



(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H04B 1/69 (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2006년12월27일 10-0661378 2006년12월19일
--	-------------------------------------	--

(21) 출원번호	10-2001-7007370	(65) 공개번호	10-2001-0086106
(22) 출원일자	2001년06월14일	(43) 공개일자	2001년09월07일
심사청구일자	2004년12월13일		
번역문 제출일자	2001년06월14일		
(86) 국제출원번호	PCT/US1999/029504	(87) 국제공개번호	WO 2000/36761
국제출원일자	1999년12월14일	국제공개일자	2000년06월22일

(81) 지정국

국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르기스스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 미국, 우즈베키스탄, 베트남,

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

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

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

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

(30) 우선권주장	60/112,299	1998년12월14일	미국(US)
	60/116,284	1999년01월19일	미국(US)
	60/125,418	1999년03월22일	미국(US)
	60/129,177	1999년04월14일	미국(US)

(73) 특허권자

인터디지털 테크놀로지 코퍼레이션
미국 델라웨어 19810 월밍턴 실버사이드 로드 3411 콩코드 플라자 스위트 105 해글리 빌딩

(72) 발명자

딕,스테펜지.
미국,뉴욕11767,네스콘세트,보반드라이브61

테니안,찰스
미국,뉴욕11747,멜빌,버몬트스트리트53

지라,엘다드

미국,코네티컷06611,트럼볼,올드오크로드8

판,정-린

미국,뉴욕11720,사우스세토컷,오니다에비뉴31

신,성-혁

미국,뉴저지07024,포트리,8번가1531

지라,아리엘라

미국,코네티컷06611,트럼볼,올드오크로드8

(74) 대리인

김두규

강승욱

심사관 : 문성돈

전체 청구항 수 : 총 6 항

(54) 임의 접근 채널 프리앰블 감지

(57) 요약

본 발명은 정합 필터로부터 출력되는 에너지를 이용하여 전송 디지털 시그니처를 감지하는 감지기에 관한 것이다. 가변 전송 거리에 대한 참가 시그니처 패턴에 따라 에너지가 도표화된다. 이 도표화는 기대되는 왕복 전송 지연을 설명하고, 축적된 기호를 처리하여, 코히어런트 방식의 시그니처 코딩이 사용되었는지, 비-코히어런트 방식의 시그니처 코딩이 사용되었는지 상관이 없이, 그리고 다중 도플러 채널이 존재하는지에 상관이 없이 정확한 시그니처를 도출하게 한다.

대표도

도 11

특허청구의 범위

청구항 1.

임의 접근 채널(RACH) 송신의 프리앰블과 연관된 코드를 제공하기 위한 방법에 있어서,

16개 프리앰블 시그니처들 중에서 하나를 선택하는 단계로서, 상기 16개 프리앰블 시그니처들 각각은 16개 심볼들을 갖는 것인, 상기 선택 단계;

상기 프리앰블 순서(preamble sequence)에 기초하여 코드를 생성하는 단계; 및

프리앰블 코드를 생성하기 위해 상기 생성된 코드를 위상 회전시키는 단계

를 포함하는, 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 생성된 코드는 수신된 순서(received sequence)와의 상관(correlation)을 위해 사용되는 것인, 방법.

청구항 3.

제1항에 있어서, 상기 생성된 코드는 수신된 RACH 송신에 대한 도플러 효과를 해결(resolve Doppler)하는데 사용되는 것인, 방법.

청구항 4.

임의 접근 채널(RACH) 송신의 프리앰블과 연관된 코드를 사용하는 가입자 장치에 있어서,

16개 프리앰블 시그니처들 중에서 하나를 선택하기 위한 수단으로서, 상기 16개 프리앰블 시그니처들 각각은 16개 심볼들을 갖는 것인, 상기 선택 수단;

상기 프리앰블 순서(preamble sequence)에 기초하여 코드를 생성하기 위한 수단; 및

프리앰블 코드를 생성하기 위해 상기 생성된 코드를 위상 회전시키기 위한 수단

을 포함하는, 장치.

청구항 5.

제4항에 있어서, 상기 생성된 코드는 수신된 순서와의 상관을 위해 사용되는 것인, 장치.

청구항 6.

제1항에 있어서, 상기 생성된 코드는 수신된 RACH 송신에 대한 도플러 효과를 해결하는데 사용되는 것인, 장치.

청구항 7.

삭제

청구항 8.

삭제

청구항 9.

삭제

청구항 10.

삭제

청구항 11.

삭제

청구항 12.

삭제

청구항 13.

삭제

청구항 14.

삭제

청구항 15.

삭제

청구항 16.

삭제

명세서**기술분야**

본 발명은 이진 변조 신호에 대한 전송 시스템 및 방법에 관한 것이다. 특히, 전송 범위가 변화하는 이동 통신 환경에서 변조 신호를 전송하는 CDMA 전송 시스템에 관한 것이다.

배경기술

통신 시스템은 소스로부터 수신지까지 정보를 전송하기 위한 한 개의 주합수를 가진다. 소스에 의해 발생된 정보는 일반적으로 시간에 따라 변화하는 전기 신호이다.

정보 신호는 소스로부터 수신지까지 적절한 매체 상에서 전송된다. 이 매체를 채널이라 한다. 채널 특성과 일치시키기 위해 정보 신호를 변경하는 한가지 방법을 변조라고 한다. 정보를 지닌 신호를 복구시키는 것을 복조라고 한다. 복조 과정은 변조 과정의 논리적 역을 취하여 전송된 신호를 변환한다. 전송 채널이 이상적인 매질일 경우, 수신지에서의 신호는 소스에서의 신호와 같을 것이다. 그러나, 실제 전송 과정에서는 신호는 왜곡을 유도하는 여러 변형을 겪게 된다. 수신지의 수신기는 모든 다른 효과를 제거함으로써 원래의 정보를 복구하여야 한다.

현재 대부분의 통신은, 운반되는 정보 종류에 따라 전송 및 궁극적으로는 아날로그 형태로의 재변환을 위해, 아날로그 소스를 디지털 도메인으로 변환하는 것에 의존하고 있다. 가장 간단한 디지털 표현은 어떤 비트 시간의 정보가 이진값, 즉 1이나 0인 경우이다. 정보값의 가능한 범위를 확장하기 위하여, 두 개를 넘는 가능한 값을 표시하기 위해 기호가 사용된다. 3진 및 4진 기호는 각각 세 개의 값과 네 개의 값을 취한다. 변화하는 값은 양의 정수나 음의 정수로 표현되고, 대개는 대칭적이다. 기호의 개념은 더 큰 양의 정보를 허용한다. 왜냐하면, 각 기호의 비트 내용이 독자적인 펄스 형태를 규정하기 때문이다. 기호의 레벨의 수에 따라, 동일한 수의 독자적 펄스나 파형이 존재한다. 소스에서의 정보는 심볼들로 변환되어, 변조되고 채널을 통해 전송된 다음, 수신지에서 복조된다.

통신 시스템의 통상적인 과정은 계산 및 제어가 가능한 방식으로 정보에 영향을 미친다. 그러나, 소스로부터 수신지까지의 전송 중에, 계산될 수 없는 성분은 잡음이다. 디지털 전송에서의 잡음의 추가는 신호를 변형시키고 오류 가능성을 증가시킨다. 다른 신호 변형으로는 자연 지형 및 인위적 구조로 인한 다중 경로 왜곡과, 신호 타이밍에 영향을 미치는 신호 이동 거리를 들 수 있다. 통신 시스템은 정보 신호가 만날 변환을 예측가능하게 규정할 필요가 있고, 정보 수신시에, 수신기는 발생할 변환을 예측가능하게 분석하는 분석 수단을 구비하여야 한다.

간단한 이진 전송 시스템은 논리값 1에 대한 양의 펄스와 논리값 0에 대한 음의 펄스를 이용할 수 있다. 이때 장방형 펄스 형태가 소스에 의해 전송된다. 수신지에서 수신되는 펄스 형태는 잡음 및 기타 왜곡을 포함하여 앞서 언급한 변환을 실행한다.

오류 가능성을 최소화시키기 위해, 수신기에서 사용되는 필터의 응답은 송신기 펄스 형태와 정합된다. 정합 필터라 불리는 최적의 수신기는 전송된 펄스 형태가 1인지 0인지를 쉽게 결정할 수 있고, 디지털 통신에 광범위하게 사용된다. 각각의 정합 필터는 기호에 상응하는 송신기에 의해 발생된 특정 펄스 형태와 정합된다. 정합 필터는 입력 펄스 형태를 필터 응답과 상관시키는 출력을 생성하는 기호비(symbol rate)로 샘플링된다. 입력이 필터 응답과 동일할 경우, 출력은 신호 펄스의 총

에너지를 나타내는 큰 값을 생성할 것이다. 일반적으로 출력은 입력에 대해 복소수이다. 정합 필터의 최적 성능은 정확한 위상 동기화를 필요로 하는 수신 신호 펄스의 정확한 사본에 따라 좌우된다. 위상 동기화는 위상 동기 루프(PLL)를 이용하여 쉽게 유지될 수 있다. 그러나 펄스 동기화는 정합 필터에 있어서 한가지 문제이다. 펄스가 한 개의 기호 시간에 시간 정렬되지 않을 경우, 기호간 간섭(ISI)이 나타난다.

기존 통신 시스템의 한 예가 도 1에 도시된다. 시스템은 코드 분할 멀티플렉싱, 보다 흔하게는 코드 분할 다중 접근(CDMA)라 알려진 기술을 이용한다.

CDMA는 데이터를 의사잡음 신호로 전송되도록 변조함으로써 광대역(스프레드 스펙트럼) 내에서 데이터가 전송되는 통신 기술이다. 전송될 데이터 신호는 수백만 Hz일 수 있는 주파수 대역에 분포되는 수천 Hz만의 대역폭을 가질 수 있다. 통신 채널은 m개의 독립 서브채널에 의해 동시에 사용될 수 있다. 각각의 서브채널에 대해, 모든 다른 서브채널은 잡음으로 나타난다.

