



(19)대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H04B 1/707 (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2007년03월09일 10-0693682 2007년03월05일
---	-------------------------------------	--

(21) 출원번호	10-2000-7003877	(65) 공개번호	10-2001-0031050
(22) 출원일자	2000년04월10일	(43) 공개일자	2001년04월16일
심사청구일자	2003년10월07일		
번역문 제출일자	2000년04월10일		
(86) 국제출원번호	PCT/US1998/021466	(87) 국제공개번호	WO 1999/19992
국제출원일자	1998년10월09일	국제공개일자	1999년04월22일

(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, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 가나, 감비아, 크로아티아, 인도네시아, 시에라리온, 세르비아 앤 몬테네그로, 짐바브웨,

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

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

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

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

(30) 우선권주장      60/061,698      1997년10월10일      미국(US)

(73) 특허권자      칼콤 인코퍼레이티드  
미국 캘리포니아 샌디에고 모어하우스 드라이브5775 (우 92121-1714)

(72) 발명자      함스,브라이언  
미국80301콜로라도볼더바바토스플레이스3309

버틀러,브라이언  
미국92037캘리포니아라즐라글렌워크레인8736

스키너,고든  
사망

(74) 대리인      남상선

(56) 선행기술조사문헌  
 0748074 \*  
 \* 심사관에 의하여 인용된 문헌

심사관 : 임대식

전체 청구항 수 : 총 47 항

## (54) 다중 사용자 통신 시스템의 다중 PN 코드 확산

### (57) 요약

본 발명은 증가된 신호 획득 속도를 제공하기 위해 확산 스펙트럼 통신 시스템의 정보 신호를 확산하는 기술에 관한 것이다. 제 1 PN 확산 코드 또는 코드 세트는 제 2 PN 확산 코드 시퀀스 또는 함수를 따라 정보 신호를 확산하기 위해 사용된다. 제 2 PN 코드는 제 1 PN 확산 코드로 동기화되지만 큰 코드 주기를 가지므로 제 2 PN 코드의 각 코드 칩은 제 1 PN 코드의 전체 주기로 확장된다. 긴 주기 확산 코드는 신호 획득을 개선하는 신호 경로 지연을 다이내믹하게 변화시킬 때 범식별을 명백하게 제공하며 프레임 타이밍을 쉽게 획득하기 위한 외부 코드를 형성한다.

### 대표도

도 4a

### 특허청구의 범위

#### 청구항 1.

확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 적어도 하나의 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 이용하여 디지털 정보 신호들이 대역폭 확산되는 확산 스펙트럼 시스템에서 정보 신호를 확산하기 위한 장치에 있어서,

상기 디지털 정보 신호들을 생성하기 위한 수단; 및

상기 확산 스펙트럼 신호들을 제공하기 위해 제 1 코드 길이와 제 1 코드 주기를 가지는 적어도 하나의 미리선택된 제 1 PN 확산 코드, 제 2 코드 길이와 제 2 코드 주기를 가지는 미리결정된 제 2 PN 코드 시퀀스 및 상기 디지털 정보 신호들을 수신하고 결합하기 위한 확산 수단을 포함하며,

상기 제 1 코드 길이는 실질적으로 상기 제 2 코드 길이보다 더 길며 상기 제 2 코드 주기는 실질적으로 상기 제 1 코드 주기보다 더 긴 것을 특징으로 하는 장치.

#### 청구항 2.

확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 적어도 하나의 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 이용하여 디지털 정보 신호들이 대역폭 확산되는 확산 스펙트럼 시스템에서 정보 신호를 확산하기 위한 장치에 있어서,

제 1 코드 길이 및 제 1 코드 주기를 가지는 적어도 하나의 미리결정된 제 1 PN 확산 코드에 대응하는 제 1 PN 신호를 생성하기 위한 제 1 PN 생성 수단;

상기 제 1 코드 길이보다 실질적으로 짧은 제 2 코드 길이와 상기 제 1 코드 주기보다 실질적으로 긴 제 2 코드 주기를 가지는 미리결정된 제 2 PN 코드 시퀀스에 대응하는 제 2 PN 신호를 생성하기 위한 제 2 PN 생성 수단; 및

상기 확산 스펙트럼 신호들을 제공하기 위해 상기 제 1 및 제 2 PN 신호와 상기 디지털 정보 신호들을 수신하고 결합하도록 연결된 확산 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 3.

제 2 항에 있어서, 상기 제 1 PN 확산 코드 주기는 상기 제 2 PN 코드 시퀀스에 대한 일-칩 주기와 동일한 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 4.

제 3 항에 있어서, 상기 제 1 및 제 2 PN 코드는 동일한 미리선택된 시간에 시작하는 코드 주기들을 가지는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 5.

제 2 항에 있어서, 상기 제 1 및 제 2 PN 코드는 확대된(augmented) 길이 최대-길이 선형 시퀀스 PN 코드들의 미리선택된 부분들인 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 6.

제 1 항에 있어서, 상기 제 2 PN 코드는 m-시퀀스 PN 코드의 미리선택된 부분인 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 7.

제 1 항에 있어서, 상기 확산 수단은,

제 1 확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 적어도 하나의 제 1 PN 코드 및 상기 디지털 정보 신호를 수신하고 결합하기 위한 제 1 확산 수단; 및

제 2 확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 상기 제 2 PN 코드 시퀀스 및 상기 제 1 확산 스펙트럼 신호들을 수신하고 결합하기 위한 제 2 확산 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 8.

제 7 항에 있어서, 상기 제 2 확산 스펙트럼 신호들과 함께 반송파 신호를 수신하고 변조하기 위해 상기 제 2 확산 수단에 연결된 전송 수단을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 9.

제 7 항에 있어서, 상기 제 1 확산 수단은,

제 1 다항 함수를 이용하여 동상(In-Phase) PN 칩 코드의 제 1 스펙트럼 확산 신호를 생성하기 위한 제 1 PN 코드 생성기; 및

상기 제 1 다항 함수와는 다른 제 2 다항 함수를 이용하여 직교 위상(Quadrature-Phase) PN 칩 코드의 제 2 스펙트럼 확산 신호를 생성하기 위한 제 2 PN 코드 생성기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 10.

제 9 항에 있어서, 상기 제 2 확산 수단은 상기 제 1 및 제 2 다항 함수와는 다른 다항 함수인 제 3 PN 칩 코드의 제 3 스펙트럼 확산 신호를 생성하기 위한 제 3 PN 코드 생성기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 11.

제 10 항에 있어서, 상기 제 2 확산 수단은,

미리선택된 PN 코드 시퀀스를 저장하기 위한 저장 수단;

상기 저장된 PN 코드 시퀀스를 수신하고 상기 PN 코드 시퀀스에 대하여 일-칩(one-chip) 지연을 부과하기 위해 연결된 지연 수단; 및

상기 PN 및 지연된 PN 코드 시퀀스들 간의 곱을 수신하여 형성하며, 상기 곱을 차동적으로 인코딩된 출력으로서 제공하기 위해 연결된 곱셈 수단을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 12.

제 11 항에 있어서, 상기 PN 코드 시퀀스는 처음 24 칩들에 대해서는 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1-1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 이고 나머지 칩들은 1인 288의 칩 길이를 가지는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 13.

제 1 항에 있어서, 상기 확산 수단은 차동적으로 인코딩된 출력을 생성하기 위하여 상기 제 2 PN 코드 시퀀스 및 일-칩 지연된 PN 코드 시퀀스를 생성하고 결합하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 14.

제 13 항에 있어서, 상기 확산 수단은 1차 차동적으로 인코딩된 출력을 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 15.

제 13 항에 있어서, 상기 확산 수단은 2차 차동적으로 인코딩된 출력을 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 16.

제 13 항에 있어서, 상기 확산 수단은 코히어런트하게 차동적으로 인코딩된 출력을 생성하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 17.

제 1 항에 있어서, 상기 확산 수단은,

상기 제 2 PN 코드 시퀀스를 수신하고 일-칩 지연을 부과하기 위해 연결된 지연 수단; 및

상기 제 2 PN 및 지연된 PN 코드 시퀀스들 간의 곱을 수신하여 형성하며, 상기 곱을 차동적으로 인코딩된 출력으로서 제공하기 위해 연결된 곱셈 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 18.

제 2 항에 있어서, 상기 확산 수단은 상기 제 2 PN 확산 코드의 차동적으로 인코딩된 버전을 포함하는 데이터 저장 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 19.

확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 적어도 하나의 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 이용하여 디지털 정보 신호들이 대역폭 확산되는 확산 스펙트럼 시스템에서 정보 신호를 확산하기 위한 방법으로서,

상기 확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여, 제 1 코드 길이와 제 1 코드 주기를 가지는 적어도 하나의 미리선택된 제 1 PN 확산 코드, 제 2 코드 길이와 제 2 코드 주기를 가지는 미리선택된 제 2 PN 코드 시퀀스 및 상기 디지털 정보 신호들을 수신하여 결합하는 단계를 포함하며,

상기 제 1 코드 길이는 실질적으로 상기 제 2 코드 길이보다 더 길며 상기 제 2 코드 주기는 실질적으로 상기 제 1 코드 주기보다 더 긴 것을 특징으로 하는 방법.

### 청구항 20.

확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 적어도 하나의 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 이용하여 디지털 정보 신호들이 대역폭 확산되는 확산 스펙트럼 시스템에서 정보 신호를 확산하기 위한 방법으로서,

제 1 코드 길이와 제 1 코드 주기를 가지는 적어도 하나의 미리선택된 제 1 PN 확산 코드에 대응하는 제 1 PN 신호를 생성하는 단계;

상기 제 1 코드 길이보다 실질적으로 짧은 제 2 코드 길이와 상기 제 1 코드 주기보다 실질적으로 긴 제 2 코드 주기를 가지는 미리결정된 제 2 PN 코드 시퀀스에 대응하는 제 2 PN 신호를 생성하는 단계; 및

상기 확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 상기 제 1 PN 신호, 상기 제 2 PN 신호 및 상기 디지털 정보 신호들을 수신하여 결합하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

### 청구항 21.

제 20 항에 있어서, 상기 제 2 PN 코드에 대한 일-칩 주기를 상기 제 1 PN 확산 코드 주기와 실질적으로 동일하게 세팅하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

### 청구항 22.

제 21 항에 있어서, 상기 제 1 및 제 2 PN 코드들에 대한 코드 주기들을 동일한 미리선택된 시간에 시작하도록 세팅하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 23.**

제 20 항에 있어서, m-시퀀스 PN 코드의 일부로부터 상기 제 2 PN 코드를 선택하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 24.**

제 19 항에 있어서, 상기 수신하여 결합하는 단계는,

제 1 확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 적어도 하나의 제 1 PN 코드와 상기 정보 신호를 수신하여 결합하는 단계; 및

상기 확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위하여 상기 제 2 PN 코드 시퀀스와 상기 제 1 확산 스펙트럼 신호들을 수신하여 결합하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 25.**

제 24 항에 있어서, 제 1 PN 코드를 생성하는 단계는,

제 1 다항 함수를 이용하여 동상 PN 칩 코드의 제 1 스펙트럼 확산 신호를 생성하는 단계; 및

상기 제 1 다항 함수와는 다른 제 2 다항 함수를 이용하여 직교위상 PN 칩 코드의 제 2 스펙트럼 확산 신호를 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 26.**

제 25 항에 있어서, 제 2 PN 코드 시퀀스를 생성하는 단계는 상기 제 1 및 제 2 다항 함수와는 다른 다항 함수를 이용하여 제 3 PN 칩 코드의 제 3 스펙트럼 확산 신호를 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 27.**

제 20 항에 있어서, 제 2 PN 신호를 생성하는 단계는 데이터 저장 수단에 원하는 제 2 PN 코드의 차동적으로 인코딩된 버전을 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 28.**

제 27 항에 있어서, 1차 차동적으로 인코딩된 PN 코드 시퀀스를 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 29.**

제 27 항에 있어서, 2차 차동적으로 인코딩된 PN 코드 시퀀스를 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 30.**

제 27 항에 있어서, 코히어런트하게 차동적으로 인코딩된 PN 코드 시퀀스를 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 31.**

제 20 항에 있어서, 상기 제 2 PN 신호를 생성하는 단계는,

코드 메모리에 미리선택된 원하는 제 2 PN 코드를 저장하는 단계;

상기 저장된 제 2 PN 코드의 일-칩 지연된 버전을 검색 및 생성하는 단계; 및

차동적으로 인코딩된 제 2 PN 코드를 제공하기 위하여, 상기 저장된 제 2 PN 코드와 상기 저장된 제 2 PN 코드의 지연된 버전 간의 곱을 검색하여 형성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 32.**

제 31 항에 있어서, 상기 제 2 PN 코드로서, 처음 24칩들은 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 이며 나머지 칩들은 1인 288 칩의 길이를 가지는 PN 코드를 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 33.**

확산 스펙트럼 통신 신호들을 생성하기 위해, 적어도 제 1 PN 확산 코드 및 제 2 PN 코드 시퀀스를 사용하여 디지털 정보 신호들이 밴드폭 확산되는 확산 스펙트럼 통신 시스템에서 통신 신호를 획득하는 장치에 있어서,

출력으로서 확산 스펙트럼 신호를 생성하기 위해 캐리어 신호를 제거하는 상기 확산 스펙트럼 통신 신호를 수신하여 복조하는 수신 수단;

중간(intermediate) 디스프레딩된(despread) 신호를 생성하기 위해, 상기 제 1 PN 확산 코드로 상기 확산 스펙트럼 신호를 디스프레딩하는 디스프레딩 수단; 및

상기 제 1 PN 확산 코드 주기와 동일한 주기에 대해 누산된 중간 디스프레딩된 신호들의 정합된 필터링을 수행하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 34.**

제 33 항에 있어서, 미리선택된 임계값과 상기 필터링된 결과들을 비교하는 비교 수단을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 35.**

제 33 항에 있어서,

상기 수신 수단은 상기 중간 디스프레딩된 신호를 생성하기 위해, 상기 제 1 PN 확산 코드와 상기 확산 스펙트럼 신호를 결합하는 상기 디스프레딩 수단을 포함하며,

정합된 필터링을 위한 상기 수단은 상기 제 1 PN 코드 주기와 동일한 주기에 대해 상기 중간 디스프레딩된 신호를 누산하기 위해 상기 중간 디스프레딩된 신호를 수신하도록 연결된 누산 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 36.

시스템 사용자들에게 전송하기 위한 확산 스펙트럼 변조 신호들을 생성하기 위해, 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 이용하여 디지털 정보 신호들이 밴드폭 확산되는 확산 스펙트럼 통신 시스템에서 확산 스펙트럼 통신 신호의 타이밍을 획득하는 장치에 있어서,

제 1 코드 길이 및 주기의 제 1 PN 확산 코드, 상기 디지털 정보 신호들 및 제 2 코드 길이와 상기 제 1 주기보다 긴 제 2 주기를 가지는 제 2 PN 코드 시퀀스의 결합을 포함하는 확산 스펙트럼 신호를 수신하는 수단;

중간 디스프레딩된 신호를 생성하기 위해 상기 제 1 PN 확산 코드와 상기 확산 스펙트럼 신호를 결합하는 디스프레딩 수단; 및

상기 제 1 PN 코드 주기와 동일한 주기에 대해 상기 중간 디스프레딩된 신호를 누산하는 누산 수단; 및

상기 누산된 중간 디스프레딩된 신호를 차동적으로 디코딩하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 37.

제 36 항에 있어서, 상기 제 2 PN 코드 시퀀스의 차동적으로 인코딩된 버전이 사용되는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 38.

제 36 항에 있어서, 상기 디코딩된 중간 디스프레딩된 신호의 정합된 필터링을 실행하기 위한 수단; 및

상기 필터링 결과들과 미리선택된 임계값을 비교하는 수단을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 39.

제 37 항에 있어서, 상기 디코딩된 중간 디스프레딩된 신호의 크기를 결정하는 수단; 및

상기 임계값을 제공하기 위해, 상기 제 1 PN 확산 코드의 주기에 대해 상기 크기의 평균값을 결정하는 수단을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

### 청구항 40.

시스템 사용자들에게 전송하기 위한 확산 스펙트럼 변조 신호들을 생성하기 위해, 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 이용하여 디지털 정보 신호들이 밴드폭 확산되는 확산 스펙트럼 통신 시스템에서 확산 스펙트럼 통신 신호의 타이밍을 획득하는 방법에 있어서,

제 1 코드 길이 및 주기의 제 1 PN 확산 코드, 상기 디지털 정보 신호들 및 제 2 코드 길이와 상기 제 1 주기보다 긴 제 2 주기를 가지는 제 2 PN 코드 시퀀스의 결합들인 확산 스펙트럼 신호를 수신하는 단계;

중간 디스프레딩된 신호를 생성하기 위해 상기 제 1 PN 확산 코드와 상기 확산 스펙트럼 변조 신호를 결합하는 단계; 및

상기 제 1 PN 코드 주기와 동일한 주기에 대해 상기 중간 디스프레딩된 신호를 누산하는 단계; 및

상기 누산된 중간 디스프레딩된 신호를 차동적으로 디코딩하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.



**청구항 41.**

제 40 항에 있어서, 상기 제 2 PN 코드 시퀀스를 차동적으로 인코딩하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 42.**

제 40 항에 있어서,

상기 디코딩된 중간 디스프레딩된 신호의 정합된 필터링을 수행하는 단계; 및

상기 필터링 결과들과 미리선택된 임계값을 비교하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 43.**

제 42 항에 있어서, 상기 디코딩된 중간 디스프레딩된 신호의 크기를 결정하는 단계; 및

상기 임계값을 제공하기 위해, 상기 제 1 PN 확산 코드의 주기에 대해 상기 크기의 평균값을 결정하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 44.**

정보 신호들을 검색하기 위해 확산 스펙트럼 변조 신호들을 복조하는 시스템 사용자들로 전송되는 확산 스펙트럼 변조 신호들을 생성하기 위해 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 이용하여 디지털 정보 신호들이 밴드폭 확산되는 확산 스펙트럼 통신 시스템에 있어서,

적어도 하나의 통신 신호 송신기를 각각 포함하는 다수의 게이트웨이 타입 기지국들; 및

이동 수신기를 각각 포함하는 다수의 사용자 터미널들을 포함하며,

상기 기지국은,

미리선택된 코드 길이 및 제 1 주기를 가지는 미리선택된 PN 확산 코드에 대응하여 제 1 PN 신호를 생성하는 제 1 PN 생성 수단;

상기 제 1 PN 신호와 디지털 정보 신호들을 수신하고 결합하며, 중간 확산 스펙트럼 변조 신호들을 제공하는 제 1 확산 수단;

상기 제 1 PN 코드의 코드 길이보다 짧은 미리선택된 제 2 코드 길이와 상기 제 1 PN 코드의 주기보다 긴 제 2 주기를 가지는 미리선택된 제 2 PN 코드에 대응하여 제 2 PN 신호를 생성하는 제 2 PN 생성 수단;

확산 스펙트럼 변조 신호들을 생성하기 위해 상기 제 2 PN 신호와 중간 확산 스펙트럼 변조 신호들을 수신하고 결합하는 제 2 확산 수단; 및

확산 스펙트럼 통신 신호를 생성하기 위해 상기 확산 스펙트럼 변조 신호들을 이용하여 캐리어 신호를 수신하고 변조하기 위해 상기 제 2 확산 수단에 연결된 전송 수단을 포함하며,

상기 사용자 터미널은,

출력으로서 상기 확산 스펙트럼 변조 신호를 생성하기 위해, 상기 캐리어 신호를 제거하는 상기 확산 스펙트럼 통신 신호를 수신하여 복조하는 수신 수단;

중간 디스프레딩된 신호들을 생성하기 위해 상기 확산 스펙트럼 변조 신호들과 상기 제 1 PN 확산 코드를 결합하는 디스프레딩 수단;

상기 제 1 PN 코드 주기와 동일한 주기에 대해 상기 중간 디스프레딩된 신호를 누산하기 위해 상기 중간 디스프레딩된 신호를 수신하도록 연결된 누산 수단;

상기 누산된 중간 디스프레딩된 신호의 정합된 필터링을 수행하는 수단; 및

상기 필터링 결과들과 미리선택된 임계값을 비교하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 확산 스펙트럼 통신 시스템.

