 이것은 신호들을 필터링하고 베이스밴드 신호들을 복소 PN 역확산 엘리먼트(612)로 제공한다. 복소 PN 역확산 엘리먼트(612)의 구현은 식 1 및 2에서 설명되는 복소 PN 확산을 제거한다. 복소 PN 역확산 엘리먼트(612)의 구현은 전술된 미국특허출원 일련번호 제 08/856,428 호(현재 포기됨)에서 상세하게 개시되어 있다.

<74> 복소 PN 역확산 패킷들은 디스크램블러(614 및 618)로 제공된다. 패킷들은 이전의 실시예들에 관하여 전술된 것과 같이, 롱 코드 시퀀스를 생성하는 롱 코드 및 마스크 생성기(618)에 의해 생성된 롱 PN 코드들에 따라 디스크램블링된다.

<75> 디스크램블러(614 및 616)로부터 디스크램블링된 데이터 패킷들은 서브채널 역확산 엘리먼트(620, 622, 624 및 626)로 제공되는데, 이것은 수신된 데이터 스트림으로부터 월시 서브채널 커버링을 제거한다. 서브채널 역확산 엘리먼트(620 및 622)는 데이터 서브채널 월시 시퀀스(W_2^4)에 따라 디스크램블링된 데이터로부터 데이터 서브

채널 커버링을 제거한다. 서브채널 역학산 엘리먼트(624 및 626)는 파일럿 서브채널 월시 시퀀스(W_0^4)에 따라 디스크램블링된 데이터로부터 파일럿 서브채널 커버링을 제거한다.

<76> 서브채널 역학산 엘리먼트(624 및 626)로부터의 출력은 디멀티플렉서(De-Mux, 628)로 제공된다. 디멀티플렉서(628)는 파일럿 심볼들, 레이트 표시 심볼들 및 데이터 요청 심볼들에 대응하는, 수신된 제어 채널의 상이한 부분들을 분리시켜 내고, 그 데이터를 세 개의 분리된 출력들로 출력한다.

<77> 디멀티플렉서(628)에 의해 제 1 출력상에 제공되는 파일럿 심볼들은 파일럿 필터(632)로 제공되는데, 이것은 수신된 파일럿 신호 상에 잡음의 효과를 감소시키기 위하여 신호 상에 이동 평균 필터링 동작을 수행한다. 파일럿 필터(632)로부터의 I 및 Q 성분들은 도트 프로덕트 회로(630)로 제공되는데, 이것은 QPSK 데이터 채널의 코히어런트 복조를 수행한다. 도트 프로덕트 엘리먼트들의 설계는 공지되고, 본 발명의 양수인에게 양수되고 참고로 여기에 제시되며, "PILOT CARRIER DOT PRODUCT CIRCUIT"으로 명칭이 부여된 미국특허 제 5,506,865 호에 상세히 개시되어 있다.

<78> 도트 프로덕트 엘리먼트(630)로부터의 복조된 데이터 신호는 반복 결합기(638)로 제공된다. 반복 결합기(638)는 레이트 표시 디코더(634)에 의해서 제공된 검출된 역방향 링크 레이트 신호에 따라서, 패킷의 반복된 심볼들을 결합한다. 결합된 심볼 에너지들은 디인터리버(640)로 제공되는데, 이것은 레이트 표시 디코더(634)에 의해서 제공된 검출된 레이트 표시 신호에 따라서, 심볼들을 재정렬한다. 재정렬된 심볼들은 디코더(642)로 제공되는데 이것은 검출된 레이트 표시 신호에 따라서, 심볼들을 디코드한다. 바람직한 실시예에서, 디코더(642)는 터보 디코더이고, 그 구현은 공지되어 있으며 미국특허 제 5,446,747 호에 상세히 개시되어 있다. 본 발명은 트렐리스 디코더 및 블록 디코더같은 다른 디코더 구조들에 동등하게 적용 가능하다.

<79> 디멀티플렉서(628)는 레이트 표시 신호에 대응하는 수신된 심볼 에너지들을 레이트 표시 디코더(634)로의 제 2 출력상에 제공한다. 레이트 표시 디코더(634)는 수신된 심볼 에너지들을 가능성 있는 레이트 표시 과형들과 상관시키는 상관기들의 일 맹크를 사용하는 것과 같은 다양한 방법들에 의해서 구현될 수 있다. 최상의 상관 에너지를 갖는 과형은 송신된 과형으로서 검출되어, 레이트 표시값을 결정한다. 레이트 표시값은 반복 결합기(638), 디인터리버(640) 및 디코더(642)로 제공되어 그들 엘리먼트의 동작을 보조한다.

<80> 디멀티플렉서(628)는 레이트 요청 메시지 신호에 대응하는 수신된 심볼 에너지들을 레이트 요청(DRQ) 디코더(636)로의 제 3 출력 상에 제공한다. 원격국의 능동 세트의 각각의 기지국은 할당된 월시 시퀀스를 이용하여 레이트 요청 메시지를 디코드하는 시도를 할 것이다. 원격국이 데이터를 송신하기 원하는 기지국만인 정확하게 레이트 요청 메시지를 디코드할 수 있을 것이다. 선택된 기지국 또는 섹터가 레이트 요청 메시지로부터 월시 커버링을 제거한 후, 메시지는 블록 디코드되어 기지국에 요청된 레이트 정보를 제공한다. 이 정보는 레이트 요청에 따라 원격국으로의 데이터 송신을 스케줄하는 선택된 기지국 또는 섹터의 제어 프로세서로 제공된다.