도시된 바와 같이, 주어진 대역폭의 단일 서브채널은 광대역폭 의사잡음(pn) 순서 발생기에 의해 발생하는 지정 패턴을 반복하는 독자적 스프레딩 코드와 혼합된다. 스프레딩 코드간 교차 상관이 거의 0이 되도록, 이 독자적 사용자 스프레딩 코드는 서로에 대해 수직인 것이 일반적이다. 데이터 신호는 디지털 스프레드 스펙트럼 신호를 생성하기 위해 pn 순서로 변조된다. 순방향-링크를 구축하기 위해 디지털 스프레드 스펙트럼 신호로 반송파 신호가 변조되고, 전송된다. 수신기는 전송된 것을 복조하고, 디지털 스프레드 스펙트럼 신호를 추출한다. 전송된 데이터는 정합 pn 순서와의 상관 이후에 재생성된다. 스프레딩 코드가 서로 수직일 때, 수신 신호는 특정 스프레딩 코드에 관련된 특정 사용자 신호와 상관될 수 있어서, 특정 스프레딩 코드에 관련된 원하는 사용자 신호만이 향상되고, 모든 다른 사용자에게 대한 그의 다른 신호는 향상되지 않는다.

위상 편이 키잉(PSK, phase shift keying)과 같은 코히어런트 변조 기술이 다수의 가입자 유닛에 사용될 경우, 가입자 유닛과의 동기화를 위해 기지국에 의해 광역 파일럿이 연속적으로 전송된다. 가입자 유닛은 기지국과 항상 동기화되고, 채널 위상 및 크기 매개변수를 추정하기 위해 파일럿 신호 정보를 이용한다.

역방향-링크의 경우에, 공통 파일럿 신호는 가능하지 않다. 역방향-링크 구축을 위한 기지국에 의한 초기 획득에서, 가입자 유닛은 지정된 임의 접근 채널(RACH) 상에서 임의 접근 패킷을 전송한다. 임의 접근 패킷은 두 개의 기능을 보인다. 첫 번째 기능은 가입자 유닛이 전송중일 때의 초기 획득에 대한 것으로서, 이때 기지국은 전송된 것을 신속하게 수신하여야 하고 무엇이 수신되었는지 결정해야 한다. RACH는 기지국으로의 역방향-링크를 개시한다. 임의 접근 패킷의 두 번째 용도는 연속 음성 통신 채널을 소모하는 것보다 저속 데이터 정보 통신에 있다. 신용 카드 정보와 같은 작은 양의 데이터는 전화용 데이터(call placing data) 대신에 임의 접근 패킷의 데이터부에 포함된다. 기지국에 전송될 때의 정보는 또다른 통신 사용자에게 전달될 수 있다. 주소화 및 데이터를 이동시키기 위해 임의 접근 패킷 데이터부를 이용함으로써, 가용한 에어 리소스가 적대되지 않으며, 이 에어 리소스가 고속 데이터 통신에 효율적으로 이용될 수 있다.

임의 접근 패킷은 프리앰블부와 데이터부를 포함한다. 데이터는 프리앰블과 병렬로 전송될 수 있다. 공지 기술에서, 임의 접근 채널은 프리앰블 및 데이터에 대한 직각 위상 편이 키잉(QPSK)을 이용하는 것이 보편적이다.

기지국은 독자적 스프레딩 코드에 대한 수신 프리앰블을 검사한다. RACH 프리앰블의 각각의 기호는 pn 순서로 스프레딩된다. 정합 필터를 이용하여, 기지국은 상관된 상기 코드들을 연속적으로 검색한다. 데이터부는 원하는 서비스에 대한 명령을 포함한다. 기지국은 음성 전화, 팩스 등과 같이 어떤 종류의 서비스가 요청되었는지를 결정하기 위해 데이터부를 복조한다. 기지국은 가입자 유닛에 대한 특정 통신 채널을 역방향 링크를 위한 용도로 할당하고, 상기 채널에 대한 스프레딩 코드를 식별한다. 통신 채널이 할당되면, RACH는 다른 가입자 유닛이 이용하도록 해제된다. 부가적인 RACH는 동시에 전화를 거는 가입자 유닛간 충돌을 제거함으로써 신속한 기지국 획득을 제공한다.

역방향 링크로 펄스 동기화를 제공하는 가입자 유닛 파일럿 신호가 없을 경우, PSK와 같은 코히어런트 코딩 기술이 모호한 전송 범위로 이용될 때 이동 가입자 유닛으로부터 RACH를 획득하는 것은 어렵다. 이동 가입자 유닛이 기지국과 동기화되기 때문에, RACH 프리앰블은 지정 속도로 전송된다.

기존 프리앰블 시그니처의 예는 16 기호로 규정된다. 16개의 코히어런트 RACH 프리앰블 시그니처의 표가 도 2에 도시된다. 각각의 기호는 복소수이고, 스프레딩 pn 순서의 256 칩을 포함하는 펄스 형태를 가진다. 이때 각각의 시그니처는 4096 칩을 포함한다. 완전한 RACH 프리앰블 시그니처는 마이크로초당 0.244 칩이나 밀리초당 4096 칩의 칩핑 속도(chipping rate)로 전송된다.

광역 파일럿 신호로부터, 각각의 가입자 유닛은 프레임 경계 정보를 수신한다. 기지국으로부터 가입자 유닛까지 거리에 따라, 프레임 경계 정보는 순방향 링크 전송 지연의 문제점을 가진다. 역방향으로 전송되는 RACH 프리앰블 역시 동일한 전송 지연 문제점을 가진다. 전파 지연으로 인해, 기지국에서 RACH 프리앰블의 인지된 도착 시간은 다음과 같다.

$$\Delta t = 2(\text{거리})/C, \text{ 이때, } C = 3.0 \times 10^8 \text{ m/s} \text{ 방정식 1}$$

이러한 고유한 지연으로 인해, 가입자 유닛에 대한 범위의 모호성은 거리에 따라 변화한다. 30km에서, 이러한 지연은 4개 기호의 전송 시간에 근접한다. 표 1은 왕복 전파 지연의 효과를 도시한다.

범위(km) 왕복시간(msec) 칩 값 기호 구간

0	0	0	1
5	0.033	137	1
10	0.067	273	2
15	0.100	410	2
20	0.133	546	3
25	0.167	683	3
30	0.200	819	4

표 1 - 범위 모호성의 효과

제 1 열은 이동 가입자 유닛과 주어진 기지국간의 거리(km)이다. 제 2 열은 기지국으로부터 가입자 유닛까지, 그리고 그 역에 대한 RF 신호의 왕복 전파 지연을 천분의 일초 단위로 나타낸다. 제 3 열은 전송되는 프레임 경계의 시작을 시간 0으로 할 때 기지국에서 정합 필터의 칩 클럭 위치를 도시한다. 이 값은 제 1 칩이 프레임 경계의 시작을 기준으로 가입자 유닛으로부터 수신될 때를 나타낸다. 제 4 열은 256 수신 칩을 조립 후 발생하는 정합 필터의 제 1 출력의 기대 위치를 보여준다(기준은 프레임 경계의 시작부이다). 기호는 가입자 유닛 거리에 따라 좌우되는 첫 번째 네 개의 기호 구간 중 어느 하나 중에서 출력될 수 있다.

기지국이 가입자 유닛과 동기화되지 않고 반송파 기준을 가지지 않기 때문에, 기지국은 수신된 칩 순서에서 RACH 프리앰블 기호의 시작이 어디에서 시작되는 지를 알지 못한다. 정합 필터는 유효한 기호 펄스 형태에 상응하는 총 256개의 칩을 상관시켜야 한다. 칩이 수신됨에 따라, 펄스 형태를 나타내는 제 1 출력을 생성하기 위해 정합 필터는 256 칩을 조립한다. 정합 필터로부터의 일련의 출력은 각각의 이어 수신되는 칩에 대해 발생된다.

이동 가입자 유닛은 기지국으로부터 RACH에 접근하기 위해 프리앰블부를 먼저 전송한다. 16개의 시그너처 중으로부터 한 개의 시그너처가 임의로 선택되고, 다섯 개의 시간-오프셋 중으로부터 한 개의 시간-오프셋이 임의로 선택되어, 전송 중의 범위 모호성을 설명한다. 이동 가입자 유닛은 기지국으로부터 프레임 경계 방송을 일관되게 수신한다. RACH를 요청하기 위해, 이동 가입자 유닛은 도 3에 도시되는 바와 같이 수신된 프레임 경계에 대해 $n \times 2\text{ms}$ 시간-오프셋(이때 $n = 0, 1, 2, 3, 4$)을 가지는 임의 버스트를 전송한다. 각각의 임의 접근 시도에서 임의적으로 시간-오프셋(n 값)이 선택된다.

기지국에서 수신되는 네 개의 수신 프리앰블 시그너처 a, b, c, d가 도 4a-d에 도시된다. 각각의 시그너처는 왕복 지연으로 인해 이후에 한 기호 듀레이션(0.0625ms)에 도달하고, 이때 각각의 시그너처는 기지국과 이동 가입자 유닛간 서로 다른 거리를 나타낸다. 16개의 일련의 기호만이 신호 성분을 가지고, 나머지 정합 필터 출력은 잡음을 나타낸다. 범위 모호성은 시그너처간 직각 상태를 파괴시킬 것이고, 성능을 저하시킬 것이다. 정합 필터로부터 가능한 19개의 출력으로부터의 어떤 조합을 부정확한 시그너처라고 기지국 수신기가 혼동할 가능성이 존재한다.

따라서, 통신 거리 및 도플러 효과에도 불구하고 정확한 CDMA 전송 및 감지 기법이 요구된다.

발명의 상세한 설명

본 발명은 정상적인 상관성 감지와 연계하여 정합 필터로부터 에너지 출력을 이용하여, 전송된 디지털 시그니처를 감지하는 감지기에 관한 것이다. 여러 전송 거리에 대한 참여된 시그니처 패턴에 따라 에너지가 표로 나타난다. 이 표는 기대되는 왕복 전송 지연을 설명하며, 코히어런트 시그니처 코딩이 사용되는 지, 비-코히어런트 코딩이 사용되는 지, 그리고 다중 도플러 채널이 존재하는지, 정확한 시그니처를 도출하도록 누적된 기호를 처리한다. 발명의 대안의 실시에는 RACH 프리엠블 시그니처를 차등적으로 암호화하는 새 기법을 포함한다.

실시예

CDMA 통신 시스템(25)(도 5)은 송신기(27)와 수신기(29)를 포함하고, 이들은 기지국이나 이동 가입자 유닛에 위치할 수 있다. 송신기(27)는 여러 속도, 가령 8kbps, 16kbps, 32kbps, 64kbps, 또는 그외 다른 속도로 음성 및 비음성 신호(33)를 데이터로 암호화하는 신호 프로세서(31)를 포함한다. 신호 프로세서(31)는 신호의 종류, 서비스, 또는 설정 데이터 속도에 따라 속도를 선택한다.

