

(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl. <sup>6</sup> H04J 13/02		(45) 공고일자 2004년06월 16일	
		(11) 등록번호 10-0429961	
		(24) 등록일자 2004년04월21일	
(21) 출원번호	10-1998-0706789	(65) 공개번호	10-1999-0087377
(22) 출원일자	1998년08월28일	(43) 공개일자	1999년 12월27일
번역문제출일자	1998년08월28일		
(86) 국제출원번호	PCT/US1997/002615	(87) 국제공개번호	WO 1997/32413
(86) 국제출원일자	1997년02월20일	(87) 국제공개일자	1997년09월04일
(81) 지정국	국내특허 : 아일랜드 알바니아 오스트레일리아 보스니아-헤르체고비나 바베이도스 불가리아 브라질 캐나다 중국 쿠바 체코 에스토니아 그 루지야 헝가리 이스라엘 아이슬란드 일본 AP ARIPO특허 : 케냐 레소토 말라위 수단 스와질랜드 케냐 EA 유라시아특허 : 아르메니아 아제르바이잔 벨라루스 EP 유럽특허 : 오스트리아 벨기에 스위스 독일 덴마크 스페인 핀란드 프랑스 영국 그리스 이탈리아 룩셈부르크 모나코 네덜란드 포르투갈 오스트리아 스위스 독일 덴마크 스페인 핀란드 영국		
(30) 우선권주장	08/608,811	1996년02월29일	미국(US)
(73) 특허권자	에릭슨 인크. 미국 27709 노스 캐롤라이나주 리처치 트라이앵글 파크 디벨로프먼트 드라이브 7001		
(72) 발명자	덴트, 폴, 더블류. 스웨덴 에스-240 36 스테하그 스테하그 프라스트가드		
(74) 대리인	안국찬, 주성민		

심사관 : 박재일

(54) 코드분할및시분할을이용한다중액세스통신시스템및방법

명세서

배경기술

- <1> 본 발명은 일반적으로 코드 분할 다중 액세스(CDMA) 통신 시스템에 관한 것이며, 특히 CDMA 및 시분할 다중 액세스(TDMA) 전송 방식을 모두 사용하는 셀룰러, 위성, 퍼스널 통신 네트워크와 같은 무선 통신 시스템에 관한 것이다. 본 발명은 네트워크 상의 가입자간의 다수의 동시적인 통신 링크를 지원하는 유선 지역 네트워크와 같은 다른 전송 매체에도 적용될 수 있다.
- <2> 동일한 주파수 스펙트럼에서 중첩하는 다수의 독립적 신호를 전송함에 있어 CDMA 기술이 사용될 수 있다는 것은 잘 알려진 것이다. CDMA는 코딩 정보 비트를 구비하는데, 전송을 위해 더 많은 수의 비트("칩"으로 알려짐)가 쓰여지므로 고도의 중복성을 갖는다.
- <3> 간단한 중복 형태는 데이터 비트를 여러번 반복하는 것이지만, CDMA는 송신기 및 수신기 모두에 알려진 코드를 사용하여 반복한 데이터 비트 각각의 부호 또는 극성을 의사 무작위식으로 교대하는 것을 더 포함한다. 이러한 신호의 수신시에는 코드의 지역 레플리카를 이용하여 부호 교대를 철회한 다음, 예컨대 다수결을 통해 반복된 비트들을 조합한다. 상이한 부호 교대 패턴을 가진 원치 않는 중첩하며 잠재적으로 간섭하는 신호는 부호들이 부정확한 코드로 철회되는 경우 동일한 부호의 반복 비트로 복원되지 않기 때문에, 이러한 간섭 신호는 원칙적으로 다수결 프로세스에 영향을 주지 않으며 따라서 애러를 야기하지 않는다.
- <4> 부정확한 코드를 가진 다른 신호들이 다수결 프로세스에 전혀 영향을 주지않는 경우, 말하자면, 원하는 신호의 부호 교대를 철회한 후 원치않는 신호가 그 반복 비트의 정확히 절반이 다른 절반과 반대의 부호를 갖는 경우, 이러한 신호는 "직교"한다고 말한다.
- <5> 직교 코드는 대안적으로 N 데이터 비트의 블록을 코딩하여 2 내지 N-1 또는 N 전력 비트를 갖는 대표적인 블록 코드워드를 발생시키는데 사용될 수 있다. 이러한 코드들은 각각 "배직교(bi-orthogonal)" 및 "직교" 블록 코드로 호칭된다. 직교 또는 배직교 코드를 사용하여 동일한 송신기로부터 상이한 전송 데이터 비트 블록을 구별하는 경우, 이들을 사용하여 상이한 송신기들을 구별할 수는 없다. 코드의 전력 전부 또는 일부를 사용하여 동일한 송신기로부터 데이터 비트를 코딩하면 나머지 전력은 상이한 송신기들을 구별하는데 사용된다. 전기통신산업협회(TIA) 표준 IS95는 직교 코드를 사용하여 상이한 데이터 비트 블록들을 구별하며(IS95 업링크) 또한 직교 코드를 사용하여 상이한 전송들을 구별하는(IS95 다운링크) 한 예이다.
- <6> 불행히도, 직교 신호의 세트를 구성하기 위한 이용가능한 직교 코드의 수는 코드워드에 사용된

칩의 수가 그 상한선이다. 그 보다 많은 수의 중첩 신호를 원하는 경우, 그 코드가 모두 상호 직교될 수는 없다. 또한, 직교성이 전파 현상에 의해 훼손되는데, 이는 이동 무선 전파에 있어 흔히 있는 일로서 다중경로 전파 또는 시간-편차로 알려져 있는 것이다. 다중경로 전파는 송신기와 수신기 사이의 경로에 대형 물체에 의한 반사가 포함되는 경우 상이한 지연을 갖는 에코를 야기시킨다. 직교 상태를 유지하는 코드들은 서로에 대해 지연 또는 시간-시프트된 경우 종래의 기술로는 쉽게 구성될 수 없다. 1 칩 주기 또는 배수 칩 주기만큼 지연된 다중경로 에코는 통상적으로 "독립 광선(independent ray)"으로 인용된다.

- <7> 1 칩 주기보다 짧은 지연의 다중 경로 에코는 시프트되지 않은 코드에 비해 1 이상의 전체 칩 시간 시프트되어 수신되지는 않지만, 레일리 페이딩(Rayleigh fading)으로 알려진 다른 현상을 야기한다. 이러한 에코는 칩 주기의 일부에 불과하지만, 일반적으로 칩 속도보다 훨씬 큰 주파수를 갖는 따라서 훨씬 짧은 파장을 갖는 무선 반송 주파수의 몇 개의 전체 및 부분 사이클만큼 지연될 수 있다.
- <8> 그러므로 이러한 에코들은 수신기 또는 송신기의 움직임에 의해 급격히 변동할 수 있는 그들의 위상에 따라 건설적으로 또는 파괴적으로 결합한다. 따라서, 1 이상의 전체 칩 주기만큼 시프트된 코드를 가진 광선의 진폭은 모든 칩 주기보다 길거나 짧은 지연을 가진 다수의 작은 광선으로 이루어지기 때문에 진폭 및 위상에 있어 무작위적으로 변동한다.
- <9> 반드시 칩 주기의 배수이지는 않은 각종 지연의 에코로 이루어진 신호는, 칩 주기의 정확한 배수만큼 상대적으로 지연되는 다수의 광선에 의해 수학적으로 정확히 표현될 수 있지만 다소 비상관적인 방식으로 레일리 페이딩된다. 이러한 방식의 수학적 표현은 정확한 칩 주기 배수의  $\pm 1/2$  칩 주기내의 모든 에코를 모은 것으로 간주되어 정확한 배수 칩 지연을 가진 표현 광선의 진폭 및 위상 변동을 판정할 수 있다.
- <10> 저속의 레일리 페이딩은 시간-인터리브식 코딩 또는 다른 대응수단을 통해 브릿지되기에는 너무 긴 주기동안 광선이 페이드아웃되게 하여 짧은 주기동안 전송의 일시적 손실을 야기하며 따라서 정보 전송의 에러를 야기할 수 있다. 상이한 전체-칩 지연 배수를 갖고 비상관적 방식으로 페이딩하는 몇 개의 광선에 의해 신호가 표현될 수 있다면, 모든 광선이 완전히 페이딩 아웃되는 기회가 감소하고 에러도 줄어들게 된다. 그러므로 배수-칩 지연의 다중 경로 에코는 소위 "경로 분기 이득"을 이루는데 있어 장점이 될 수 있다. 불행히도, 전술한 바와 같이, 종래 기술에서 상이한 에코는 직교 코드의 이점을 부정하는 단점을 갖는다.
- <11> 칩 주기가 감소되면, 에코가 1 이상의 칩 주기만큼 지연되고 각각의 칩 주기가 일반적으로 더 작은 수의 에코를 포함한다는 가능성이 증가한다. 궁극적으로, 각각의 에코 또는 지연된 경로는 칩 주기가 상당히 짧아질 때 분해되며, 각각의 에코가 하나의 경로로 이루어지므로 레일리 페이딩 현상을 보이지 않는다. 불행히도, 이러한 광선을 많이 포함하는 환경에서는 신호 처리를 위한 수신기 복잡도가 과도해진다.
- <12> 인용된 TIA 표준 IS95에서 그 업링크 방향에서 행해지는 것과 같이 상이한 송신기 데이터 블록을 구별하기 위해 직교 코드를 사용하는 시스템의 또 다른 예로서 JTIDS(Joint Tactical Information Distribution System)으로 알려진 미군 통신 시스템이 있다. IS95가 6비트의 정보를 각각 수반하는 64-비트 스크램블된 코드워드를 전송하는 반면, JTIDS는 각각 5비트의 정보를 수반하는 32-비트 스크램블된 코드워드를 전송한다. IS95는 연속적인 스트림으로 코드워드를 전송하며, 후술되는 RAKE 수신기로 알려진 다중 경로 전파를 카운트하기 위한 수단을 사용한다. 한편, JTIDS는 단일 버스트로 전송하기 위해 각각의 단일 코드워드를 시간-압축하며, 다중경로 광선을 결합하기 위한 RAKE 수신기를 사용하지 않는다.
- <13> JTIDS는 복수의 이동국들과 각각 통신하는 기지국의 네트워크로서 구성된 것이 아니라, 서로 쌍으로 직접 통신하는 복수의 자율적인 이동국 또는 고정국으로 구성된다.
- <14> JTIDS는 또한, 32.5 직교 외부 코드가 상당한 영구적으로 중첩하는 간섭을 견딜만한 전력을 갖지 않기 때문에, 다수의 사용자들이 동시에 동일한 주파수 채널에서 중첩하게 해 주는 다이렉트 시퀀스 CDMA 시스템으로 될 수는 없다. 대신에, JTIDS는 다른 사용자와의 충돌 가능성을 최소화하도록 호핑하는 주파수를 사용한다. 그러므로 주파수 호핑 스프레드 스펙트럼 시스템의 부류에 속하며 다이렉트 시퀀스 CDMA 시스템의 부류에 속하는 것이 아니다.
- <15> 또한, JTIDS 수신기는 예컨대 간섭 감산 또는 조인트 복조와 같은 복수-사용자 복조기를 사용하여 협대역 CDMA 신호로 처리하기 위해 수신 버스트를 시간-확장하지 않으며, 오히려 광대역 신호를 직접 처리하여 32.5 직교 코드워드를 디코딩하고 5-비트 리드-솔로몬(Reed-Solomon) 심볼을 얻는다. 군용 시스템으로서 JTIDS는 어떤 사용자 그룹 또는 쌍의 코드를 다른 지국(station)과 비밀을 지킴으로써 보안을 유지하므로, 코드의 절충이 모든 통신의 보안성을 양보하는 것은 아니다. 그러므로, 상기한 군용 시스템에서 준수되는 보안성 원칙은 모든 CDMA 액세스 코드를 공용화하여 민간 통신 시스템에 이익을 줄 수 있는 조인트 복조 기술을 회피하게 한다.
- <16> RAKE 수신기는 몇 개의 비교적 지연된 경로를 통해 수신된 신호들을 처리하기에 적합한 종래 기술의 수신기에 주어진 이름이다. 이러한 수신 채널은 다중 경로 채널로 알려져 있으며, 상이한 경로들은 광선 또는 에코로 인용될 수 있다. RAKE 수신기는, 기지국으로부터 이동국으로의 셀룰러 CDMA 채널에 특히 적합한 혁신적인 변형예와 함께, 본 명세서에 참고되어 있는 명칭이 "CDMA 다운링크 신호의 복조 방법 및 시스템"인 1994년 1월 27일 출원된 공유의 미국 특허 출원 제08/187,062호에 기술되어 있다. 상기 출원에는 수신기가 상관 방식을 이용하여 개개의 광선을 분리하고 결합하는 방법이 설명되어 있다. 복잡도 한계 때문에 수신기가 모든 광선을 분리하고 결합할 수 없다면, 분리 및 결합되지 않은 것 각각이 간섭 신호 환경의 완전한 사본을 표현하며, 중첩하는 간섭 신호의 수를 배가시킨다. 어떠한 CDMA 시스템이라든 과도한 전송 어려움이 허용될 수 있는 독립적인 중첩 및 간섭 신호들의 개수에는 제한이 있기 때문에, 비사용 에코는 전송될 수 있는 신호의 개수를 감소시키며, 즉, 단위 영역의 메가헤르쯔당 어랑(Erlang)으로 측정되는 시스템의 용량을 감소시킨다.
- <17> 명칭이 각각 "CDMA 신호의 감산 복조" 및 "CDMA 감산 복조"인 미국 특허 제5,151,919호 및 제5,218,619호에는, 가장 강한 중첩 신호를 먼저 디코딩한 다음 그 신호 및 신호의 에코를 다음번 강한 신

호를 복조하기 이전에 감산하며, 이러한 방식으로 원하는 신호가 디코딩될 때까지 계속함으로써, 중첩이 허용될 수 있는 비-직교 CDMA 신호의 수를 증가시키는 신규한 수단이 설명되어 있다. 본 출원과 발명자가 동일하며 동일한 양수인에게 양도되어 있는 상기한 두 특허는 전반적으로 본 명세서에 참고되어 있다.