#### 청구항 45.

제 44 항에 있어서, 상기 제 2 확산 수단은 상기 결합 이전에 제 2 PN 코드의 차동적으로 인코딩된 버전을 형성하며, 상기 누산된 중간 디스프레딩된 신호를 차동적으로 연인코딩 디코딩하는 수단을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 확산 스펙트럼 통신 시스템.

#### 청구항 46.

제 44 항에 있어서, 상기 게이트웨이들로부터 통신 신호들을 수신하고 상기 통신 신호들을 사용자 터미널들로 전송하도록 구성된 다수의 위성 중계기들을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 확산 스펙트럼 통신 시스템.

#### 청구항 47.

정보 신호들을 검색하기 위해 확산 스펙트럼 신호들을 복조하는 시스템 사용자들로 전송되는 확산 스펙트럼 신호들을 생성하기 위해, 적어도 하나의 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 이용하여 디지털 정보 신호들이 밴드폭 확산되는 확산 스펙트럼 통신 시스템에 있어서,

확산 스펙트럼 통신 신호들을 제공하기 위해, 제 1 코드 길이와 제 1 코드 주기를 가지는 적어도 하나의 미리결정된 제 1 PN 확산 코드, 상기 제 1 PN 코드 주기보다 긴 제 2 코드 주기와 제 2 코드 길이를 가지는 미리선택된 제 2 PN 코드 시퀀스 및 상기 정보 신호들을 수신하여 결합하도록 연결된 확산 수단;

확산 스펙트럼 통신 신호들을 수신하는 수단;

중간 디스프레딩된 신호들을 생성하기 위해 상기 제 1 PN 확산 코드와 상기 확산 스펙트럼 통신 신호들을 결합하는 디스프레딩 수단;

상기 제 1 PN 코드 주기와 동일한 주기에 대해 상기 중간 디스프레딩된 신호들을 누산하는 누산 수단; 및

상기 누산된 중간 디스프레딩된 신호들을 차동적으로 디코딩하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 확산 스펙트럼 통신 시스템.

명세서

기술분야

본 발명은 출원번호가 60/061,698이고, 출원일이 1997년 10월 10일이고, 발명의 명칭이 "Multi-Layered PN Code Spreading in a Multi-User Communications System"인 미국의 가출원에 대하여 U.S.C 섹션 120에 의거하여 우선권을 주장하며, 상기 가출원은 여기에 참조로서 통합된다.

본 발명은 무선 데이터 또는 전화 시스템 및 위성 통신 시스템과 같은 확산 스펙트럼 통신 시스템에 관한 것이다. 특히, 본 발명은 계층화되거나 또는 오버레이된 PN 확산 및 다른 주기 또는 칩율을 가진 식별 코드를 사용하여 확산 스펙트럼 통신 신호를 생성하고 식별하며 획득하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

## 배경기술

코드 분할 다중 액세스(CDMA) 확산 스펙트럼 기술과 같은 여러 다중 액세스 통신 시스템 및 기술이 많은 시스템 사용자들 사이에서 정보를 전송하기 위해 개발되어 왔다. 다중 액세스 통신 시스템의 CDMA 기술은 1990년 2월 13일 특허된 "Spread Spectrum Multiple Access Communication System Using Satellite Or Terrestrial Repeaters"의 명칭인 미국 특허 번호 제 4,901,307 호와 1997년 11월 25일 특허된 "Method And Apparatus For Using Full Spectrum Transmitted Power In A Spread Spectrum Communication System For Tracking Individual Recipient Phase Time And Energy"의 명칭인 미국 특허 번호 제 5,691,974 호에 개시되어 있으며, 본 발명의 양수인에 양도되었고 여기에서는 참조를 위해 인용된다.

상기 특허는 일반적인 많은 이동 또는 원거리 시스템 사용자 또는 가입자들이 접속된 공중 전화 교환망을 통해 다른 시스템 사용자 또는 원하는 신호 수신자와 통신하기 위해 송수신기를 사용한다. 시스템 사용자는 CDMA 확산 스펙트럼 통신 신호를 사용하여 게이트웨이 및 위성 또는 지상 기지국(또는 셀-사이트 또는 셀로서 참조됨)을 통해 통신한다.

전형적인 확산-스펙트럼 통신 시스템에서, 하나 이상의 세트 또는 쌍의 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 코드 시퀀스는 통신 신호로서 전송하기 위한 캐리어를 통한 변조 이전에 소정의 스펙트럼 사용자 정보 신호를 변조 또는 '확산'하기 위해 사용된다. PN 확산은 공지된 확산-스펙트럼 전송 방법이며 기본적인 데이터 신호보다 큰 밴드폭을 가진 통신 신호를 생성한다. 기지국 또는 게이트웨이에서 사용자로의 통신 링크, 또는 순방향 링크라 불리는 링크에서, PN 확산 코드 또는 이진 시퀀스는 다른 기지국에 의해 전송된 신호들 또는 다른 빔, 위성, 또는 게이트웨이의 신호들 뿐 아니라 다중 경로 신호들 사이에서 신호를 식별하는데 사용된다.

이 코드는 전형적으로 주어진 셀 또는 빔 내에서 모든 통신 신호에 의해 공유되며, 다른 확산 코드를 만들기 위해 근접 빔 또는 셀들 사이에서 타임 쉬프트되거나 오프셋된다. 타임 오프셋은 빔-투-빔(bean-to-beam) 핸드오프에 유용하며 기본 통신 시스템 타이밍에 대한 신호 타이밍을 결정하는데 유용한 유일한 빔 식별자를 제공한다.

전형적인 CDMA 확산-스펙트럼 통신 시스템에서, 채널화 코드는 셀 내의 다른 사용자가 사용하는 신호들간 또는 순방향 링크에서 위성 빔 또는 서브-빔내에서 전송되는 사용자 신호들간에서 식별을 위해 사용된다. 즉, 각 사용자 송수신기는 유일한 '커버링' 또는 '채널화' 직교 코드를 사용하여 순방향 링크시 제공되는 자신의 직교 채널을 가진다. 월시 함수는 일반적으로 지상 시스템용으로 64 코드칩 및 위성 시스템용으로 128 코드칩 정도의 전형적인 길이를 가지는 채널화 코드를 실행시키는데 사용된다. 이 장치에서, 64 또는 128칩의 각 월시 함수는 전형적으로 월시 심볼로서 불린다.

CDMA 신호 처리에 사용된 PN 코드 기반 변조 기술은 스펙트럼형의 유사 통신 신호들이 빠르게 차분되도록 허용한다. 이는 다른 전파 경로를 횡단하는 신호를 쉽게 구별되게 하며 이는 경로 길이 구별이 PN 코드 칩 주기를 초과하는 해당 전파 지연을 일으킬 때이다. 만일 대략 1.22MHz의 PN 칩율이 사용된다면, 확산 스펙트럼 통신 시스템은 경로 지연 또는 도착 시간에서 일 마이크로초 이상만큼 다른 신호 또는 신호 경로들 사이에서 식별 또는 분간할 수 있다.

광대역 CDMA 기술은 다중 경로 페이딩과 같은 문제를 쉽게 극복하며 상대적으로 높은 신호 이득을 가능하게 한다. 그러나, 어떤 형태의 신호 다이버시티는 관련된 사용자 및 위성 또는 통신 시스템내에서의 소스 이동이 있을 경우 신호를 획득하고 복조하는 것과 연관된 페이딩 및 추가 문제의 좋지 못한 효과를 감소시키도록 제공된다. 긴 거리에 대한 이동은 경로 길이의 실질적인 다이내믹 변화를 일으킨다. 일반적으로, 시간, 주파수, 및 공간 다이버시티를 포함하는 다이버시티의 세 가지 형태는 확산 스펙트럼 통신 시스템에 사용된다. 시간 다이버시티는 에러 보정 코딩 또는 단순 반복 및 신호 성분의 시간 인터리빙을 사용하여 얻어지며 주파수 다이버시티 형태는 원래 광대역폭에 대한 신호 에너지를 확산하여 제공된다. 공간 다이버시티는 전형적으로 서로 다른 안테나 또는 통신 신호 빔을 통해 다중 신호 경로를 사용하여 제공된다.

전형적인 CDMA 확산 스펙트럼 통신 시스템은 순방향 링크 사용자 단말 통신의 경우 코히어런트 변조 및 복조 기술의 사용을 고려한다. 이 접근법을 사용하는 통신 시스템에서, '파일럿' 신호(또는 다른 공지된 신호)는 게이트웨이 또는 위성

서 사용자 및 기지국에서 사용자로의 링크에 대한 코히어런트 위상 기준으로 사용될 수 있다. 즉, 파일럿 신호, 전형적으로 어떤 데이터 변조도 포함하지 않은 신호는 주어진 커버리지 영역에 걸쳐 기지국 또는 게이트웨이에 의해 전송된다. 단일 파일럿은 전형적으로 CDMA 채널, FDM 채널, 또는 몇몇 시스템의 서브-빔으로 불리는 각각의 사용 주파수에 대해 게이트웨이 또는 기지국에 의해 전송된다. 이 파일럿은 공통 소스로부터 그 CDMA 채널을 사용하는 모든 사용자에게 의해 분배된다. 일반적으로 섹터 각각은 자신의 별개 파일럿 신호를 가지며 위성 시스템은 각 위성 빔 또는 주파수 또는 서브-빔 내에서 파일럿을 전송하고 이는 위성을 사용하여 게이트웨이로 생성된다. 이는 서로 쉽게 구별할 수 있거나 또는 빔과 셀들 간 식별할 수 있는 신호를 제공하며 단순화된 신호 획득을 제공한다.

파일럿 신호는 초기 시스템 동기화를 획득하기 위해 사용자 단말에 의해 사용되며 로버스트한(robust) 시간, 주파수, 및 전송된 신호의 위상 트래킹 및 채널 이득 기준을 제공한다. 파일럿 신호로부터 획득된 위상 정보는 통신 시스템 또는 사용자 정보 신호의 코히어런트(coherent) 복조에 대한 위상 기준으로서 사용된다. 파일럿 신호는 일반적으로 데이터 변조를 포함하지 않기 때문에 기본적으로 캐리어 주파수로 변조되는 PN 확산 코드를 포함한다. 때로, PN 확산 코드는 파일럿 코드 시퀀스로서 불린다. PN 확산 코드는 일반적으로 식별할 수 있는 파일럿 신호를 얻기 위해 서로에 대해 타임 쉬프트된다.

파일럿 신호는 일반적으로 수신된 통신 신호의 빔 강도 또는 상대 신호를 측정하기 위해 사용된다. 많은 시스템에서, 파일럿 신호는 또한 일반적으로 큰 신호대 잡음비와 간섭 마진을 제공하기 위해 전형적인 트래픽 또는 다른 데이터 신호보다 높은 전력 레벨로 전송된다. 상기 높은 전력 레벨은 또한 파일럿 신호에 대한 초기 획득 탐색이 고속에서 수행될 수 있도록 하면서도 상대적으로 광대역폭의 저비용 위상 트래킹 회로를 사용하여 파일럿 캐리어 위상에 대한 매우 정확한 트래킹을 제공한다.

통신 링크를 확립하는 처리의 일 부분으로서, 사용자 단말은 알려지지 않은 캐리어 주파수 오프셋이 존재할 때 파일럿 위상 및 PN 확산 코드 타이밍으로 동기하기 위해 '탐색자 수신기' 또는 단순히 '탐색자'로서 불리는 수신기를 사용한다. 여러 기술 및 장치가 이러한 탐색자 기능을 제공하기 위해 사용된다. 일 기술은 1992년 4월 28일 특허된 "Diversity Receiver In A CDMA Cellular Telephone System"의 명칭인 미국 특허 번호 제 5,109,390 호에 개시되어 있으며 본 발명의 양수인에게 양도되었고 여기에서는 참조를 위해 인용된다.

파일럿 획득/동기화 및 신호 복조 처리와 관련된 문제중 하나는 파일럿 신호를 얻기 위해 사용자에게 요구되는 시간의 양이다. 더욱 정확히는 다른 통신 신호를 복조하는데 사용하기 위해 파일럿 신호를 생성하는 데 사용되는 PN 확산 코드의 위상 또는 타이밍을 획득하는데 필요한 시간의 양이다.

지상 기반 무선 셀룰러 전화 서비스와 같은 지상 중계기 기반 시스템에서, 상대적으로 긴 32,687 칩 길이의 PN 코드 시퀀스 칩이 사용되며 초당 1,2288 메가-칩(Mcps) 정도의 칩율에서 클럭된다. 이 길이는 다수의 근접 이격 셀을 가진 시스템에서 신호를 차별하는데 유용하다. 이러한 무선 시스템이 일반적으로 강한 파일럿 신호를 가지기 때문에, 획득 시간은 이 길이동안 짧아 질 수 있다. 즉, 로버스트 파일럿 신호 및 도플러 주파수 쉬프팅이 거의 또는 전혀 이루어지지 않았으며 또한 유사 효과면에 대해서, 시간은 정확한 위상 또는 신호 타이밍을 선택 및 식별할 필요가 있고 여전히 상대적으로 짧다. 그러나, 위성 기반 시스템에서, 주파수의 도플러 효과 및 저전력 파일럿 신호를 따르는 파일럿 신호 전력의 저하는 일반적으로 파일럿 신호 타이밍을 획득 및 식별하는데 긴 시간이 걸린다.

그러므로, 짧은 PN 확산 코드는 가정, 식별등을 테스트하는데 소용되는 증가된 시간의 견지에서 전체 탐색 및 획득 시간을 실질적으로 축소시키는데 도움이 되기 위해 고려된다. 이 형태의 통신 환경에서는 1024칩 길이 정도의 PN 코드가 고려되며 상술한 칩율에서 약 833 $\mu$ sec의 코드 길이가 된다. 많은 시스템은 비트가 사용되기 전에 프레임 동기화가 필요한 비트 블록 또는 "프레임"으로 정보 보유 채널을 패키징한다. 정보 비트의 정확한 의미 또는 연속 처리는 프레임내 위치의 함수이다. 상기 데이터 프레임은 전형적으로 20 내지 80 msec이며 길이상 더욱 짧은 PN 코드로 작업할 때 적절한 프레임 타이밍을 결정하는데 문제가 발생한다. 짧은 PN 코드는 그 자체로 많은 풀리지 않는 프레임 타이밍의 가정을 남긴다. 정확한 프레임 타이밍은 다른 가정의 시도 및 에러에 의해서만 발견될 수 있다. 이러한 프레임 타이밍의 불확실성은 정보 채널 또는 신호의 획득을 지연시킨다.

불행히도, 게이트웨이에서 위성으로 그리고 위성에서 사용자 또는 송수신기로 전송된 신호의 경로 지연은 PN 코드를 줄이는데 많은 문제를 일으킨다. 심지어 낮은 지구 궤도에서도 관련된 거리는 위성 궤도 위치에 따라 광범위하게 변경할 수 있는 신호의 주요 경로 지연을 일으킨다. 이는 다른 위성 또는 신호 소스에 대한 신호 시간 오프셋이 서로에 대해 실질적으로 쉬프트되게 하며 따라서 서로에 대한 신호는 정렬하기 시작하고 적절한 신호 차별을 방지한다. 즉, 신호는 7msec 정도의 경로 지연의 다이내믹 범위만큼 영향을 받고, 이는 시간상 더이상 적절하게 분리되지 않으며 빔 또는 신호 소스에 대해 적절하게 식별될 수 없다는 것을 의미한다. 심지어 작게라도 PN 확산 코드를 늘리는 분명한 해결책은 신호 획득시 원하지 않는 시간 지연을 다시 도입시키는 것이다.

그러므로, 필요한 것은 수신기는 여전히 짧은 시간 간격동안 신호 복조에 사용된 빔 및 위상 식별 정보를 획득할 수 있으면서도 상대적으로 높은 신호 지연 경로와 신호 수신자에 대한 위성 이동과 관련된 저전력 파일럿 신호를 보상할 수 있는 순방향 링크 신호를 확산하는 새로운 기술이다.

### 발명의 상세한 설명

확산 스펙트럼 통신 시스템에서 통신 신호를 획득 및 처리하는 기술에서 발견되는 상기한 문제 및 다른 문제에 대해 본 발명의 일 목적은 신호 획득을 향상시키는 것이다.

본 발명의 일 이점은 신호 획득에 대한 짧은 PN 시퀀스를 사용하면서도 식별시 신호 차별을 유지하고 정보 채널 타이밍에 대한 동기화를 향상시키는 것이다.

본 발명의 이러한 및 다른 목적은 디지털 정보 신호가 확산 스펙트럼 변조 신호를 만들기 위해 미리선택된 의사난수 잡음(PN) 확산 코드를 사용하여 대역폭 확산되는 확산 스펙트럼 통신 시스템의 신호를 확산시키는 방법 및 장치를 구현하는 것이다. 통신 시스템의 예는 게이트웨이 형태 기지국으로부터 통신 신호를 수신하며 이를 수신기를 가진 다수의 이동국 또는 휴대국의 하나 이상에 전송하기 위해 다중 위성 중계기를 사용하는 무선 데이터 또는 전화 시스템이다. 상기 시스템의 정보 신호는 일반적으로 아날로그로부터 디지털 형태로 변환되며 필요하다면 시스템 사용자에게 전송되기 전에 에러 검출 및 보정 목적을 위해 인터리빙 및 인코딩된다. 인코딩된 신호는 정보 신호의 채널화를 제공하기 위해 하나 이상의 직교 함수로 결합될 수 있다.

바람직한 실시예에서, 제 1 PN 확산 코드는 미리선택된 제 1 코드 길이와 제 1 주기 또는 주기성을 가지고 생성된다. 이 코드는 내부 코드로서 불린다. 제 2 PN 코드 시퀀스는 소정의 제 2 코드 길이를 가지며 주기는 실질적으로 제 1 주기 보다 길도록 생성된다. 이 코드는 외부 코드로 불린다. PN 코드는 제 1 및 제 2 PN 생성기를 사용하여 각각 생성된다. 어떤 시스템에서, PN 코드 생성 장치 또는 회로는 코드 또는 시퀀스를 생성하는데 있어 시간 분배될 수 있다. 제 2 PN 코드 또는 코드 생성기의 업데이트 또는 생성을 또는 "칩핑율"은 실질적으로 제 1 PN 코드 또는 코드 생성기의 업데이트 또는 생성율보다 적다.

전형적으로, 제 1 PN 확산 코드는 전송될 정보 신호를 확산하는데 사용하며 그 결과 제 1 확산 스펙트럼 신호가 발생하는 제 1 확산 수단 또는 엘리먼트에 입력된다. 결과적인 제 1 확산 스펙트럼 신호는 제 2 확산 스펙트럼 신호를 만들기 위해 제 2 PN 코드 시퀀스와 결합되는 제 2 확산 엘리먼트에 입력된다. 전형적으로, 곱셈기는 각 단계에서 PN 코드와 신호를 결합하는데 사용된다. 최종 확산 스펙트럼 신호는 캐리어 신호에 대해 변조하기 위한 전송 회로에 전송될 수 있으며, 이후 통신 시스템에 의해 하나 이상의 시스템 사용자에게 전송된다.