다중 접근 환경에서 전송된 신호의 발생에는 두 단계가 연관된다. 먼저, 양-위상 변조 신호로 고려될 수 있는 입력 데이터(33)는 순방향 오류 고정(FEC) 인코더(35)를 이용하여 암호화된다. 가령, $R = 1/2$ 컨벌루션 코드가 사용될 경우, 신호 양-위상 변조 데이터 신호는 양-변량, 또는 두 개의 양-위상 변조 신호가 된다. 나머지 신호는 각각 채널 Q(41b)로 지정된다. 복소수는 $a + bj$ 의 형태를 취하고, 이때 a 와 b 는 실수이고 $j^2 = -1$ 이다. 양-위상 변조 I 및 Q 신호는 QPSK로 불린다.

제 2 단계에서, 두 개의 양-위상 변조 데이터나 기호(41a, 41b)는 복소수 의사-잡음(pn) 순서(43a, 43b)로 스프레딩된다. QPSK 기호 스트림(41a, 41b)은 독자적인 복소수 pn 순서(43a, 43b)로 곱해진다. I 및 Q pn 순서(43a, 43b)는 기호 속도보다 통상적으로 100 배 내지 200 배의 고속으로 발생하는 비트 스트림으로 이루어진다. 복소수 pn 순서(43a, 43b)는 디지털 스프레드 신호(45a, 45b) 생성을 위해 복소수-신호 비트 스트림(41a, 41b)으로 믹서(42a, 42b)에서 혼합된다. 스프레드 신호(45a, 45b)의 성분은 보다 작은 듀레이션을 가지는 칩으로 알려져 있다. 결과적인 I 및 Q 스프레드 신호(45a, 45b)는 믹서(46a, 46b)에 의해 고주파로 상향변환되고, 다른 스프레딩 코드를 가지는 다른 스프레드 신호(채널)와 컴바이너(53)에서 조합되며, 고주파로 신호를 상향 변환하기 위해 반송파 신호(51)와 혼합되고, 그리고 전송된 방송 신호(55)로 안테나(54)에 의해 방사된다. 전송(55)은 서로 다른 데이터 속도를 가지는 다수의 개별 채널을 포함할 수 있다.

수신기(29)는 복조기(57a, 57b)를 포함한다. 상기 복조기(57a, 57b)는 안테나(56)에서의 전송된 광대역 신호(55)의 수신 교정을 임시 반송파 주파수(59a, 59b)로 하향변환한다. 믹서(58a, 58b)에서의 제 2 하향 변환은 신호를 기저대역으로 감소시킨다. QPSK 신호는 필터(61)에 의해 필터링되고, 국부적으로 발생된 복소수 pn 순서(43a, 43b)와 믹서(62a, 62b)에서 혼합된다. 이 복소수 pn 순서(43a, 43b)는 전송된 복소수 코드의 켈레값(즉, 켈레 복소수)과 일치한다. 송신기(27)에서 동일한 코드에 의해 스프레딩된 원래의 파형만이 효과적으로 디스프레딩될 것이다. 모든 다른 수신 신호는 수신기(29)에 잡음으로 나타날 것이다. 데이터(65a, 65b)는 신호 프로세서(67)로 전송되고, 이때 컨벌루션 방식으로 암호화된 데이터에 FEC 디코딩이 실행된다.

신호가 수신되어 복조된 후, 기저대역 신호는 칩 레벨에 놓인다. 신호의 I 및 Q 성분은 스프레딩 중 사용되는 pn 순서의 켈레 복소수를 이용하여 디스프레딩되어, 신호를 기호 레벨로 복귀시킨다.

이동 가입자 유닛으로부터 기지국까지 역방향 링크를 구축하기 위해, 이동 가입자 유닛은 RACH 상에서 전송될 임의의 접근 패킷을 전송한다. RACH의 전송은 RACH가 FEC를 실행하지 않는 경우를 제외하고 앞서 기술된 전송과 유사하다. 통신 시스템(25)에 사용되는 두 개 이상의 RACH가 존재할 수도 있다.

16개의 가능한 코히어런트 PSK 코딩 RACH(71) 프리엠블 시그니처(73)를 보여주는 표가 도 2에 도시된다. 각각의 시그니처는 16개의 기호를 포함한다. 각각의 기호 A는 복소수 $A = 1 + j$ 이다. 코딩 방법과 복소수에 관한 설명은 본 발명의 범위를 벗어나고 당 분야에 공지된 사실이다.

기존 코히어런트 RACH(71) 감지기(75)가 도 6A에 도시된다. 수신기(29)가 RACH(71) 반송파를 복조한 후, 복조 신호(77)는 RACH 프리엠블(73) 디스프레딩을 위해 정합 필터(79)로 입력된다. 정합 필터(79)의 출력은 RACH 프리엠블(73)을, 프리엠블 코드(83)를 나타내는 공지된 프리엠블 pn 순서와 상관시키기 위해 프리엠블 코릴레이터(81)에 연결된다. 프리엠블 코릴레이터(81)의 출력은 특정 프리엠블 코드(83)를 이용하여 수신된 임의의 접근 버스트의 타이밍(87)에 상응하는

피크(85)를 가질 것이다. 추정된 타이밍(87)은 RACH(71) 버스트의 데이터부 수신을 위해 정규 RAKE(89) 컴바이너에 사용될 수 있다. 도 2에 도시되는 코히어런트 PSK 코딩 프리앰블 시그너처(73)로 이상적인 조건 하에서는 이 감지기(75)가 잘 작동하지만, 범위 모호성과 도플러 효과로 인해 검출기(75)의 작동이 악영향을 받을 수 있다.

본 발명의 제 1 실시예에서, 비-코히어런트 감지가 사용될 수 있다. 본 실시예에서, 도 2에 도시되는 코히어런트 RACH 프리앰블 시그너처(73)는 차등적으로 암호화된다. 따라서, 코히어런트 프리앰블 시그너처(73)는 전송전에 먼저 인코히어런트 DPSK 코딩 신호로 변환되고, 수신후에 차등적으로 해독된다.

코히어런트 기호를 비-코히어런트 기호로 변환하는 방법은 다음의 단계에 따라 실행된다. 이때 i 는 행이고, j 는 열이다. 먼저,

$S_{old}(i,1) = -A$ 일 경우, i 에 상응하는 모든 j 에 -1 을 곱한다. **(방정식 2)**

가령, 도 2에 도시되는 시그너처 4($i = 4$)의 경우에,

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
4	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	-A	A	-A	A	A	A

여기에 -1 을 곱하면,

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
4	A	-A	A	-A	A	A	A	A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A

제 1 단계 이후에, 옛 프리앰블 시그너처는 원래의 비교란 시그너처(1, 3, 5, 8, 9, 11, 12, 13)와 -1 과 곱해진 시그너처(2, 4, 6, 7, 10, 14, 15, 16)로 구성될 것이다.

변환 과정의 제 2 단계를 프리앰블 시그너처(73)의 일련의 기호 각각을 변환한다.

$S_{new}(i,j) = A$ if: $S_{old}(i,j) = S_{new}(i,j-1)$ **방정식 3**

$S_{new}(i,j) = -A$ if: $S_{old}(i,j) \neq S_{new}(i,j-1)$ **방정식 4**

앞서 예와 연계하여, 시그너처 4($i=4$)의 경우에,

$$S_{old}(4,2) \neq S_{new}(4,2-1)$$

$$-A \neq A$$

따라서, $S_{new}(4,2) \neq -A$

DPSK 코딩의 나머지는 주어진 프리앰블 시그너처(73)의 일련의 기호 각각에 대해 실행된다. 이 과정은 모든 16개의 프리앰블 시그너처(73)를 차등적 프리앰블 시그너처(97)로 변환한다. 이는 도 10에 도시된다. DPSK 변환은 이동 가입자 유닛의 일부로 계산되고 펌웨어로 로딩될 수 있고, 또는, 기지국 수신기의 정교성에 따라 전화를 시작할 때 연산될 수 있다. DPSK 프리앰블 시그너처의 경우에, 코히어런트 처리에 대해 앞서 기술된 것과 동일한 과정이 실행된다. 단, 프리앰블 시그너처와 상관시키기 전에 수신 신호가 차등 해독에 의해 반드시 복구되어야 한다는 점에 차이가 있다.

본 발명(95)에 따라 제작되는 RACH 감지기(101)는 도 6B에 도시된다. 기존 수신기(75)를 참고로 하여 앞서 기술된 바와 같이, 수신된 RACH(77)는 복조되어 정합 필터(79)의 입력에 연결된다. 정합 필터(79)의 출력은 RAKE(89), 시간 지연(103), 제 1 믹서(105)에 연결된다. 각각의 수신 시그너처(97)는 한 개의 기호 길이, 즉 256 칩만큼 지연된다. 시간 지연(103)의 출력은 수신 기호를 그 켈레 복소수로 변환하는 켈레 프로세서(107)에 연결된다. 켈레 복소수 프로세서(107)의 출력은 제 1 믹서(105)에 연결되고, 이때 복소수의 실수부는 (106)으로 선택되고, 시그너처 기호와 곱하여져서, 프리앰블

코릴레이터(81)에 출력된다. 프리앰블 코릴레이터(81)는 가능한 시그너처를 출력 순서와 상관시킨다. 이 합계는 피크 감지기(85)의 한계값과 비교되고, 이 합계가 16번째 기호의 종료부에 의해 한계값을 넘을 경우, 시그너처가 감지되었음이 결정된다. 각 시그너처에 대해 한 개씩 16개의 연산이 존재하기 때문에, 주어진 샘플 시간에 대한 그 한계값을 넘는 두 개 이상의 축적이 존재할 수 있다. 추정 타이밍(87)은 RACH(71) 버스트의 데이터부 수신에 대한 정규 RAKE(89) 컴바이너에 사용될 수 있다.

발명의 제 2 실시예에 따라, RACH 감지기 정합 필터(79)의 각 출력으로부터의 에너지가 계산된다. 정합 필터(79)가 칩핑 속도에서 샘플링되는 것이 일반적이거나, 칩핑 속도의 두배나 네배, 혹은 그 이상으로 오버샘플링될 수도 있다. 본 실시예에서, 칩핑 속도는 초당 4.096×10^6 칩이거나 $0.244\mu s$ 당 1개의 칩이다.