- <18> 앞서 언급한 3개의 특허에 따른 감산 복조를 이용하면, CDMA 시스템이 그 가능한 최대 용량까지 개발되는 경우, 수신기에서 필요한 계산 양은 최소한 칩속도의 세제곱으로 증가한다. 이는 감산 복조의 이점이 협대역 저 칩속도 CDMA 시스템에서 가장 쉽게 얻어질 수 있으며, 복잡도 한계 때문에 감산 기술을 사용할 수 없는 고 칩속도 시스템보다 저 칩속도 CDMA 시스템이 더 양호한 성능을 보인다는 것을 의미한다.
- <19> 그러므로, 전술한 기술을 사용하면, 하기의 장점들: 1) 1 이상의 칩 주기만큼 지연된 시간 편차 또는 에코가 없는 경우에만 가능한 직교성; 2) 1 이상의 칩 주기만큼 지연된 에코가 존재할 때에만 구해지는 경로 다이버시티(path diversity); 3) 10 MB/s 정도의 매우 높은 칩속도에서만 구해지는 레일리 페이딩을 제거할 정도의 개개 광선의 해상도; 4) 예컨대 300 KB/s 이하의 낮은 칩속도로 복잡도가 제한되는 간섭 감산을 동시에 달성한다는 것은 곤란하다.
- <20> TIA 표준 IS95는 대략 1MB/s의 칩 속도를 이용하는 연속적인 CDMA 전송을 지정하는 것으로, 이는 개개의 광선에서 레일리 페이딩을 제거하는 이점을 갖기에는 너무 협대역인 한편 칩속도가 너무 높아서 간섭 감산의 이점을 갖기에는 저-비용, 저-전력 이동국에는 너무 부담스러운 두 가지 방법의 중간에 드는 것이다.
- <21> 칩속도를 더 높여서 감산 복조의 이점을 확대하는 한 방법은 1995년 12월 11일자, 명칭이 "협대역 CDMA 신호의 재직교"인 공유의 계류중인 미국 특허 출원 제 08/570,431호에 기술되어 있으며, 이 출원은 동일 양수인에게 양도되어 있고 본 명세서에 참고되어 있다. 상기 출원에는 협대역 신호를 얻기 위해 신호 강도 순서로 신호를 디스프레딩하는 것이 설명되어 있는데, 이 신호는 협대역 노치 필터를 사용하여 주파수 도메인 성분을 제로화함으로써 노치 아웃된다. 이러한 기술은 다른 원치않는 신호를 먼저 제로화한 다음 제로화 프로세스를 반복함으로써 지연된 신호의 에코 및 감산 에러를 무효화(널링)하는 데에도 이용된다.
- <22> 스펙트럼 널링 방식이 적용된 전술한 재-직교 원리가 도 1 및 도 2에 도시되어 있다. 도 1에서, 수신기(100)는 수신된 신호를 필요하다면 적당한 중간 주파수로 하향 변환한다. 중간 주파수는 디스프레더(101)에서 가장 강한 신호의 코드 C1을 사용하여 디스프레드된다. 협대역, 디스프레드 신호는 널링 필터(102)에 의해 스펙트럼 도메인에서 무효화된다. 잔류 신호는 리스프레더(103)에서 코드 C1로 리스프레드된 다음, 코드 C2로 (104)에서 디스프레드되고 필터(105)에서 신호 2를 무효화하며 블록(106)에서 C2로 리스프레드된다. 한 실시예에 따르면, 다른 신호들을 감산 또는 무효화한 다음 C1과 상관하는 성분만을 다시 감산함으로써 C1과 관련한 신호를 재-직교화하는 것이, 제2 C1 디스프레더(107), C1-상관 성분을 위한 제2 널링 필터(108), 제2 C1 리스프레더(109)로 설명되어 있다. 블록(107, 108, 109)으로 표현되는 재감산 스테이지 이후에, 잔류 신호가 더 처리되어 다른 신호들을 추출하고 후에 C2 및 C1을 제3 시간동안 재감산한다. 이전에 감산된 신호의 전부 또는 일부를 재감산하는 것은 약한 신호의 디코딩을 방해하는 감산 불안전성의 축적을 방지하기 위해 실행된다.
- <23> 도 2는 코드 시퀀스 C1<sub>t</sub>의 지연된 버전 C1<sub>t-T</sub>를 이용하여 동일한 신호의 상이하게 지연된 광선을 제거하는데 사용될 수 있는 신호 제거 스테이지를 도시한다. 광선은 하향 신호 강도 순서로 제거되는 것이 바람직하다. 예를들어, 신호 1의 광선 1이 모든 수신 광선중 가장 강한 것이라면, 그 것이 제1 스테이지(91)에서 코드 C1<sub>t</sub>를 이용하여 디스프레드된다. 동일 신호 광선의 디스프레드 성분(예컨대, 신호 1 광선 1, 신호 1 광선 2, 등등)은 예컨대 RAKE 결합기인 결합기(95)로 보내지며, 결합기는 모든 광선의 위상 및 진폭을 트래킹하고 디코더(96)에서의 디코딩을 위해 신호를 증강시키도록 복잡 가중치를 부과하여 코히런트(coherent) 결합을 실행한다. 블록(95)은 대안적으로 신호 1의 가장 강한 광선을 항상 디코딩하도록 선택하는 선택 결합기로 될 수 있는데, 결합기는 스테이지 1의 C1<sub>t</sub>, C1<sub>t-T</sub> 등등의 적절한 코드 지연을 이용하여 스테이지(91)에서 제거되도록 배열된다. 블록(92)은 신호 1의 제2 광선이 디스프레드되기 이전에 다른 신호의 광선이 디스프레드되고 제거되는 것을 도시하는데, 이는 다른 신호 광선이 신호 1 광선 2보다 강한 경우 바람직한 것이다.
- <24> 신호 광선 2는 T만큼 지연된 코드 C1, 즉 코드 시퀀스 C1<sub>t-T</sub>를 이용하여 스테이지(93)에서 디스프레드되는데, 여기서 T는 신호 1의 가장 강한 광선에 비해 신호 1의 두 번째로 강한 광선의 지연에 가능한 한 밀접하게 대응하도록 선택된다. 디스프레드 광선 2 성분은 블록(94)으로 표현되는 후속 스테이지로 통과되는 신호로부터 필터링 제거되기 전에 결합기(95)로 공급된다. 블록(94)은 신호 1의 다른 광선, 다른 신호들의 광선을 디스프레드하고 제거하거나, 코드 C1<sub>t</sub>, 코드 C1<sub>t-T</sub> 또는 초기 신호 제거 스테이지에서 이미 사용된 임의의 다른 코드 또는 지연된 코드와 상관되어 있는 성분들을 재-감산하도록 처리될 수 있다.
- <25> 전술한 설명에 따른 광대역 재-직교화는 디지털 신호 프로세싱보다 적은 전력을 소비하는 아날로그 필터에 의해 수행될 수 있지만, 이동 전화와 같은 수신기에 실제 포함될 수 있는 아날로그 필터의 수는 예컨대 셀룰러 기지국에 제공될 수 있는 것보다 훨씬 적은 수로 제한되므로, 그 기술은 CDMA 다운링크보다는 CDMA 업링크에서 더욱 실용적이다.
- <26> 듀플렉스 통신 시스템용 광대역 CDMA의 또다른 실제적인 한계는 자신의 송신기와 수신기 사이의 간섭에 있다. 이러한 간섭은 휴대 전화에서 송신 및 수신용으로 각각 별도의 주파수 또는 주파수 대역을 할당함으로써 FDMA, TDMA, CDMA 시스템에서 방지될 수 있다. 송신/수신 주파수 할당은 기지국에서는 역전된다. 송신 및 수신 주파수 사이의 주파수 간격은 듀플렉스 간격으로 알려져있다. 전형적인 듀플렉스 간격은 45 MHz이다. 불행히도 광대역 CDMA가 사용될 경우, 송신기의 스펙트럼 테일이 수신기 대역으로 확장하여 간섭을 야기하는 것을 방지하기 위해서는 듀플렉스 간격이 신호 스프레드 대역폭에 비해 불충분할 수 있다.

<27> 광대역 및 협대역 CDMA 시스템의 각각의 장점이 동시에 달성되는 것을 방해하는 전술한 IS95 및 그 밖의 CDMA 시스템의 결점은 본 발명의 실제적인 실시예의 설명을 통해 극복될 것이다.

<28> <발명의 요약>

<29> 본 발명의 한 실시예에 따르면, 각각의 신호가 광대역폭을 통해 스프레드되고 다른 유사한 신호와 주파수 도메인에서 중첩하도록 정보가 코딩되고 변조되어 매체를 통해 전송할 적당한 반송 주파수로 전송된다. 또한, 각각의 송신기는 연속적으로 반복하는 프레임 주기에서 할당된 타임슬롯 동안에만 전송하도록 코딩된 신호를 시간-압축한다. 수신기는 많은 중첩 신호를 포함하는 합성 신호를 수신하며, 할당된 수신 타임슬롯 동안에만 활성화되어 상기 합성 신호를 수신하고 각각의 타임슬롯을 통해 수신된 합성 신호를 나타내는 복소수 샘플의 세트로 변환시킨다. 복소수 샘플들은 프로세서 메모리에 저장된 다음, 상기 할당된 타임슬롯으로 전송되는 정보를 얻기 위해 상기 중첩 신호중 지정된 하나를 분리하고 디스프레딩하고 디코딩하는 숫자 프로세서에 의해 재호출되며, 프로세싱에는 예컨대 강한 신호를 먼저 디스프레딩 또는 디코딩하고 이들을 할당된 신호의 디코딩 이전에 제거하는 것이 포함된다. 연속적인 프레임 주기에서 대응하는 타임슬롯으로 전송되는 연속적인 정보는 어셈블링되고 더 처리되어, 예컨대 디지털 음성 신호일 수 있는 원래의 정보를 재구성한다.

### 도면의 간단한 설명

<30> 전술한 본 발명의 목적, 특징, 장점등은 도면과 관련한 하기의 상세한 설명을 보면 쉽게 이해될 것이다.

<31> 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 재-직교화를 도시하는 블록도.

<32> 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 지연된 신호 광선의 제거를 도시하는 블록도.

<33> 도 3은 본 발명에서 사용하기 적합한 송신기를 도시한 도면.

<34> 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 수신기를 도시한 도면.

<35> 도 5(a)는 CDMA 감산 복조기의 블록도.

<36> 도 5(b)는 본 발명의 실시예에 따른 신호 강도 프로세서의 블록도.

<37> 도 6은 M-포인트 고속 월시 변환을 도시한 도면.

<38> 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 IIR 필터를 포함하는 수신기의 블록도.

<39> 도 8은 상이한 타임슬롯으로 다중 신호들을 전송하기 위한 기지국 송신기를 도시한 도면.

<40> 도 9는 상이한 타임슬롯 및 상이한 반송 주파수로 다중 신호들을 전송하기 위한 기지국 송신기를 도시한 도면.

<41> 도 10은 상이한 타임슬롯, 상이한 반송 주파수 및 상이한 방향으로 다중 신호들을 전송하기 위한 기지국을 도시한 도면.

<42> 도 11은 상이한 타임슬롯, 상이한 주파수 및 상이한 방향으로 다중 신호들을 수신하기 위한 수신국을 도시한 도면.

<43> 도 12는 예시적인 기지국과 이동국의 블록도.

### 발명의 상세한 설명

<44> 이제, 광대역 및 협대역 CDMA 시스템의 각각의 장점을 동시에 달성할 수 있는 시스템 및 방법을 설명할 것이다.

<45> 도 3은 소스 및 에러 코딩 장치(10)에 접속된 정보 입력을 보여준다. 소스 및 에러 코딩에는 ADPCM, CELP, RELP, VSELP, 서브-밴드 코딩을 이용한 음성 디지털화, 콘볼루션 또는 리드-솔로몬 에러 정정 코딩, 블록 코딩 및 비트 또는 심볼 시간 인터리빙과 같은 통상적인 프로세스가 포함된다.