<81> 바람직한 실시예들의 이전의 설명은 당업자가 본발명을 실시 또는 사용할 수 있게 해준다. 이를 실시예에 대한 다양한 변형들이 당업자에게는 용이할 것이며, 여기서 정의된 포괄적인 원리들은 창의적인 능력을 사용하지 않고 다른 실시예들에 적용가능할 것이다. 따라서, 본 발명은 여기서 도시된 실시예들로 국한되지 않고 여기에 개시된 신규한 특징들 및 원리들과 부합하는 가장 넓은 범위가 부여된다.

도면의 간단한 설명

<82> 도 1 은 본 발명의 제 1 실시예의 송신 시스템의 블럭도이고,

<83> 도 2 는 예시적인 PN 생성기의 블럭도이고,

<84> 도 3 은 롱 코드 마스크를 위하여 사용된 비트들을 예시하는 다이어그램,

<85> 도 4 는 본 발명의 제 1 실시예에 의해서 송신된 가변 레이트 데이터를 수신하기 위한 제 1 수신기 시스템을 도시하는 블럭도,

<86> 도 5 는 본 발명의 제 1 실시예에 의해서 송신된 가변 레이트 데이터를 수신하기 위한 제 2 수신기 시스템을 도시하는 블럭도,

<87> 도 6 은 본 발명의 제 2 실시예의 송신기 시스템을 도시하는 블럭도,

<88> 도 7a-7h 는 본 발명의 제 2 실시예에서의 사용을 위한 프리앰블 포맷들의 제안된 일 세트를 도시하는 다이어그

램,

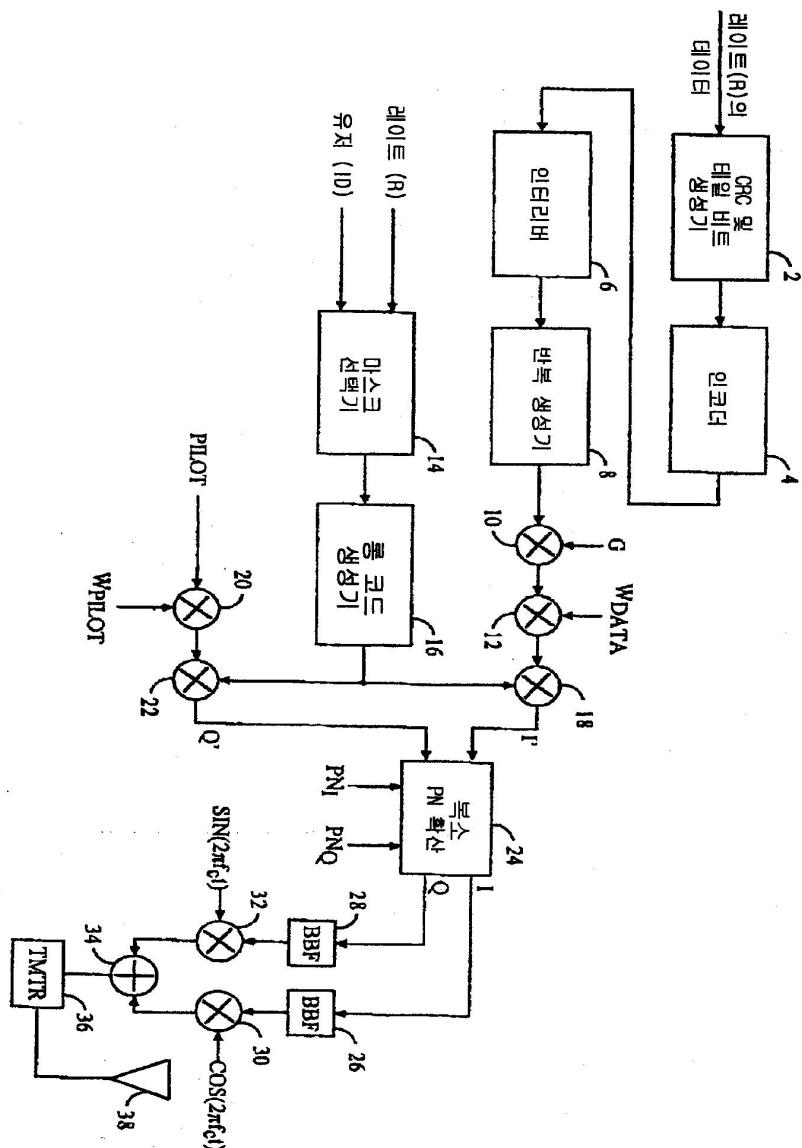
<89> 도 8 은 본 발명의 제 2 실시예의 수신기 시스템을 도시하는 블럭도,