RAM(100)에 저장된 메모리 매트릭스(101)가 도 7A에 도시된다. 정합 필터(79)로부터 출력되는 각각의 기호에 대해 연산된 에너지 값이 여기에 저장된다. 매트릭스(101)는 100m로부터 30km까지 범위의 가입자 유닛 전송 거리까지 기지국에 상응하는 모든 가능한 지연 기호값을 저장하도록 배열된다. 매트릭스(101)는 RACH 프리앰블 시그너처 중 전송되는 칩의 총 숫자를 나타내는 256개의 행(0-255)(102)과 19개의 열(0-18)(104)로 이루어진다. 전파 지연을 무시할 수 있을만큼 가입자 유닛이 기지국에 인접하게 위치한다면, 256개의 칩이 수신되거나 P(255,0)인 후에 제 1 기호가 출력될 것이다. 가입자 유닛이 30km 거리에 위치할 경우, 819개의 칩이 수신되거나 대략 P(54,4)에 있는 후에 제 1 기호가 출력될 것이다. 송신 거리에 상관없이, 모든 256개의 칩은 또다른 기호를 계속하여 후에 생성할 것이고, 그래서 전체 행을 완료할 것이다. 16개의 기호가 프리앰블 시그너처를 규정하기 때문에, 매트릭스(101)는 세 개의 추가 기호 출력으로 하여금 범위 모호성에 참여하게 한다. 매트릭스(101)가 채워질 경우에, 30km 범위 바깥까지 이동 가입자 유닛에 대해 관심있는 모든 샘플을 포함한다.

정합 필터(79)로부터의 각각의 출력(97)은 복소수다.

$$z(ik) = x(ik) + jy(i,k), \text{ 이때 } i = 0 \text{에서 } 255, k = 0 \text{에서 } 18 \text{ 방정식 5}$$

각 출력의 실수부와 허수부의 제곱합인 순간 에너지 값은 다음과 같이 연산되고, 매트릭스(101) 내에 저장된다.

$$P(i,k) = z(i,k)z(i,k)^* = x^2 + y^2 \text{ 방정식 6}$$

프리앰블 시그너처가 16개의 기호로 이루어진 세트로부터 생기고 특정 칩 패턴이 각 기호에 존재하기 때문에, 정합 필터 출력은 평균 출력보다 16배 큰 출력을 생성할 것으로 기대되고, 각각의 큰 값은 이전 값과 256 칩만큼 구분된다. 조합된 출력은 256칩과 정합 필터 출력 속도의 합이다. 극복되어야 할 한가지 문제점은 제 1 정합 필터 출력이 제 1 256 칩 내에서 자동적으로 발생하지 않는다는 점이다. 표 1에 도시되는 바와 같이, 이동 가입자 유닛과 기지국간 거리에 따라 후에 발생할 수 있다.

프리앰블 시그너처가 존재할 때, 상응하는 정합 필터 출력은 256 행(102) 중 하나의 19개 요소 중 16개를 채울 것이다. 각각의 행에 대해, 완전한 프리앰블 시그너처가 감지될 수 있고, 이 경우에 행마다 더해진 총 에너지의 값이 정해진 한계값을 넘는다.

도 7B를 참고로 하여 프리앰블 시그너처를 시험적으로 감지하는 과정(200)이 나타난다. 매트릭스(101)가 채워지면(단계 201), 각 행에 대한 에너지 값이 합하여져(109), 마찬가지로 저장된다(단계 202). 합이 지정 한계값을 넘는 행의 경우에, 이 행은 "시험적 감지"라고 간주된다. 제 1 행에 대한 합이 지정 한계값과 비교되어(단계 204), 합이 한계값을 넘는 지가 결정된다(단계 206). 그러하다면, 행은 시험적 감지로 표시된다(단계 208). 각각의 행이 더하여지지 않았으면(단계 210), 다음 행이 검색되고(단계 212), 앞서의 과정이 반복된다(단계 206-210). 모든 행이 합하여지면, 각 시험적 감지 상의 범위 모호성이 해결되고(단계 214), 후보값이 출력된다(단계 216).

앞서 언급한 바와 같이, 이동 가입자 유닛의 위치로 인해, 범위 모호성이 생기고, 이에 의해 프리앰블 시그너처가 네 개의 기호까지동안 생기지 않을 수 있다. 이 범위 모호성이 해결되어야 한다. 따라서, 시험적 감지로 표시된 각각의 행에 대해, 가장 높은 합을 생성하는 행 내의 16개의 일련의 위치의 에너지 값이 결정되어야 한다. 범위 모호성으로 인해, 프리앰블 시그너처의 수신 버전으로부터 네 개의 가능한 경우 1, 2, 3, 4가 도출된다. 네 개의 경우가 도 8에 도시된다. 이 예에서, 시그너처 1이 전송되었고 19개의 수신 기호로부터 조립되어, 메모리 매트릭스(101)의 한 행을 형성한다. 각각의 경우에 대해,

19개 중 16개의 일련의 기호가 16개의 가능한 프리앰블 시그니처 각각과 상관되어, 64개의 가설을 유발한다. 64개의 가설 중 하나는 수신된 가장 큰 에너지를 가지는 시그니처를 도출한다. 64개의 가설 중 가장 큰 것은 경우 1에서 발생한다. 왜냐하면, 경우 1은 모든 일련의 기호를 가지며 16개의 프리앰블 시그니처 중 하나와 상관되지 않기 때문이다.

도 7C를 참고로 하여, 발명에 따라 범위 모호성을 해결하는 과정(300)이 나타난다. 도 8을 참고로하여 앞서 기술된 바와 같이, 각각의 행은 19개의 총 위치를 가진다. 도 7C에서, 시험적 감지로 간주되는 행의 첫 번째 16개 일련의 위치의 에너지 값이 분석된다(단계 301). 16개의 위치에 대한 에너지 합이 연산되고(단계 302), 저장된다(단계 304). 행 내의 모든 위치의 합이 아직 계산되지 않았을 경우(단계 306), 요소 2-17에 상응하는 다음의 16개의 일련의 위치가 재생(review)된다(단계 308). 이때 카운터가 증가하고(단계 310), 과정이 반복된다(단계 302-306). 모든 위치의 합이 계산될 경우, 가장 큰 합을 가지는 행 내의 16개의 위치를 결정하기 위해 모든 합이 비교된다(단계 312). 그후 시스템은 가장 큰 합을 가지는 16개의 일련의 위치의 시작에 상응하는 열(k)의 값을 출력한다. 이는 선택된 후보값이다. 이 과정은 각각의 시험적 감지에 대해 반복된다.

도 7c를 참고로하여 기술된 과정은 다음과 같이 의사 코드(pseudo code)로 요약될 수 있다.

row i(i = 0~255)

sum(k) = 0; k = 0, 1, 2, 3

for k = 0~3, do

sum(k) = sum(k) + P(i,n+k-1)

next k

그후,

Select k for max sum(k)

maxk = 0

max = sum(0)

for k = 1~3

if sum(k) > max then

max = sum(k)

maxk = k

next k.

선택된 후보값은 코히어런트, 또는 인코히어런트 PSK 코딩에 대한 일반 상관 감지 과정의 출력과 비교된다. 일반 상관 감지 과정의 논의는 본 출원의 범위를 벗어나며, 당 분야에 공지된 사실이다.

도 9를 참고로 하여, 직교성과 범위 모호성 사이의 관계표가 도시된다. 제 1 열은 수신된 신호가 상관되는 시그니처이다. 두 번째에서 다섯 번째까지의 열은 경우 1-4의 상관값이다. 상관값이 클수록, 수신값이 수신 신호와 보다 더 정합된다. 상관값이 0이라는 것은 수신 신호가 각각의 시그니처 기호와 수직이라는 것을 의미한다. 경우 2, 3, 4에서는 각 시그니처 사이에 직교성이 존재하지 않는다.

도 9에 도시되는 상관값이 다음과 같이 연산된다.

$$\frac{100}{1024} \left| \bar{s}^{(1)} \bullet \bar{s}^{(k)} \right|^2 = \frac{100}{1024} \left| \sum_{i=0}^{15} P_i^{(1)} \bullet P_{i+1}^{(k)} \right|^2, k = 1, 2, \dots, 16$$

방정식 7

이때, 시그너처 1에 대해 k=1, 시그너처 2에 대해 k=2, ... 시그너처 16에 대해 k=16이고, 경우 1에 대해 l=0, 경우 2에 대해 l=1, 경우 3에 대해 l=3, 경우 4에 대해 l=4이다. 상기 값 1024는 아래의 방정식 8과 9에 의해 도출된다.

$$1024 = \left| \bar{s}^{(1)} \bullet \bar{s}^{(1)} \right|^2, \text{ where } \bar{s}^{(1)} = \text{signature 1}$$

방정식 8

$$\bar{s}^{(1)} \bullet \bar{s}^{(1)} = \left[\begin{array}{cccccccccccccccc} A & A & A & -A & -A & -A & A & -A & -A & A & A & -A & A & -A & A & A \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} A^* \\ A^* \\ A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ A^* \\ A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ A^* \\ A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ A^* \\ A^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} &= 16 \times A \bullet A^* \\ &= 16 \times (H_j)(1-j) \\ &= 16 \times 2 \\ &= 32 \end{aligned}$$

and A=

1+j

방정식 9

$$A^* = A(1-j)$$

따라서, 322 = 1024

발명의 본 실시예에 따라 제작되는 RACH 감지기(95)가 도 11에 도시된다. 도 6에 도시되는 기존 수신기에서 앞서 기술한 바와 같이, 수신된 RACH(77)가 복조되고 정합 필터(79)의 입력에 연결된다. 정합 필터(79)의 출력은 RAKE(89), 시간 지연 유닛(103), 제 1 믹서(105), 제 1 프로세서(99)에 연결된다. 각각의 수신된 프리앰블 시그너처(97)는 지연 유닛에서 256개의 칩인 한 기호 길이 T5만큼 지연된다. 시간 지연 유닛(103)의 출력은 켈레 프로세서(107)에 연결되고, 상기 프로세서(107)는 수신된 기호를 켈레 복소수로 변환한다. 켈레 복소수 프로세서(107)의 출력은 제 1 믹서(105)에 연결되고, 이때 복소수의 실수부가 프리앰블 시그너처와 곱하여지고, 프리앰블 코렐레이터(81)에 출력된다. 프리앰블 코렐레이터(81)는 가능한 시그너처를 기호 순서에 바탕한 출력 순서와 상관시킨다. 이 합은 한계값과 비교되고, 이 값이 한계값을 16 번째 기호의 최종값만큼 넘을 경우, 시그너처가 감지된다. 각 시그너처마다 한 개씩 16개의 연산이 존재하기 때문에, 주어진 샘플 시간에 대한 한계값을 넘는 축적이 두 개 이상일 수 있다. 이 경우에, 가장 큰 값을 가지는 축적이 정확하다고 선택된다.