<46> 소스 코더(10)의 디지털적으로 코딩된 출력이 인가되는 스프레드-스펙트럼 코더(11)는, 전술한 미국 특허 제5,151,919호에 따른 할당된 액세스 코드를 이용하여 스크램블링과 결합되는 월시-하다마드(Walsh-Hadamard) 블록-직교 스프레딩을 이용하는 것이 바람직하다. 블록 스프레딩은 직교성 또는 배직교성일 수 있다. 스크램블링은 코딩이 각각의 신호에 대해 상이하게 되도록 모듈로-2 가산을 이용하여 블록 코드에 스크램블링 코드를 가산함으로써 달성될 수 있다. 양호한 액세스 코드들은 본 명세서에서 참고되어 있는 명칭이 "무선 통신용 다중 액세스 코딩"인 미국 특허 제5,353,352호에 따라 구성된 벡트 시퀀스일 수 있다.

<47> 스프레드 스펙트럼 코더(11)는 다수의 스크램블된 코드워드들, 바람직하게는 시간-압축된 버스트로 전송하기 위해 적어도 두개의 월시-하다마드 코드워드들 어셈블한다. 어셈블된 코드워드 블록은 시간-압축기(12)를 사용하여 시간-압축되고, 버스트 변조기(13)를 사용하여 무선 주파수 캐리어에 인가된다. 그 다음 변조된 버스트는 필요한 경우 최종 무선 주파수로 변환되고, 원하는 전송 전력 레벨로 증폭되며, 안테나(15)를 통해 버스트 송신기(14)에 의해 전송된다. 송신이 수신과 간섭을 일으킬 가능성을 피하기 위해, 전송 버스트를 반대 방향으로 수신되는 버스트에 대해 시간적으로 엇갈리게 하여 송신 및 수신 상이한 시간에서 행해지는 것이 바람직하다. 안테나(15)는 송/수신 스위치(18)를 사용하여 송신기(14)에 접속된 것을 도 4에 도시된 수신기에 접속하도록 스위칭될 수 있다. 송/수신 스위치는 정확한 시간에 동작하며, 소자들(10-14)에 의해서 수행되는 각각의 프로세스들은, 타이밍 제어 신호들을 발생시키기 위해 정밀한 수정 발전기(16)를 사용하는 버스트 타이밍 제어기(17)의 제어 하에 정확한 시퀀스에 따라 활성화

된다.

- <48> 본 발명의 일실시예에 따른 수신기가 도 4에 도시되어 있다. 수신기는 하나의 할당된 타임슬롯 또는 시간 압축된 버스트가 수신되는 타임슬롯들 동안에 활성화되는 것이 바람직하다. 할당된 타임슬롯들 동안에만의 활성화는 수신기에서의 소비 전력을 저감시킨다는 이점을 제공할 수 있다. 안테나(20)로부터 또는 송/수신 스위치로부터 수신된 신호들은 복소 A/D 변환기(22)를 사용하여 디지털화하기에 적합한 형태로 라디오 수신기(21)에 의해 필터링, 증폭, 하향 변환된다. 복소 A/D 변환에는 신호를 최소한 그 대역폭과 동일한 속도로 샘플링하는 것과 각각의 샘플을 샘플의 순간 위상 및 진폭을 나타내는 복소수로 변환하는 것이 포함된다. 복소수는 데카르트의  $(X+jY)$  형태로 되거나, 본 명세서에서 참고하고 있는 명칭이 "로그폴라 신호 프로세싱(Log-polar Signal Processing)"인 미국 특허 제5,048,059호에 따른 "로그폴라" 형태일 수 있다.
- <49> 변환된 복소수 샘플들은 버스트 제어기(17)에 의해 결정되는 지정된 수신 타임슬롯 동안에 수집된다. 따라서, 수신기는 선택된 타임 슬롯 동안에만 시간-압축된 합성 신호를 수신하도록 선택적으로 활성화될 수 있다. 변환된 복소수 샘플은 버스트 메모리 장치(23)에 저장되어 CDMA 프로세서(24)에 의해 검색될 수 있다.
- <50> 양호한 타입의 CDMA 프로세서(24)는 전술한 참조 특허(미국 특허 제5,151,919호 및 제5,218,619호)에 기술된 감산 CDMA 프로세서이다. 상기한 특허들에 기술된 바와 같이, 하나의 수신된 합성 신호를 구성하는 많은 다른 간섭 신호들에 삽입된 코딩된 정보 신호를 최적으로 디코딩하기 위해서, 무선 수신기는 디코딩될 신호에 대응하는 특유한 코드를 합성 신호와 상관시킨다. 각각의 정보 신호는 디코딩된 후, 기록되고 합성 신호로부터 제거된다. 그 결과, 뒤이어 수신된 합성 신호내의 다른 정보 신호를 상관시키는 것은 간섭이 적게, 따라서 높은 정밀도로 실시될 수 있다.
- <51> 신호 강도가 강한 것으로부터 낮은 것으로 정보 신호의 순서에 따라 합성 신호를 디코딩함으로써 감산 복조 기술이 향상된다. 다시 말해, 가장 강한 신호가 먼저 상관되고 제거된다. 이에 따라 합성 신호의 가장 강한 정보 신호의 존재에 의해 야기되는 간섭은 약한 신호의 디코딩/상관 동안 제거된다. 그러므로, 가장 약한 신호일지라도 정밀하게 디코딩할 기회가 크게 증가된다. 감산후의 잔류 신호는 원하는 신호가 디코딩될 때까지 반복적으로 처리된다.
- <52> 도 5(a)는 감산 CDMA 프로세서의 일실시예를 도시한다. 도 5(a)에서 동일한 통신 채널에 중첩하는 다수의 코딩된 신호들은 안테나(126)에서 합성 RF 신호로 수신된다. 복조기(128)는 수신된 RF 신호를 처리하기에 편리한 주파수로 변환한다. 이러한 편리한 주파수는 예를 들어 제로 주파수(DC) 근방이며, 합성 신호는 실수 및 허수, I 및 Q 성분을 갖는 복소 상수 성분으로 구성될 수 있다.
- <53> 제1 디지털 프로세싱 블록(140)은 복조된 제1 신호의 코드와 매칭하도록 설정된 제1 코드 발생기(132)를 포함한다. 제1 데이터 프로세싱 블록(140)에서 코드 발생기(132)에 의해 설정되는 특정 코드는 임의적으로 선택될 수 있지만, 양호한 실시예에서 코드가 발생하는 순서는 신호 강도를 기초로 한다. 합성 신호를 구성하는 신호들의 신호 강도는 신호 강도 프로세서(129)에 의해 검출될 수 있거나, 신호 강도의 사실적인 모델을 근거로 예측될 수 있다. 셀룰러 시스템과 관련하여, 이동 교환 센터(MSC) 또는 기지국(BS)이 각각의 이동 전화 통신의 추정적 또는 실제적 신호 강도를 모니터링한다면, MSC 또는 BS가 신호 강도 프로세서(129)의 작업들을 실행한다.
- <54> 도 5(b)에 도시된 신호 강도 프로세서(129)에서 신호 강도를 검출하기 위해, 수신된 전체 합성 신호를 곱셈기(70)에서 제공하고 비트 주기에서 칩 주기들의 개수만큼 적분기(71)에서 적분한다. 비트 클럭 신호는 적분 간격을 결정한다. 제공된 회로(72)는 비트 주기 동안의 합성 신호의 평균 제공값(RMS) 값을 결정한다.
- <55> 동시에, 잔류 신호가 곱셈기(73)에서 수신된다. 잔류 신호는 전체 합성 신호에서 임의의 사전 디코딩된 신호를 뺀 것을 포함한다. 잔류 신호에는 디코딩된 신호의 지역 코드 발생기(74)에 의해 발생된 스프레딩 코드가 곱해진다. 곱셈기(73)로부터의 상관된 출력 신호도 비트 클럭 신호에 의해 제어되는 바와 같이, 적분기(75)에서 동일한 비트 주기 동안 적분된다. 적분 시간 주기 동안의 평균 또는 적분된 전압값은 포지티브 또는 네가티브 극성을 가질 수 있다. 그러므로, 비트 극성 결정 장치(76)는 신호 극성을 검출하고, 지연기(78)에 의해 지연된 적분기(75) 출력 신호의 부호를 항상 포지티브로 만드는 절대값 장치(77)로 신호를 전송한다. 절대값 장치(77)는 예를 들면 비트 극성 결정 장치(76)에 의해 제어되는 인버터일 수 있다.
- <56> 평균 상관 신호(B)의 절대값은 동일한 비트 주기에 대한 전체 합성 신호 제곱(A<sup>2</sup>)의 RMS값의 제곱근으로 분할기(79)에서 나누어져 정규화된 값을 발생시킨다. 즉, 디코딩된 신호 B의 상관 강도는 그 비트 주기에 대한 신호의 전체 합성 강도로 나뉘으로써 정규화된다. 디코딩된 신호의 정규화된 상관값은 다수의 비트 주기 동안 신호 평균기(80)에 누산되어 그 디코딩된 신호에 대한 상대적 평균 강도를 발생시킨다. 신호의 다중 경로 페이딩으로 인하여, 복조된 신호의 정확한 평균 신호 강도를 결정하기 위해서 비트 주기의 실제 개수는 약 10 정도로 될 것이다. 각각의 지역 코드는 그 연관된 평균 강도값과 함께 메모리(81)에 기억된다. 분류기(82)는 각각의 평균 신호 강도값을 비교하여 이들을 가장 강한 것에서부터 약한 것까지 분류한다. 이 때, 분류기(82)는 가장 강한 신호의 지역 스프레딩 코드를 지역 코드 발생기(74)로 전송하므로 가장 강한 신호가 다음번 데이터 비트 주기에서 항상 복조되고 추출된다. 분류기(82)에 의해 결정된 신호 강도의 순서에 따라 그 다음 강도의 신호가 복조된다. 분류기(82) 기능은 소프트웨어 소팅 프로그램을 사용하여 마이크로프로세서를 통해 쉽게 구현될 수 있다.
- <57> 한 셀내의 다수의 이동국의 신호 강도는 항상 변화하기 때문에, 신호 강도 극성을 재순서화하기 위해 선형 예측 분석(LPA) 방법을 사용할 수 있다. 일반적으로, 상대적인 신호 강도의 사실적 모델이 메모리에 기억되어 있으며 어떤 신호가 다음번 시간에 가장 강한 강도를 갖는지 추정하는데 사용된다. LPA는 파형의 다음번 값이 결정될 가중 계수가 이전 값에 가해진 가중 합산치로 될 것이라고 가정한다. 상기한 분석법을 실현하기 위해 공지된 칼만(Kalman) 필터 알고리즘이 사용될 수 있다. 이러한 방식으로, 또 다른 시퀀스의 신호 디코딩 및 측정을 실제로 실행하지 않고도 가장 강한 신호가 효과적으로 예측될

수 있다.