그러나, 본 발명의 다른 양상에서는 제 2 PN 코드가 우선 정보 신호와 결합하며 제 1 PN 코드는 생성된 신호를 확산하기 위해 사용된다. 선택적으로, 두 코드는 실질적으로 외부 코드가 내부 코드를 변조시키고 정보 신호를 확산하는데 사용하는 유일한 확산 코드를 생성하도록 결합된다.

확산 스펙트럼 시스템의 일 예에서, 정보 신호는 동상(In-Phase) 채널 및 직교 위상(Quadrature-Phase) 채널에 동일하게 적용되며, 제 1 확산 엘리먼트는 제 1 다항식 함수를 사용하여 하나의 채널에 대한 동상 PN 칩 코드를 생성하기 위해 PN 코드 생성기를 사용하며, 제 2 다른 다항식 함수를 사용하여 다른 채널에 대한 직교 위상 PN 칩 코드를 생성하기 위해 제 2 PN 코드 생성기를 사용한다. 제 2 확산 엘리먼트는 또 다른 다항식 함수를 사용하여 제 3 PN 칩 코드를 만들기 위해 제 3 PN 코드 생성기를 사용한다.

전체 제 1 PN 확산 코드 주기는 제 2 PN 코드의 일 칩 주기와 동일하며, PN 코드의 개별 주기는 동일 시간에 시작하도록 동기화된다. 이러한 코드들은 예를 들면 m-시퀀스 PN 코드의 미리선택된 부분 또는 확대된(augmented) 길이의 최대-길이 선형 시퀀스 PN 코드로서 실행될 수 있다. 더 긴 총 코드 주기 PN 코드 또는 코드 시퀀스는 시스템 타이밍이 쉽게 획득되는 '외부' 코드를 형성하는 반면에 더 짧은 주기 PN 확산 코드는 바람직한 레벨의 신호 비-간섭을 유지하는 '내부' 코드를 형성한다. 전체적인 효과는 향상된 신호 식별 및 신호 타이밍에 대한 동기를 제공하며 합리적으로 빠른 신호 획득을 유지한다.

1024의 길이를 가진 제 1 PN 코드가 사용될 때, 본 발명의 제 2 PN 코드에 사용 가능한 코드 시퀀스는 288 칩 길이이며 시리즈 또는 세트 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1로 시작하고 모든 나머지 칩이 1

로 끝나는 칩값을 가진다. 선택적으로, 사용 가능한 코드는 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 ... 1이다. 또다른 사용가능한 코드는 특성 다항식  $Q(z)=1+Z^3+Z^4+Z^6+Z^9$ 를 사용하여 생성되며 288 칩 시퀀스를 사용한다.

본 발명의 다른 예에서, 확산 엘리먼트는 ROM 또는 RAM 회로와 같은 데이터 저장 수단 또는 메모리 엘리먼트에 미리 선택된 PN 코드를 저장함으로써 구현될 수 있다. 코드들은 검색되어 입력으로서 대응하는 정보 또는 확산 신호들을 수신하는 곱셈기들로 제공된다.

제 2 PN 코드는 또한 일-칩(one-chip) 지연 엘리먼트에 의해 검색된 코드를 통과시키고 상기 코드를 지연되지 않은 코드를 수신하는 다른 곱셈기에 입력함으로써 위상 코히어런스에 대한 요구를 감소시키기 위해 차동적으로 인코딩될 수 있다. 곱셈기는 지연된 PN 코드 및 지연되지 않은 PN 코드 사이의 곱을 생성하며, 이러한 곱을 차동적으로 인코딩된 출력으로서 제공한다. 선택적으로, 데이터 저장은 제 2 PN 코드 시퀀스의 차동적으로 인코딩된 버전을 포함할 수 있다.

통신 시스템의 수신단에서, 상기 다중층 확산 스펙트럼 통신 신호의 타이밍은 통신 신호가 캐리어를 제거하기 위해 복조되며 다음으로 디스프레딩되는 수신기를 사용하여 획득된다. 디스프레더 또는 디스프레딩 수단은 제 1 레벨 또는 중간 디스프레딩된 신호를 만들기 위해 제 2 또는 내부 PN 확산 코드와 수신된 확산 스펙트럼 신호를 결합한다. 누산기는 제 2 PN 코드의 주기 또는 제 1 코드의 칩 주기 동안 상기 디스프레딩된 신호를 누산하며 연속된 누산 신호들 사이의 위상 쉬프트를 차분적으로 검출하거나 누산된 신호를 디코딩한다. 검출된 신호는 정합된 필터링 처리를 받게되며 그 결과는 미리 선택된 임계값과 비교된다. 또한, 상기 비교에 사용된 임계값은 제 1 PN 코드 주기에 대해 검출된 신호의 크기의 평균값을 결정하여 미리 선택되거나 만들어질 수 있다. 이 값은 적절하게 스케일링된다.

본 발명의 특징, 목적 및 장점이 전반적으로 유사 참조부호가 유사 엘리먼트를 나타내는 도면과 관련한 설명을 통해 이하에서 상세히 개시된다.

### 실시예

본 발명은 개선된 빔 또는 신호 소스 식별을 제공하기 위해 확산 스펙트럼 통신 시스템의 정보 신호를 확산하거나 또는 확산 스펙트럼 변조하는 새로운 기술을 제공하는 것이다. 상기 식별은 시간 지연을 측정하고 다른 것들 중에서 소프트 핸드 오프와 위치 결정 동작에 대한 신호 타이밍을 결정하는데 유용하다. 본 발명의 기술은 빔 또는 그 소스를 적절히 식별하기 위해 사용자 단말에 의해 수신되는 모든 빔을 변조 및 처리하는 것을 필요로 했던 종래의 기술에서의 요구조건을 제거한다.

이는 제 1 PN 확산 코드 또는 코드 세트와 제 2 PN 코드 시퀀스 또는 함수를 원하는 정보 확산 신호에 적용함으로써 달성된다. 제 2 PN 코드 시퀀스는 제 1 PN 확산 코드로 동기화되지만 제 1 PN 시퀀스보다 긴 칩 주기를 가진 코드 칩을 사용한다. 즉, 제 2 PN 코드는 제 1 PN 코드와 관련된 레이트에서 클록킹되며, 그 결과 제 2 PN 코드의 각 코드 칩이 제 1 PN 코드 또는 코드 심볼의 전체 주기로 확장되도록 한다. 제 2 PN 코드는 신호 소스, 여기서는 빔의 식별을 향상시키며 신호 획득을 용이하게 하는 '외부' 코드를 형성한다. 제 1 PN 코드는 원하는 레벨의 신호 격리 및 차별을 제공하며 빔이 서로 간섭하는 것을 방지하는 '내부' 확산 코드를 형성한다. 외부 코드는 제 1의 '오버레이'이거나 생성된 "계층화된" PN 코드로 고려될 수 있다. 내부 및 외부 코드는 원하는 광대역 확산 함수를 유지하는 새로운 형태의 확산 함수 또는 코드를 형성하기 위해 동작 또는 상호 작용하며 빠른 신호 획득 및 핸드오프를 사용하기 위해 로버스트 빔 또는 신호 소스 식별을 제공한다.

본 발명에 따른 무선 전화 시스템과 같은 무선 통신 시스템이 도 1에 도시되어 있다. 도 1에 도시된 통신 시스템(10)은 원거리 또는 이동 사용자 단말과 시스템 게이트웨이 또는 기지국 사이의 통신에서 확산 스펙트럼 변조 기술을 사용한다. 도 1에 도시된 통신 시스템의 일부에서, 일 기지국(12) 및 두 개의 위성(14,16)과 두 개의 관련 게이트웨이 또는 허브(24,26)는 두 개의 이동국 또는 사용자 단말(20,22)과의 통신을 이루도록 도시되어 있다. 본 발명은 위성 또는 지상 기반 통신 시스템 모두 또는 한쪽에 유용하며, 당업자라면 쉽게 알 수 있을 것이다.

이동국 또는 사용자 단말(20,22)은 셀룰러 전화, 데이터 송수신기 또는 전송 장치(예를 들면, 컴퓨터, 개인 데이터 보조 장치, 팩시밀리) 또는 페이징 또는 위치 결정 수신기와 같은 각각 무선 통신 장치를 포함하지만, 이에 제한되지 않는다. 전형적으로, 상기 유니트는 원하는 바에 따라 핸드-헬드(hand-held) 또는 차량에 장착될 수 있다. 여기서, 사용자 단말(22)은 휴대 가능한 핸드헬드 전화로서 도시되어 있다. 상기 사용자 단말이 이동식으로 설명되었지만, 본 발명은 고정식 유니트



또는 원거리 무선 서비스가 요구되는 다른 형태의 단말에 적용될 수 있다. 다른 형태의 서비스는 특히 많은 원거리 영역의 통신 링크를 확립하기 위해 위성을 사용하는 것에 특히 적합하다. 또한 무선 서비스는 '개방' 위치뿐만 아니라 구조적으로 내부 영역에 대해서도 제공될 수 있다.

본 실시예에 대해 위성(14,16)은 일반적으로 분리되어 오버래핑되지 않은 지리상 영역을 커버하는 '스팟'내의 다중 빔을 제공하는 것으로 고려된다. 일반적으로, CDMA 채널 또는 '서브-빔' 또는 FDMA 신호, 주파수 슬롯 또는 채널로서 분리되는 다른 주파수에서의 다중 빔은 동일 영역을 오버래핑하도록 지향될 수 있다. 그러나, 다른 위성 또는 지상 셀-사이트에 대한 안테나 패턴의 빔 커버리지 또는 서비스 영역은 통신 시스템 설계와 제공된 서비스 형태에 따라 주어진 영역에서 전체적으로 또는 부분적으로 오버래핑될 수 있다. 공간 다이버시티는 임의의 통신 영역 또는 장치 사이에서 달성될 수 있다. 예를 들면, 그 각각은 서로 다른 주파수에서 다른 특성을 가진 다른 세트의 사용자에게 서비스를 제공하거나 주어진 사용자 단말은 각각 오버래핑된 지리상 커버리지를 가진 다중 주파수 및/또는 다중 서비스 제공자를 사용할 수 있다.

도 1에, 사용자 단말(20,22) 및 기지국(12) 사이에서 통신이 이루어지거나 또는 위성(14,16)을 통해 하나 이상의 게이트웨이 또는 중앙집중 허브(24,26)로 통신이 이루어지는 몇몇 가능한 신호 경로가 도시되어 있다. 기지국(12)과 사용자 단말(20,22) 사이의 통신 링크의 기지국-사용자 부분은 각각 라인(30, 32)으로 도시되어 있다. 게이트웨이(24,26)와 사용자 단말(20,22) 사이에서 위성(14)을 통한 통신 링크의 위성-사용자 부분은 각각 라인(34,36)으로 도시되어 있다. 게이트웨이(24,26)와 사용자 단말(20,22) 사이에서 위성(16)을 통한 통신 링크의 위성-사용자 부분은 각각 라인(38,40)으로 도시되어 있다. 이러한 통신 링크의 게이트웨이-위성 부분은 일련의 라인(42,44,46,48)으로 도시되어 있다. 상기 라인의 화살표는 각 통신 링크의 신호 방향, 즉 순방향 또는 역방향 링크를 나타내며 명확하게 하기 위해 제공되며 실제 신호 패턴 또는 물리적 제한을 나타내는 것은 아니다.

도 1에 도시된 바와 같이, 통신 시스템(10)은 일반적으로 기지국과 통신하기 위한 이동 전화 교환국(MTSO)이라 불리는 시스템 제어기 및 스위치 네트워크(28)를 사용한다. MTSO(28)는 전형적으로 공중 전화 교환망(PSTN) 및 기지국 및 사용자 단말 사이의 전화 호출의 라우팅을 제어하며 게이트웨이 또는 기지국에 대한 시스템의 광범위한 제어를 제공하는 인터페이스 및 처리 회로를 포함한다. 게이트웨이는 일반적으로 PSTN과 직접 인터페이스되며 이 기능에 대한 MTSO의 사용은 필요하지 않다. 선택적으로, 위성과 통신하는 지상 동작 명령 및 제어 센터(GOCC)와 같은 다른 제어 및 명령 센터는 일반적으로 PN 및 직교 함수 코드 할당을 포함하는 특정 동작에 대해 시스템의 광범위한 제어를 제공하기 위해 게이트웨이 또는 기지국에 접속된다. 다수 시스템 게이트웨이 또는 기지국과 GOCC 또는 MTSO(28)를 결합하는 통신 링크는 전용 전화선, 광섬유 링크, 또는 마이크로웨이브 또는 전용 위성 통신 링크와 같은 공지된 기술을 사용하여 이루어질 수 있지만, 이에 제한되지 않는다.

단지 두 개의 위성이 도 1에 도시되어 있지만, 통신 시스템은 일반적으로 다른 궤도 평면을 횡단하는 다중 위성(14,16)을 이용한다. 여러 다중 위성 통신 시스템은 다수의 사용자 단말을 서비스하기 위해 낮은 지상 궤도(LEO)의 여덟 개의 서로 다른 궤도 평면을 횡단하는 48개 이상의 위성을 사용하는 시스템을 제공하기 위해 제안되었다. 그러나, 당업자는 본 발명이 다른 궤도 거리 및 배열을 포함하는 여러 위성 시스템 및 게이트웨이 구성에 적용될 수 있는 것을 쉽게 이해할 수 있을 것이다.

기지국 및 게이트웨이의 용어는 기술적으로 상호 교환할 수 있도록 사용되며, 게이트웨이는 위성을 통해 직접 통신하며 릴레이 엘리먼트 또는 중계기를 이동시켜 상기 통신 링크를 유지하기 위해 관련 장비에 대한 더 많은 '기능'을 가지는 특정 기지국으로 인식될 때 서로 교환할 수 있고, 기지국이 주위의 지리적 영역내에서 직접 통신하기 위해 지상 안테나를 사용한다. 중앙 제어 센터는 또한 전형적으로 게이트웨이 및 위성과의 상호 동작하기 위해 더 많은 기능을 가진다. 사용자 단말은 또한 임의의 통신 시스템에서 신호에 따라 가입자 유니트, 이동 유니트 또는 이동국 또는 단순히 "사용자", "이동체" 또는 "가입자"로서 불린다.

상술한 바와 같이, 각 기지국 또는 게이트웨이는 커버리지 영역에 걸쳐 '파일럿 캐리어' 신호를 전송한다. 위성 시스템의 경우, 이 신호는 각 위성 '빔'내부에서 전송되고 위성에 의해 서비스되는 게이트웨이로 생성된다. 단일 파일럿은 전형적으로 각 위성에서 사용자 빔 주파수(서브-빔)에 대해 각각의 게이트웨이 또는 기지국에 의해 전송된다. 이 파일럿은 상기 빔에 대해 신호를 수신하는 모든 사용자에 의해 분배된다. 이 기술은 많은 트래픽 채널 또는 사용자 신호 캐리어가 캐리어 위상 기준에 대해 공통 파일럿 신호를 공유하도록 한다.

파일럿 신호는 일반적으로 통신 시스템에 전반에 걸친 동일한 PN 확산 코드 쌍 또는 코드 세트이지만 각각의 빔, 셀, 또는 섹터에 대해 서로 다른 관련 코드 타이밍 오프셋을 가진 코드를 사용한다. 주어진 위성 스팟내에서 각 빔은 이웃 빔의 파일럿으로부터 타임 오프셋된 PN 코드를 가진 파일럿을 가진다. 주어진 빔 또는 셀의 커버리지 내에서 동작하는 사용자 단말은 단일 PN 확산 코드 위상을 공유하며 다른 빔은 기본 PN 확산 코드 시퀀스의 서로 다른 타임 오프셋을 사용한다. 이는

신호 격리를 제공하며, 간섭을 줄이고, 빔이 서로 식별되기 쉽도록 한다. 일 파일럿 코드 시퀀스를 사용하면 사용자 단말은 모든 파일럿 신호 코드 위상에 대해 단일 탐색으로 시스템 타이밍 동기를 발견할 수 있다. 선택적으로, 서로 다른 PN 확산 코드(생성기 다항식)는 임의의 게이트웨이 또는 기지국 사이에서 사용된다. 위성 통신 시스템에서, 서로 다른 PN 코드 세트는 각각의 궤도 평면내에서 사용하도록 할당된다. 각 통신 시스템 설계는 기술상 공지된 요소에 따른 시스템에서 PN 확산 코드와 타이밍 오프셋의 분포를 규정한다.

각 PN 시퀀스는 확산된 기저대역 통신 신호보다 훨씬 높은 주파수에서의 미리선택된 PN 코드 주기에 대해 발생하는 일련의 '칩'을 포함한다. 전형적인 칩 주파수 또는 칩평율은 대략 1.2288 MHz이며 1024 칩 길이 또는 주기의 PN 코드 시퀀스를 가진다. 그러나, 상술한 바와 같이, 상기 코드 길이는 코드 분리를 증가시키거나 탐색 시간을 감소시키도록 조절될 수 있으며 이는 기술상 공지된 요소를 따르는 각각의 통신 시스템 설계에서 규정된 바와 같이 당업자에 공지되어 있다. 상기 시퀀스의 생성 회로는 1993년 7월 13일 특허된 "Power Of Two Length Pseudo-Noise Sequence Generator With Fast Offset Adjustments"의 명칭인 미국 특허 번호 제 5,228,054 호에 개시되어 있으며, 이는 본 발명의 양수인에게 양도되었고 여기에 참조를 위해 인용된다.

CDMA 통신 시스템을 실행하는데 사용하는 기지국 또는 게이트웨이 장치의 전송 섹션 또는 일부에 대한 설계의 일 예가 도 2에 도시되어 있다. 전형적인 게이트웨이에서, 여러 전송 섹션 또는 시스템은 임의의 시간에서 많은 사용자 단말에 서비스를 제공하며 모든 시간에 여러 위성 및 빔에 대해 서비스를 제공하기 위해 이용된다. 게이트웨이에 의해 사용된 전송 섹션의 개수는 기술상 공지된 요소에 의해 결정되며 이는 시스템 복잡도, 고려중인 위성 개수, 가입자 커버지티, 선택된 다이버시티 정도등을 포함한다. 각 통신 시스템 설계는 또한 전송 신호에서 사용하기 위해 전송 섹션에 대해 이용할 수 있는 안테나 개수를 지정한다.

도 2에 도시된 바와 같이, 통신 시스템내의 MTSO로부터 또는 다른 신호 결합기로부터 생성된 신호는 디지털 링크(50)를 사용하여 수신 가입자에게 전송하기 위해 적당한 전송 변조기에 결합된다. 디지털 링크(50)를 구성하는 회로는 공지되어 있으며 전형적으로 공지된 디지털 데이터 스위칭 및 저장 소자를 포함한다. 디지털 링크(50)는 또한 일반적으로 디지털 전송 처리에 대한 정보 신호를 준비하기 위해 아날로그-디지털 변환 회로 또는 엘리먼트를 포함한다. 전송 변조기(52) 확산 스펙트럼은 의도하는 수신 사용자 단말에 전송하기 위한 정보 신호 또는 데이터를 변조하며, 송출 신호에 사용되는 전송 전력에 사용되는 최종 전송 전력량을 제어하는 전력 제어기/증폭기(54)에 생성된 신호를 제공한다. 전송 변조기(52)의 일 예의 구조 및 동작에 대한 자세한 설명은 "System And Method For Generating Signal Waveforms In A CDMA Cellular Telephone"의 명칭인 미국 특허 번호 제 5,103,459 호에 개시되어 있고, 이는 본 발명의 양수인에게 양도되었으며 여기에서 참조를 위해 인용된다.