앞서 기술된 시그너처 상관과 함께, 정합 필터(79) 출력(97)은 각각의 기호 출력에 대한 에너지 값을 연산하는 제 1 프로세서(99)에 입력된다. 연산된 각각의 에너지 값에 대해, 이는 메모리 매트릭스(101)에 저장된다. 앞서 기술한 바와 같이, 19 개의 기호 행에 대해 에너지 값이 연산된 후, 제 2 프로세서(109)는 제 2 메모리(111)에 저장되는 주어진 행에 대한 합계 에너지를 연산한다. 메모리 매트릭스(101)와 제 2 메모리(111)는 도시되는 바와 같이 두 개의 분리된 성분 대신에 단일 RAM 메모리를 실제 포함할 수 있다. 지정 한계값을 넘는 에너지는 시험적 감지이다. 19개의 기호를 포함하는 256개의 가능한 시그너처의 축적이 제 2 메모리(111)에 축적된 후, 제 3 프로세서(113)는 256 에너지 레벨을 정상 시그너처 감지와 일대일로 비교하여, 수신되는 정확한 시그너처 순서에 도달하도록 각각의 과정 결과를 교차 확인한다.

다중 도플러 채널을 설명하기 위해, 대안의 실시예는 앞서 기술된 네 경우의 접근법과 유사한 채널을 해결한다. 도플러 채널을 설명하기 위해, 위상 회전이 삽입된다. 위상 회전은 도플러 스프레딩으로 인해 생기는 위상 변화를 교정하고 보상한다. m개의 도플러 채널을 가지는 코히어런트 감지의 경우에, m x 4 x 16개의 가설이 생성된다. m x 4 x 16개의 가설 중 가장 큰 것이 선택되고 상응하는 시그너처가 식별된다.

수신된 순서가 r(t)일 경우, 19개의 샘플 r(nΔt), n=1,2,3,...,19가 수집될 때마다, 네가지의 경우, n = 1~16,(경우 1), n = 2~17(경우 2), n = 3~18(경우 3), n = 4~19(경우 4)가 고려된다. 도플러 효과를 해결하기 위해, 각각의 경우는 m개의 도플러 채널에 상응하는 m개의 서로 다른 위상 회전을 가지는 16개의 시그너처와 상관된다. 위상 회전을 가지는 상관의 출력은 다음과 같다.

$$y_{ik} = \sum_{n=1}^{16} |r(n\Delta t) \times \bar{s}_i \times \exp(-j \cdot 2\pi f_{ok} n\Delta t)|^2$$

방정식 10

이때, i = 1,2,3,...,16이고, k = 1,2,3,...,m이며, $2\pi f_{ok}$ 는 k번째 도플러 채널의 위상 회전이고, \bar{s}_i 는 가능한 시그너처이다. 이때 i는 1,2,3,...,16이다.

다섯 개의 도플러 채널의 주파수 회전 예는 (f01, f02, f03, f04, f05) = (-200Hz, -100Hz, 0, 100Hz, 200Hz)이고, 서로의 사이에 100Hz의 간격을 가진다. 각각의 경우는 m x 16개의 가설을 발생시킨다. 네 개의 경우는 4 x m x 16개의 가설을 생성한다. m x 16 x 4 가설에 가장 큰 상관성을 가지는 프리앰블 시그너처가 선택된다.

본 발명의 본 실시예에 따라 이루어지는 다중 도플러 채널을 갖춘 코히어런트 감지를 이용한 수신기가 도 12A-B에 도시된다. 도 12A에서, 수신된 RACH(77)는 정합 필터(79)에 연결되어, 스프레딩 코드(256 칩)와 상관된다. 앞서 기술한 바와 같이, 19개의 기호 출력이 수집되고 메모리 매트릭스(101)에 저장될 때까지, 한 개의 기호가 정합 필터의 매 256 칩으로부터 출력된다. 19개의 기호 출력 중 16개의 일련의 기호 출력이 조립되고 네 개의 경우가 형성된다.

16개의 일련의 샘플의 네 경우 각각은 프리앰블 코렐레이터(119)에서, m 도플러 채널 상의 16개의 프리앰블 순서 각각과 상관된다. 발생된 m x 16 x 4의 가설이 제 2 메모리(121)에 저장된다. m x 16 x 4 가설로부터 가장 큰 에너지를 가지는 경우가 선택되고(123), 상응하는 프리앰블 시그너처가 식별된다. 도 12B는 주어진 프리앰블 순서와 주어진 도플러 채널에 대한 프리앰블 코렐레이터의 상세한 블록도표를 보여준다.

본 발명의 대안의 실시예는 도 13에 도시되는 16 x 16 시그너처 매트릭스를 바탕으로 한다. 발명의 본 실시예를 이용함에 있어, 도 13에 나타나는 시그너처 매트릭스를 차등적으로 암호화함으로써 새 시그너처 세트가 생성된다. 암호화 규칙은 다음과 같다. 먼저, S(i,k), M(i,k), R(i,k)가 다음과 같이 규정된다.

S(i,k) = 시그너처 i의 k번째 요소

M(i,k) = 제안된 새 전송 시그너처 세트의 k번째 요소

R(i,k) = 수신기에 저장될 제안된 새 반복 세트의 k번째 요소.

요소들은 다음과 같이 매핑된다. 맵 A -> 1, 맵 B -> j = sqrt(-1), 세트 M(i,0) = A = 1, 세트 R(i,0) = A = 1. k=1~15의 경우에, 다음의 결과를 얻는다.

M(i,k) = M(i,k-1) x S(i,k) **방정식 11**

R(i,k) = S*(i,k) **방정식 12**

*는 켈레 복소수를 표시한다.

S(i,k) = 1일 경우, R(i,k) = 1

$S(i,k) = j$ 일 경우, $R(i,k) = -j$

이 규칙은 도 14에 요약될 수 있고, 이 표에서 좌측 열은 $M(i,k-1)$ 의 네가지 가능한 값을 나타내고, 상부 행은 $S(i,k)$ 의 가능한 네가지 값을 나타낸다. 도 15는 원래의 비-코딩 순서와, 차등적으로 암호화된 순서로의 그 변환을 나타낸다.

수신기에서, 이 기호들은 차등적으로 해독된다. $D(0)=1$ 에서 임의로 시작하여, 해독된 기호 $D(k)$, $k=0\sim 15$ 는 수신된 코딩 기호 $C(k)$ 를 이용하여 다음과 같이 주어진다.

$D(i,k) = C(i,k) \times C(i,k-1)$ * **방정식 13**

프리앰블 시그너처에 대한 상관이 실행되고, 이에 의해 $\text{Sum}(i) = 0$ 이다. $i = 0\sim 15$ 의 경우에,

$\text{Sum}(i) = \text{Sum}(i) + D(i,k) \times R(i,k)$ **방정식 14**

새로 전성된 완전한 시그너처 세트가 도 16에 도시된다. 이와 동일한 기술이, A를 B로 대치하고 B를 A로 대치함으로써 도 13에 도시되는 프리앰블 시그너처에 적용될 수 있다.

도면의 간단한 설명

도 1은 기존 CDMA 통신 시스템의 단순화된 블록도표.

도 2는 16개의 코히어런트 RACH 시그너처의 표.

도 3은 병렬 RACH 기도에 대한 전송 타이밍을 도시하는 타이밍 다이어그램.

도 4A는 제 1 기호 구간 주기 중 수신된 16개의 기호 RACH 프리앰블 시그너처를 도시하는 타이밍 다이어그램.

도 4B는 제 2 기호 구간 주기 중 수신된 16개의 기호 RACH 프리앰블 시그너처를 도시하는 타이밍 다이어그램.

도 4C는 제 3 기호 구간 주기 중 수신된 16개의 기호 RACH 프리앰블 시그너처를 도시하는 타이밍 다이어그램.

도 4D는 제 4 기호 구간 주기 중 수신된 16개의 기호 RACH 프리앰블 시그너처를 도시하는 타이밍 다이어그램.

도 5는 CDMA 통신 시스템의 상세한 블록도표.

도 6A는 임의 접근 채널 프리앰블 감지기의 공지 기술 시스템 다이어그램.

도 6B는 본 발명에 따라 제작된 임의 접근 채널 프리앰블 감지기의 도면.

도 7A는 기호 메모리 매트릭스의 도면.

도 7B는 프리앰블 시그너처를 실험적으로 감지하기 위한 과정의 순서도.

도 7C는 범위 모호성을 분별하기 위한 과정의 순서도.

도 8은 범위 모호성을 분별하기 위한 수신 프리앰블 시그너처 기호의 네가지 가능한 조합을 나타내는 표.

도 9는 직교성과 범위 모호성간 관계를 나타내는 표.

도 10은 16개의 비-코히어런트 RACH 시그너처의 표.

도 11은 비-코히어런트 RACH 프리앰블 감지기의 시스템 도표.

도 12A는 다중 도플러 채널을 교정하기 위한 코히어런트 RACH 프리앰블 감지기의 시스템 도표.

도 13은 본 발명의 대안의 실시예의 도면.