<90> 도 9 는 본 발명의 제 3 실시예의 송신기 시스템을 도시하는 본 발명의 원격국의 블럭도이며,

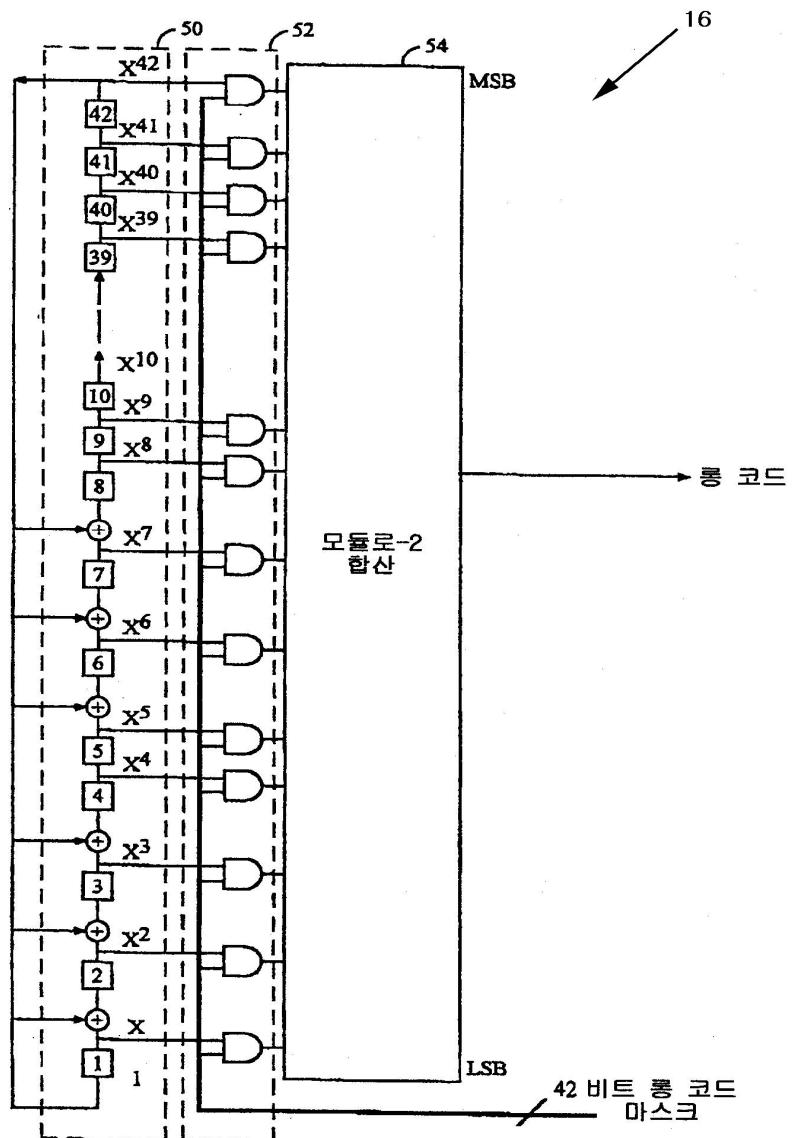
<91> 도 10 은 본 발명의 제 3 실시예의 수신기 시스템을 도시하는 블럭도이다.