전력 제어기/증폭기(54)의 출력은 게이트웨이에 사용된 다른 전송 전력 제어 및 증폭 회로의 출력과 함께 합해진다. 이는 동일 전송 주파수와 동일 빔내에서 다른 사용자 단말을 향하는 증폭된 신호이다. 상기 합은 공지된 신호 가산 엘리먼트 또는 수단(54)에서 또는 수단(54)을 사용하여 이루어진다. 신호 가산기(56)의 출력은 적절한 캐리어 주파수로 변환 및 위상을 통해 사용자 단말로 방출하기 위한 하나 이상의 안테나로의 증폭 및 출력을 위해 아날로그 송신기(58)에 제공된다. 제어 프로세서(60)는 파일럿, 동기 채널, 및 페이징 채널 신호의 생성 및 전력을 제어하며 다른 신호를 더하기 전에 전력 제어기/증폭기(54)에 대한 커플링과 안테나에 대한 출력을 제어한다.

정보 신호가 시스템 사용자 또는 가입자에 전송되기 전에, 기본 디지털 통신 신호를 생성하기 위해 필요에 따라 우선 디지털화되고 원하는 만큼 인코딩 및 인터리빙된다. 특정 사용자에 어드레싱된 신호는 개별 직교 확산 함수 또는 상기 사용자의 순방향 링크에 할당된 코드 시퀀스에 의해 변조된다. 즉, 유일한 커버링 직교 코드, 전형적으로, 월시 코드가 다른 사용자 또는 셀 또는 빔내의 가입자 신호를 식별하기 위해 사용된다. 주어진 캐리어 주파수의 순방향 링크의 코딩은 채널로 불리는 사용자 신호를 생성한다. 상기 직교 확산 함수는 때로 채널화 코드로 불리며, 상기 함수는 먼저 PN 확산 코드와 결합되고 단일 커버링/확산 단계에 적용되지만 전형적으로 최종 PN 확산 동작 이전에 적용된다.

전송 변조기(52)를 실행하는 신호 변조기 설계의 일 예가 도 3에 자세히 도시되어 있다. 도 3에서, 변조기(52)는 여러 검출 및 보정 기능을 제공하기 위해 데이터 심볼을 돌림형으로 인코딩하는 것과 같이 반복적으로 인코딩하고 인터리빙하는 인터리버(72) 및 인코더(70)를 포함한다. 돌림형 인코딩, 반복, 및 인터리빙을 위한 기술은 당업계에 공지되어 있으며, 전송용 디지털 데이터를 준비하는 다른 기술 또한 마찬가지이다. 본 발명은 확산 이전에 디지털 데이터를 준비하는 방법에 의해 제한되지 않는다. 인터리버(72)로부터의 데이터 심볼은 직교 인코딩되거나 할당된 직교 코드, 여기서는 코드 생성기(74)에 의해 제공된 월시 코드로 커버된다. 생성기(74)로부터의 코드는 하나 이상의 로직 엘리먼트(76)를 사용한 심볼 데이터에 의해 곱해지거나 결합된다. 인코딩된 데이터와 직교 코드의 칩율은 당업자에 공지된 요소에 의해 결정된다.

월시 코드에 의해 커버링되기 전 또는 후에, 인터리빙된 데이터는 또한 곱셈기(76)의 출력 또는 입력중 하나와 직렬로 연결된 제 2 로직 엘리먼트(78)의 이진 PNu 시퀀스와 곱해진다. 이 시퀀스는 PN 코드 생성기(80)에 의해 제공되며 각 사용



자 단말에 의해 또는 사용자 단말을 위해 생성된 고유 PN 시퀀스에 대응된다. 코드 생성기(80)는 상기 목적을 위해 구성된 공지된 다수의 엘리먼트를 사용하여 구성된다. 사용자 엘리먼트 어드레스 또는 사용자 ID는 시스템 사용자를 식별하기 위해 추가 요소를 제공하는데 사용된다. 선택적으로 비선형 암호화 생성기, 예를 들면 데이터 암호화 표준(DES) 및 사용자 특정 키를 사용하는 암호화가 원한다면 PN 생성기(80)를 대신해서 사용될 수 있다. PNU 코드는 종종 높은 칩율에서 매우 긴 코드로 생성되며 19,200kbps와 같은 낮은 비율을 제공하기 위해 데시메이션된다. 이진수 '0'과 '1'값은 직교 및 PNU 코드의 칩을 구현하기 위해 사용되며, 곱셈기는 배타적 논리합(X-OR) 게이트와 같은 로직 엘리먼트에 의해 구현될 수 있다.

전송 변조기 회로는 두 개의 PN 생성기(82,84)를 포함하고, 동상(I) 및 직교 위상(Q) 채널에 대해 두 개의 서로 다른 PN<sub>1</sub> 및 PN<sub>Q</sub> 확산 코드를 생성한다. 이 생성기는 적절한 인터페이스 엘리먼트를 사용하여 다수의 송신기들 사이에서 시간 공유된다. 상기 시퀀스의 생성 회로의 예는 1993년 7월 13일에 특허된 "Power Of Two Length Pseudo-Noise Sequence Generator With Fast Offset Adjustments"의 명칭인 미국 특허 번호 제 5,228,054 호에 개시되어 있으며 본 발명의 양수인에게 양도되었고 여기에 참조를 위해 인용된다. 선택적으로, PN 코드는 자동 인덱싱 또는 어드레싱을 가진 록-업 테이블의 형태로서 ROM 또는 RAM과 같은 메모리 엘리먼트에 미리 저장될 수 있다. 상기 PN 확산 코드는 또한 몇몇 애플리케이션에서 90°위상차가 적용된 동일 코드일 수 있다.

PN 생성기(82,84)는 또한 PN 확산 코드의 출력에 대한 소정의 시간 지연 또는 오프셋에 대해 제공되는 제어 프로세서로부터의 빔 또는 셀 식별 신호에 대응하는 적어도 하나의 입력 신호에 응답한다. 단지 두 개의 PN 생성기가 PN<sub>1</sub> 및 PN<sub>Q</sub> 확산 코드를 생성하기 위해 도시되었지만, 이는 많거나 적은 생성기를 사용하는 다른 PN 생성기 계획이 실행될 수 있음을 알 수 있을 것이다.

곱셈기(76)의 직교 인코딩된 심볼 데이터 출력은 한 쌍의 로직 엘리먼트 또는 곱셈기(86,88)를 사용하여 PN<sub>1</sub> 및 PN<sub>Q</sub> 확산 코드가 곱해진다. 동일 데이터는 두 곱셈기에 입력되고 개별 코드에 의해 결합 또는 변조된다. 생성된 신호는 적절한 전력 제어 및 증폭 회로, 전송 전력 제어기(54) 및 아날로그 송신기(58)에 전송된다. 생성된 PN 확산 및 직교 인코딩된 출력 신호는 전형적으로 단일 통신 신호로서 합해지는 4위상 쌍의 사인곡선을 바이-페이즈(bi-phase) 변조함으로써 RF 캐리어상에 대역 필터링되고 변조된다. 그러나, 다른 형태의 변조가 본 발명에서 사용될 수 있다는 것을 알 수 있을 것이다.

생성된 신호는 또한 다른 순방향 링크 신호와 합해지기 전에 증폭 및 필터링되고 게이트웨이에 대한 안테나에 의해 방사된다. 필터링, 증폭, 및 변조 동작은 공지되어 있다. 공지된 바와 같이, 선택적인 실시예는 전송 신호를 형성하기 위해 상기 동작의 순서를 상호 변경할 수 있다. 이 형태의 전송 장치의 동작에 관한 더 자세한 설명은 상술한 미국 특허 번호 제 5,103,459 호에 개시되어 있다.

상술한 장치 및 프로세스는 또한 어떠한 처리될 인코딩 또는 인터리빙된 데이터가 없을 경우를 제외하고 파일럿 신호를 생성하기 위해 사용된다. 대신, 일정 레벨의 신호는 고유 코드로 커버링되며 로직 엘리먼트(86,88)를 사용하여 확산된다. 반복적인 또는 변하지 않는 패턴의 형태 또는 비변경 프레임 구조를 가진 데이터는 파일럿 신호를 공식화하는데 사용된다. 즉, 파일럿 신호에 대한 채널을 형성하는데 사용되는 직교 함수는 일반적으로 상수값이며 예를 들면 1 또는 0이거나 공지된 반복 패턴에서는 예를 들면, 1과 0이 산재된 패턴 구조이다. 선택적으로, 이 패턴은 데이터 채널로부터 데이터를 게이트 온 및 오프하거나 또는 다중화시킨다. 파일럿 신호는 또한 전형적으로 요구되지 않지만, 빔의 프린지(fringe)에서도 수신 가능케 하기 위해 적절한 에너지를 보장하기 위해 전송 전력 제어기(54) 및 아날로그 송신기(58)에 의해 처리될 때 더 많은 전력이 제공된다. 일단 RF 캐리어로 변조되면, 파일럿은 원하는대로 게이트웨이에 의해 서비스되는 각 빔, 또는 CDMA 채널에 전송된다.

상술한 기술은 지상 셀룰러 또는 무선 시스템에 유용한 원하는 레벨의 PN 확산을 제공하며 상술한 바와 같은 위성 중계기를 가지고 실행할 때 문제점을 가진다. 위성 애플리케이션 또는 더 많이 복잡한 지상 애플리케이션에 사용될 때, 사용된 PN 확산 코드는 너무 길어서 충분히 빠른 신호 획득이 불가능하게 한다. 그러나, 상술한 긴 신호 지연 및 낮은 전력 또는 감소하는 파일럿 신호에서 사용될 때, 위성 기반 중계기에서 전형적으로 예상되는 바와 같이, 짧은 PN 확산 코드가 실제적으로 제공되지 않는다. 즉, 저전력 파일럿 신호 또는 다양한 신호 경로 지연에 연관된 추가 문제는 짧은 PN 코드에 대한 신호 획득에서 증가된 불확실성을 일으키며 결국 획득 시간을 증가시킨다. 그러므로 짧은 PN 코드를 사용하는 것은 현재 위성 기반 통신 시스템 설계에서 실용적이지 않은 것으로 판명되었다.

본 발명은 다중 레벨 또는 '계층화된' PN 확산 기술을 사용하여 긴 또는 상대적으로 짧은 PN 확산 코드중 하나를 사용하는 것과 관련된 문제를 극복하는 것이다. 다른 견지에서 본 발명은 PN 확산 코드와 고유 식별자 또는 외부 PN 코드 시퀀스의

조합에 의해 새로운 특정화되거나 로버스트한 확산 코드를 생성한다. 새로운 확산 코드는 기본적으로 획득 시간을 다중화시키지 않고 확산 코드 시간 스케일을 증가시킨다. 이 새로운 확산 기술은 통신 신호가 신뢰할 만한 방식으로 신호 획득에 대한 시간을 감소시키면서 확산 스펙트럼 통신 시스템의 사용자 단말에 의해 수신되고 변조된다.

본 발명을 사용하는 CDMA 통신 시스템을 실행하는데 유용한 확산 장치의 예들이 도 4a, 및 도 4b에 도시되어 있다. 도 4a의 스프레더에서, 이전에 인코딩되고 인터리빙되며 직교 커버링된 데이터 또는 정보 신호는 전술한 바와 같이 신호 결합기 또는 곱셈기(86,88)에 의해 수신된다. 이 포인트에서, 주요 또는 '내부' PN 확산 코드  $PN_I$ ,  $PN_Q$ 는 전술한 바와 같이 내부 코드 생성기(82,84)로부터 제공된다. 이는 I 채널 및 Q 채널 확산 스펙트럼 통신 신호를 생성한다. 이 신호는  $PN_I$  및  $PN_Q$  확산 코드에 의해 제 1 레벨 또는 층에서 확산 또는 변조될 수 있다. 그러나, 전송 전력 제어기 및 아날로그 전송 엘리먼트에 대한 생성된 확산 신호를 전송하는 것 대신 전술한 바와 같이, 제 2 레벨의 PN 확산된다.

도 4a에 도시된 바와 같이,  $PN_I$  및  $PN_Q$  확산 코드의 타이밍으로 동기화되지만 더 긴 주기를 가진 PN 코드를 생성하는 적어도 하나의 추가 PN 코드 생성기(90)가 제공된다. 이 코드는 상술한 바와 같이 공지된 장치를 사용하여 생성될 수 있거나 신호 처리동안 나중 검색을 위해 메모리 엘리먼트에 미리 저장된다.

상술한 바와 같이, 전형적인 내부 PN 코드는 1024 칩 정도이거나 더 긴 길이이며, 약 833 $\mu$ sec의 간격 또는 코드 주기 동안 대략 1.2288Mcps(메가/밀리온-칩-퍼-세컨드)로 임의의 레이트에서 적용된다. 새로운 외부 PN 코드는 대략 255 내지 288칩 길이이며 약 240msec의 간격 또는 코드 주기 동안 1200cps로 더 낮은 레이트에서 적용된다. 설명을 위해 단지 288칩을 사용하지만 다른 코드 길이(칩의 개수의 견지에서)가 본 발명의 영역내에서 가능하다. 외부 코드 시퀀스는 내부 PN 확산 코드보다 긴 코드 주기를 가지는 것이 요구된다.

새로운 외부 PN 코드에 사용되는 시퀀스는 임의의 합리적인 의사난수 잡음 이진 시퀀스일 수 있다. 288칩 길이의 경우, 전체 시퀀스( $2^m-1$ )가 사용될 수 없지만 "쪼갠(chopped)" 시퀀스로서 불리는 긴 m-시퀀스의 일부가 때로 사용될 수 있다. 스펙트럼적으로 화이트 시퀀스가 사용자에게 의해 외부 PN 타이밍에 대해 획득 시간을 최소로 하기 위해 참조되지만, 본 발명의 목적에 반드시 필요한 것은 아니다. 외부 코드는 일반적으로 "실수" 코드인 반면 내부 코드는 "허수" 코드이다.

코드 길이는 당업자에 공지된 바와 같이 특정 통신 시스템에 대한 특정 타이밍 관계와 연관되어 선택되며 상관기 및 다른 신호 획득 장치에 대한 하드웨어 제한에 의존한다. 즉, 코드 칩 길이 또는 주기는 다른 요소들 사이에서 상관기 제약을 기초로 선택되지만 전체 코드 길이는 경로 지연 및 프레임 타이밍의 모호함을 해결하기 위해 필요한 시간 길이와 연관되어 선택된다. 상기 예에서, 일 내부 확산 코드 주기(코드 길이)는 단일 외부 PN 코드 칩의 주기안에 포함된다. 외부 PN 확산 코드는 사용된 최종 확산 시퀀스를 생성하기 위해, 내부 PN 시퀀스(파일럿 신호) 또는 데이터 및 월시 심볼(트래픽 신호)을 변조한다.

외부 PN 확산 코드는 결합기(86,88)의 출력에 결합된다. 이 결합은 예를 들면, 곱셈에 의해 직접 생성할 수 있으며, 더 넓은 범위의 주파수 오프셋을 통해 개선된 성능 및 동작은 차동적인 인코딩 방식을 이용하여 달성될 수 있다. 차동적인 인코딩은 위상 코히어런스를 위한 요구들을 약 두 개의 외부 PN 칩의 주기로 감소시킨다. 그러므로 바람직한 실시예에서, PN 코드 생성기(90)로부터의 외부 코드 출력은 먼저 곱셈기(92) 및 지연 엘리먼트(94)를 사용하여 차동적으로 인코딩된다. 외부 PN 코드는 곱셈기(92)의 출력에 접속된 입력을 가지는 지연 엘리먼트(94)의 제 2 입력을 수신하는 곱셈기(92)에 일 입력으로 제공된다. 엘리먼트(94)에 의해 부과된 지연에 사용된 값은 외부 PN 코드칩울에 의해 결정되는 일-칩 주기이다. 이 루프 백(loop back) 배치는 시간  $k-1$ (1칩 지연)에서 이전 칩과 시간  $k$ 에서 외부 PN 코드의 각 칩 사이에서 곱을 형성한다. 이는 추가적인 NRZ( $\pm 1$ ) 형태 커버로서 제공되는 코딩된 PN 시퀀스를 제공한다. 일 실시예에서, 더 이른(earlier) 칩이 없기 때문에 '0'값은 제 1 칩을 코딩하는데 사용될 수 있다.

1차(first-order) 차이 또는 차동 인코딩이 설명되었지만, 당업자는 위에서 논의된 단일 차수가 아닌 다른 지연들 및 보다 높은 차수의 차분들이 이용될 수 있다는 것을 이해할 것이다. 그러나, 이는 채널에서 더 긴 코히어런스 시간을 요구할 것이며 많은 시스템에서 이롭지 않을 수 있다. 1차 차이 접근법뿐 아니라 2차 차이 접근법이 여러 애플리케이션에 유용할 수 있다. 예를 들면 DDPSK와 같은 구성은 보다 적은 코히어런스를 요구할 것이다. 그러므로, 이는 코히어런트, 차동적, 및 2차 차동 검출을 포함하는 것으로 확장될 수 있다. 그러나, 아마도 1차 및 2차 차이가 대부분의 애플리케이션에 충분하다.

차동적으로 인코딩된 PN 시퀀스는 곱셈기(92)로부터 두 개의 곱셈기(96,98)의 각각으로 전송된다. 곱셈기(96,98)의 각각은 제 1 입력으로서 인코딩된 PN 시퀀스와 제 2 입력으로서  $PN_I$  또는  $PN_Q$  확산 정보 신호들 중 하나를 수신한다. 이들 신호는 차동적으로 인코딩된 외부 PN 시퀀스에 의해  $PN_I$  또는  $PN_Q$  신호를 확산하기 위해 함께 곱해진다. 이는 I 및 Q 채널

에 대한 내부 및 외부 PN 코드에 의해 확산된 확산 스펙트럼 변조 신호가 된다. 이들 변조 신호는 다중 확산 또는 다른 동작으로부터 유래된 원하지 않는 신호 성분을 제거하기 위해, 두 개의 기저대역 FIR 필터( $100_A, 100_B$ )중 하나에 의해 전송될 수 있다.

도 4b의 스프레더에서, 미리 인코딩되고 인터리빙되며 직교 커버링된 데이터 또는 정보 신호는 신호 결합기 또는 곱셈기(86,88)에 의해 수신된다. 그러나, 주요 또는 '내부' PN 확산 코드( $PN_P, PN_Q$ )는 두 개의 곱셈기(96',98')의 각각에 제공된다. 곱셈기(96',98')는 각각 제 1 입력으로 인코딩된 외부 PN 시퀀스를 수신하고 내부 코드 생성기(82,84)로부터 제 2 입력으로 하나의 내부 PN 코드를 수신한다. 두 코드의 결합 또는 곱은 곱셈기(86,88)에 대한 입력으로서 제공된다. 선택적으로, 외부 PN 코드는 밀줄친 엘리먼트(90')에 의해 도시된 바와 같은 차동적 처리 없이 제공될 수 있다.

외부 및 내부 PN 확산 코드와 인코딩된 데이터 심볼의 관계는 도 5에 자세히 도시되어 있다. 커버링된 데이터 심볼은 예로서 128 칩 길이로 구성되며 1,2288Mcps의 확산 코드율에서 시스템으로 클록된다. 이는 128길이의 채널화 코드가 적당하지만, 다른 길이, 예를 들면 64가 사용될 수도 있다. 이는 내부 PN 확산 코드 주기(1024칩) 당 여덟 개의 코드 심볼(각각 128칩)이 된다.