- <58> 신호 강도 프로세서(129)가 부정확한 예측으로 인해 또는 시스템 상태가 변화되었기 때문에 합성 신호의 디코딩 및 신호 강도 우선순위 시퀀스의 실제 결과에 에러가 있다고 판정하는 경우, 신호 강도 프로세서(129)는 실제 신호 강도 순서를 반영하도록 코드 시퀀스를 재순서화한다. 뒤이어, 합성 신호의 개개의 코딩된 신호가 강한 것에서 약한 신호 강도의 순서로 디코딩되도록 복조 프로세스가 반복된다. 도 5(a)에 도시된 바와 같이 프로세싱 블록(140)에서 지연기(150)에 합성 신호가 기억되기 때문에, 반복된 프로세스는 어떠한 데이터의 손실 또는 트래픽의 중단을 일으키지 않는다. 지연기(150)는 단순한 메모리 장치일 수 있다. 결론적으로, 일단 디코딩의 최적 순서가 결정되면 합성 신호는 소급적으로 재처리된다.
- <59> 제1 코드 발생기(132)의 출력 신호를 상관기(130)에서 수신된 합성 신호와 상관시킴으로써, 제1 코드에 대응하는 개개의 신호가 합성 신호로부터 추출된다. 상관된 신호는 잡음 및 관련없는 신호에 의해 발생된 간섭을 제거하기 위해 로우패스 필터(142)에서 필터링된다. 로우패스 필터(142) 대신에, 다수결 회로 또는 적분 및 덤프 회로를 사용하여 상관 신호의 대역폭 또는 비트 속도를 감소 또는 디스프레드할 수 있다. 로우패스 필터(142)에 의해 발생된 출력 신호는 에러 정정 디코더(144)에서 더 처리되어 결국 기본적인 디지털 정보의 신호 대역폭 또는 비트 속도를 감소시킨다. 디코딩된 정보 신호는 그 최종 목적지에 도달하기 전에 부가적으로 신호처리될 수 있다.
- <60> 에러 정정된 출력 신호는 디코딩된 신호의 파형을 재구성하도록 재-코더/재변조기(146)에도 인가된다. 디코딩된 신호를 재구성/재코딩하는 목적은 그것을 감산기(148)에서 합성신호로부터 제거하려는 것이다. 지연 메모리(150)는 합성 신호를 먼저 디코딩한 다음 그 디코딩된 신호를 재구성하는데 필요한 처리 시간동안 저장한다.
- <61> 제1 신호가 디코딩되고 감산된 잔류 합성 신호는 감산기(148)로부터 제1 블록(140)과 유사한 제2 디지털 처리 블록(140')의 입력으로 통과된다. 두 개의 디지털 처리 블록(140 및 140')간의 유일한 차이점은 코드 발생기(132')가 복조될 제2 신호에 대응하는 코드를 매칭하도록 프로그램된다는 것이다. 양호한 실시예에서, 복조될 제2 신호는 다음으로 큰 신호 강도를 가진 신호이다. 본 기술 분야에서 통상의 지식을 가진자라면 제2 신호 처리 블록(140')은 하드웨어의 중복을 피하기 위해 제1 신호 처리 블록(140)을 반복 사용하여 구현될 수도 있다는 것을 알 것이다. 제2 신호 처리 블록(140')은 에러 정정 디코더(144')로부터 제2의 디코딩된 신호를 발생시키고 감산기(148')에서 지연된 합성 신호로부터 재구성된 제2 신호를 감산한다. 제2 신호가 제거된 잔류 합성 신호는 신호 프로세싱 등의 세 번째 단계지로 진행된다.
- <62> CDMA 감산 복조기의 중요 요소는 개개 정보 신호의 복조 및 추출의 시퀀스가 가장 강한 신호 강도에서 가장 낮은 신호 강도의 순서로 된다는 것이다. 처음에 합성 신호가 많은 신호들을 포함할 때, 가장 정확하게 검출될 것으로 여겨지는 신호는 가장 큰 신호 강도를 가진 신호이다. 약한 신호들은 강한 신호와의 간섭이 적을 것이다. 일단 가장 강한 신호가 합성 신호로부터 제거되면, 다음번으로 강한 신호는 가장 강한 신호의 간섭을 염려하지 않고 손쉽게 검출될 수 있다. 이러한 방식으로 가장 약한 신호라도 정밀하게 디코딩될 수 있다. 이러한 개선된 디코딩 능력 때문에 CDMA 감산 복조기는 종래의 CDMA 시스템에서 통상적으로 관리되는 사용자의 수가 상당히 증가하여도 만족스럽게 실행된다. 따라서, 증가된 용량을 실현할 수 있다.
- <63> 감산 CDMA 프로세스의 양호한 타입에는 월시 스펙트럼 도메인과 같은, 스펙트럼 도메인에서 무효화(널링)에 의해 이미 디코딩된 신호를 제거하는 것이 포함된다. 이는 본 명세서에 참고되어 있는 명칭이 "고속 월시 변환 프로세서"인 미국 특허 제 5,357,454 호에 따른 고속 월시 변환 회로를 사용하여 달성할 수 있다.
- <64> 월시 변환은  $M=2^N$  개의 세트를 선정된 조합 세트에서 가산 및/또는 감산에 의해 다른  $M$  개의 세트로 변환하는 수학적 연산이다. 조합 세트 각각은 원래의  $M$  개 모두를 합산한 것을 필수적으로 포함하지만, 이들의 부호는 각각의 선정된 패턴에 따라 선택된다.  $M$  개의 상이한 조합 세트들은, 원하는 직교 특성을 갖는, 말하자면 임의의 부호 패턴을 임의의 다른 것과 비교하면 위치의 정확히 절반은 동일한 부호라도 다른 절반은 다른 부호를 보이는  $M$  개의 선정된 부호 패턴에 대응하도록 계산될 수 있다.
- <65> 부호 패턴의 상호 직교성은  $M$ 개의  $M$  조합들의 계산을  $N \times (M/2)$  합산 및  $N \times (M/2)$  차의 계산으로 분해할 수 있게 하는데, 이는 가산 및 감산의 회수를  $M^2$ 에서  $M \times N$ 으로 상당히 감소시킨다. 이러한 분해는 도 6에 도시된 네트워크(10)에서 일반적인  $M$ -포인트 FWT에 대해 설명되어 있다. FWT는 고속 푸리에 변환을 연상케하는 구조를 가지는데, 두 알고리즘은 공지된 것이다.
- <66> 도 6에 도시된 것처럼, 상기한 조합을 수행하기 위한 효율적인 구조는  $M$  입력값의  $M$  조합들을 거의 동시에 계산하여 월시 변환을 발생시키는 프로세서를 포함하는데, 여기서  $M=2^N$  이고 입력값은 2의 보수 이진값이다. 프로세서는 시퀀스로 전기적 접속된  $N$  스테이지들을 포함하며, 각각의 스테이지는  $M/2$  버터플라이 세트에 선정된 패턴으로 전기적 접속된  $M$  도체의 십자형 네트워크를 구비하며, 각각의 버터플라이는 각각의 십자형 네트워크에 의해 제공되는 두 값의 합산 및 차를 계산하고 이 합산 및 차를 다음 스테이지의 십자형 네트워크의 각각의 도체에 제공하는 수단을 구비한다. 입력값들은 제1 스테이지의 십자형 네트워크에 직렬로 최하위 비트에 먼저 제공되며, 그와 사실상 동기적으로 입력값의 월시 변환이  $N$ -번째 스테이지의 버터플라이에 의해 직렬로 발생된다.
- <67> 감산 CDMA 프로세서 이외에도, 전술한 RAKE 수신기가 본 발명의 실시예에서 사용될 수 있는 또 다른 CDMA 프로세싱 알고리즘이다. RAKE 수신기는 다이버시티 결합 형태를 이용하여 각종 수신 신호 경로, 즉 각종 신호 광선들로부터 신호 에너지를 수집한다. 다이버시티는 중복 통신 채널을 제공하므로, 어떤 채널이 페이딩될 때 비-페이딩 채널을 통해 통신이 가능하다. 코히런트 CDMA RAKE 수신기는 상관법을 이용하여 에코 신호를 개별적으로 검출하고 이들을 (동일 부호로) 대수적으로 가산하여 페이딩을 저지한다.
- <68> RAKE 수신기의 한 형태에서, 상이한 시간 지연으로 수신된 신호들을 가진 부호 시퀀스의 상관값은 태핑된 지연선(tapped delay line)을 통해 통과된다. 지연선에 기억된 값은 가중된 다음 합산되어 결

합기 출력을 형성한다. 최초 도달한 광선 상관치가 태핑된 지연선의 한 단부에 있고 가장 최근에 도달한 광선 상관치가 태핑된 지연선의 다른 단부에 있다면, 가장 합산은 특정 정보 심볼 주기 동안 결합된 신호 값을 제공하도록 선택된다. 이는 복소 유한 임펄스 응답(FIR) 필터의 출력을 효과적으로 샘플링하는 것인데, 그의 계수들은 RAKE 탭 계수로 인용되는 계수들이다.

- <69> 종래의 RAKE 필터는 백색 잡음을 가산하여 설계된 것으로, 잡음이 유색인 경우 양호하게 작동하지 못한다. 따라서, 종래의 RAKE 필터는 채널에 의해 유색화되는 상당량의 잡음을 수신하는 이동 수신기에 대한 최적의 해답이 되지 못한다.
- <70> 도 7은 앞서 인용된 미국 특허 출원 제08/187,062호에 기술된 본 발명과 관련하여 사용될 수 있는 개선된 RAKE 수신기의 블록도를 도시한다. 수신기는 유색 잡음이 존재하는 CDMA 신호들을 검출한다. 이는 종래의 RAKE FIR 결합 필터를 좀 더 일반적인 필터, 예컨대 IIR 필터로 대체하여 수행할 수 있다. 일반적인 필터는 CDMA 다운링크 경우에 최적인 탭 위치 및 탭 계수들이 제공된다. 최적화는 검출 통계치의 신호대 잡음비(SNR)를 최대화하는 것과 프리-채널 잡음이 신호 채널과 동일한 채널에 의해 유색화된다는 것을 기초로 한다. 이러한 필터 파라미터는 통신 링크 파라미터의 함수로 결정될 수 있다. 대안적으로, 필터 파라미터는 적응성 필터링 방식을 사용하여 링크 파라미터를 직접 산정할 필요없이 직접적으로 결정될 수 있다.
- <71> 도 7에서, 수신된 무선 신호는 기저 대역으로 혼합되며, 예를 들면, 사인 및 코사인 파형과 혼합하고 RF 수신기(200)에서 신호를 필터링하여 복소 칩 샘플을 생성함으로써 샘플링된다. 칩 샘플들은 상관기(201)에서 공지된 기호 시퀀스와 상관된다. 칩 샘플들은 적어도 두 개의 다중 경로 광선의 위상 및 진폭과 연관된 숫자값을 결정하기 위해 적어도 두 포인트 시간 시프트된 공지된 기호 시퀀스와 상관될 수 있다. 상관값은 IIR 필터(202)에 의해 필터링된다. 적당한 시간에 심볼 타이밍 정보를 기초로, IIR 필터 출력이 선택기(203)에 의해 선택되고, 선택기에서 선택된 출력은 결정 장치(204)에 제공되며, 결정 장치는 IIR 필터 출력을 이용하여 어떤 정보 신호가 검출되는지 결정한다. 계수 컴퓨터 유닛(205)은 IIR 필터(202)에서 사용할 탭 계수들을 결정하는데 사용된다. 여기에는 채널 탭 및 잡음 전력, 또는 관련 량들(quantities)을 산정하는 것이 포함된다.
- <72> 협대역 CDMA 신호를 광대역 신호 형태로 시간압축하는 수단에 의해 CDMA와 TDMA를 결합하는 본 발명의 또다른 장점은 단일 주파수 대역을 사용하여 양 방향으로 통신하는 시스템에서 발휘된다. 송신이 순환 시간 간격의 제1 부분으로 압축되면 수신은 시간 간격의 제2 비-중첩 부분에서 수신이 행해지므로, 타임-듀플렉스 시스템을 형성하여 송신 및 수신이 교대로 이동국 및 기지국에서 발생한다. 기지국의 수신 주기가 이동국 송신 주기와 일치하도록 또는 그 역으로 조정될 수 있다. 동일한 주파수 대역에서의 타임-듀플렉스는 송신이 매우 근접한 시간, 예컨대 0.5ms 이내로 수신을 뒤따르는 경우 전파 경로가 서로 상대되는 특성을 갖는다. 그러므로, 수신을 위해 방금 결정된 RAKE 탭과 이전의 수신 주기로부터의 그 실제값을 처리하여 송신기 파형의 예비보상을 결정할 수 있어서 수신기로부터 수집되는 채널에 관한 정보를 고려하면 통신 가능성이 향상된다.
- <73> 본 기술분야의 숙련자라면 본 발명이 전술한 CDMA 프로세싱 기술에 국한되지 않으며 여러 가지 다른 CDMA 프로세싱 알고리즘들이 본 발명에서 사용될 수 있다는 것을 알 것이다. 본 발명의 실시에는, 송신이 블록(12)에서 실행되는 시간 압축을 철회하기 위해 메모리(23)를 사용하여 TDMA/CDMA 버스트를 버퍼링함으로써, 수신 CDMA 프로세싱이 저속에서 동작할 수 있게 하는 상당한 장점을 제공하며, 이는 통상적으로 협대역 CDMA 신호에 대해서만 실행가능한 복잡한 알고리즘이 고속 칩속도 CDMA 신호에서도 실행될 수 있게 해준다.
- <74> 본 발명의 장점을 설명하기 위해, CDMA 수신기 프로세싱이 통상적으로 칩 속도의 최소한 세제곱으로 복잡도가 증가하는 이유에 대해 설명하겠다.
- <75> 첫째, 연속적 CDMA 전송이 채용되는 경우 처리해야할 초당 칩의 수 또는 신호 샘플의 수는 칩속도에 직접 비례하여 증가한다.
- <76> 둘째, 전파 채널에서의 주어진 시간 편차에 관해, 예컨대 RAKE 수신기를 사용하여 처리되어야 할 지연 광선의 수는 칩속도에 직접 비례하여 증가한다.
- <77> 셋째, 칩 속도 및 그 점유 대역폭이 증가하면, 처리될 중첩 신호의 수는 동일한 스펙트럼 사용 효율성을 유지하기 위해 대역폭에 직접 비례하여 증가한다. 상기한 세가지 이유를 함께 모으면 칩 속도가 2배로될 때마다 수신기 복잡도는 8배 증가할 수 있다.
- <78> 처리되어야할 지연 다중 경로에 의한 유효 광선의 수가 칩 속도의 증가에 따라 무한적으로 증가하지 않을 뿐아니라, 개개의 광선 분리의 이점이 달성되고 분리된 광선이 레일리 페이딩을 보이지 않는 경우 일정하게 된다 하더라도, 분리된 광선의 수는 상이한 도시와 시골 환경간에는 상당히 변동이 있다. 최초 광선으로부터 최근 에코까지의 지연 스프레드가 다수 칩 주기를 보이지만 최초와 최근 사이의 상당히 강한 에코의 수는 관리가능한 것인 경우에, 개개의 광선을 분해하여 광선의 레일리 페이딩을 제거하기 위해 칩 속도를 증가시키는 것이 유익하다. 그러나, 간섭 감소의 용량적 장점을 원하는 경우, 디코딩되고 감소될 중첩 신호의 수 때문에 수신기의 복잡도는 증가한다. 종래의 연속적 CDMA가 사용될 경우 초당 처리할 칩의 수도 증가한다. 그러나, 본 발명의 실시예에 따른 시간-압축 CDMA/TDMA 하이브리드 체계를 사용하면, 수신기가 평균적으로 처리하는 칩 또는 신호 샘플의 수를 증가시키지 않고도 칩 속도는 버스트 중에서 시간 압축에 의해 증가된다.
- <79> 또, 스펙트럼 사용 효율성을 유지하기 위해 더 넓은 대역폭에 수용되어야할 신호의 수를 증가하는 것은, 수신기가 자신의 지정된 신호만을 디코딩하도록 처리할 필요가 없는 다른 비-중첩 타임슬롯에 부가적인 신호가 수용되므로, 중첩 신호의 수를 증가시키는 결과로 되지는 않는다. 그러므로 칩 속도가 증가될 때 통상적으로 복잡도를 증가시키는 전술한 두 가지 요인은 본 발명의 실시예에 따른 CDMA/TDMA 하이브리드의 사용을 통해 방지된다.
- <80> 본 발명 실시예의 또다른 기술적인 장점은 채널 트래킹으로 알려진 수신기 설계와 관련한