도면

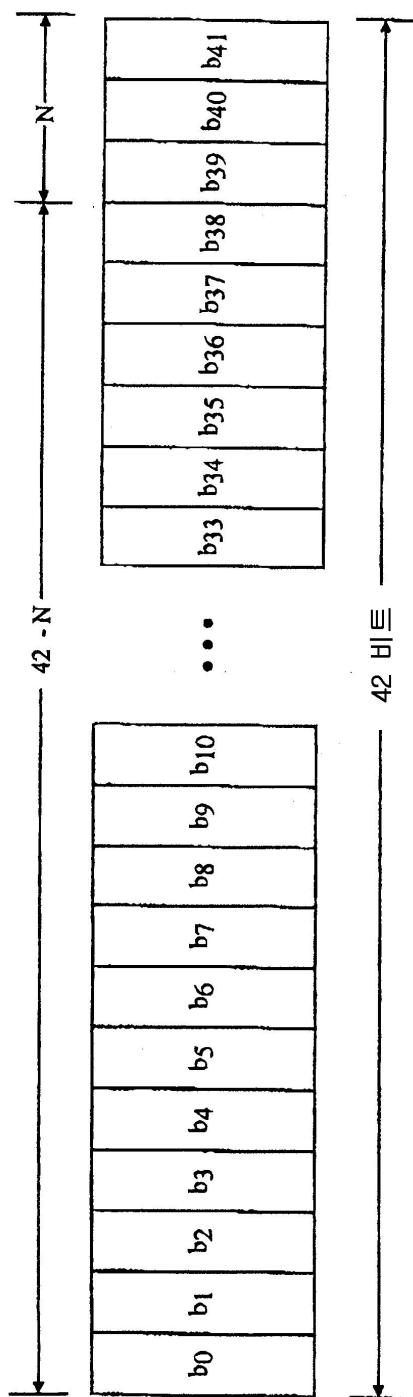
도면1



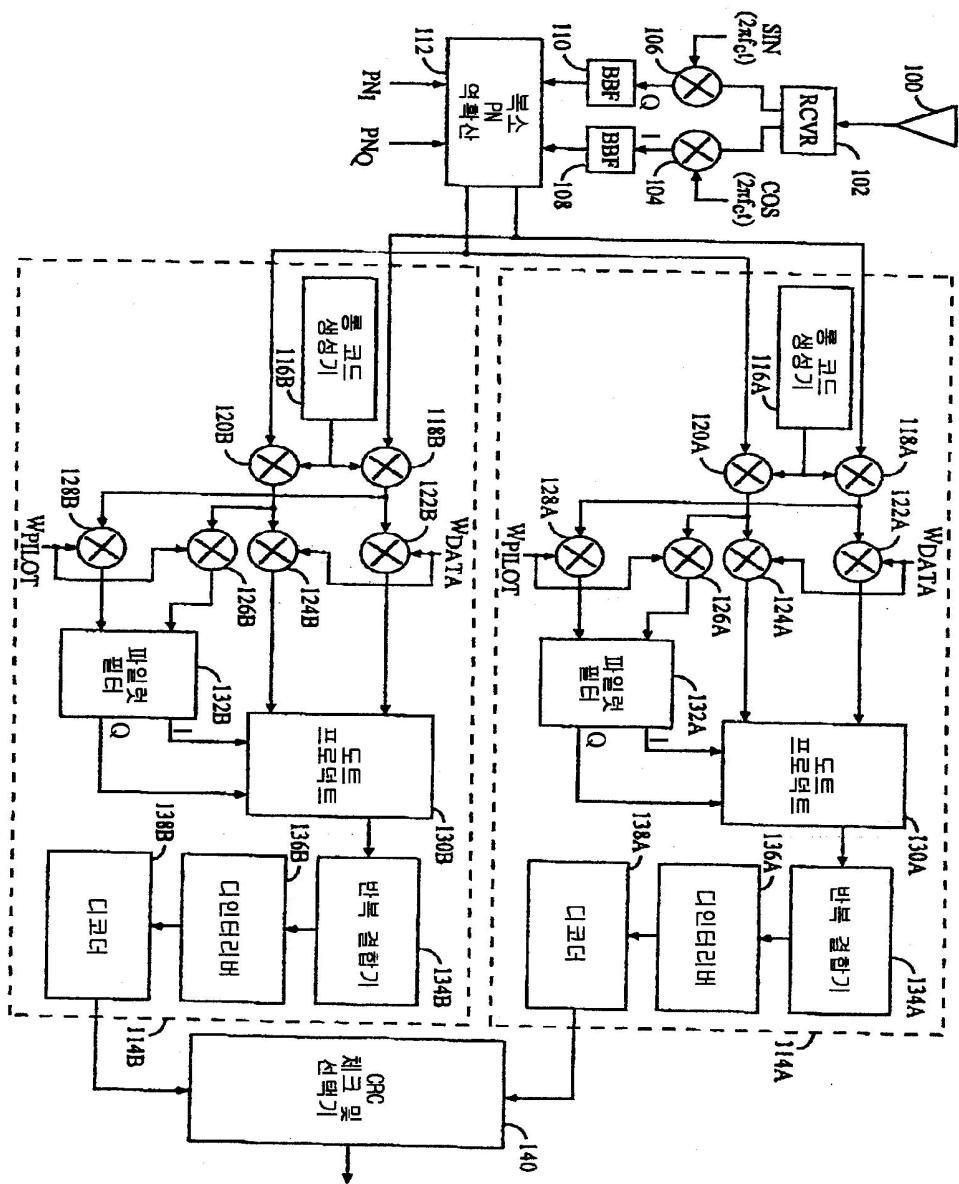
도면2



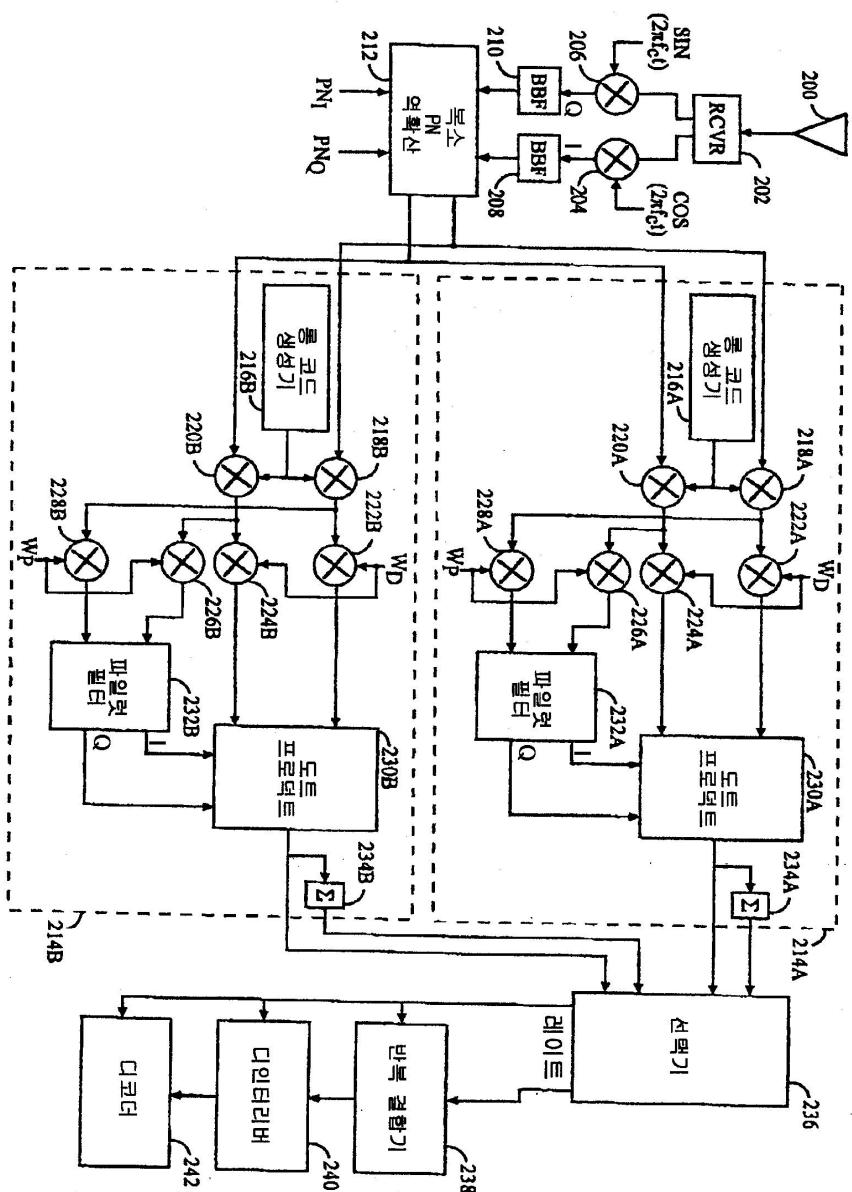