외부 PN 코드(칩)는 전체 내부 PN 코드 주기에 대해 일정하다. 즉, 상수값인 외부 PN 칩이 1024 내부 PN 칩들의 주기를 커버한다. 그러므로 적당히 동기화된 탐색에 의해 사용자 단말은 내부 PN 코드 타이밍을 가장 먼저 획득할 수 있고 원하는 타이밍 제어를 달성하기 위해 외부 PN 코드 타이밍을 해결한다. 그러나, 상기 접근 방법을 사용하기 위해, 사용자 단말은 외부 PN 칩 경계가 발생했을 때 적절히 근사할 수 있거나 알아야 한다. 상기 정보는 사용자 단말 수신기가 경계에 걸쳐 신호 에너지를 누산하는 것을 방지하며, 이는 부정확한 타이밍 결과를 제공하거나 유도한다. 그러므로 도 5에 도시된 바와 같이, 외부 PN 칩 경계들은 공지된 시스템 타이밍을 사용하여 내부 PN 코드 주기 경계들에서 발생하도록 정렬된다.

일단 게이트웨이가 확산 스펙트럼 통신 신호를 준비하고 위성을 경유하여 이를 전송하면, 사용자 단말과 결정된 적당한 신호 타이밍에 의해 수신되어야 한다. 상술한 PN 코딩 기술을 사용하는 수신, 확산 및 검출 또는 디코딩을 위한 사용자 단말 수신기 부분이 도 6에 도시되어 있다. 도 6에 도시된 사용자 단말은 예를 들면, 휴대용 또는 이동 셀룰러 또는 위성 전화와 같은 무선 통신 장치에 존재하지만 이에 제한되지 않는다.

도 6에 도시된 수신기 부분은 수신기 시스템(104) 또는 아날로그 수신기에 통신 신호를 수신 및 전송하기 위해 적어도 하나의 안테나(102)를 사용한다. 수신된 통신 신호는 아날로그 수신기(104)에서 하향 변환되며 적당한 IF 또는 기저대역 주파수로 변형하기 전에 증폭되며, 필터링 및 추가 증폭된다. 생성된 신호는 적당한 클록율에서 디지털화되고 적어도 하나의 디지털 데이터 수신기( $106_A$ ) 및 적어도 하나의 탐색자 수신기(108)에 출력된다. 상기 출력은 결합된 동상 및 4위상 채널 신호로서 도시되지만 일반적으로 I 및 Q 채널의 형태이다.

추가 디지털 데이터 수신기( $106_B-106_N$ )는 신호 다이버시티를 얻기 위해 사용되며, 이는 여러 시스템 설계에 최적화될 수 있다. 당업자는 전형적인 레벨의 유효 다이버시티, 복잡도, 제조 신뢰성, 비용 등과 같은 사용된 디지털 수신기 개수를 결정하는 요소를 인지할 수 있으며, 이는 상기 개수의 초기 선택을 제공하기 위해 사용된다. 탐색자 수신기의 개수는 하나를 초과하며 또한 당업자가 이해하는 바와 같이 통신 시스템 복잡도, 탐색될 채널의 개수, 원하는 신호 획득 속도, 타이밍 제한 등에 의존한다.

사용자 단말은 또한 탐색자 수신기(108)를 따른 디지털 데이터 수신기( $106_A-106_N$ )에 결합하기 위해 적어도 하나의 제어 프로세서(110)를 포함한다. 제어 프로세서(110)는 일반적으로 다른 기능들중에서 기본 신호 처리, 타이밍, 전력 및 핸드오프 제어 또는 정합, 다이버시티, 다이버시티 결합 기능 및 신호 캐리어에 사용된 주파수 선택을 제공한다. 제어 프로세서(110)에 의해 실행되는 다른 기본 제어 기능은 종종 신호 처리 및 수신 처리의 일부로 사용되기 위해 의사난수 잡음(PN) 코드 시퀀스의 선택 또는 처리 또는 직교 함수 또는 코드 시퀀스이다. 이는 다양한 신호를 얻기 위해 사용된 위상 또는 PN 코드 타이밍 오프셋을 포함한다.

데이터 수신기( $106_A-106_N$ )의 출력은 프로세서(110)의 제어하에서 디지털 기저대역 회로(114)에 단일 출력을 제공하는 다이버시티 결합기 및 디코더(112)에 결합된다. 기저대역 회로는 유니트 사용자에게 그리고 유니트 사용자로부터 정보를 전송하기 위해 사용자 단말안에서 사용되는 처리 및 프리젠테이션 엘리먼트의 나머지를 포함한다. 이는 전이 또는 장기간 디지털 메모리와 같은 신호 또는 데이터 저장 엘리먼트; LCD 또는 비디오 디스플레이 스크린, 스피커, 키패드 터미널, 및

핸드셋과 같은 입력 및 출력 장치; A/D 엘리먼트, 보코더 및 다른 음성 및 아날로그 신호 처리 엘리먼트; 기술상 공지된 엘리먼트를 사용하는 가입자 기저대역 회로의 모든 형태의 부품이다. 도 6에 도시된 바와 같이, 상기 엘리먼트는 제어 프로세서(110)의 제어하에서 또는 이를 가진 통신에서 동작할 수 있다.

특정 디지털 데이터 수신기에 의해 통신 링크를 확립하고 유지하기 위해, 하나 이상의 탐색자 수신기(108)는 미리선택된 PN 코드 및 코드 시간 오프셋 및 신호를 획득하기 위해 수신된 통신 신호의 도플러 주파수 공간에 대해 스캔하기 위해 할당된다. 즉, 아날로그 수신기로부터 수신된 데이터를 주기적으로 탐색하고 결정하기 위해 만일 파일럿(또는 다른 원하는 신호)이 제공된다면; 또는 어떤 신호가 수신되는 지를 결정하는 것은 연속된 신호 수신 및 디코딩에 사용하기 위한 적당한 파일럿 신호이다. 많은 시스템에서 가장 강한 신호는 파일럿 신호이지만 이는 필요하지 않고 위성 통신 시스템의 경우에 적당하지 않다. 즉, 파일럿 신호는 적당하며 효율적이고 빠른 트래킹 및 획득을 보장하기 위해 전형적인 트래픽 채널 신호와 관련된 추가 전력을 할당될 수 있고, 이는 원하는 것보다 많은 전력을 소비하며 결과적으로 원하지 않는 간섭을 일으킨다. 그러나, 본 발명의 프로세스는 PN 코드 타이밍이 적당하거나 약한 파일럿 신호가 되는 한, 파일럿 신호인지 아닌지에 상관없이 가장 강한 신호를 사용할 수 있다.

파일럿(또는 다른) 신호 타이밍이 획득되는 때를 결정하는 한 가지 방법은 파일럿 신호 PN 코드 위상의 '가정(hypotheses)'으로서 추정된 위상 오프셋을 설정하거나 선택하고, 이를 상기 시간 오프셋에서 제공된 국부적으로 생성된 기준 PN 확산 코드를 국부적으로 이용하여 통신 신호를 디스프레딩하고 노이즈를 덧붙임으로써 이를 테스트한다. 상관된 신호의 신호 칩과 관련된 에너지는 미리선택된 시간 간격에 대해 집적되며 하나 이상의 미리 결정된 임계값과 비교된다. 누산된 에너지는 국부 기준 및 신호 PN 확산 코드가 동일 타이밍을 가질 때 최고이거나 또는 적어도 임의의 임계 레벨을 초과한다.

PN 코드 타이밍 검출을 결정하는 상기 에너지 측정을 실행하는데 유용한 장치는 컴퓨팅 테스트 통계로서 참조되며 이는 1996년 11월 19일 특허된 "Method And Apparatus For Performing Search Acquisition In A CDMA Communication System"의 명칭인 미국 특허 번호 제 5,644,591 호 및 "Signal Acquisition In A Multi-User Communication System Using Multiple Walsh Channels"의 명칭인 미국 특허 번호 제 5,577,025 호에 개시되어 있으며 여기에서 참조를 위해 인용된다.

새로운 외부 확산 또는 PN 코드를 사용하는 신호를 획득하는 장치의 일 예는 도 7에 도시되어 있다. 상기 장치의 동작은 전술한 특허에 개시된 장치를 사용하여 두 개의 PN 코드 또는 코드 세트의 최내부(innermost)가 이미 얻어졌음을 가정한다. 즉, 사용자 단말 회로는 이미 내부 PN 코드에 대한 적당한 시간 오프셋을 결정했다. 상기 제 1 레벨의 신호를 획득한 후, 내부 PN 확산 코드에 대한 추정된 또는 결정된 시간 오프셋은 외부 PN 코드 확산 데이터 심볼을 제공하기 위해 내부 PN 코드에 관련된 수신 신호를 디스프레딩하는데 사용된다.

디스프레딩은 디스프레더 또는 상관 엘리먼트(120)에 입력으로서 국부적으로 생성된  $PN_{I-inner}$  및  $PN_{Q-inner}$  확산 코드를 입력하여 실행된다. 상기 코드는 미리 결정된 내부 PN 코드 시간 오프셋을 사용하는 수신된 통신 신호에 제공된다. 디스프레더(120)의 출력은 한 쌍의 누산기 또는 어쿠뮬레이터 및 합 엘리먼트( $122_A, 122_B$ )로 입력된다. 누산기( $122_A, 122_B$ )는 내부 PN 코드의 주기에 대해 I 또는 Q 채널중 하나에 대해 디스프레더 출력을 누산한다. 각각의 외부 PN '칩' 주기가 내부 PN 코드(심볼) 주기에 대해 확장되었기 때문에, 심볼 에너지는 각각의 외부 PN 코드 칩에 대해 에너지를 제공하기 위해 상기 주기에 대해 누산된다. 도 7에 도시된  $I_k$  및  $Q_k$  값은 실시예의 1024의 I 및 Q 내부 확산 코드 칩을 누산함으로써 형성된 k번째 I 및 Q 내부 확산 코드 PN 칩과 대응된다. 다른 확산 코드 길이는 대응되는 서로 다른 누산 주기 또는 칩 개수가 된다.

$I_k$ 와  $Q_k$ 값으로부터 외부 PN 코드를 얻기 위해, 사용자 단말 수신기는 신호의 피드-순방향 차동 디코딩을 먼저 실행해야 한다. 상기 디코딩을 실행하는 한 가지 기술은 데이터 복조에서 일반적으로 사용하는 도트곱 구조를 사용하는 것이다. 데이터 복조의 상기 구조 및 그 동작에 대한 자세한 설명은 "Pilot Carrier Dot Product Circuit"의 명칭인 미국 특허 번호 제 5,506,865 호에 개시되어 있으며 본 발명의 양수인에게 양도되며 여기에서 참조를 위해 인용된다.

상기 특허에 개시된 기술에서, 도트곱은 수신된 파일럿 신호로부터 산출된 기준 벡터와 데이터 신호 벡터 사이에서 형성된다. 전형적인 데이터 벡터는 64 또는 128 칩의 심볼 길이를 가지며, 이는 직교 채널화 코드의 길이가 된다. 그러나, 데이터 신호 수신 상태와 비교하여, 본 "심볼" 주기는 1024 내부 칩이며,  $(I_k, Q_k)$  신호 벡터는 기준 벡터 대신 이전 신호 벡터로 도트곱된다. 동일 외부 PN 코드는 I 및 Q 채널에서 사용되며 상기 채널 중 하나의 외부 PN 칩의 평균값(칩 에너지 E)은 다음 형태를 가진다.

$$E\{I_k\} = E\{Q_k\} = \pm 1024 \sqrt{\frac{E_c}{2}}$$

여기에서  $E_c$ 는 수신된 신호 칩 에너지이며,  $E\{I_k\}$ 는 I 채널에 대한 평균값이고,  $E\{Q_k\}$ 는 Q 채널에 대한 평균값이다. 외부 PN 칩(k)과 연관된 도트곱은 다음 형태를 가진다.

삭제

$$d_k = I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}.$$

외부 확산 코드 PN 칩(k)이 자신의 전임자(k-1)와 동일할 때,  $d_k$ 의 평균값은 단순히  $(1024)^2 E_c$ (제공한 코드 길이와 칩 에너지의 곱)이다. 그러나, 만일 외부 PN 칩이 서로 다르다면,  $d_k$ 의 평균값은  $-(1024)^2 E_c$ 이고 원하는 차동 디코딩이 이루어진다.

삭제

도트곱 처리를 사용하여 수신된 칩의 차동 디코딩은 도 7의 좌측에 개략적으로 도시되어 있다. 누산기(122<sub>A</sub>)의 출력은 곱셈기(124<sub>A</sub>)에 제 1 입력으로서 제공되며 누산기(122<sub>B</sub>)의 출력은 곱셈기(124<sub>B</sub>)에 제 1 입력으로서 제공된다. 동시에 누산기(122<sub>A</sub>, 122<sub>B</sub>)의 출력은 또한 각각 한 쌍의 지연 엘리먼트(126<sub>A</sub>, 126<sub>B</sub>)에 입력으로서 제공된다. 이들 지연 엘리먼트의 출력은 각각 곱셈기(124<sub>A</sub>, 124<sub>B</sub>)의 제 2 입력으로서 제공된다. 지연 엘리먼트(126<sub>A</sub>, 126<sub>B</sub>)는 곱셈기에 입력되기 전에  $I_k$  및  $Q_k$  신호에 하나의 외부 PN 칩 주기의 지연을 첨가한다. 이는 각각의 PN 칩(k)와 그 전임자 사이에서 곱을 형성한다.

k번째와 k-1번째 I와 Q칩에 대한 곱셈기(124<sub>A</sub>, 124<sub>B</sub>)에서 형성된 곱은 제거된 개별 코딩을 가진 외부 확산 코드 PN에 대응하는 원하는 도트곱 값( $d_k$ )을 생성하기 위해 가산 엘리먼트 또는 가산기(128)를 사용하여 함께 더해진다. 디코딩된 PN 코드 칩 시퀀스( $d_k$ )는 외부 PN 코드의 국부 버전의 차동 타임 오프셋에 대해 상관된다. 외부 PN 확산 코드가 240msec 정도의 긴 주기를 가지기 때문에, 단일 외부 PN 주기(288외부 PN칩)내에서 적당한 정렬을 검색하는 가능성을 최대로 하는 것은 중요하다. 그렇지 않다면, 중요한 시간이 흘러가고 시작을 위해 다음 주기를 대기하는 동안 추가의 신호 처리를 수행하는 것과 관련하여 상당한 시간이 소요되고 낭비된다.

이는 정합된 필터 접근 방법이 상관 연산을 실행하는데 유용하다는 것을 가정한다. 개념적으로, 정합된 필터는 W 메모리 엘리먼트의 탭핑된 지연 라인 즉 W의 필터 길이이다. 탭 가중치는 제 1 W 비트의 외부 PN이며, 모든 W의 가중된 출력은 새로운 외부 확산 코드 PN 칩이 수신되고 필터로 클럭킹될 때마다 누산기에 의해 가산된다. 누산기의 출력은 임계값과 비교된다. 임계값을 초과하는 필터 출력은 외부 PN 확산 코드와의 적당한 정렬을 지시한다. 정합된 필터를 사용하면, 하나 또는 두 주기내에서 파일럿을 얻는 가능성은 매우 높아질 수 있다. 긴 필터는 짧은 것보다 나은 검출 가능성을 제공하지만 실행하는데 있어 더 비싸다.

이러한 정합된 필터 접근 방법이 도 7에 도시되고, 여기서 정합된 필터(130)는 입력으로서 시퀀스된  $d_k$ 값을 수신하기 위해 접속되며 비교 엘리먼트 또는 비교기(136)에 상관 출력을 제공한다. 비교기(136)는 필터(130)로부터의 상관 출력이 원하는 임계값을 초과할 때를 지시하는 출력을 생성한다. 비교기(136)의 출력은 외부 PN 확산에 사용된 선택된 타이밍 오프셋이 적당한지를 지시하거나 선택하기 위해 공지된 검출 및 획득 회로와 결합될 수 있다.

상기 주어진 일 예의 외부 PN 칩에 대한 내부-도착 시간은 0.833msec이며, 당업자에 공지된 다수의 하드웨어 또는 소프트웨어 엘리먼트중 하나를 사용하여 정합된 필터(130)의 필터링 동작을 수행하는 것이 가능하다. 탭 가중치가 세트{+1, -1}로 제한되는 사실은 단일 직렬 가산기가 가산 및 감산을 나타내는 탭 가중치를 가진 필터의 엘리먼트를 가산하도록 한다. 예를 들면, 회로 버퍼는 필터를 실행시키는데 사용될 수 있다.

각 외부 PN 칩이 1024내부 PN 칩의 함으로부터 공식화되기 때문에, 외부 PN 칩은 내부 PN 칩과 관련된 30dB "처리 이득"으로부터 이득을 얻는다. 상기 이득은 외부 PN 자기 상관 함수(ACF)의 피크 및 오프-피크 최대값(Rmax) 사이의 차이

가 내부 PN 확산 코드의 경우보다 획득 성능을 결정하는데 더 중요하다는 사실을 의미한다. 단지 몇 개의 큰 오프-피크 ACE 값은 노이즈의 추가에 의해 임계값 이상으로 푸싱되기에 충분히 크다. 결과적으로, 외부 PN 코드를 선택하는 주요 기준은 적당한 부분 상관 윈도우 크기(즉, 정합된 필터 길이)에 대한 최대 오프-피크 상관값의 최소화이어야 한다.

외부 코드 칩이 내부 코드 칩보다 약 1000배 더 길기 때문에(1024), 24 외부 칩에 기초한 상관은 24 내부 칩에 기초한 상관보다 1000배 더 많은 신호 에너지를 집적할 것이다. 완전한 긴 내부 코드에 대한 집적은 즉, 2048 칩 정도는 여전히 신호 에너지를 10배 이상으로 제공할 것이다. 상관 처리에 대한 관련 첨가의 일 예는 도 8에 도시되어 있다. 도 8에서, 반응 곡선(160)은 긴 PN 확산 코드를 사용할 때의 상대적인 피크 및 오프-피크 반응을 도시하는 반면, 곡선(162)은 짧은 외부 PN 코드를 가진 정합된 필터를 사용할 때의 반응을 보여준다. 이득은 분명하다.

상술한 정합된 필터 검출 계획은 임계값이 평균 수신 외부 PN 칩 에너지에 대해서 스케일될 때만 적절히 작용한다. 상기 임계값을 세팅하는 단순하지만 효과적인 방법은 정렬된 평균 상관 결과  $(1024)^2 W E_c$ 와 정렬된 최대 평균 결과  $(1024)^2 R_{max} E_c$  사이의 중간인 값을 설정하는 것이다.

이 형태의 임계값을 세팅하는 것은 일반적으로 어떤 형태의 자동 임계값 제어(ATC)가 임계값을 정확하게 보정하는데 사용될 것을 요구한다. ATC는 도트곱 출력의 크기가 약  $(1024)^2 E_c$ 를 생성하기 때문에 상대적으로 실행하기 쉽다. 이 출력 샘플은 노이즈 면역성을 제공하기 위해 평균되는 단순한 필터에 라우팅될 수 있으며 생성된 평균을 필요 임계값을 생성하기 위해  $(W + R_{max})/2$ 의 인자에 의해 스케일된다.