것이다. 채널 트래킹은 어떤 위상 변동 및 진폭 감쇠를 전파 경로가 각각의 광선에 주었는지를 수신기에서 설정하는 것이며, 따라서 광선이 일관성있게 결합될 수 있다. 광선이 레일리 페이딩을 보이면, 위상 및 진폭은 초당 파장의 상대적인 송신기대 수신기 속도에 의해 결정되는 도플러 이동에 의해 결정된 속도로 무작위적으로 연속적으로 변동한다. 고속도로에서 100 km/hr 로 이동하는 차량에 설치된 15 cm의 파장에서 동작하는 라디오의 경우, 각각의 광선은 초당 280번의 속도로 완전히 변동될 수 있다. 이러한 속도로 변동하는 수 많은 광선을 총싹히 트래킹하는 수신기를 제조하는 것은 비용이 많이 들고 기술적으로 복잡할 수 있다.

- <81> 종래의 연속적 CDMA를 사용할 때, 약 10정도의 주파수(말하자면, 1차수의 크기)로 정보 스펙트럼을 페이딩 스펙트럼과 구분하는 경우, 예컨대 초당 2.4 킬로비트 속도의 기초적인 정보 비트에 의해 야기되는 신호 위상의 변동을 움직임에 의해 야기되는 변동과 구별하는 것도 어려울 것이다. 성능의 손상이 복조 및 디코딩을 하기 위해서는 정보 변조와 페이딩 속도간에는 적어도 20의 스펙트럼 간격이 바람직하다. 그런데 이러한 CDMA 신호가 10:1 시간 압축되면, 버스트로 전송되는 기초적인 정보 속도도 상수 10이 가해져 초당 24 킬로비트로 증가하며, 동시에 칩 속도가 충분히 높으면, 개개 광선의 고속 레일리 페이딩 변조는 상당히 감소되고 광선의 출현 및 소멸시 새도우 현상에 의한 또는 들어오고 나가는 1 파장보다 훨씬 큰 물체에 의한 비교적 느린 변동에 의하여 대체된다. 그러므로, 본 발명의 시간-압축 CDMA를 사용하면 페이딩 속도를 감소시키면서 동시에 정보 변조 속도를 증가시킴으로써 광선 채널 트래커의 동작에 두배의 이익을 제공하며 따라서 원하는 적어도 20의 스펙트럼 간격을 얻는다.
- <82> 앞서 참조된 특허에는 메모리(23)에 저장된 디지털화된 샘플에 대해 CDMA 프로세서(24)가 실행할 수 있는 프로세스의 종류에 관하여, 코히런트 복조 또는 독립 다중경로 광선의 결합시 채널 트래커의 동작 및 사용에 관하여 상세히 참조되어 있다.
- <83> 도 4를 다시 보면, CDMA 프로세서(24)가 전술한 임의의 방법(예를 들어, 고속 페이딩을 더 이상 트래킹할 필요가 없는 채널 트래커를 이용한 RAKE, 감산 CDMA 복조, 등등)으로 1 이상의 코드워드 구성된 신호 버스트의 프로세싱을 완수한 후, 그 복조된 출력은 도 3의 소스 및 에러 코더(10)의 역 프로세스를 실행하는 에러 및 소스 디코더(25)로 통과되는데, 여기에는 시간 디인터리빙, 콘볼루션, 리드-솔로몬 또는 블록 에러 정정 디코딩 및 아날로그 음성 신호를 재구성하기 위해 예컨대 RELP, VSELP를 이용한 또는 델타-변조 또는 ADPCM과 같은 간단한 알고리즘을 이용한 음성 디코딩과 같은 공지된 프로세스가 포함된다. 코더(10) 및 대응하는 디코더(25)는 전송을 위한 디지털 또는 텍스트 데이터를 코딩하거나, JPEG, MPEG 와 같은 디지털 TV 압축 알고리즘을 이용하여 비디오 스틸, 팩스 이미지 또는 동화상을, 또는 텍스트, 사운드, 이미지의 멀티미디어 조합을 코딩할 수 있다. 본 발명의 구현에 또는 적용예에서의 이러한 변경은 모두 본 발명의 정신 및 범주내에 드는 것이다.
- <84> 도 8은 도 4의 수신기를 사용하여 개개의 이동국 또는 휴대국에서 수신되도록 각각 지정된 다중 신호들을 전송하기 위한 고정 기지국 네트워크에서 사용하기 위한 기지국 송신기의 구성을 도시한다. 도 8은 도 3의 설명에 따라 각각 동작할 수 있는 1부터 N까지 번호 붙여진 다중 소스 및 스프레드 스펙트럼 유닛(30)을 도시한다. 각각의 코더(30)의 출력은 가산기(35)에서 다른 것과 가산되어 주어진 타임슬롯으로 전송될 합성 신호를 형성한다. 임의의 가산기(35)에서 가산된 신호는 독특한 스프레드 스펙트럼 액세스 코드를 사용하여 스프레드 스펙트럼 코딩함으로써 구별할 수 있다. 가산기(35)의 출력은 시분할 멀티플렉서(31)로 공급되어 TDM 프레임 주기의 지정된 타임슬롯으로 시간-압축된다. 멀티플렉싱된 출력 신호는 변조기(32)를 사용하여 적당한 무선 주파수 캐리어로 변조되고 안테나(34)를 거쳐 전송하기 위해 송신기(33)에 의해 송신 전력 레벨로 상승된다. 안테나(34)는 예를들면 안테나 마스트 주위에 배치된 3 섹터 안테나중 하나이며 이들 각각은 대략 120도 섹터로 에너지를 방사한다. 도 8은 또한 8 타임슬롯을 가진 시간-멀티플렉싱되고 변조된 신호가 (37)에서 출현하는 것을 도시하는데, 각각의 슬롯의 전력은 상이할 수 있다.
- <85> 본 기술에 숙련된 사람이면 가산기(35)의 출력 신호가 바이너리 또는 디지털 신호일 필요는 없지만 다중-레벨 또는 아날로그 신호라는 것을 알 것이다. 메모리를 이용하여 디지털 또는 바이너리 신호를 시간-압축하는 것이 간단하기 때문에, 본 기술에 숙련된 사람이면 시간-압축 및 멀티플렉싱이 디지털 도메인에 있는 신호에 대해 발생한 다음 가산기(35)가 원하는 전력 비율로 시간-멀티플렉싱된 신호를 가산하여 다중-레벨, 시간-멀티플렉싱된 신호를 형성할 수 있도록 가산기(35)와 시간-멀티플렉서(31)의 순서가 역전될 수 있다는 것을 쉽게 이해할 것이다.
- <86> 동일한 스프레드-스펙트럼 채널 대역폭을 이용하여 전송된 신호의 수가 M이고, 타임슬롯의 수가 N이라면, 어느 하나의 타임슬롯에서 중첩하는 신호의 수는 M/N이며, N으로 감소시켜 복소수 성분중 하나를 제거하는 것은 이동 전화에서 광대역 스프레드-스펙트럼 수신기를 복잡하고 비용이 많이 들게 한다.
- <87> 어떤 응용예에서는 할당된 전체 대역을 하나의 스프레드-스펙트럼 채널로 간주하고 본 발명에 따른 충분히 상승된 칩 속도 및 다수의 타임슬롯을 사용하여 채울 수 있다. 수십 메가헤르쯔의 매우 큰 대역폭이 사용가능한 경우 칩 속도를 제한하고 대역을 다중 스프레드 스펙트럼 채널로 분할하는 것이 바람직할 수 있다. 다이렉트 시퀀스 스프레드 스펙트럼의 이론적인 장점은 서비스 영역의 모든 셀 또는 섹터의 모든 주파수 채널을 상기 셀 또는 섹터가 지리적으로 인접해있는 경우에도 사용가능하다는 것이다. 본 명세서에 참고되어 있는 "이동 전화 시스템에서의 인접 채널 요건을 완화하기 위한 분기 전송의 이용"이란 명칭의, 1995년 6월 30일자 출원된 덴트(Dent)의 공유 미국 특허 출원 제 08/497,022 호는 인접한 채널을 사용하여 송신기를 동일한 안테나 시스템에 접속하는 것의 실제적인 한계를 지적하고 역시 분기 전송을 제공하는 신규한 해법을 제안하고 있다.
- <88> 도 9는 선형 전력 증폭기를 사용하는 송신기를 도시한다. 이러한 기지국은 상이한 스프레드 스펙트럼 코드를 사용하여 다중 신호를 전송하는 외에도 다중 스프레드-스펙트럼 주파수 채널을 사용한다. 도 9에서, 다수의 스프레드 스펙트럼 및 시분할 멀티플렉서(도 8의 성분(30, 31, 35))는 도 9에서 하나의 CDMA/TDMA 멀티플렉서/변조기 유닛(40)으로 단축되어 있다.
- <89> 각각의 유닛(40)은 1 내지 L의 번호가 붙여져 있고, 분리 채널 주파수  $f_1 \dots f_L$ 에 중심을 둔 N-타임슬롯 CDMA 신호를 발생시킨다. 상이한 주파수 신호들은 가산기(41)에서 저전력 레벨로 가산되며, 합

성 신호는 섹터 안테나일 수 있는 안테나(34)를 거쳐 전송하기에 앞서 선형 전력 증폭기(42)를 이용하여 높은 송신 전력으로 증폭된다.