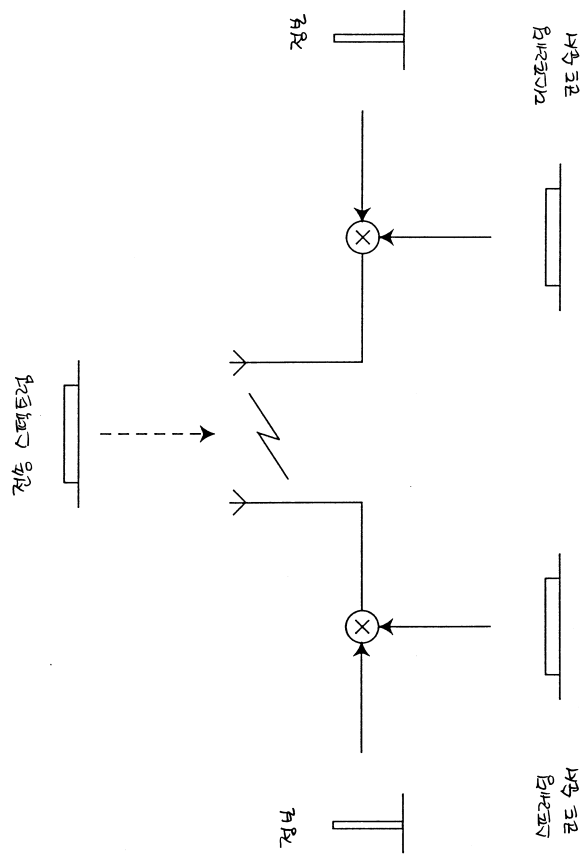
도 14는 본 발명의 대안의 실시예에 대한 암호화 규칙의 도면.

도 15는 코딩되지 않은 순서와, 차등적으로 코딩된 순서로의 변환을 나타내는 도면.

도 16은 도 15의 순서의 전송된 시그너처 도면.

도면

도면1

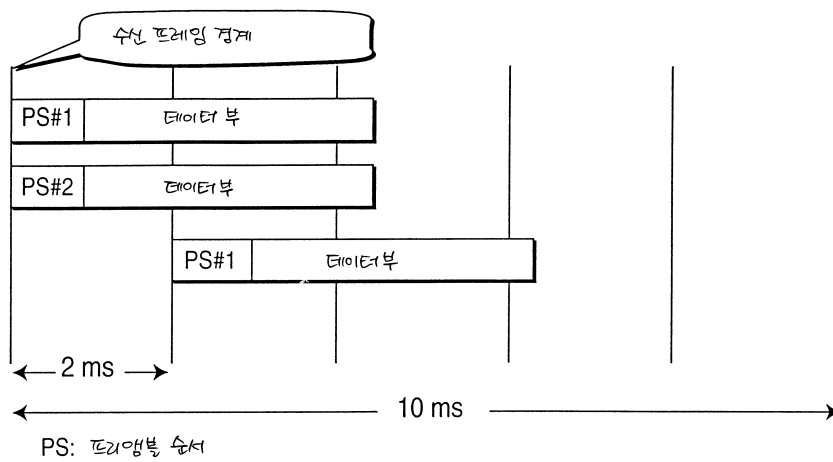


도면2

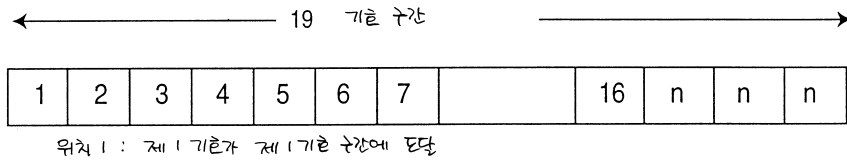
시그나처	프래임블 기준															
	P0	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11	P12	P13	P14	P15
1	A	A	A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	A	A
2	-A	A	-A	-A	A	A	A	-A	A	A	-A	-A	A	A	-A	A
3	A	-A	A	A	A	-A	A	A	-A	A	A	-A	-A	A	A	A
4	-A	A	-A	A	-A	-A	A	-A	-A	A	-A	A	-A	A	A	A
5	A	-A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	-A	-A	A	A
6	-A	-A	A	-A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	A	A	A	A	A
7	-A	A	A	A	-A	-A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	A
8	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	-A	A	A	A	A	-A	A
9	A	-A	A	-A	-A	A	-A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A
10	-A	A	A	-A	A	A	-A	A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	A
11	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	-A	-A	A
12	A	-A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A
13	A	-A	-A	A	A	-A	-A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	A	A
14	-A	-A	-A	A	-A	A	A	A	A	A	A	A	A	-A	A	A
15	-A	-A	-A	-A	A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	A
16	-A	-A	A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	A	-A	A	A	-A	A