도면3



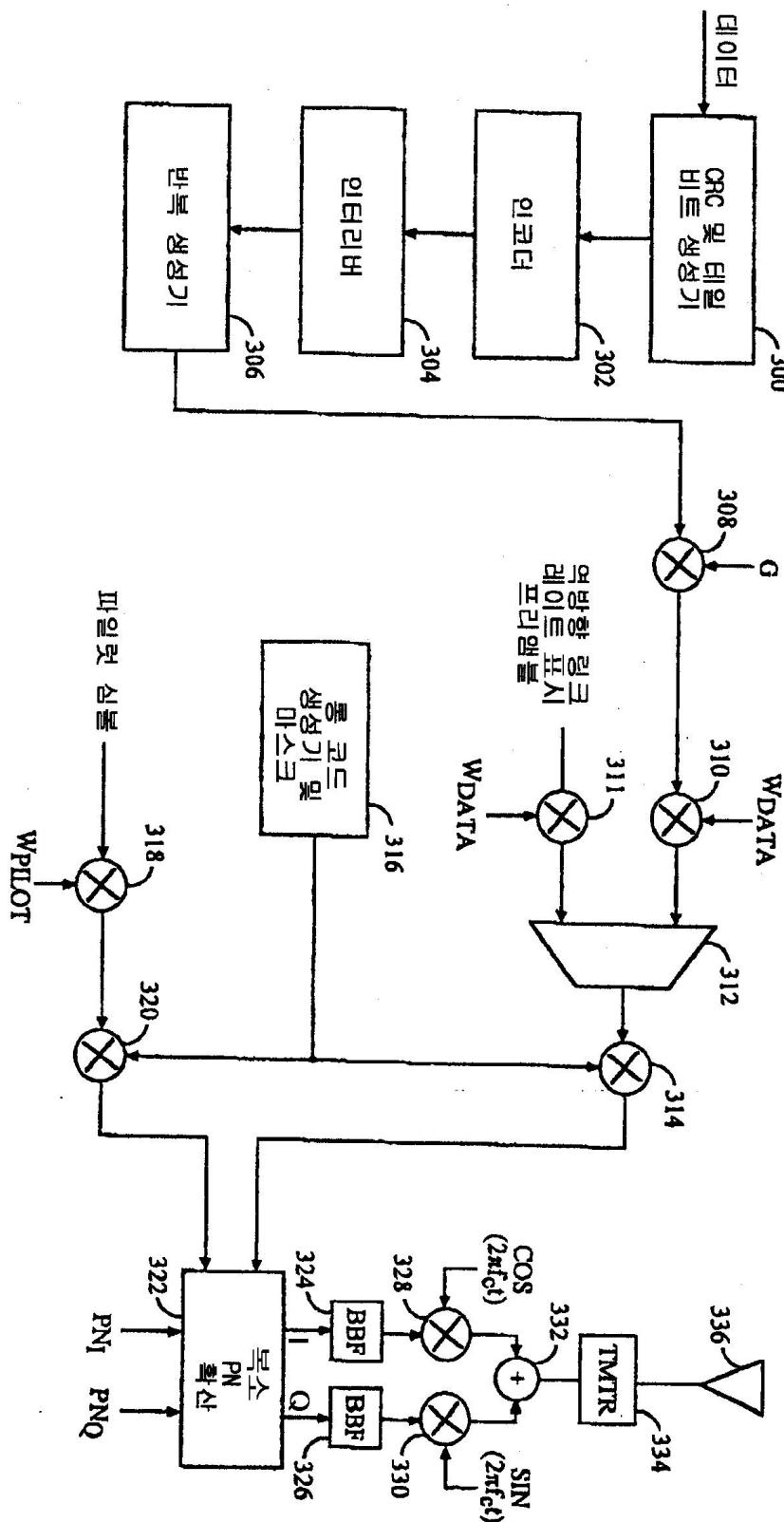
도면4



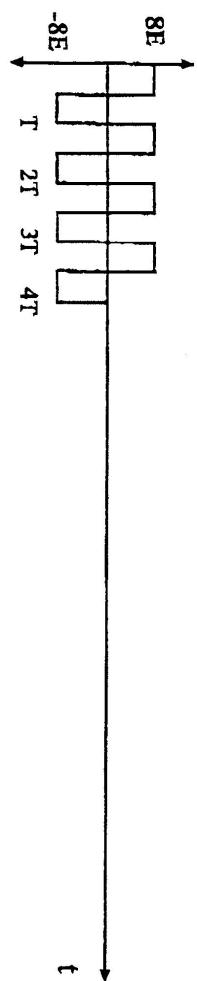
도면5



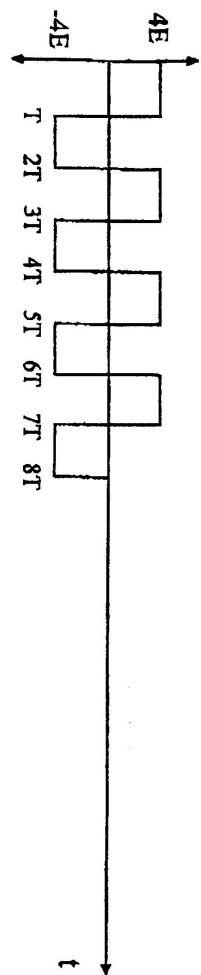