도 7의 우측하단에 도시된 상기 접근 방법에서 크기 정보 엘리먼트(132)는 도트곱 값( $d_k$ )의 시퀀스를 수신하기 위해 접속된다. 크기 정보 엘리먼트(132)는 수신된 입력 시퀀스의 상대적인 크기를 지시하는 출력을 생성한다. 이 크기는 임계 필터(134)에 입력으로 제공되며 다음에 원하는 기준 임계값을 만들기 위해 그 값을 평균하고 생성된 평균을  $(W + R_{max})/2$ 의 인자에 의해 스케일한다. 상기 기준 임계값은 비교기(136)에 입력으로 제공된다. 선택적으로, 크기 엘리먼트(132)와 임계 필터(134)는 하나 이상의 추가 정합된 필터(도시되지 않음)에 의해 대체될 수 있고 검출은 임계값에 대해 비교하기 보다 다중 정합된 필터 출력을 비교하여 이루어진다. 예를 들면, 정합된 필터 출력은 전 외부 PN 주기에 대해 수집되며 가장 큰 출력값이 선택된다.

본 발명을 실행하는 데 고려되어야 할 여러 다른 면들이 있다. 먼저, 시간 및 주파수 트래커가 내부 PN 확산 코드의 타이밍을 추적하기 위해 사용자 단말 수신기에 의해 사용된다. 상기 주파수 트래커의 사용은 상술한 신호 획득 특허에 자세히 설명된다. 상기 트래커는 외부 PN 획득을 시작하기 전에 결합되거나 동작해야 한다. 이는 사용된 1024-길이 누산에 대해 가능한 코히어런트한 신호를 유지한다. 상기 트래커는 외부 PN 칩 경계에 대해 또는 경계를 넘거나 미달하지 않도록 자신들의 누산 값을 설정함으로써 외부 PN 변조에 대한 면역성을 갖는다. 그러나, 상기 주파수 트래커는 디스프레더로부터 직접 그 입력을 수신하는데, 그 이유는 파일럿 필터가 외부 PN 변조에 대한 면역성을 가지지 않기 때문이다.

둘째로, 외부 PN 확산 코드의 국부 버전의 발생은 외부 PN 획득동안 턴 오프된다. 일단 외부 PN 타이밍이 해결되면, 국부 외부 PN 생성기는 수신된 데이터로부터 외부 코드를 제거하기 시작하도록 활성화된다.

셋째로, 외부 PN 확산 코드 획득은 주파수 트래커가 거의 정상 상태 동작에 있을 때까지 시작하지 않는다. 만일 획득이 트래커가 여전히 전이 모드에 있는 곳에서 시작한다면, 임계값 보정은 주파수 에러가 변화함에 따라  $E_c$ 에 나타난 변화때문에 유효하지 않을 수 있다. 임계값이 유효할 때를 결정하는 방법은 일반적으로 필요하다. 어찌면, 검증 단계로부터의 측정은  $E_c$ 와 대응 임계값을 추정하는데 사용될 수 있다. 다음으로, 외부 PN 획득은 실제 임계값이 상기 추정의 90%에 도달할 때까지 가능하지 않다. 일단 도트곱값이 유효한 것으로 판단되며, W 외부 PN 칩의 지연은 검출 임계 테스트가 인에이블이 되기 전에 정합된 필터를 "로드"하도록 한다.

상술한 본 발명의 일 실시예는 신호 획득에 대해 기술상 진보를 보이지만, 특정 외부 PN 확산 코드 시퀀스를 사용하여 더 나은 실시를 이룰 수 있다. 즉, 외부 PN 확산 코드를 구성하는 특정 시퀀스 또는 형태의 시퀀스를 사용하여 본 발명의 기술을 이용할 때 성능을 향상시킬 수 있다. 개발의 분석과 상기 시퀀스의 사용은 이하 제공된다.

일반적으로, W의 크기를 증가시키고 적당한 코드를 선택하는 것은 적은 에러 가능성(누락 및 거짓 알람)을 생성한다. 그러나, 적당한 코드를 선택하는 것은 만일  $R_{max}$ 의 값이 W의 증가를 따라 증가된다면, 통신 시스템 성능의 개선은 W의 크기가 증가될 때 크게 제한되기 때문에 중요하다. 이는 누락의 가능성의 추정을 얻기 위해 근사화를 사용하여 알 수 있으며 그 형태는 다음과 같다.

$$P_{miss} \approx Q \left( \frac{\frac{3}{8} N \frac{E_c}{I_0} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2} + N \frac{E_c}{I_0}}} \frac{W - R_{max}}{\sqrt{W}}}{\sqrt{W}} \right)$$

여기에서  $I_0$ 는 원하는 신호를 수신하는 것과 관련된 간섭 신호이다.

삭제

만일  $E_c/I_0$ , N, 내부 PN 코드의 길이의 값이 고정되며 모든 생성된 상수항이 단일 상수 C로 결합된다면, 상기 관계는 단순한 형태로 축소될 수 있다.

$$P_{miss} \approx Q \left( C \left( \frac{W - R_{max}}{\sqrt{W}} \right) \right).$$

거짓 알람 가능성의 정확한 추정을 얻는 것은 각각의 외부 PN 주기에서 거짓 알람에 대해 여러 기회가 존재하며, 상기 기회에서의 통계가 자기상관 함수의 대응값에 따라 변경되기 때문에 더욱 어렵다. 그러나, 누락의 가능성과 같은 거짓 알람 가능성은  $(W - R_{max})/\sqrt{W}$ 의 함수에 따라 증가한다. 매우 대략 근사로서, 거짓 알람 가능성은 거짓 알람에 대한 여러 기회로 인해 크기와 비슷한 만큼  $P_{miss}$ 보다 높게 설정될 수 있다. 거짓 알람 가능성을 더욱 정확하게 핀다운(pin down)하기 위해, 일반적으로 시뮬레이션하기 위해 분류되는 게 최상이다.

상술한 제 2 관계식을 살펴보면, 최상의 성능은 일반적으로 W와  $R_{max}$ 의 차이를 최대로 하며 가능한 작게 W를 유지함으로써 달성된다. 물론 W를 작게 유지하는 것은 또한 하드웨어적 시각에서도 바람직하다.

최상 코드는 완전 상관 대신 부분 신호 또는 코드 상관을 기초로 하는 선택 기준을 사용하여 본 발명에 사용하기 위해 선택된다. 모든  $2^{288}$ 가능 길이-288 이진 시퀀스에 대한 소모적 탐색은 사용자 단말이 신호를 획득하기 원하는 때 시간 실행되는 않지만, 적당한 코드를 얻기 위해 통신 시스템의 설계동안 한번이상 실행되는 때 시간마다 실행되는 않는다. 상기 탐색은 과도하게 길며 바람직하지 않은 통신 지연을 제공할 것이다. 그러므로, 최적보다는 덜하지만, 매우 유용하거나 능률적인 접근 방법이 개발되었다.

상기 기술 또는 접근 방법에 대해, W 길이의 정합된 필터가 먼저 선택된다. 코드는 상기 구조:[A B B ... B]를 사용하여 W의 길이의 서브-시퀀스로부터 구성되거나 발생된다. 예를 들면, W가 24칩(24길이의 정합된 필터)의 길이를 가지도록 선택되며 총 PN 코드 길이가 288칩이라고 가정해보자. 두 서브-시퀀스('A','B')가 24 길이를 가지며 'B'가 총 11배를 나타낸다[즉,  $(288\text{칩}-24\text{칩})/24\text{칩}$ 은 11인 'B'의 사용과 동일하다.]. 정합된 필터는 'A'서브-시퀀스를 사용하여 이루어지며 이에 따라 수신기는 언제나 전체 길이 288코드의 24외부칩 서브-시퀀스에 대해 'A'를 상관시킨다. 이는 전체 시퀀스를 사용한 상관보다 빠른 동작이다.

사용자 단말 수신기 타이밍이 적당하게 외부 PN 코드와 정렬되었을 때, 생성된 상관값은 'A'또는 'B'의 선택과 상관없이 W(24)이다. 즉, 상관값은 정렬된 신호에 대한 W 총 수신 칩을 나타내며 정렬되지 않으면 제로를 나타낸다. 그러므로, 한 가지 목적은 'A'를 가진 'B'의 주기 상관은 모두 최소화되도록 하고 반복 PN 코드의 전이 영역 또는 일부본인 'A B' 및 'B A'와 A의 상관이 최소가 되도록 'A' 및 'B'에 대한 값을 선택하는 것이다. 출원인은 'B' 서브-시퀀스에 대한 칩 값에 대한 효율적인 선택은 모든 칩을 +1 또는 -1로 만드는 것이라는 것을 발견했다. 이 접근 방법은 W가 너무 크지 않다는 가정하에서 최상 'A' 시퀀스에 대한 소모적 탐색하는 것을 가능하게 하고 상대적으로 생성하기 쉬운 외부 확산 코드를 생성한다 한다.

상술한 탐색 기술의 애플리케이션은 제로에 해당하는  $R_{max}$ 를 가진 24(W=24)의 길이에 정합된 매우 우수한 코드의 식별을 유도한다. 식별된 코드는 m-시퀀스 또는 유사-잡음 탐색을 종결짓는 것과 같은 다른 테스트되는 기술에 의해 개발된 코드보다 작은 여러 차수의 크기(W=24)로 여러 가능성을 생성한다. -21dB의  $E_c/I_0$ 에서,  $10^{-4}$ 보다 작은 거짓 알람 가능성이 누락에 대한 작은 가능성과 함께 예상된다. 결과적으로, 이하 설명되는 코드를 사용하는 것이 작은 여러 가능성을 달성하면서 가능한 짧은 정합된 필터를 유지하는 것에 대한 충분한 트레이드오프(tradeoff)로서 보여질 수 있다.

이러한 코드의 제 1의 24 비트의 코드는 소위 'A'부분으로 다음과 같다:

[-1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1]

모든 나머지 비트인 'B'부분은 1로 시작한다. 1을 0으로 그리고 -1을 1로 맵핑하는 것은 외부 PN이 저장 및 검색을 위해 보다 축약된 8진법으로 변환될 수 있다:

삭제

6 5 4 7 2 3 7 2 ... 0,

즉, +/-1 포맷은 상관 및 간섭을 연구하는데 유용하지만, PN 생성기는 일반적으로 0,1 포맷을 기초로 하며 8진법 코드는 일반적으로 코딩 시스템에서 사용된다.

삭제

필터 처리에 대한 288칩 주기에 대해 상기 코드의 타이밍의 일 예는 도 9에 도시되어 있다. 도 9에서, 유용한 외부 코드(170)는 264칩 또는 비트 상수 '1'값 부분(174)이 후행하는 24비트 가변부(172)를 가진 칩을 가지는 것으로 도시되어 있다. 비교를 위해, 긴 의사난수 잡음 코드(176)의 일부가 이하 설명되는 바와 같은 본 발명을 실행하는데 유용하며 여기에 도시되어 있다.

삭제

인코딩되지 않은 버전을 저장하는 것 대신에 데이터에 대한 동작을 위한 하드웨어에 차동 인코더를 제공하는 것이 게이트웨이 송신기 회로내의 차동적으로 인코딩된 외부 PN 코드 또는 시퀀스 또는 시퀀스들을 저장하는 것은 더욱 편리하며, 도 4에 도시된 바와 같다. 이는 게이트웨이에 의해 처리된 많은 채널의 각각에 대해 곱셈기(92) 및 지연 엘리먼트(94)를 제거함으로써 하드웨어를 줄일 수 있다. 이러한 감소를 이루기 위해, 송신기에 사용되는 저장 엘리먼트 또는 메모리에 차동적으로 인코딩된 시퀀스를 저장하는데 대한 협약이 적용될 수 있고, 이는 {1,-1} 표시에서 1 또는 {0,1} 표시에서 0으로 시작된다. 상기 접근 방법을 사용하고 차동적으로 인코딩된 PN 코드를 저장하여, 제 1의 차동적으로 인코딩된 24비트의 시퀀스는 다음과 같다:

[-1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1]

모든 나머지 264비트 또는 칩은 -1이다.

삭제

불행하게도, 상기 외부 PN 확산 코드의 차동적으로 인코딩된 버전을 저장하는데 대한 작은 약점이 있다. 완전한 외부 PN 코드의 주기에 대한 차동적으로 인코딩을 실행한 후, 송신기 또는 개별 인코더 메모리의 상태는 외부 PN 주기의 시작에 있는 것과 반대이다. 이는 외부 PN 시퀀스를 반복적으로 인코딩하는 것은  $2 \times 288$ (칩)의 주기를 가진 개별 코드 시퀀스를 생성하고, 시퀀스의 제 2 반은 제 1 반의 여수인 것을 의미한다.

이러한 최소 복잡성을 설명하는데 다양한 접근들이 사용되고 있다. 첫째로, 코딩되지 않은 외부 PN 코드가 한 주기 동안에 저장될 수 있으며 차동 인코딩이 실시간으로 수행될 수 있다. 둘째로, 전체  $2 \times 288$  비트의 차동 인코딩된 외부 PN 확산 코드가 하나의 외부 PN 주기동안에 저장될 수 있다. 셋째로, 인코딩되지 않은 외부 PN 코드 시퀀스의 비트 48과 264 사이의 임의의 위치에, 단일 비트가 토글 값이 될 수 있다. 이 단순 동작은  $R_{max} = 0$ 을 유지하고 인코딩된 외부 PN 주기가 288 비트



가 되도록 한다. 넷째로, 인코딩되지 않은 외부 PN 코드의 비트 24가 토글(toggle)될 수 있다. 이러한 동작은 264개의 1의 스트림을 유지하고 인코딩된 외부 PN 확산 코드의 주기가 288 비트가 되게 한다. 그러나  $R_{max}$ 가 2와 같기 때문에 이 마지막 기술은 성능면이 희생될 수 있다.

W가 24인 경우에, 위에서 특정된 외부 PN 코드는  $R_{max}$ 가 제로가 되도록 하나,  $|R|_{max}$ 가 8이 된다. 몇 가지 이유로  $|R|_{max}$ 에 대해 작은 값을 갖는 외부 PN 코드를 사용하는 것이 바람직한 경우에, 다음과 같은 8진수 형태,

**7 1 3 2 1 0 7 7 7 ... 7,**

삭제

또는 맵핑된 2진 형태의,

**[-1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1...1]**

가  $|R|_{max}$ 에 대한 값으로 4를 제공한다.

삭제

삭제

위에서 선택된 PN 확산 코드와 도 7의 획득 회로를 이용하여 시뮬레이션이 수행되었다.  $E_c/I_0 = -22\text{dB}$  만큼 낮은 파일럿 신호 강도를 사용하는 경우에도, 에러 가능성이 매우 작아서 누락 또는 거짓 알람의 단일의 에러 조차도 100,000개의 시뮬레이션 시도에서 나타나지 않았다. 즉, 시스템이 PN 확산 코드 타이밍이 정밀하지 않거나 또는 정확하다는 것을 각각 부정확하게 지시하는 가능성이 적다. ATC 방법에 대한 분석적 근사는  $E_c/I_0 = -22\text{dB}$ 에서  $3.4 \times 10^{-6}$  차수의 누락 가능성을 추정했다.  $E_c/I_0$ 의 값이  $-25\text{dB}$ 로 더 감소되는 경우에, 누락 가능성에 대한 분석적 근사는 약  $1 \times 10^{-3}$ 이었다. ATC 방법을 이용하면, 100,000 시도에 대한 대응 결과는 누락에 대해서는 약  $2.6 \times 10^{-4}$  가능성이었고 거짓 알람에 대해서는  $7 \times 10^{-4}$  가능성이었다. 위에서 사용한 바와 같은 최대 값을 뽑는 방법을 이용하면, 100,000 시도에 대해서  $1 \times 10^{-5}$  이하의 가능성이고 거짓 알람에 대해서는  $1 \times 10^{-5}$  이하인 가능성이 얻어졌다. 누락이나 거짓 알람이 100,000개의 시도에서 나타나지 않았다.

더 작은 에러 가능성이 바람직한 경우에도, 하나의 비용효율적 접근 방법은 세컨드 룩(second look) 테스트를 요구한다. 이것은 단순히 하나의 외부 PN 코드 검출이 일어난 후에 288 개의 외부 칩 주기를 단순히 대기하고 타이밍 결정 테스트를 반복함에 의해서 용이하게 실현된다. 타이밍에 대한 두 독립적인 테스트시 거짓 알람이 존재할 가능성은 싱글 룩(single look) 알람 가능성의 제곱이다. 예를 들어,  $E_c/I_0 = -25\text{dB}$ 에서 ATC 방법으로 세컨드 룩 테스트를 사용하면 거짓 알람 가능성이  $7 \times 10^{-4}$ 에서 약  $4.9 \times 10^{-7}$ 으로 변화된다. 이러한 세컨드 룩과 관련된 시간 패널티(penalty)는 추가의 240msec이다.

위의 PN 코드는 짧은 랜덤 룩킹(random looking) 세그먼트, 24개 칩 길이, 및 긴 균일 세그먼트 264 칩 길이로 이루어진 외부 PN 코드를 나타낸다. 전체길이 288 칩 길이에서 의사난수를 나타내는 다른 PN 코드가 또한 관찰될 수 있으며 절단된 m-시퀀스로 단순히 형성될 수 있다.

이 외부 코드는 길이 511 m 시퀀스로부터 절단된 서브 시퀀스이다. 특성 다항식은 다음과 같다:

$$Q(z) = 1 + z^3 + z^4 + z^6 + z^5$$

이러한 코드를 생성시키는 예시적인 생성기 구조가 도 10의 갈루아(Galois) LFSR 구조에서 도시된다. 초기 상태(등록 내용)는 [000010010]이어야 한다. 선택된 시퀀스의 첫 번째 9개의 칩이 최좌측 이 첫 번째 칩이 되는 010000110이다. 이 생성기는 288 배로 클럭킹되고 초기 상태로 리셋되어 목적하는 코드 시퀀스를 제공한다. 즉, 외부 PN 시퀀스는 각각의 288 칩 또는 하나의 외부 칩 주기를 반복한다.

이것은 48 상관 윈도우 크기로 12의 최대 오프-피크 상관을 갖는 코드를 야기한다. 이것은 길이 24의 정합된 필터에 대해 특정되게 최적화된 이전 코드 보다 우수한 성능을 제공한다. 이것은 단일 탐색을 갖는 수용할 만한 레벨의 성능을 제공한다. 절단되지 않은 코드는 심슨의 "확산 스펙트럼 통신" 1권중 표 5.8에 설명되어 있다.

그러나, 위의 실시예에서 사용된 정합된 필터 검출기 방법은 다른 PN 코드 에서 수행되지 않을 수 있다. 필터 길이가 예를 들어 48 비트로 두 배가 되는 경우에도, 정확한 신호 타이밍( $1-P_{detect}$ )을 검출하지 못할 가능성은 주어진 고정 거짓 알람 가능성에서 다른 코드 보다 더 큰 크기의 치수 이상이다. 따라서, 다른 PN 코드 인식 회로의 실시예가 이하에 설명된다. 차동 디코더 엘리먼트( $124_A, 124_B, 128$ )의 출력으로부터 외부 PN 칩 블록을 수집하고, 다음으로 외부 PN 확산 코드에 대한 국부 기준의 가능한 한 모든 정렬에 대해 이 블록을 상관시키는 것이 기본적인 개념을 이룬다. 이 상관 프로세스에 대한 신호 획득 구조가 도 11에 도시되어 있다.

도 11에서, 신호 획득 장치의 디스프레딩과 차동 디코딩 부분은 도 7의 구조에서와 같이 변화되지 않는다. 그러나, 외부 PN 코드 칩  $d_k$ 를 수신하는 정합된 필터(130)가 버퍼(140)와 블록 상관기(142)로 치환되어 있다. 버퍼(140)의 실제 크기와 블록 상관기(142)에 사용된 데이터 블록은 이 분야에서 공지된 바와 같이 통신 시스템의 특정 응용과 동작 파라미터에 따라 결정된다. 즉, 회로의 복잡성과 데이터 블록을 프로세싱하는 시간 및 획득 스피드 및 정밀성에 대한 요구가 이러한 크기를 결정한다.