- <90> 본 실시예에 따르면, 주어진 전송 신호, 예컨대 공중 교환 전화망(PSTN)의 가입자로부터 발신하는 전화 음성 신호에는 일정한 CDMA 액세스 코드, TDMA 타임슬롯, 사용할 채널 주파수가 할당된다. 전송 전력 레벨은 기지국으로부터의 수신 이동국의 거리에 따라 할당될 수도 있다.
- <91> 본 명세서에 참고되어 있는 "듀플렉스 전력 제어"란 명칭의 미국 특허 제 5,345,598 호 및 전술한 참고문헌에는 스프레드 스펙트럼 코드, 채널 주파수 및 거리의 함수로 전송 전력 레벨을 할당하는 방법이 설명되어 있다. 몇 개의 채널이 사용가능한 경우, 고 전력 요건을 가진 신호를 모두 한 주파수 채널에 할당하고 저 전력 요건의 신호를 다른 주파수에 할당하는 것을 피하고, 다소 유사한 변동을 갖는 상이한 전력 레벨의 신호들을 각각의 반송 주파수에 유지시킨다. 이러한 일은 각각의 반송파에서 통상 예측되는 등급화된 신호 전력 레벨의 리스트를 보유하고 이러한 전력 레벨이 현재 점유되었는지 여부를 관리함으로써 실행될 수 있다. 특정 송신 전력 레벨을 필요로 하는 새로 출현한 신호에는 그 레벨이 점유되지 않은 반송파가 할당된다.
- <92> 부가적인 타임슬롯이 도입되면, 전술한 것과 동일한 참조문헌에 설명된 방법이 각각의 타임슬롯에 독립적으로 적용될 수 있다. 번호 1인 타임슬롯이 이웃 기지국들에서 동시에 나타나는 식으로 상이한 기지국들이 동기화된다고 하면, 본 명세서에 참고되어 있는 본 출원과 동일자로 출원된 명칭이 "셀룰러 무선 전화 시스템을 위한 시간-재사용 및 코드-재사용 분할 방법 및 시스템"인 폴 덴트(Paul Dent)의 공유 미국 특허 출원에 기재된 바와 같이, 상이한 타임슬롯에 독립적인 채널 할당 방법을 적용하는 것이 가능하다. 주어진 타임슬롯에 채용될 수 있는 한가지 방법은 주위의 기지국이 낮은 트래픽 로딩을 갖는 주파수로 신호를 양호하게 할당하는 것이다. 이러한 것을 적응성 채널 할당이라 할 수 있다.
- <93> 채택될 수 있는 두 번째 방법은 동일한 주파수 및 타임슬롯을 이용하여 전송되도록 선택되는 신호의 전력 레벨이 원하는 다이나믹 영역을 통해 스프레드되도록 각각의 CDMA 신호를 각각의 이동국으로 전송하는데 사용될 주파수 채널, 타임슬롯, 전력 레벨을 기지국에서 선택하는 것을 포함한다. 동일한 주파수 및 타임슬롯으로 전송되도록 선택된 신호는 CDMA 신호의 선택된 전력 레벨에 대응하는 가중 상수를 사용하여 함께 가산되어 합산 신호를 형성할 수 있다. 합산 신호는 선택된 타임슬롯에서 전송을 위해 시간 압축되고 시간 압축된 신호는 선택된 주파수 채널에서 전송을 위해 변조된다.
- <94> 이러한 방법으로, 최고 전력의 CDMA 신호와 최저 전력의 CDMA 신호간의 전력 레벨의 최대 허용가능한 차이를 규정하는 원하는 다이나믹 범위가 설정될 수 있다. 전력 레벨은 각각의 타임슬롯이 저전력 및 고전력 신호가 사실상 골고루 분산 또는 혼합된 것을 포함하도록 특정 주파수에 스프레드될 수도 있다. 동일한 주파수의 타임슬롯 각각에 대한 전체 전송 전력은 사실상 동일하게 설정될 수 있으며, 각 주파수 채널의 전체 전송 전력도 사실상 동일하게 설정될 수 있다.
- <95> 또다른 실시예에 따르면, 상이한 주파수 채널로 전송되는 전체 전력은 높은 전체 전력이 이용되는 주파수 채널이 인접한 셀에서 사용되는 동일한 주파수 채널에서 낮은 전체 전력을 갖도록 또는 그 역으로 설정될 수 있다. 본 기술에 숙련된 사람이면 알 수 있듯이 이러한 방법의 다른 변형도 역시 가능하다. 예를들면, 상이한 타임슬롯에서 적용될 수 있는 또다른 방법은 고 전력 신호를 기지국 1에서 주파수 1에 할당하고, 중간 전력 신호를 기지국 2에서 주파수 1에, 저 전력 신호를 기지국 3에서 주파수 1에 할당하는 것인데, 여기서 세 기지국은 인접하며 삼각형의 정점을 형성하는 것이다. 전력 레벨의 할당은 다른 두 주파수에서 순환적으로 변경되는데, 기지국 2가 고 전력 신호용으로 주파수 2를 사용하고, 기지국 3이 그 주파수를 중간 전력 신호용으로, 기지국 1이 저 전력 신호용으로 사용하며, 주파수 3에 대해서도 이런식으로 할당한다. 이러한 방법에 의하면, 두 인접한 기지국에서 동일한 주파수가 고 전력 신호용으로 사용되지 못한다. 이러한 방법은 본 기술분야에서 "재-사용 분할"이라고 알려져 있다.
- <96> 그런데, 도 9에 따른 기지국의 경우에 바람직한 방법은 모든 타임슬롯에서 선형 전력 증폭기(42)로부터 다소 동일한 전력 요구를 유지하게 함으로써, 하나의 타임슬롯이 과도하게 높은 피크 전력을 요구하여 다른 슬롯에서 사용가능한 전력이 과소사용되는 일이 없게 하는 것이다.
- <97> 도 10은 통신 용량이 증가된 경우에 적합하게 설계한 또다른 기지국을 도시한다. 다수 K0의 다중-주파수, 다중-타임슬롯 CDMA/TDMA 신호 발생기(50)가 도시되어 있는데, 이들 각각은 도 9의 CDMA/TDMA 멀티플렉서/복조기 유닛(40) 및 가산기(41)에 따른 것이다. 각각의 유닛(50)의 광대역 출력 신호는 K2 섹터 안테나(34)의 도움으로 K0 주방향중 하나로 방사된다. K2는 K0보다 작으며, 방향의 최대수는 물리적인 안테나 소자(34)에 의해 형성되는 K2 축 사이에서 보간하는 빔형성 네트워크(51)를 사용하여 구해진다.
- <98> 이러한 방법으로 빔 보간하는 상세한 사항은, 본 명세서에 참고되어 있는 1994년 1월 11일자 출원된 명칭이 "주파수 재-사용을 개선한 셀룰러/위성 통신 시스템"인 공유의 계류중인 미국 출원 제 08/179,953 호에 설명되어 있다. 상기 출원에는 일반적으로 이동국에서 수신된 전체 신호가 다수의 성분으로 표현될 수 있으며, 각각의 성분이 상이한 안테나 소자로부터의 신호를 나타내는 것으로 기재되어 있다. 역으로, 안테나 소자에서 수신된 신호가 다수 성분의 합산으로 표현되고 각각의 성분이 상이한 이동국으로부터의 신호를 나타낼 수 있다. 특정 안테나 소자에서 수신된 빔 신호 B는 이동국에서 전송된 신호 M과 매트릭스 방정식  $B = C \cdot M$  을 통해 연관될 수 있는데, 여기서 C는 안테나 소자 k에서 수신되는 이동국 i로부터 전송되는 신호의 감쇠 및 위상 시프트를 나타내는 복소수  $C_{ki}$ 의 매트릭스이다. 이동국 i로부터 전송되는 신호  $M_i$ 는 안테나 소자 k에서  $C_{ki} \cdot M_i$ 의 양으로 수신될 수 있다. 상이한 매트릭스 C는 M을 곱하여 기지국에서 수신되는 빔 B를 구하므로 "수신 C-매트릭스"로 인용될 수 있다. 유사하게, "송신 C-매트릭스"는 기지국의 안테나 소자로부터 전송되는 빔 B를 이동국에서 수신되는 신호와 상관시키도록 형성될 수 있다.
- <99> 전술한 미국 특허 출원 제 08/179,953 호에 상세히 기술된 바와 같이, 송신 및 수신 C-매트릭스의  $C_{ki}$  성분은 다음과 같이 계산될 수 있다:
- <100> 1) 무작위 액세스 전송시 새 이동국으로부터 수신된 신호를 개개의 안테나 빔 소자 신호와 상관

시켜 수신 C-매트릭스에 관한 새 칼럼의 계수를 결정하며;

- <101> 2) 기존의 역 C-매트릭스와 새 칼럼을 기초로 새 이동국으로부터 트래픽을 수신하기 위해 새로운 역 C-매트릭스를 결정하며;
- <102> 3) 새로운 수신 C-매트릭스 칼럼을 새로운 송신 C-매트릭스 로우로 변환하며;
- <103> 4) 기존의 송신 C-매트릭스 및 새 로우를 기초로 새로운 송신 역 C-매트릭스를 결정한다.
- <104> 한 방법에 따르면, 상이한 안테나 빔에서 수신되는 신호들이 나이퀴스트 판별에 따른 관심있는 모든 신호 성분을 캡처링하기에 충분한 속도로 동시에 샘플링된다. 이러한 샘플의 한 세트가 임의의 순간에 칼럼 벡터 B를 형성하며, 각각의 상기 벡터에는 예를 들어 샘플 주기당 한번씩 수신 C-매트릭스의 역이 곱해져 간섭없는 이동 신호를 나타내는 샘플 M의 세트를 얻는다. 동일한 성분 M의 연속적인 값이 하나의 이동 신호에 대응하는 샘플 스트림을 형성한다. 이러한 스트림은 각각의 이동 신호를 위한 디지털 신호 프로세서로 공급되며, 여기서 샘플 스트림은 예를 들어 시스템이 접속되는 전화 교환 시스템이 요구하는 아날로그 음성 파형 또는 64 KB PCM 디지털 음성 스트림으로 전환된다.
- <105> 상이한 타입의 매트릭스 프로세싱은, 각각의 이동 전화가 자신의 신호만을 수신하고, 다른 신호로부터의 셀간의 간섭이 송신 C-매트릭스 계수에 의해 결정되는 반대 부호의 보상량을 매트릭스 프로세서에 첨가함으로써 소거되도록 실행될 수 있다. 또한, 앞서 참조된 출원에서는 레일리 페이딩 및 다중 경로 전파의 효과를 감소시키는 방법을 제공한다.
- <106> 빔 형성 네트워크(51)는 도 4에서 소자(42)로 표현된 타입의 K1 선형 증폭기를 위한 구동 신호를 제공하는데, 여기서 K1은 K2 보다 크고 K0보다 작은 것이 유익하다. 증폭기 출력은 구동 결합 네트워크, 예컨대 버틀러 매트릭스로 알려진 타입의 네트워크의 K1 입력 단자에 접속되며, 결합 네트워크 출력의 K2는 각각의 K2 안테나에 접속되는 한편, 나머지 K1-K2 출력은 가상 로드에서 터미네이트된다.
- <107> 본 명세서에 참고되어 있는 1994년 1월 11일자 출원된 명칭이 "전력 증폭기의 낭비 에너지 제어 관리"인 공유의 미국 특허 출원 제 08/179,947 호에는 매트릭스 전력 증폭기에서 비-선형성에 의해 발생하는 상호변조 특성이 싱글 증폭기에서와는 상이하다는 것이 설명되어 있다. 입력 버틀러 매트릭스의 입력 I 및 J에 각각 입력된 신호간의 3차 상호변조는 출력 버틀러 매트릭스의 출력  $(2i-j)_N$  및  $(2j-i)_N$ 로 나타난다. 매트릭스 전력 증폭기에서 상호변조를 감소시키기 위한 제1 단계로서, 본 발명의 한 실시예에는 과도한 증폭 경로를 제공하여 출력  $(2i-j)$  또는  $(2j-i)$  또는 그 대응하는 입력이 원하는 신호 출력에서 사용되지 않고 가상 로드에서 터미네이트되게 한다. 그러므로, 신호 i 및 j 간의 3차 변조는 전송되지 않는다. 버틀러 매트릭스 입력 및 출력 단자의 수 M은 증폭될 신호의 수 N보다 크며, 여기서 나머지 M-N 신호는 가상 로드에서 터미네이트된다.
- <108> 단지 두 신호만이 증폭되는 경우, 입력 및 출력으로 단자 1 및 2를 사용하면 단자 0 및 3에서 3차 상호변조가 나타나며 이들은 터미네이트된다는 것을 쉽게 알 수 있다. 그러나 많은 신호가 존재할 때 상이한 일이 어떻게 달성되는지는 명확하지 않다. 이러한 문제는 밥콕(Babcock)에 의해 해결되었다. 밥콕은 동일한 간격의 그릿의 주파수 채널을 동일한 비-선형 증폭기에 의해 증폭되는 신호에 할당하여 임의의 두 신호 또는 세 신호간의 3차 상호변조가 한 신호에 의해 사용되는 채널로 들어가지 않도록 하는 방법을 발견하였다. 이 문제의 수학적 공식은 본 발명의 매트릭스 전력 증폭기의 것과 동일한 것이며, 여기서 정수의 세트 11, 12, 13, ... 가 발견되지만  $1i + 1k - 1j$ 는 세트내에 없다. 이 방법을 "밥콕 스페이싱"이라 부른다. 밥콕은 이러한 정수들을 신호 전송을 위해 M개중에서 선택하는 주파수 채널에 인가한다. 그러나, 본 발명에서는 원하는 N 신호를 위해 사용되는 M개중에서 선택하는 물리적 출력 채널에 밥콕 정수 세트를 인가한다. 결론적으로, 증폭될 신호의 수보다 큰 매트릭스를 사용하며 밥콕 스페이싱 또는 다른 최적의 할당방법에 따라 입력 및 출력을 신호에 할당하거나 하지않는 것이 종래의 매트릭스 전력 증폭기보다 개선된 점이며, 따라서 상호변조는 신호에 할당되지 않은 출력에서 주로 발생한다.
- <109> 그러므로, 안테나 출력보다 많은 수의 PA 디바이스를 가진 매트릭스 전력 증폭기(PA)를 사용하면 왜곡 프로덕트를 가상 로드(53)로 우회시킬 수 있고 방사 신호의 품질 및 선형성도 개선된다. 특히, K1이 K2의 2배보다 크거나 같은 경우, 이론적으로 모든 왜곡 프로덕트가 가상 로드(53)로 우회되며 방사되지 않을 수 있다.
- <110> 본 발명에서 매트릭스 PA의 또다른 장점은, 많은 섹터 및 주파수를 통한 PA 디바이스(42) 각각의 전력 로딩이 평균화하므로 임의의 특정 타임슬롯 및 주파수에서 로딩의 차이는 중요성이 감소된다는 것이다. 그러므로, 상이한 주파수 및 섹터간에 변경될 수 있는 특정 타임슬롯을 호출 개시와 연관된 최대 전력 전송만을 처리하도록 보류할 수 있는데, 이에 관하여 본 명세서에 참고되어 있는 명칭이 "CDMA 시스템에서 이동 액세스를 위한 TDMA"인 미국 특허 제 5,295,152 호에 기재되어 있다. 이 발명은 진행중인 통신과 간섭하는 고 전력 레벨에서 이루어지는 무작위 액세스 전송을 방지하는데 특히 유용하다.
- <111> 다중-신호 지지국의 수신기 구조의 변경은 도 3, 8, 9, 10의 송신기를 위한 것과 동일한 패턴을 따를 수 있지만 신호 흐름의 방향은 반대이다. 간략하게 하기 위해, 도 11에는 도 10의 송신기 구조와 유사한 하나의 수신국만이 도시되었는데, 여기에는 모든 기술 및 성분들이 포함되는 것이지만 이들을 개별적으로 생략하여 도 3, 8, 9의 송신기 구조와 상호 연관있는 수신기 구조를 형성할 수 있다.
- <112> 도 11에 도시된 바와 같이, 다중-채널 수신기는 각각의 디지털 수신기 채널(60)과 접속된 다수의 섹터 안테나 소자(54)를 포함한다. 각각의 수신기는 할당된 타임슬롯 또는 시간 압축된 버스트가 수신되는 타임슬롯 동안에 활성화되어 수신기의 전력 소비를 줄이는 것이 바람직하다. 각각의 수신기(60)는 고속의 복소수 A/D 변환기를 사용하여 전체 할당된 대역폭을 수신하고, 필터링하고, 증폭하고, 디지털화한다. 수신기(60)의 디지털 출력은 TDMA 디멀티플렉서(61)에 의해 각각의 타임슬롯에 대응하는 숫자 샘플 블록으로 십진수화된다. 모든 섹터 안테나로부터의 대응하는 타임슬롯의 샘플들은 버스트 메모리(62)에서도 동시에 사용가능하며, 샘플은 버스트 메모리로부터 빔형성 프로세서(63)에 의해 재호출되어 각각의 안테나 소자(54)의 신호의 조합을 형성하며, 각각의 조합은 상이한 수신 방향에 대응하는 것이다. 특정 수신 방향에 대응하는 조합은 디지털 채널화 프로세서(64)에서 더 처리되어 해당 타임슬롯에서 그 방향으