도면6



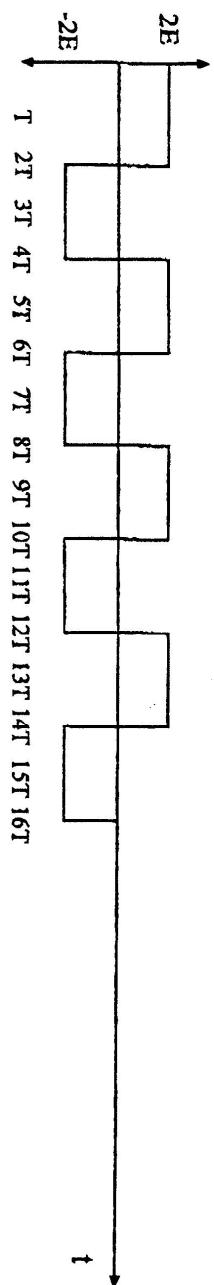
도면7a



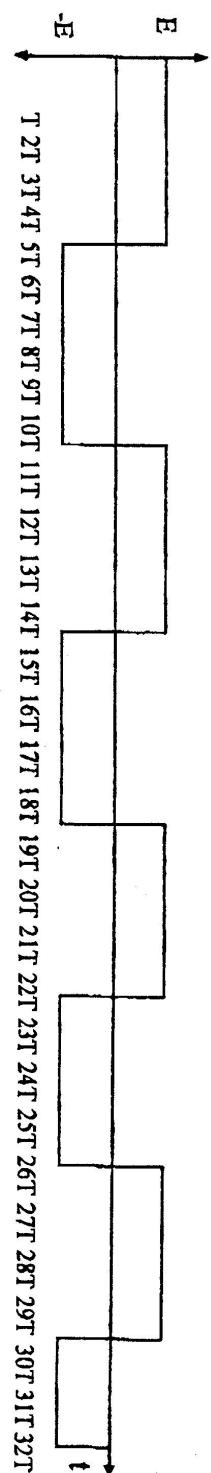
도면7b



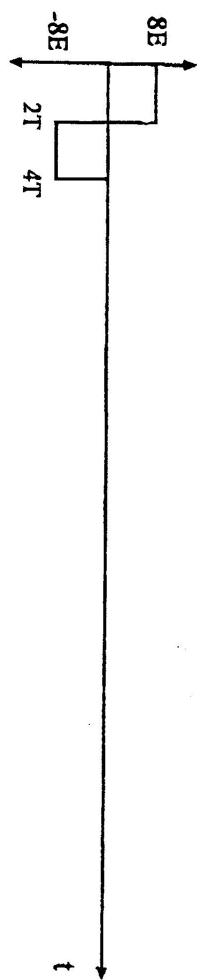