단지 예시를 위한 목적으로, 48개 칩의 크기가 이 실시예를 연구하기 위한 대표값으로 사용된다. 이 실시예에서, 버퍼(140)는 48개의 외부 PN 코드 칩을 수집하거나 또는 48개의 외부 칩 주기를 절단하고, 이들은 데이터 블록으로서 프로세싱을 위해 블록 상관기(142)로 전송한다. 일단 데이터가 블록 상관기(142)로부터 전송되면, 다음 48의 외부 칩을 수신하고 버퍼링하는 것을 개시한다.

예시적 블록 상관기(142)의 더 상세한 내용이 도 12에 도시되어 있다. 디코딩된 외부 PN 코드 칩들의 블록이 상관기(142)로 전달되면, 개별 칩들이 역시 데이터 블록으로 불리는 저장 또는 메모리 소자(144)의 연속적 메모리 위치들 DATA(0) 내지 DATA(47)에 저장된다. 외부 PN 코드의 국부 이진(이 모델의 경우에는  $+/- 1$ ) 카피(copy)가 역시 외부 코드 블록으로 불리는 메모리 소자(146)의 일련의 연속적 메모리 위치들 PN(0) 내지 PN(287)에 저장된다. 이들 각 블록은 누산기(148)에 입력으로 연결된 출력 라인 또는 버스를 가진다. 데이터 블록(144)의 출력은 누산기(148)의 데이터 입력으로 전달되며, 외부 코드 블록(146)의 출력은 누산기(148)의 가산/감산 제어 입력으로 전달된다.

PN 외부 코드 블록(146)으로부터 검색된 이진 값은 누산기(148)의 가산/감산 라인들을 제어하는데 사용되어, 데이터 블록(144)으로부터 검색된 현재 데이터 값이 현재의 누산기의 내용(contents)과 가산될지 감산될지를 상기 이진 값이 결정한다. 누산기(148)는 각각의 가능한 로컬 PN 코드 오프셋 시간에 데이터와 국부 PN 확산 코드의 상관을 계산 또는 생성한다. 일반적으로, 데이터 전체의 288 통과 각각에 대해 하나의 시간 오프셋이 테스트된다.

최대의 상관 값과 그에 대응되는 인덱스(index)가 다른 메모리 위치(150)에 저장되며, 이는 누산기(148)의 일부를 형성할 수 있다. 이 인덱스 값은 적절한 외부 PN 확산 코드 정렬의 최적 평가치로서 제어기(110) 또는 다른 신호 획득 회로로 보고된다. 이 처리에 사용되는 단계들의 의사 코드(pseudo-code) 표현이 아래에 주어져 있다. 이들 단계들은 디코딩된 외부 PN 코드 칩들의 새로운 블록이 블록 상관기(142)로 이동될 때마다 반복된다.

블록 상관기(142)에서 수행되는 처리 단계들은 의사코드 단계들로 표현된다:

$R_{max}$  와  $R_{max,i}$ 의 값들을 0으로 설정

For  $R_i = 0$  to 287

$R = 0$

For j = 0 to 47

$R = R + \text{Data}(j) * \text{PN}((R_i + j) \bmod 288)$

End For

If  $R > R_{\max}$

$R_{\max} = R$

$R_{\max_i} = R_i$

End If

End For

이는 먼저  $R$ ,  $R_{\max}$ ,  $R_{\max_i}$ 에 대한 값들을 0으로 설정함에 의해 데이터를 처리하고, 여기서 'i'는 특정 시간에 대한 인덱스 값 또는 하나의 코드에 대한 위상 오프셋이다. 다시 말해, 코드가 오프셋되는 칩들의 수이다. 다음, 0 내지 287의 값을 가지는 각  $R_i$ 에 대해,  $R$ 의 값이 48개의 데이터 값들의 각각에 대해, 다시 말해  $j = 0$  내지 47에 대해 아래 식에 따라 결정된다.

$R = R + \text{Data}(j) * \text{PN}((R_i + j) \bmod 288)$

$R_i$ 가 결정될 때마다 이는  $R_{\max}$ 와 비교되고,  $R$ 에 대해 결정된 값이  $R_{\max}$ 에 대해 현재 저장된 값보다 크면,  $R_{\max}$ 는 상기  $R$  값으로 설정되고,  $R_{\max_i}$ 는  $R_i$ 로 설정된다. 따라서,  $R$ 이  $R_{\max}$ 를 초과할 때마다 이  $R$  값은  $R_{\max}$ 에 대해 새로운 값으로 선택되고, 이러한 결과를 도출한  $R_i$  값은  $R_{\max_i}$ 로 기록된다. 처리의 마지막에서  $R_{\max_i}$  값이 원하는 타이밍 정보를 제공한다.

삭제

첫 번째에 비해 두 번째로 제안된 PN 코드의 단점은 주로 메모리 및 관련 저장 및 검색 회로의 형태인 더 많은 하드웨어를 필요로 한다는 것이다. 이 PN 코드는 또한 디코딩된 외부 칩들의 버퍼링 및 처리 블록을 위해 더 높은 상대적 계산 속도를 요구한다. 동시에, 더 긴 블록 길이를 이용할 경우에도, 처음에 제안된 PN 코드에 대한 것보다 검출 및 거짓 알람 통계(단일 블록에 기준)가 더 좋거나 좋지 않을 수 있다. 그러나, 이는 대략 동등할 것으로 예상되는데, 대체적(alternative) 외부 PN 코드의 확장성과 전체 외부 PN 주기를 기다리지 않고도 반복된 형태를 파악할 수 있는 기회를 고려한다면 추가된 계산상의 복잡성을 상쇄할 수 있기 때문이다. 따라서, 특별한 [A B B ... B] 코드 대신에 더 무작위적인 외부 코드가 사용될 수 있다. 이는  $W = 48$ 인 더 긴 상관 윈도우도 사용될 수 있음을 의미한다. 이는 PN 코드들의 관련 테이블이 이 맥락에서 발견될 수 있을 정도로 충분히 긴 것임을 나타내는 것이다. 테이블로부터의 코드는  $W = 24$ 에 해당되는 특별 코드의 성능과 동등(또는 약간 더 우수한)한 성능을 제공한다.

상기한 바와 같이, 처음으로 제안된 PN 코드에 대한 적절한 타이밍 획득 또는 정렬을 검증하기 위해 두 번째로 외부 PN 타이밍 또는 정렬에 대한 세컨드 룩은 PN 코드의 "B" 주기를 기다려서 'A' 부분을 리로딩할 것을 요한다. 다시 말해, 외부 PN 코드의 관심 부분이 정합된 필터(130)에 다시 한번 로딩까지는 거의 240msec(외부 PN 코드 주기)이 지난다. 대안적 PN 코드 근사를 사용하면, 세컨드 룩이 디코딩된 외부 PN 코드 칩들의 바로 다음 블록과 함께 사용될 수 있다. 예를 들어, 48개의 디코딩된 칩들의 블록 크기를 이용하여, 하나의 외부 PN 주기 동안 상관 테스트 처리(각 288 데이터 통과를 테스트함)가 수 회 반복될 수 있다. 사실상 어떤 대기 주기도 없이 반복 테스트들에 근거하여 획득 결정을 하는 능력은 대안적 PN 코드를 이용하는 단일 테스트에 의해 통상 제공되는 추가된 계산상의 복잡성을 보상하는 것 이상이다.

더욱 임의적인 외부 PN 코드를 이용하는 부가적 장점은 대안적 외부 PN 코드의 모든 부분들이 정보를 반송한다. 이는 대안적 외부 PN 확산 코드가 갑작스러운 에러 환경을 더욱 견딜 수 있도록 만드는데, 이는 디코딩된 칩들의 어떤 블록도 사용될 수 있기 때문이다. 대조적으로, 처음에 제안된 PN 확산 코드의 제한된 'A' 부분만이 사용될 수 있다. 게다가, 긴 고정부(long fixed portion)를 이용하는 PN 확산 코드는 확장성이 없는데, 이는 그것이 길이  $N$ (여기서는  $N = 24$ )으로 정합된

필터 검출기와 함께 성능이 최적화되도록 특별히 설계되었기 때문이다. 그 코드의 'B' 부분은 변경불가하며, 메모리 또는 상관기 블록 크기 등의 증가와 같이 획득 회로의 나머지 부분도 역시 변경되더라도 개선된 성능을 가져오지 않는다. 그러나, 그 전체 길이에 걸쳐 더욱 진정으로 의사난수 잡음인 대안적 PN 확산 코드는 변경에 더욱 순종적이다.

상기한 바와 같이, 동작에 있어서 내측 코드를 "처음으로", 외부 코드를 "두 번째로"할 필요는 없다. "처음", "두 번째"의 사용은 본 설명에서 표시상 편의와 도면의 명료함을 위한 것이다. 이것은 사실상 2개 코드의 곱이 되는, 어떤 특별하게 테일링된 형상을 갖는 새로운 더 긴 코드를 형성하는 것으로 보여질 수 있다. 송신측(송신기) 또는 데이터 복조기를 위한 동작 순서는 어떤 방법, 즉 어떤 순서로 확산 시퀀스를 제공함으로써 생성할 수 있다. 이들은 우선 데이터에 내부 코드를 제공한 다음에 외부 코드를 제공하거나, 또는 외부 코드를 제공한 다음에 내부 코드를 제공한다. 선택적으로, 상기 동작은 확산을 위해 사용되는 코드의 개별 조합으로서 생성한다. 그러나, 탐색기 수신기는 동작이 수행되는 순서에 민감하다. 여기에서, 내부 코드는 디스프레딩되게 되거나 또는 우선 디스프레딩을 위해 사용된다. 즉, 탐색기에서의 획득 목적을 위해 중요하며, 여기에서 내부 PN 코드가 첫 번째이고 외부 PN 시퀀스가 두 번째이다.

## 삭제

획득 목적은 때때로 발명자에 의해 "클린칭(clinching)"으로 불리는 "2단계" 과정이라는 것이 명백해야 한다. 실제로 무선 장치 또는 전화는 우선 빠르게 내부 코드를 획득하고 나중에 외부 코드를 획득한다. 이런 "2단계" 방법의 사용은 가설의 수가 상당히 감소되었다는 것을 의미한다. 이것은 통신 시스템에 이런 방법을 사용하기 위한 근원적인 동기로 규정되었다.

어떤 사람은 내부와 외부 코드 타이밍의 지식없이 시작하는 획득을 생각할 수 있다. 내부 코드의 다수의 가설은 코드 타이밍이 발견되었다고 믿어질 때까지 테스트된다. 아주 약간의 가설이 있고, 이것은 시간 비트를 취한다. 외부 코드는 이런 시간동안 전적으로 무시된다. 이때, 내부 코드 타이밍은 1 칩 분해능 및 1024 칩 다의성으로 획득되고, 예를 들어 다른 내부 코드 길이가 대응하는 다의성 값을 생성한다. 이제, 양호한 가설(코드 동기화 정합)이 있다고 믿어지며, 수신 과정은 검출되거나 또는 발견되어지는 내부 코드로 그것을 디스프레딩한 후 외부 검출기로 입력된다. 상기 외부 검출기는 얼마만큼 외부 오프셋이 있는지를 결정하며, 어떤 부가적인 타이밍 정보를 초래하거나 제공한다. 이런 제 2 단계는 1024 칩 분해능(내부 코드 길이) 및 1024\*288 칩 다의성(내부 시간 외부 코드 길이)을 가진 타이밍을 획득한다. 전체 결과는 우리가 1 칩 분해능 및 294,912 칩 다의성으로 타이밍한다는 것이다.

외부 코드가 통신 시스템에 대해 무엇을 달성하는가는 재강조하기 위해, 외부 코드는 사용자 또는 사용자 신호의 채널화 또는 분리를 수행하지 않는다는 점이 강조되어야 한다. 2개의 PN 코드의 조합이 종래 셀룰러 반전 링크에 사용될 때, 긴 코드(확산 코드가 아닌)는 채널화를 제공한다. 여기에서 외부 코드는 내부 코드만을 사용하여 얻을 수 있는 것보다 효율적으로 더 긴 시간 스케일을 갖는 통신 시스템을 제공한다. 그것은 획득 시간의 상당히 증가시키지 않고 수행한다.

얻어지는 더 긴 시간 스케일은 적어도 2가지의 이익을 제공한다. 첫째, 다중 프레임 타이밍 가설을 테스트하기 위해 주기적 리던던시 체크(CRC)와 같은 다수의 에러 메트릭을 계산할 필요없이 프레임 타이밍을 제공한다. 둘째, 이들의 외부 PN 오프셋에 의한 빔의 명백한 식별을 허용한다. 상기 내부 PN 코드는 이것을 달성하기 위한 경로 지연에서의 변화와 관련하여 너무 짧다(요구된 길이와 주기가 사용될 때).

획득 시간에 대한 영향은 타이밍이 2단계로 획득될 수 있기 때문에 최소화된다. 우선  $n = 1024$  가능한 내부 코드 타이밍이 테스트되고, 다음에  $m = 288$  외부 코드 타이밍이 테스트된다. 따라서, 전체  $n + m = 1312$  가설이 테스트된다. 내부 코드가 단순히 타이밍 다의성을 해결하기에 충분히 길게 만들어진다면,  $n * m = 294,912$  가설을 테스트하여야 할 것이다. 다시 말해서, 하나의 축에 대해 1024 내부 오프셋 및 다른 축에 대해 288 외부 오프셋으로, 타이밍 가설의 2차원 그리드가 탐색되어야 할 것이다. 그러나, 새로운 외부 PN의 사용은 무선 장치가 그리드내의 모든 셀을 테스트한다고 하기보다는 어떤 시간에서 1차원 탐색하도록 한다.

결과적으로, 외부 PN 타이밍에 15 ms의 차수에 대한 오프셋을 제공함으로써 충분한 시간이 경로 지연 변화의 존재에서도 빔 식별의 달성이 허용된다. 이것은 위성 시스템에서의 게이트웨이로 생성할 핸드-오프 교섭에 대해 유용하고, 핸드오프에서의 소프트 결합을 위한 시스템 시간으로부터 파일럿의 오프셋을 결정하는데 유용하며, 위치 결정을 위해 델타-t 또는 시간 및 위상 차이를 정확히 측정하는데 유용하다. 이것은 빔을 식별하기 위하여 개별적으로 모든 새로운 빔을 복조하고 처리할 필요성을 제거한다.

차동적으로 인코딩된 시퀀스로서의 외부 PN 코드 사용은 외부 PN 타이밍 획득동안 전화 또는 다른 수신 장치의 성능을 개선시킨다. 상기 외부 PN 코드는 주파수 오프셋에 걸쳐 동작할 수 있는, 차동 설계를 사용하여 검출 또는 디코딩될 수 있다. 스펙트럼적으로 백색인 시퀀스가 획득을 위해 요구되는 시간을 최적화하기 위해 바람직하지만, 이들은 요구되지 않는다. 어떤 적당한 의사난수 이진 시퀀스가 외부 코드를 위해 사용될 수 있다.

바람직한 실시예에 대한 이전의 설명은 당업자들이 본 발명을 수행하고 사용할 수 있도록 하기 위해 제공되었다. 이런 실시예에 대한 여러 변형은 당업자들에게 쉽게 명백히 드러날 것이고, 여기에서 한정된 일반적인 원리는 새로운 기능의 사용 없이 다른 실시예에 적용될 수 있다. 비록 본 발명이 바람직한 실시예를 참조하여 기술되었지만, 당업자는 본 발명의 사상 및 범위를 벗어나지 않고 변형이 이루어진다는 것을 인식할 것이다.

### 도면의 간단한 설명

도 1은 무선 통신 시스템의 일 예의 개략도이다.

도 2는 게이트웨이에 대한 전송 단계의 블록 다이어그램이다.

도 3은 도 2의 전송 단계에 대한 전송 변조기를 도시한다.

도 4a와 4b는 본 발명의 원리에 따라 구성되고 동작하는 도 3의 전송 변조기에 대한 이중 단계 PN 확산 섹션을 도시한다.

도 5는 상대적인 내부 및 외부 PN 확산 코드와 PN 식별자 코드 타이밍의 일 예를 도시한다.

도 6은 사용자 단말 수신기를 도시한다.

도 7은 도 6의 수신기에 대한 신호 획득 회로 및 이중 레벨 PN 코드 상관기를 도시한다.

도 8은 긴 코드를 사용하는 것과 비교하여 주어진 정합 필터와 코드 조합 사이에서 통합된 에너지의 상대적인 차이를 도시한다.

도 9는 제안된 코드에 대한 타이밍 관계를 도시한다.

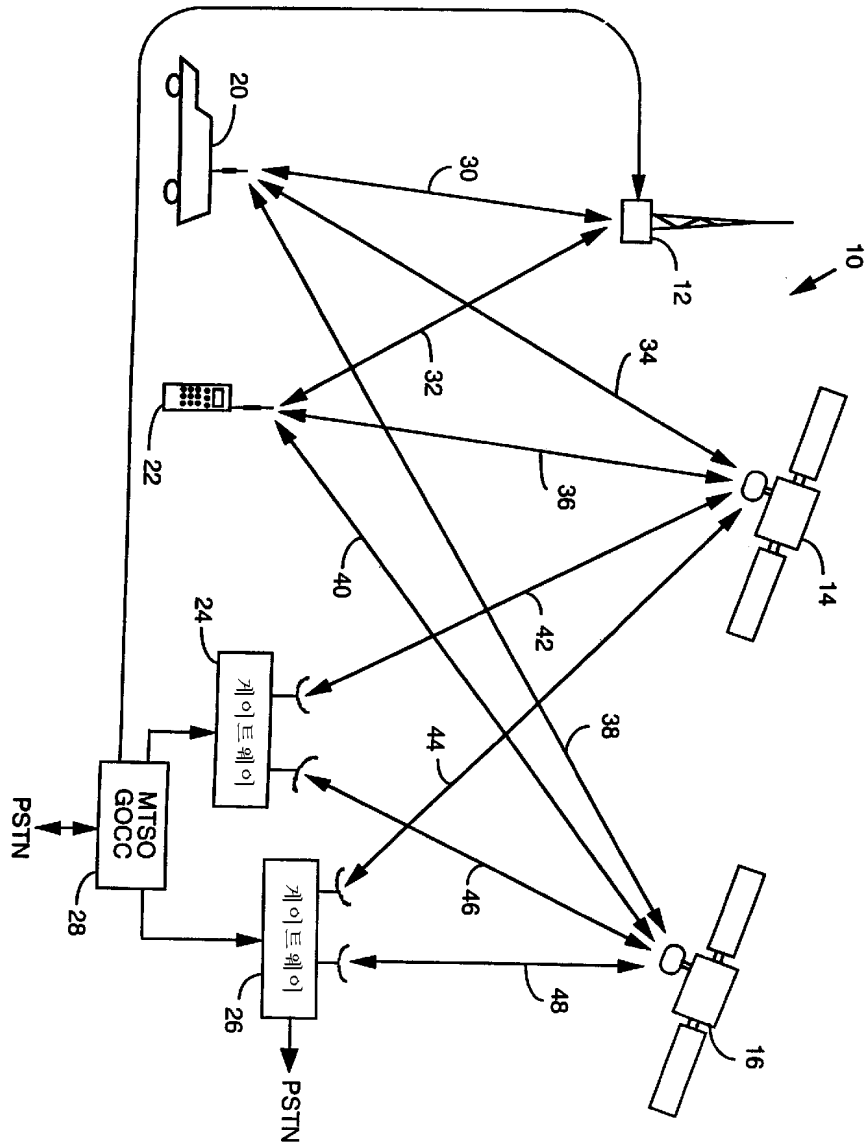
도 10은 도 7 또는 도 11의 획득 회로에서 사용하기 위한 코드 생성기의 일 예를 도시한다.