로 수신된 상이한 채널 주파수의 신호를 분리해낸다. 감산 CDMA 프로세서인 것이 바람직한 CDMA 프로세서(65)는 각각의 특정 이동국 또는 휴대국에서 전송하는 정보 스트림을 분해하기 위해 각각의 채널 주파수에 존재하는 합성 CDMA 신호를 처리하는데 사용된다.

- <113> 특정 이동국의 정보 스트림은 소스 디코더(66)에 의해 소스 디코딩되어, 아날로그 음성을 재구성하거나, 좀더 유용하게는 PCM 방식의 전송 음성, 팩스 또는 데이터 신호를 디지털 공중 교환 전화망(PSTN)과 호환가능한 포맷으로 재구성한다. 예를 들어, 재구성에는 디지털식으로 코딩된 음성 정보를 ADPCM, RELP, CELP, VSELP 또는 서브-밴드로부터 PSTN과 인터페이싱하기 위한 표준 U-법칙 및 A-법칙 PCM 포맷으로 트랜스코딩하는 것을 포함할 수 있다. 마지막으로, 이러한 모든 PCM 신호는 재-멀티플렉싱(67)를 사용하여 표준 PCM 멀티플렉스 포맷으로 재-멀티플렉싱되며, T1 라인이 통신선 또는 마이크로파를 통해 전송하기 위한 고속 또는 저속 관련 제어 채널 신호와 같은 제어 채널 신호와 함께 이동 스위칭 센터(MSC)에 연결된다.
- <114> 대안적으로, 디지털식으로 압축된 음성을 RELP, VSELP, 또는 전송한 다른 포맷에서 PCM 포맷으로 트랜스코딩하는 최종 단계를 생략하고 그 단계를 장거리 전송 비용을 줄이기 위해 정보의 터미널 목적지 근처에서 실시할 수도 있다. PCM 또는 아날로그 음성 파형으로의 최종 변환은 소위 이동 통신 게이트웨이 교환기에서 실시될 수 있는데, 게이트웨이는 호출한 또는 호출된 PSTN 가입자와 가장 근접한 것이 바람직하다.
- <115> 본 기술에 숙련된 사람이면 지지구에서 수신된 전체 신호 에너지를 타임슬롯, 거리, 주파수, CDMA 코드에 의해 구별되는 개개의 신호로 십진수화하는 순서는 도 11에서 설명을 위해 사용된 것과는 다른 순서로도 될 수 있다는 것을 알 것이다. 예를 들어, 디지털 채널화가 빔 형성 이전에 실시될 수 있다. 빔 형성기가 주파수 채널마다 사용되었지만, 각각의 주파수 채널에 대한 상이한 빔 형성 계수를 이용하여 동일한 빔 형성기를 반복적으로 사용할 수도 있다. 유사하게, 주파수 채널 분리가 타임슬롯 십진수화 이전에 실시될 수 있는데, 그러면 디멀티플렉서(61)가 각각의 주파수에 제공된다. 그러나, 일단 수신 신호가 디지털화되고 메모리로 운반되면, 어떤 프로세스를 먼저 실행하는지는 크게 중요하지 않으며, 음성 채널에서 측정되는 지구의 전체 용량과 관련하여 모든 경우에 유사한 양의 프로세싱 전력이 요구된다. 그런데, 디지털 주파수 십진수화 회로 또는 빔 형성 컴퓨터와 비교하여 고속의 시간 십진수화 회로를 구성하는 기술의 상태가 다르기 때문에 십진수화 순서를 다른 것보다 우선하여 선택하는 것이 실제 구현에 있어서 이득이 될 수 있다. 기술 발전의 한 시점에서 실제 실현이 용이하도록 프로세싱 순서를 변경하는 것은 본 발명의 정신 및 범주내에 드는 것이다.
- <116> 본 발명은 어떤 타입의 무선 통신 시스템에도 적용될 수 있기 때문에, 특정한 지지구 또는 이동국 구조가 본 발명과 특별한 연관이 있는 것은 아니다. 그러나, 완벽을 기하기 위해 예시한 구조에 대해 간단히 정리해 보겠다. 본 기술에 숙련된 사람이면 다른 지지구 및/또는 이동국 구성도 사용가능하다는 것을 쉽게 알 것이다.
- <117> 도 12는 전송한 내용을 구현하는데 사용될 수 있는 본 발명의 실시예에 따른 셀룰러 이동 무선전화 시스템의 블록도를 도시한다. 시스템에는 기지구(160)과 이동국(170)이 도시되어 있다. 기 지구는 공중 교환 전화망(비도시)에 접속되어 있는 MSC(165)에 접속된 제어 및 프로세싱 유닛(162)을 포함한다.
- <118> 한 셀을 위한 기지구(160)은 음성 채널 송수신기(164)에 의해 처리되는 다수의 음성 채널을 포함하며 송수신기(164)는 제어 및 프로세싱 유닛(162)에 의해 제어된다. 또, 각각의 기 지구는 10이상의 제어 채널을 처리할 수 있는 제어 채널 송수신기(166)를 포함한다. 제어 채널 송수신기(166)는 제어 및 프로세싱 유닛(162)에 의해 제어된다. 제어 채널 송수신기(166)는 기 지구 또는 셀의 제어 채널을 통해 그 제어 채널에 로킹된 이동국으로 제어 정보를 방송한다. 이 제어 정보에는 전송한 바와 같은 OMT 및 CF가 포함될 수 있다.
- <119> 이동국(170)이 먼저 유휴 모드로 들어가면, 기 지구(160)와 같은 기 지구들의 제어 채널을 주기적으로 스캐닝하여 어떤 셀이 로킹 또는 캠핑될지 결정한다. 이동국(170)은 그 음성 및 제어 채널 송수신기(172)에서 제어 채널로 방송되는 절대 정보 및 상대 정보를 수신한다. 그러면 프로세싱 유닛(174)이 후보 셀들의 특성을 포함하는 수신된 제어 채널 정보를 평가하여 이동국이 로킹할 셀을 결정한다. 수신된 제어 채널 정보는 연관된 셀에 관한 절대 정보를 포함할 뿐만 아니라 제어 채널이 연관되어 있는 셀과 근접한 다른 셀에 관한 상대 정보도 포함한다. 이러한 인접한 셀들은 더 적합한 후보자가 있는지 알기 위해 주 제어 채널을 모니터링하는 동안 주기적으로 스캐닝된다.
- <120> 전송한 실시예는 모든 면에서 본 발명을 제한하려는 것이 아니라 설명하려는 것이다. 따라서 본 발명은 그 세부 구현예에 있어 본 기술에 숙련된 사람이면 명세서의 설명으로부터 유도해낼 수 있는 여러 가지 변형이 가능하다. 이러한 변형이나 수정은 모두 청구범위에 규정한 바와 같은 본 발명의 기술 사상 및 기술 범위에 드는 것이다.

## (57) 청구의 범위

### 청구항 1

코드 분할 다중 액세스를 이용한 통신 방법에 있어서,

정보를 디지털 데이터의 블록들로 어셈블링하는 단계;

상기 디지털 데이터의 블록들을 코딩하여 스프레드 스펙트럼 코드워드들(spread spectrum codewords)을 형성하는 단계;

상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들 중의 적어도 두개를 가산하여 합성 신호를 형성하는 단계;

및

상기 합성 신호를 타임슬롯으로 전송하기 위해 시간-압축하는 단계

를 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 2

제1항에 있어서, 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 스크램블링(scrambling)하는 단계를 더 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 3

제1항에 있어서, 선택된 타임슬롯 동안에 상기 시간-압축된 합성 신호를 수신하기 위해 수신기를 선택적으로 활성화하는 단계를 더 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 4

제1항에 있어서,

상기 시간-압축된 합성 신호를 수신하는 단계;

상기 합성 신호에 포함된 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들에 대응하는 신호 강도 순서를 결정하는 단계; 및

가장 큰 신호 강도에서 가장 작은 신호 강도의 순서로 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 디코딩하고 상기 합성 신호로부터 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 감산하는 단계

를 더 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 5

코드 분할 다중 액세스를 이용한 통신 방법에 있어서,

정보를 디지털 형태로 코딩하여 코딩된 비트들의 시퀀스를 생성하는 단계;

상기 코딩된 비트들을 블록들로 어셈블링하는 단계;

상기 블록들을 중복적으로 코딩(redundantly coding)하여 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 형성하는 단계;

상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 스크램블링하여 스크램블링된 코드워드들을 형성하는 단계; 및

상기 스크램블링된 코드워드들 중의 적어도 두개를 가산하여 합성 신호를 형성하고, 상기 합성 신호를 할당된 타임슬롯으로 전송하기 위해 시간-압축하는 단계

를 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 6

코드 분할 다중 액세스를 이용한 통신 방법에 있어서,

스프레드 스펙트럼 코드워드들을 이용하여 정보를 코딩하고 상기 코딩된 정보를 할당된 타임슬롯으로 전송하기 위해 시간-압축하는 단계;

상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 포함하는 합성 신호 및 간섭 신호를 수신하도록 상기 할당된 타임슬롯 동안 수신기를 인에이블링하는 단계;

상기 합성 신호를 숫자 샘플들의 시퀀스로 변환하고, 상기 숫자 샘플들을 메모리에 저장하는 단계;

상기 숫자 샘플들을 시간상 적어도 2 포인트 시프트된 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들 중의 하나와 상관시켜 적어도 두 개의 다중경로 광선들의 위상 및 진폭과 연관된 숫자값들을 결정하는 단계;

심볼 시퀀스를 생성하기 위해 상기 숫자값들을 이용하여 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 식별하는 단계; 및

상기 심볼 시퀀스를 이용하여 상기 정보를 재구성하는 단계

를 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 7

제6항에 있어서, 상기 재구성 단계는 에러 정정 디코딩을 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 8

제7항에 있어서, 상기 에러 정정 디코딩은 리드-솔로몬 디코더(Reed-Solomon decoder)에 의해 수행되는 통신 방법.

#### 청구항 9

제7항에 있어서, 상기 에러 정정 디코딩은 컨볼루션 디코딩(convolutional decoding)을 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 10

제6항에 있어서, 상기 재구성 단계는 아날로그 음성 파형을 생성하기 위해, RELP, 서브-밴드 및 VSELP 음성 디코딩 중의 적어도 하나를 이용하여 디지털 음성 디코딩을 하는 단계를 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 11

제6항에 있어서, 상기 재구성 단계는 디지털식으로 코딩된 음성을 ADPCM, RELP, 서브-밴드 및 VSELP 포맷 중의 적어도 하나로부터, 공중 교환 전화망(Public Switched Telephone Network; PSTN)과 인터페이싱하기 위한 표준 U-법칙 및 A-법칙 PCM 포맷 중의 적어도 하나의 포맷으로 트랜스코딩하는 단계를 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 12

통신 장치에 있어서,

디지털 정보를 블록들로 어셈블링하고 상기 블록들을 코딩하여 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 생성하는 블록 스프레딩 수단;

상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들의 전송을 위해 반복적인 프레임 주기로 타임슬롯을 할당하는 타이밍 수단; 및

상기 블록 스프레딩 수단에 의해 형성된 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들 중의 적어도 두개를 선택하고, 상기 타이밍 수단에 의해 할당된 상기 타임슬롯으로 전송하기 위해 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들 중의 적어도 두개를 시간-압축하는 버스트 포매팅 수단

을 포함하는 통신 장치.