도면7c



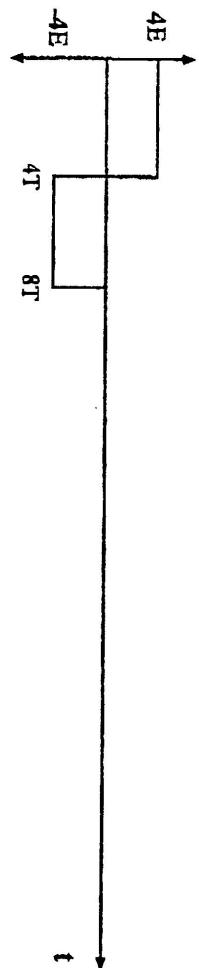
도면7d



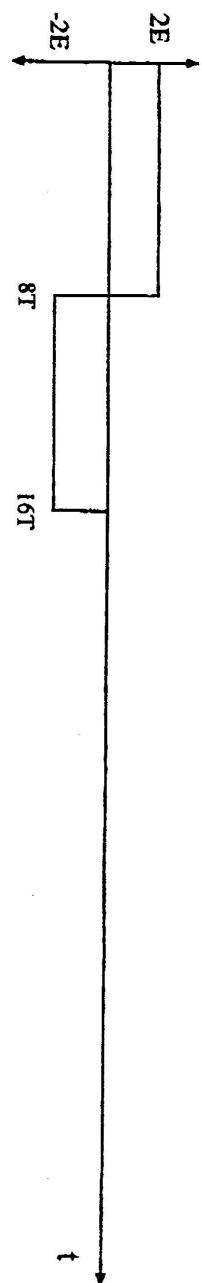
도면7e



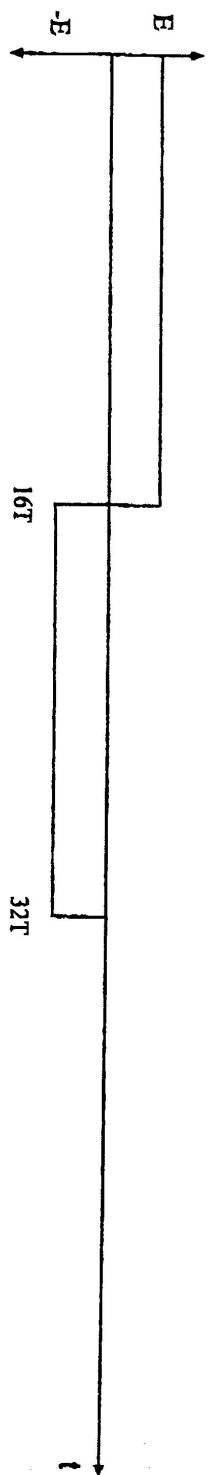