.73

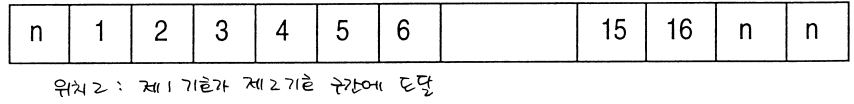
도면3



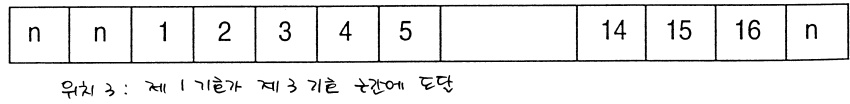
도면4a



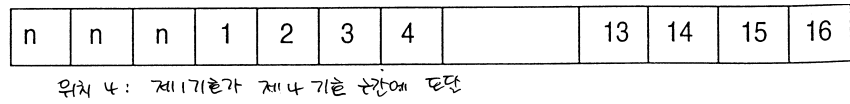
도면4b



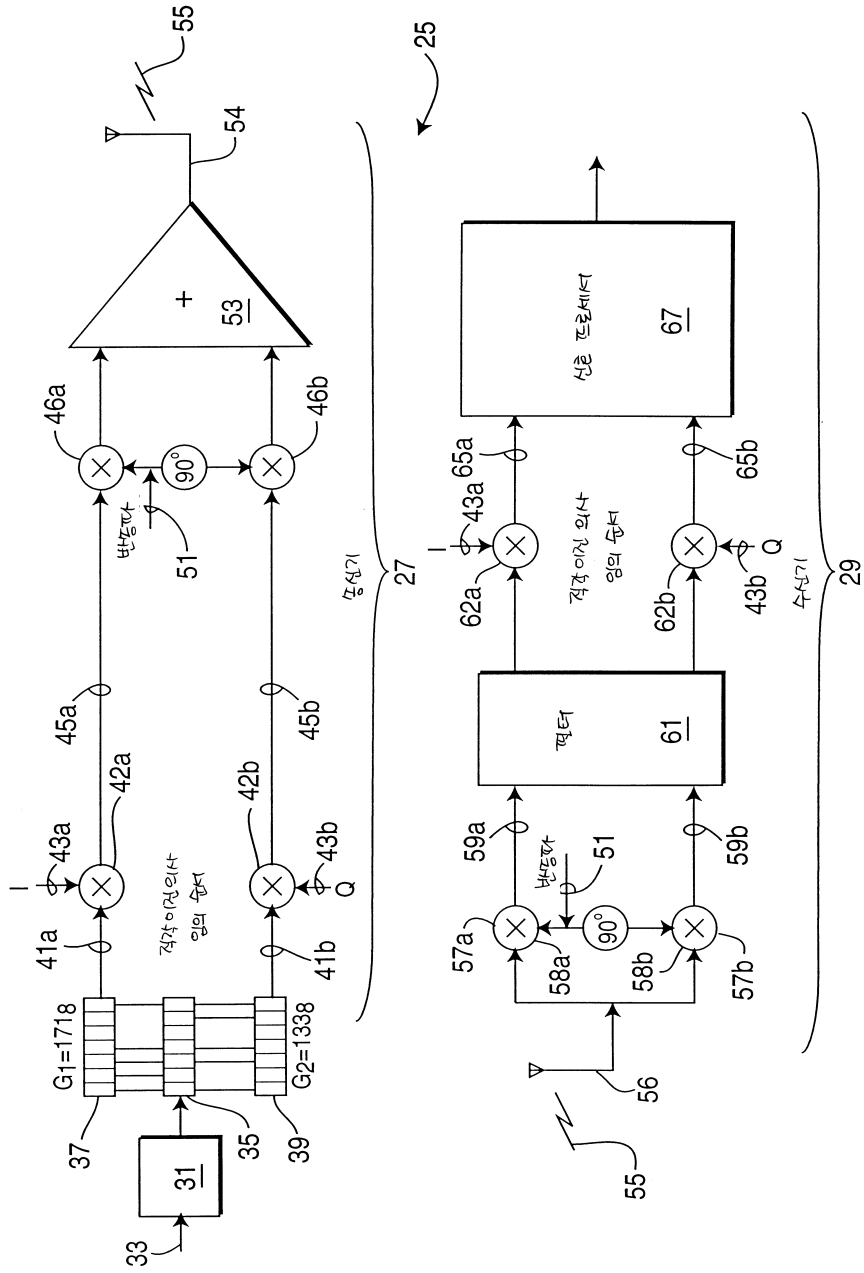
도면4c



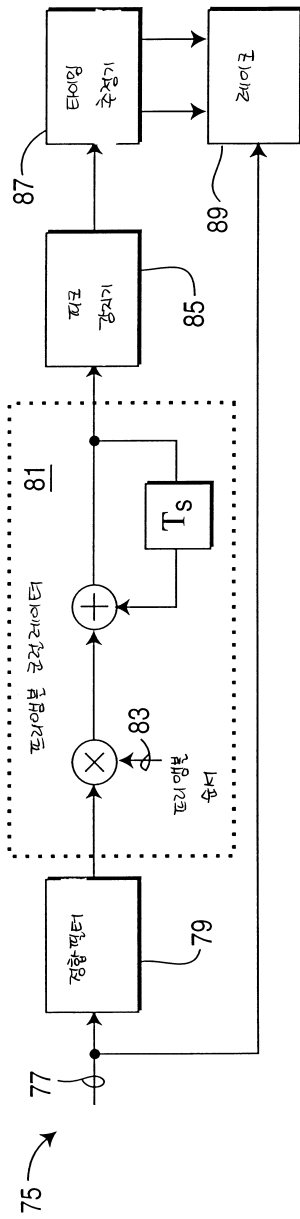
도면4d



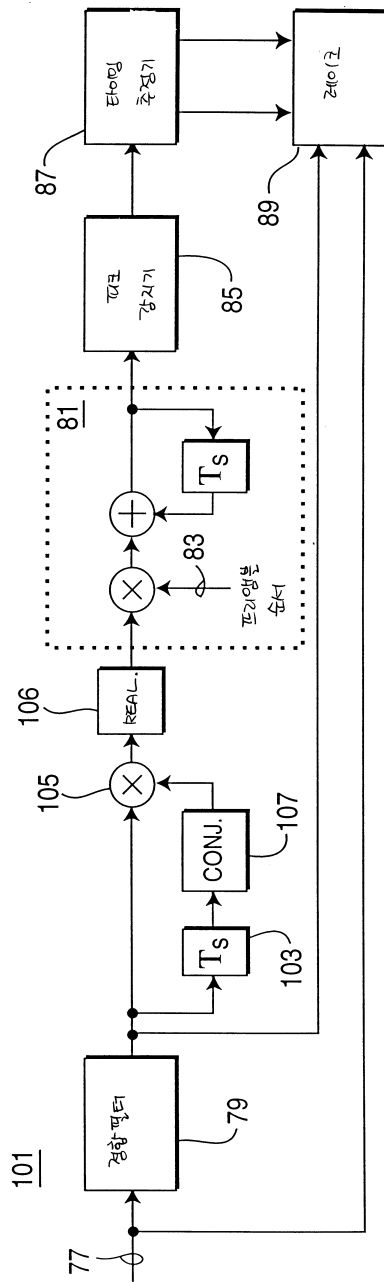
도면5



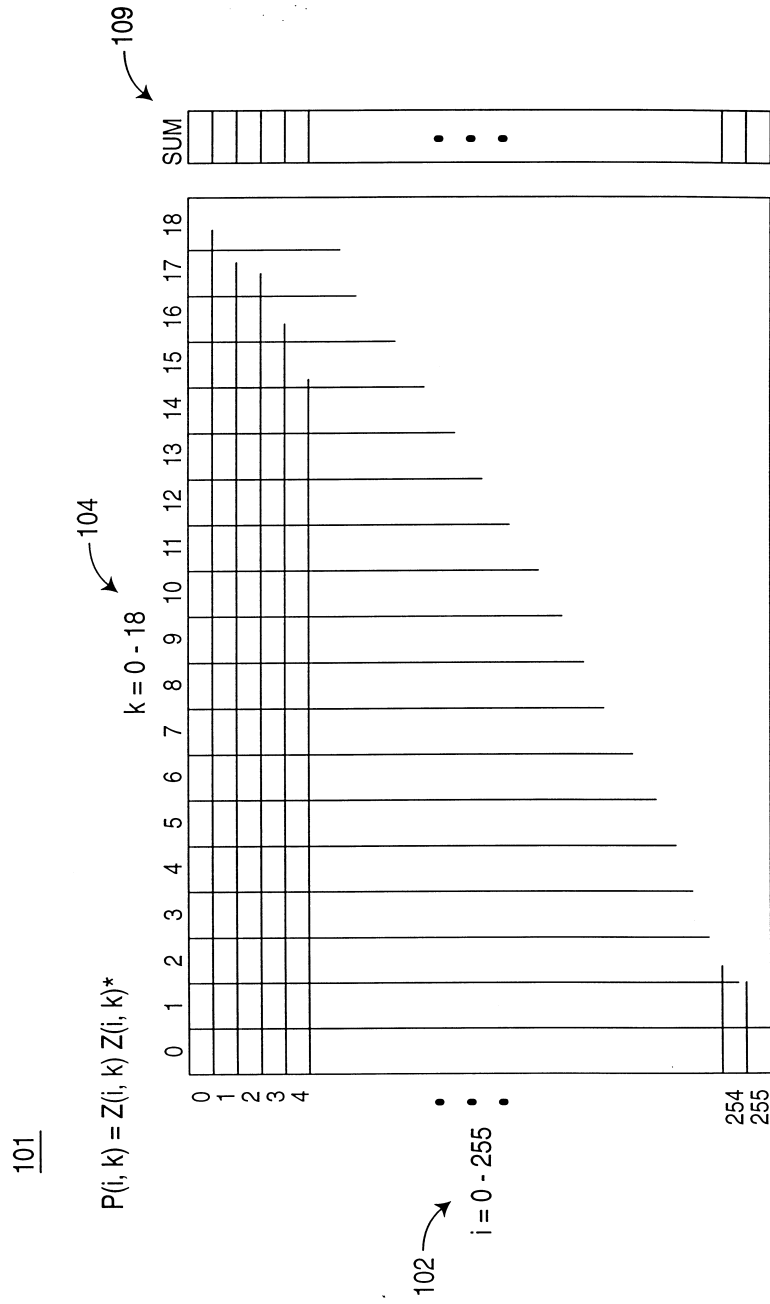
도면6a



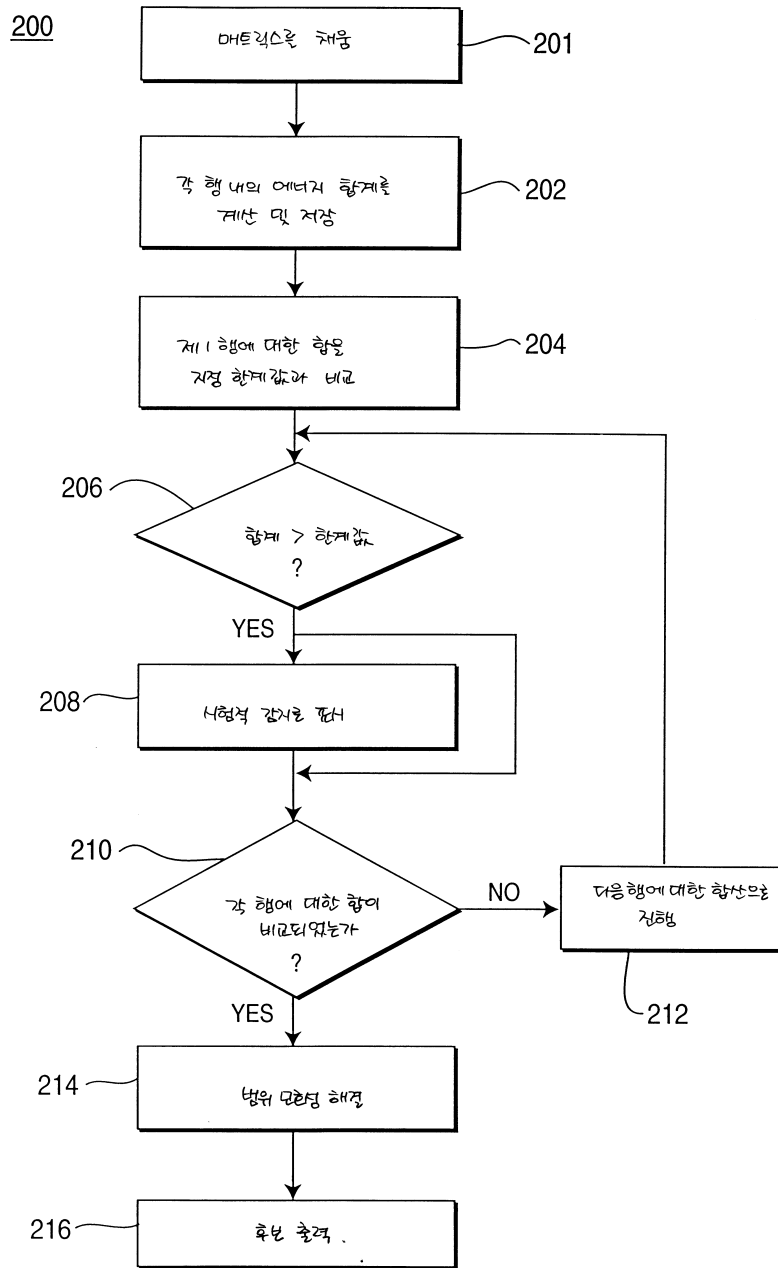
도면6b



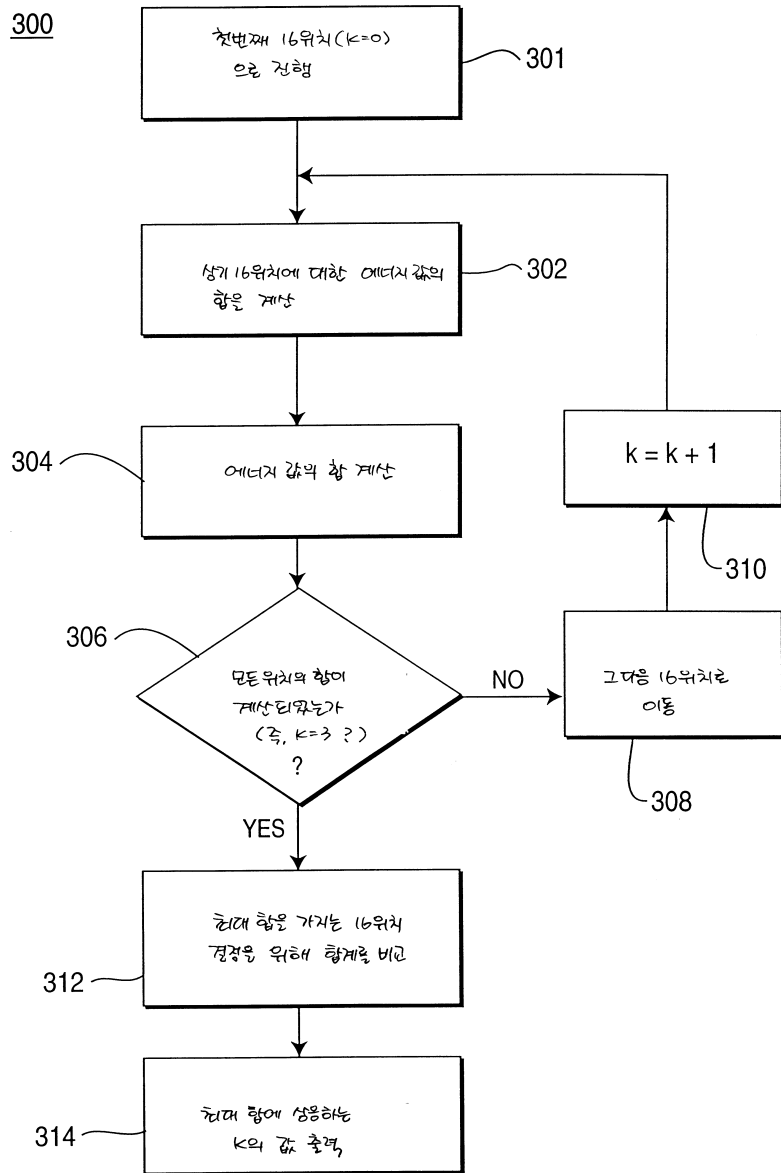
도면7a



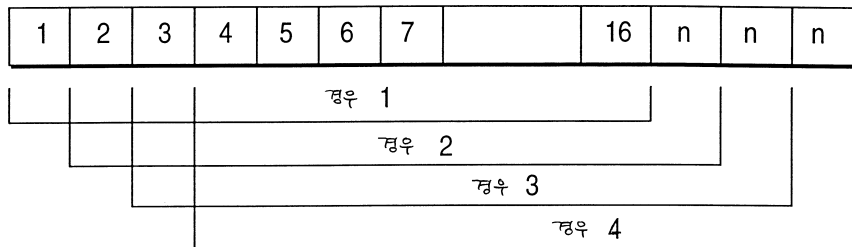
도면 7b



도면7c



도면8



도면9

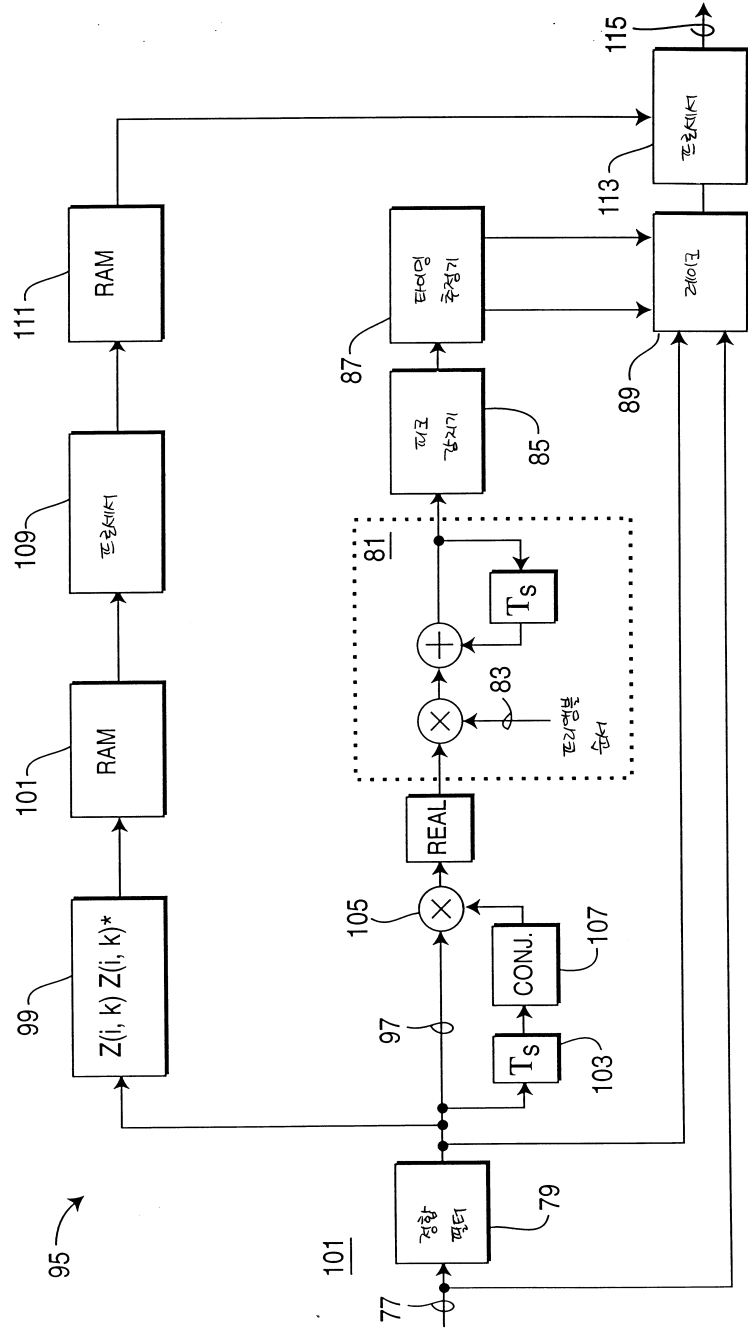
	경우 1	경우 2	경우 3	경우 4
s1	100.00	0.39	1.56	0.39
s2	0.00	3.52	0.00	9.77
s3	0.00	9.77	0.00	3.52
s4	0.00	19.14	14.06	9.77
s5	0.00	3.52	6.25	0.39
s6	0.00	0.39	1.56	0.39
s7	0.00	9.77	6.25	0.39
s8	0.00	3.52	25.00	0.39
s9	0.00	19.14	1.56	3.52
s10	0.00	0.39	1.56	9.77
s11	0.00	3.52	6.25	3.52
s12	0.00	0.39	1.56	0.39
s13	0.00	0.39	14.06	9.77
s14	0.00	0.39	1.56	19.14
s15	0.00	9.77	6.25	9.77
s16	0.00	9.77	0.00	0.39

도면10

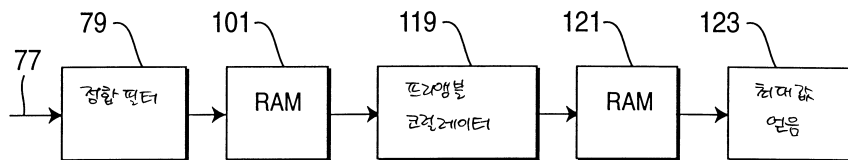
시공일차	연20일 별 기준															
	P0	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11	P12	P13	P14	P15
1	A	A	A	-A	A	-A	A	A	-A	A	-A	A	A	-A	A	-A
2	A	-A	-A	-A	A	-A	A	A	-A	A	-A	A	-A	A	A	-A
3	A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A
4	A	-A	-A	A	A	A	A	A	A	-A	-A	A	A	-A	A	-A
5	A	-A	A	-A	A	A	A	-A	A	-A	A	A	-A	A	-A	-A
6	A	A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	A	A	-A	A	-A	A	-A
7	A	-A	A	-A	-A	A	-A	-A	A	A	A	A	A	A	A	-A
8	A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A
9	A	-A	-A	A	-A	-A	A	A	A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A
10	A	-A	A	A	-A	A	A	-A	-A	-A	A	-A	-A	-A	A	-A
11	A	A	A	A	A	A	-A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	-A
12	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	-A
13	A	-A	A	A	A	-A	A	-A	-A	A	A	-A	A	-A	-A	-A
14	A	A	A	-A	-A	A	-A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	A	-A
15	A	A	A	A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A