도 11은 선택적인 이중층 PN 코드 상관기와 신호 획득 회로를 도시한다.

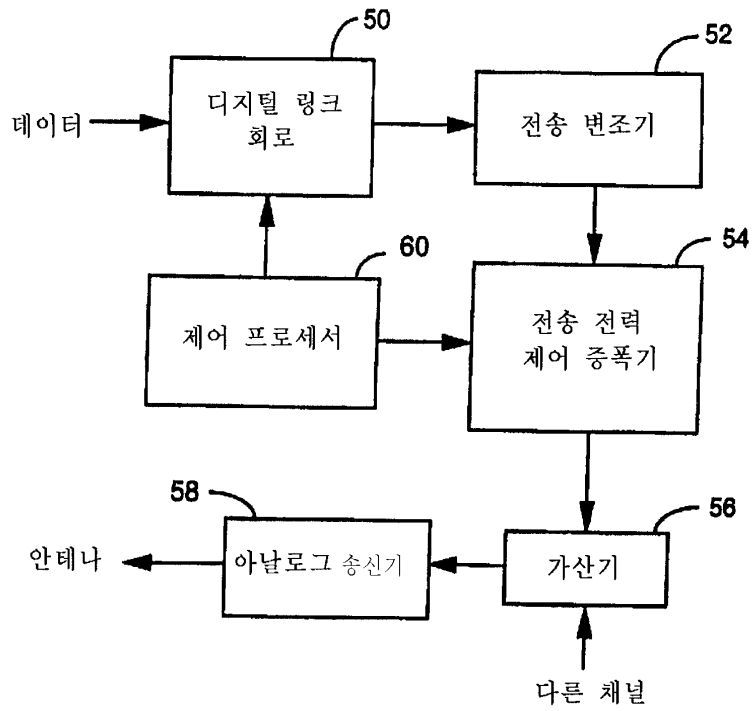
도 12는 도 11의 획득 회로에 사용하기 위한 블록 상관기의 일 예를 도시한다.

### 도면

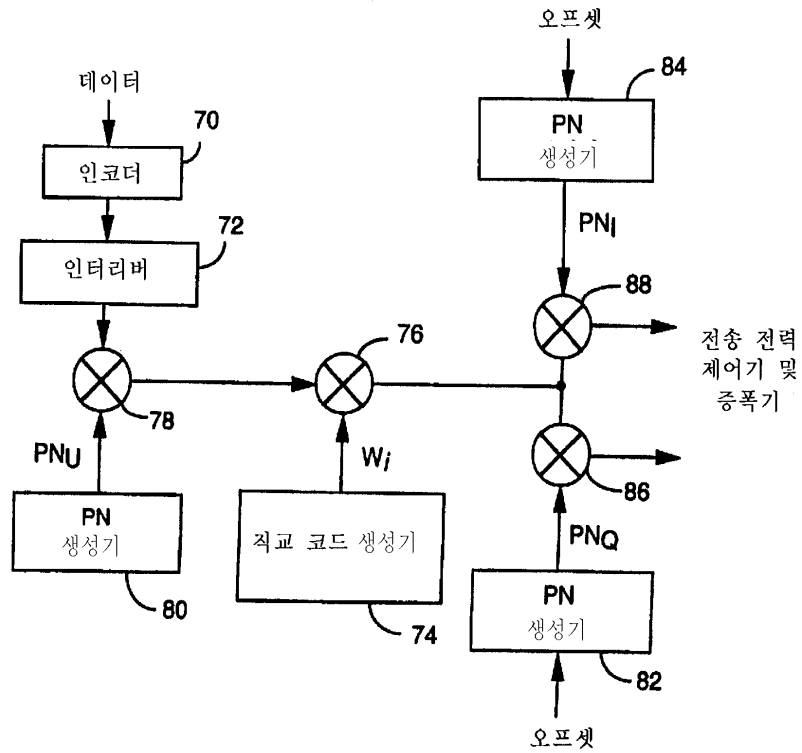
도면1



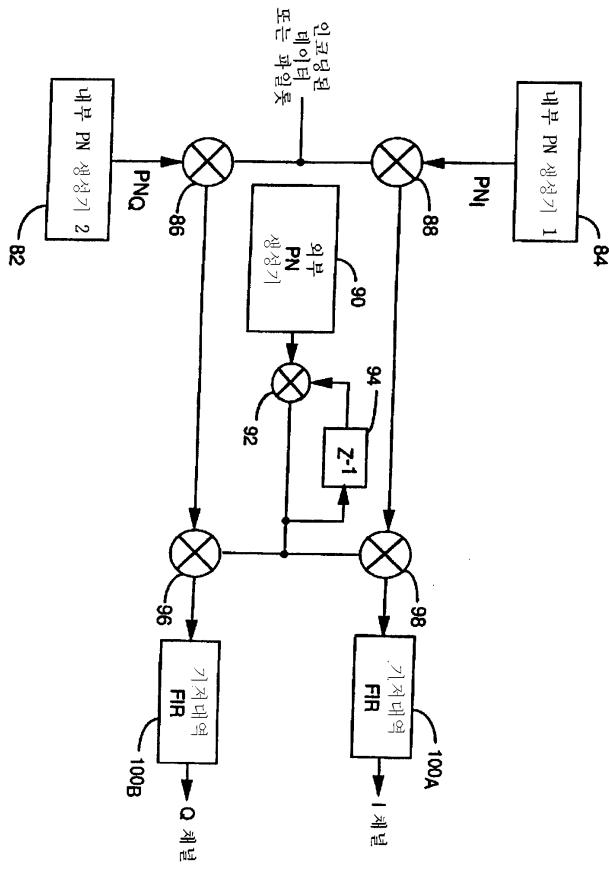
도면2



도면3

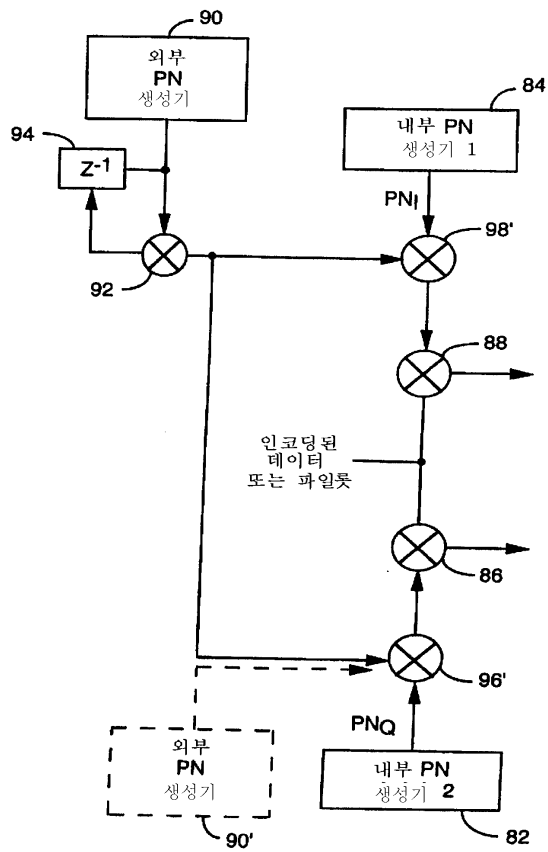


도면4a

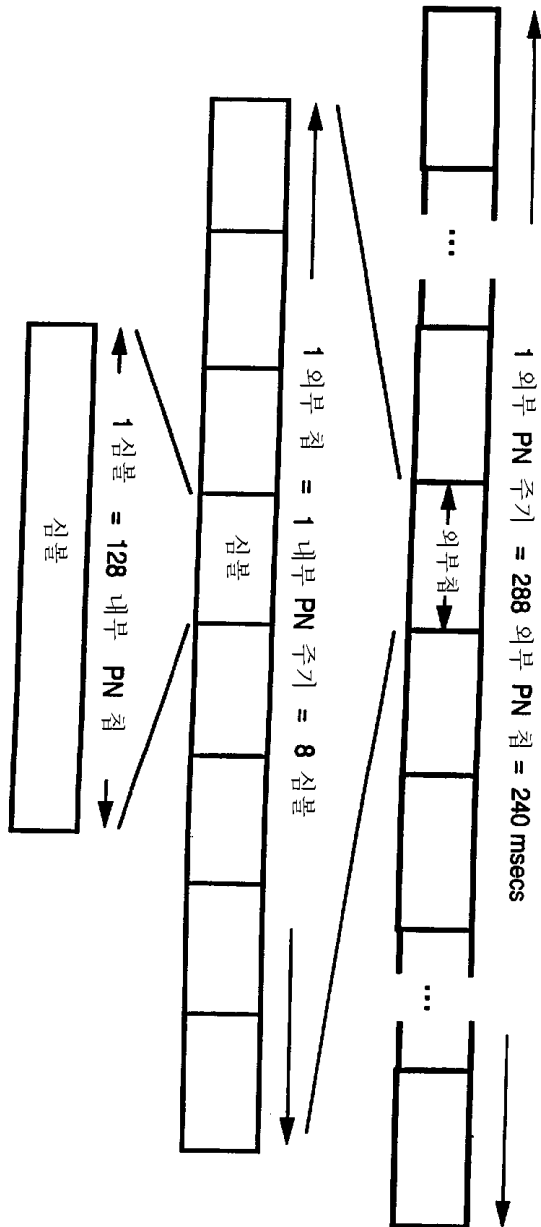




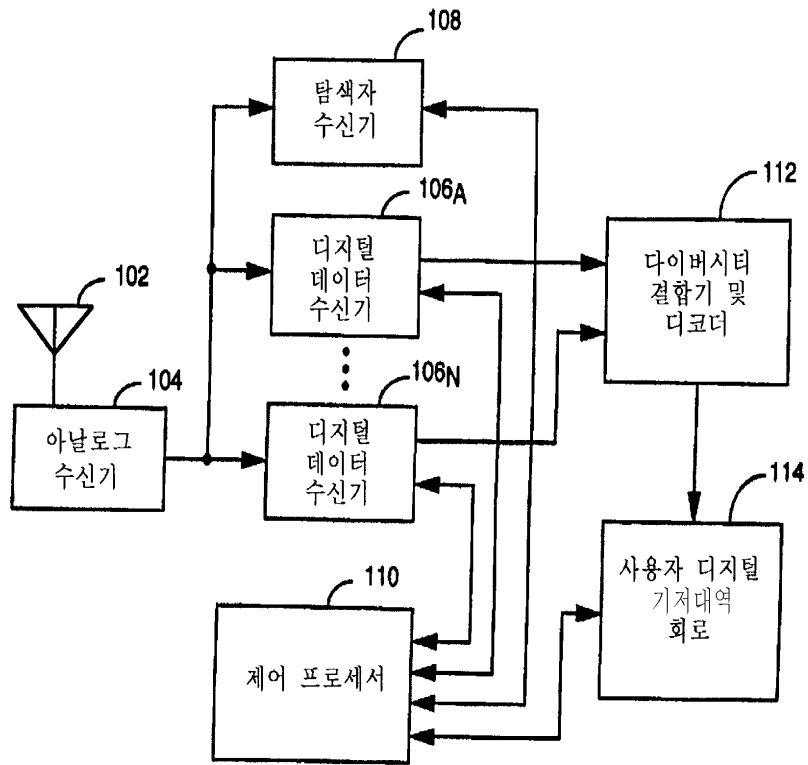
도면4b



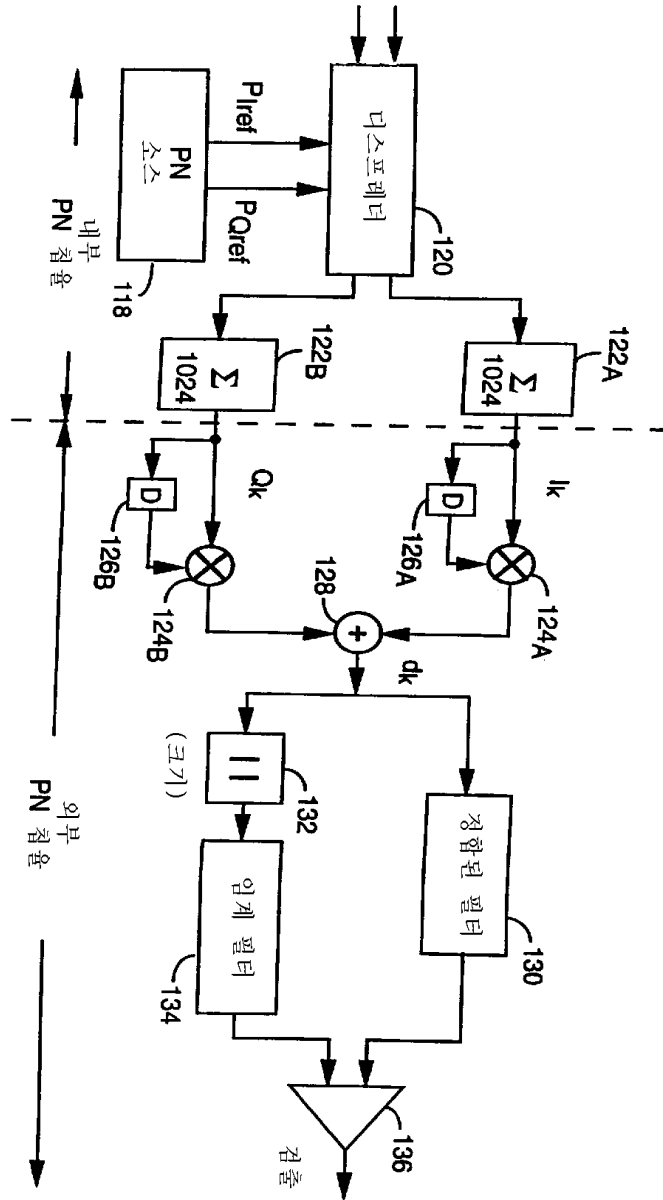
도면5



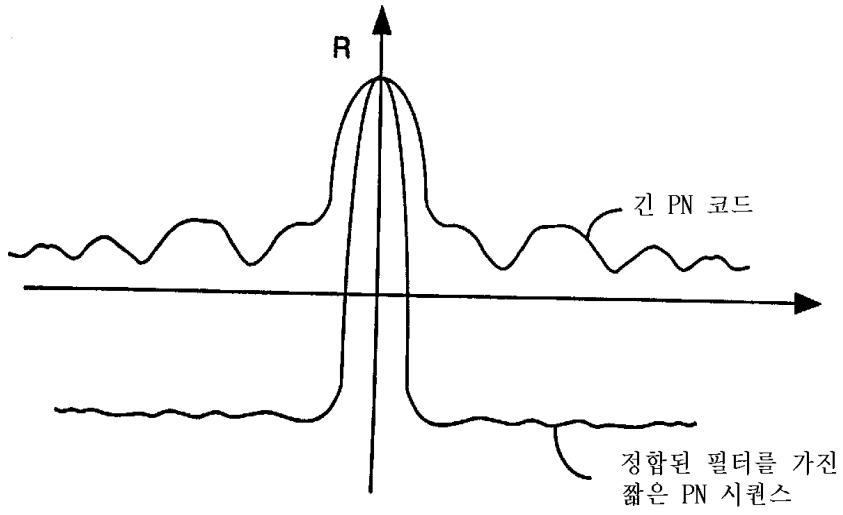
도면6



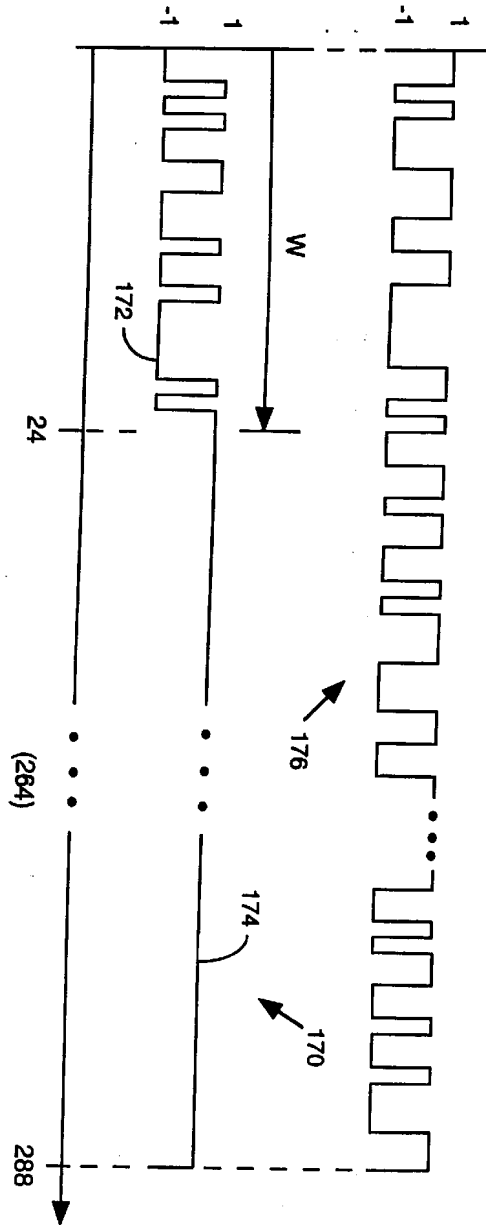
도면7



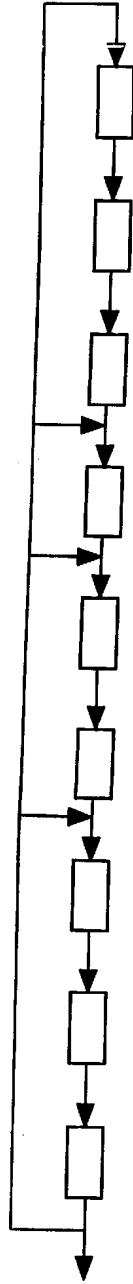
도면8



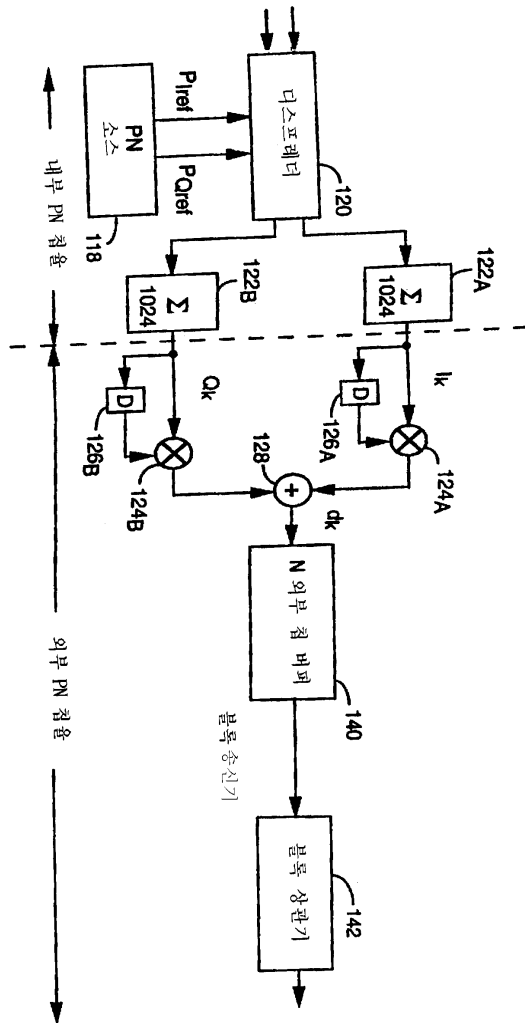
도면9



도면10



도면 11





도면12