도면7f



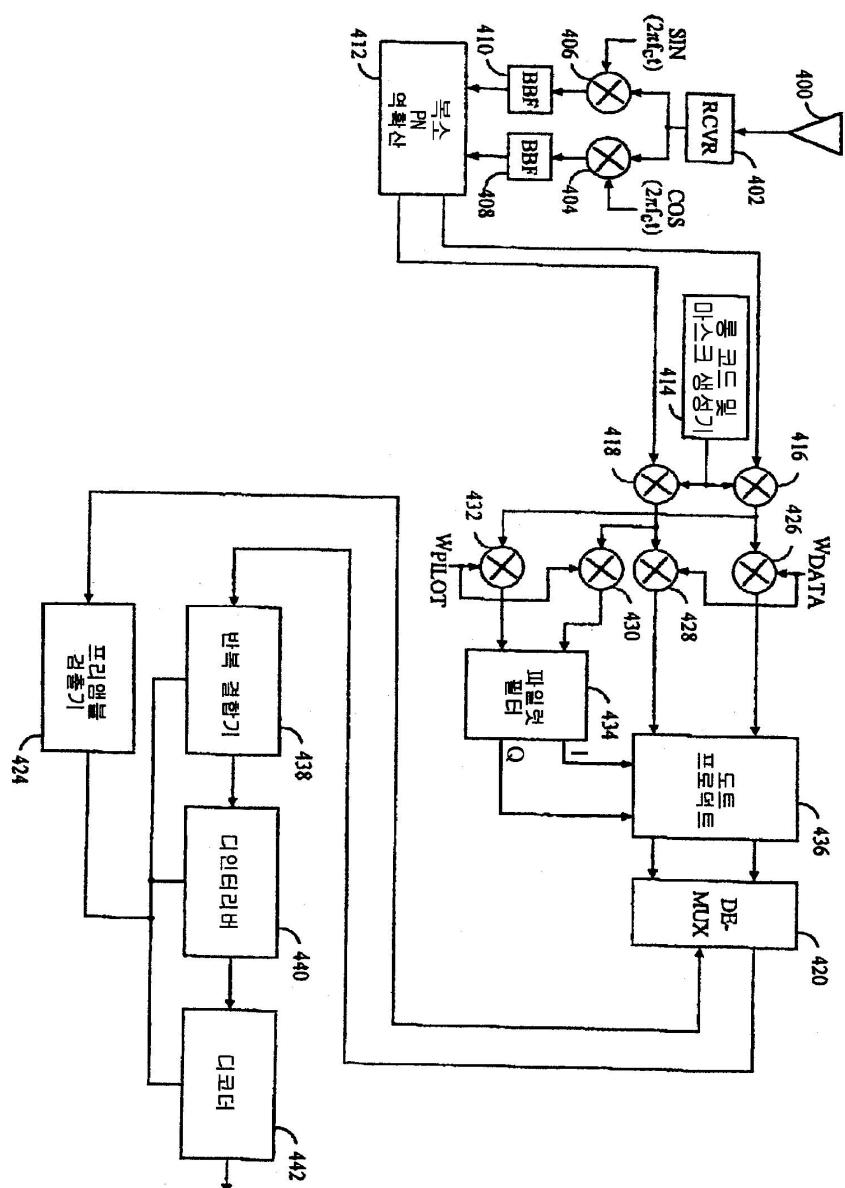
도면7g



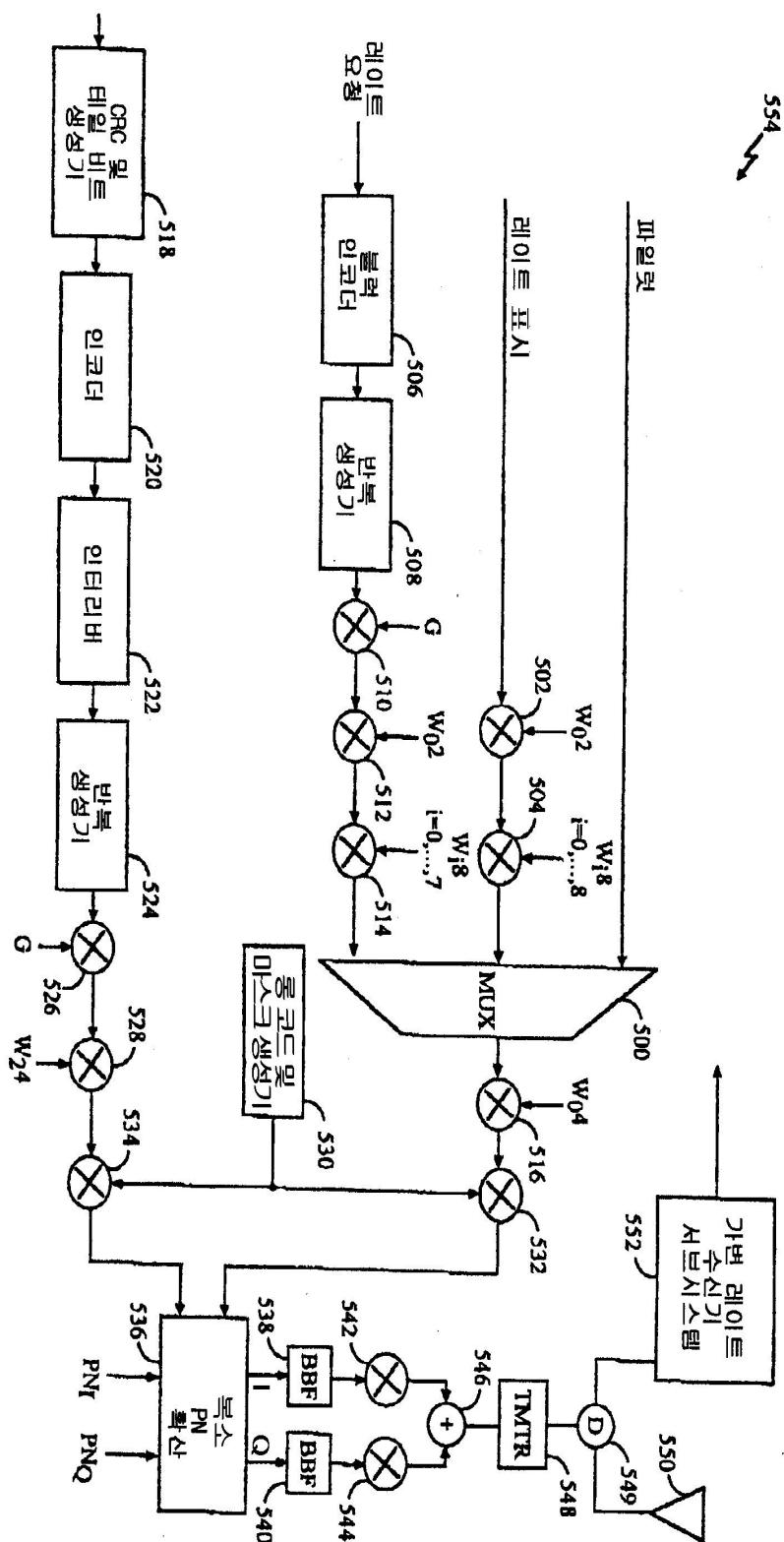
도면 7h



도면8



도면9



도면10