16	A	A	-A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	-A	A	A	-A

97

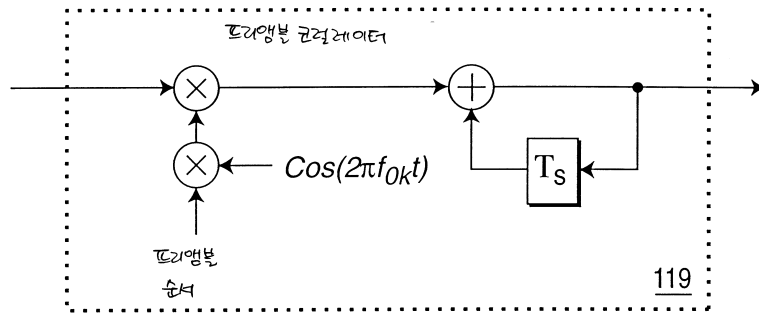
도면11



도면12a



도면12b



도면13

k	0...255...	...4095
S(0,k)	A A B B A -A -B B A -A B -B A A -B -B	
S(1,k)	A A B B A -A -B B -A A -B B -A -A B B	
S(2,k)	A -A B -B A A -B -B A A B B A -A -B B	
S(3,k)	A -A B -B A A -B -B -A -A -B -B -A A B -B	
S(4,k)	A A B B -A A B -B A -A B -B -A -A B B	
S(5,k)	A A B B -A A B -B -A A -B B A A -B -B	
S(6,k)	A -A B -B -A -A B B A A B B -A A B -B	
S(7,k)	A -A B -B -A -A B B -A -A -B -B A -A -B B	
S(8,k)	A A -B -B A -A B -B A -A -B B A A B B	
S(9,k)	A A -B -B A -A B -B -A A B -B -A -A -B -B	
S(10,k)	A -A -B B A A B B A A -B -B A -A B -B	
S(11,k)	A -A -B B A A B B -A -A B B -A A -B B	
S(12,k)	A A -B -B -A A -B B A -A -B B -A -A -B -B	
S(13,k)	A A -B -B -A A -B B -A A B -B A -A B B	
S(14,k)	A -A -B B -A -A -B -B A A -B -B -A A -B B	
S(15,k)	A -A -B B -A -A -B -B -A -A B B A -A B -B	

도면14

		S(i,k)			
		A	-A	B	-B
M(i,k-1)	A	A	-A	B = jA	-B = -jA
	-A	-A	A	-B = -jA	B = jA
	B	B = jA	-B = -jA	-A	A
	-B	-B = -jA	B = jA	A	-A

도면15

원기호	A	-A	B	-B	A	A	-B	-B	A	A	B	B	A	-A	-B	B
관행기호	A	-A	-jA	-A	-A	-A	jA	A	A	A	jA	-A	-A	A	-jA	A

도면16

k	0..255...
S(0,k)	A A B -A -A A -B A A -A -B -A -A -A B A
S(1,k)	A A B -A -A A -B A -A -A B -A A -A -B A
S(2,k)	A -A -B -A -A -A B A A A B -A -A A -B A
S(3,k)	A -A -B -A -A -A B A -A A -B -A A A B A
S(4,k)	A A B -A A A B A A -A -B -A A -A -B A
S(5,k)	A A B -A A A B A -A -A B -A -A -A B A
S(6,k)	A -A -B -A A -A -B A A A B -A A A B A
S(7,k)	A -A -B -A A -A -B A -A A -B -A -A A -B A
S(8,k)	A A -B -A -A A B A A -A B -A -A -A -B A
S(9,k)	A A -B -A -A A B A -A -A -B -A A -A B A
S(10,k)	A -A B -A -A -A -B A A A -B -A -A A B A
S(11,k)	A -A B -A -A -A -B A -A A B -A A A -B A
S(12,k)	A A -B -A A A -B A A -A B -A A -A B A
S(13,k)	A A -B -A A A -B A -A -A -B -A -A -A -B A
S(14,k)	A -A B -A -A -A B A A A -B -A A A -B A
S(15,k)	A -A B -A -A -A B A -A A B -A A A B A