#### 청구항 13

제12항에 있어서, 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 액세스 코드와 조합하여 스크램블링된 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 형성하는 스크램블링 수단을 더 포함하는 통신 장치.

#### 청구항 14

고정국과 이동국간에 코드 분할 다중 액세스를 이용하여 정보 신호들을 통신하는 장치에 있어서,

상기 정보 신호들을 코딩하여 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 형성하는 스프레드 스펙트럼 코딩 수단;

할당된 타임슬롯 동안에 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들 중의 적어도 두개를 포함하는 시간-압축된 신호를 송신하는 송신기;

상기 송신된 신호를 포함하는 합성 신호와 간섭 신호를 수신하도록 상기 할당된 타임슬롯 동안 수신기를 인에이블링하는 타이밍 제어 수단;

상기 합성 신호를 숫자 샘플들의 시퀀스로 변환하는 아날로그/디지털 변환기;

상기 숫자 샘플들을 저장하는 메모리;

상기 메모리로부터 상기 숫자 샘플들을 재호출하고 상기 송신된 신호의 적어도 두개의 광선의 위상 및 진폭과 연관된 숫자값들을 설정하도록 상기 숫자 샘플들을 처리하는 프로세싱 수단; 및

상기 숫자값들을 기초로 상기 정보 신호들을 재생하는 디코더

를 포함하는 통신 장치.

#### 청구항 15

제14항에 있어서, 상기 스프레드 스펙트럼 코딩 수단은 상기 고정국에 위치하고 상기 메모리는 상기 이동국에 위치하는 통신 장치.

#### 청구항 16

제14항에 있어서, ADPCM, RELP, 서브-밴드 및 VSELP 음성 디코딩 수단 중 적어도 하나를 포함하는 소스 코딩 수단을 더 포함하는 통신 장치.

#### 청구항 17

제14항에 있어서, 콘볼루션 에러 정정 코딩 수단, 리드-솔로몬 에러 정정 코딩 수단, 비트 시간 인터리빙 수단 및 심볼 시간 인터리빙 수단 중 적어도 하나를 더 포함하는 통신 장치.

#### 청구항 18

제14항에 있어서, 상기 스프레드 스펙트럼 코딩 수단은 직교 블록 스프레딩 수단, 배직교(bi-orthogonal) 블록 스프레딩 수단, 액세스 코드를 이용하여 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 스크램블링하기 위한 칩 형식의 모듈로-2 가산 수단중 적어도 하나를 포함하는 통신 장치.

#### 청구항 19

수신기에 있어서,

타임슬롯으로 시간-압축되는 적어도 두 개의 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 포함하는 합성 신호를 수신하는 안테나;

상기 안테나에 접속되어 상기 안테나에 의해 수신된 상기 합성 신호를 필터링 및 증폭하고 상기 합성 신호를 복소수 샘플들로 변환하는 무선 수신기 수단;

상기 타임슬롯 동안 상기 무선 수신기 수단을 활성화하여 전력 소비를 감소시키는 타이밍 제어 수단;

상기 타임슬롯 동안 변환된 상기 복소수 샘플들을 저장하는 메모리; 및

상기 메모리에 결합되어 상기 저장된 복소수 샘플들을 처리하는 프로세싱 수단을 포함하며,

상기 프로세싱 수단은,

상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들 각각의 신호 강도를 예측하고 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 가장 강한 신호 강도에서 가장 약한 신호 강도 순으로 순서화하는 예측 수단; 및

가장 강한 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 디코딩하고, 다음으로 강한 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 디코딩하기 전에 상기 합성 신호로부터 상기 가장 강한 스프레드 스펙트럼 코드워드를 감산하는 반복 디코딩 수단을 포함하는 수신기.

#### 청구항 20

제19항에 있어서, 상기 프로세싱 수단은 고속 월시 변환 회로(Fast Walsh Transform circuit)를 포함하는 수신기.

#### 청구항 21

제19항에 있어서, 상기 반복 디코딩 수단은 상기 복소수 샘플들로부터 계산된 변환 성분을 제로로 설정함으로써 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 감산하는 수신기.

#### 청구항 22

제19항에 있어서, 상기 반복 디코딩 수단은 협대역 신호를 생성하도록 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 디스프레딩(despreading)하고 노치 필터(notch filter) 및 밴드스톱 필터(bandstop filter) 중 적어도 하나를 이용하여 상기 협대역 신호를 제거함으로써 상기 스프레드 스펙트럼 코드워드들을 감산하는 수신기.

#### 청구항 23

제19항에 있어서, 상기 예측 수단은 상기 합성 신호의 개개의 광선의 상기 신호 강도를 예측하고 -상기 광선들은 상대적으로 지연된 경로들을 통해 수신됨-, 가장 강한 신호 강도에서 가장 약한 신호 강도의 순서로 상기 광선들을 순서화하고 -상기 신호 강도는 특정 스프레드 스펙트럼 코드워드의 상기 광선들의 전체 에너지를 계산함으로써 결정됨-;

상기 반복 디코딩 수단은 소정의 스프레드 스펙트럼 코드워드가 디코드될 때까지 이미 디코드된 신호들의 광선들을 감산하는 수신기.

#### 청구항 24

CDMA 방식을 이용하여 정보 신호들을 수신 및 디코딩하는 수신기에 있어서,

상이한 방향으로부터 전송된 시간-압축된 신호들을 수신하고 분해하는 다중-소자 안테나 수단;

상기 안테나 수단에 접속되며, 상기 수신된 정보 신호들의 일부를 필터링, 증폭 및 디지털화하여, 메모리에 저장하기 위한 복소수의 시퀀스들을 생성하는 다중-채널 프로세싱 수단;

채널 주파수, 도달 시간, 도달 방향에 따라 상기 정보 신호들을 분리하도록 상기 저장된 복소수의 시퀀스들을 처리하고 중첩된 CDMA 신호들을 나타내는 숫자 시퀀스들을 생성하는 다-차원 십진수화 수단(multi-dimensional decimating means);

단일 송신기에 의해 송신된 개개의 채널 신호들을 분리하도록 상기 숫자 시퀀스들을 처리하고 정보 심볼들을 생성하는 CDMA 신호 프로세싱 수단; 및

상기 개개의 송신기에 의해 송신된 상기 정보 신호들을 재구성하도록 상기 정보 심볼들을 처리하는 소스 디코딩 수단을 포함하는 수신기.

#### 청구항 25

제24항에 있어서, 상기 CDMA 신호 프로세싱 수단은 수신 신호 강도의 내림 차순으로 상기 CDMA 신호들을 반복적으로 디코딩하는 수신기.

#### 청구항 26

제24항에 있어서, 상기 소스 디코딩 수단은 원격 이동 통신 게이트웨이 교환기에 위치하고, 정보 신호들은 공중 교환 전화망을 통해 상기 원격 이동 통신 게이트 교환기로 전송되는 수신기.

#### 청구항 27

코드 분할 다중 액세스를 이용한 통신 방법에 있어서,  
 정보 신호들을 액세스 코드와 조합하여 협대역 CDMA 신호를 형성하는 단계;  
 상기 협대역 CDMA 신호를 시간-압축하여 광대역 CDMA 신호를 형성하는 단계; 및  
 상기 광대역 CDMA 신호를 시간-압축된 버스트로 전송하는 단계  
 를 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 28

제27항에 있어서, 상기 시간-압축된 버스트를 수신하고 상기 시간-압축된 버스트를 시간 확장시켜 협대역 CDMA 신호를 재형성하는 단계; 및

상기 복원된 협대역 CDMA 신호를 처리하여 상기 정보 신호들을 복원하는 단계를 더 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 29

CDMA를 이용하여 적어도 하나의 제1 지국(station)과 복수의 제2 지국들 사이에서 통신하는 방법에 있어서,

동일한 주파수 및 타임슬롯을 이용하여 전송되도록 선택된 신호들의 전력 레벨들이 소정의 다이내믹 범위에 걸쳐 스프레드되도록, 상기 제2 지국들 각각으로 개개의 CDMA 신호를 전송하는데 사용되는 주파수 채널, 타임슬롯, 및 전력 레벨을 상기 제1 지국에서 선택하는 단계;

동일한 주파수 및 타임슬롯으로 전송되도록 선택된 상기 CDMA 신호들을 상기 CDMA 신호들의 상기 선택된 전력 레벨들에 대응하는 가중 인자들(weighting factors)을 이용하여 함께 가산하여 합산 신호를 형성하는 단계; 및

상기 선택된 타임슬롯 내에 전송하기 위해 상기 합산 신호를 시간-압축하고, 상기 선택된 주파수 채널로 전송하기 위해 상기 시간-압축된 신호를 변조하는 단계

를 포함하는 통신 방법.

#### 청구항 30

제29항에 있어서, 상기 소정의 다이내믹 범위는 최고 전력 CDMA 신호와 최저 전력 CDMA 신호간의 전력 레벨의 최대 차이를 규정하는 통신 방법.

#### 청구항 31

제29항에 있어서, 상기 전력 레벨들은 각각의 타임슬롯이 균일하게 분포된 저전력 및 고전력 신호들을 포함하도록 스프레드되는 통신 방법.

#### 청구항 32

제29항에 있어서, 상기 동일한 주파수 채널 상의 각각의 타임슬롯에서 전체 전송 전력은 실질적으로 동일한 통신 방법.

#### 청구항 33

제32항에 있어서, 각각의 주파수 채널에서 상기 전체 전송 전력은 실질적으로 동일한 통신 방법.

#### 청구항 34

제29항에 있어서, 상기 제1 지국은 셀룰러 이동 통신 네트워크내의 하나의 셀을 서비스하기 위한 기지국인 통신 방법.

#### 청구항 35

제29항에 있어서, 제1 셀내의 제1 기지국은 비교적 높은 전체 전송 전력을 제1 주파수로 전송하고, 상기 제1 셀에 인접한 제2 셀내의 제2 기지국은 비교적 낮은 전체 전송 전력을 상기 제1 주파수로 전송하는 통신 방법.

#### 요약

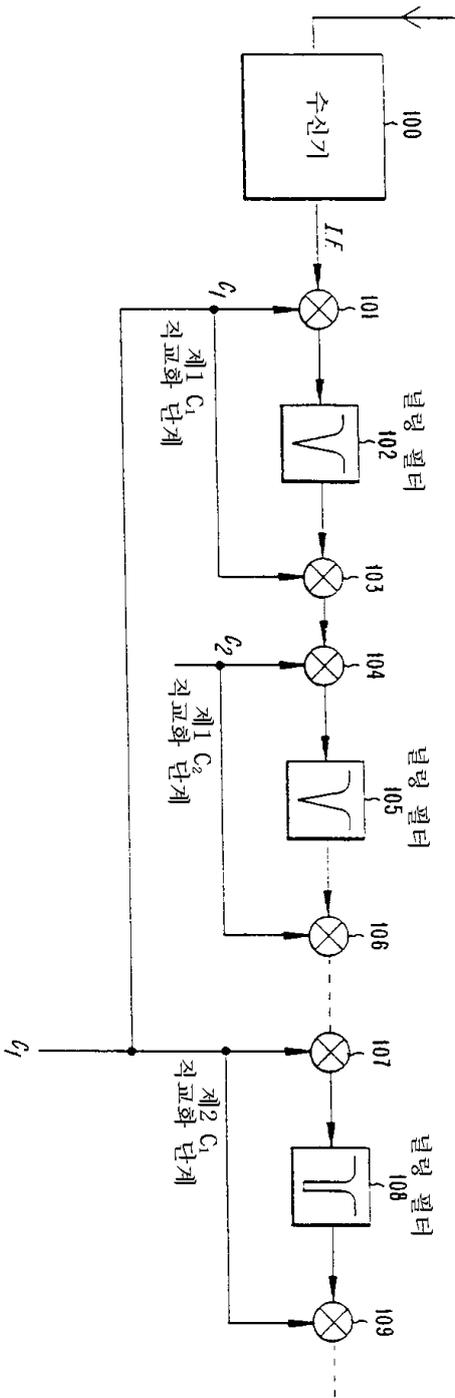
코드 분할 다중 액세스(CDMA)와 시분할 다중 액세스(TDMA)를 사용하는 다중 액세스 통신 시스템 및 방법에서, 정보 신호를 공통 주파수 스펙트럼을 통해 전송될 CDMA 코드워드로 코딩하고, 할당된 타임슬롯 동안에만 전송하도록 CDMA 코드워드를 시간 압축하고, 할당된 타임슬롯 동안에만 수신기를 활성화하여 시간 압축된 CDMA 코드워드를 수신하고 압축해제하며, 압축해제된 CDMA 코드워드를 디코딩하여 정보 신호를 복원한다.

#### 대표도

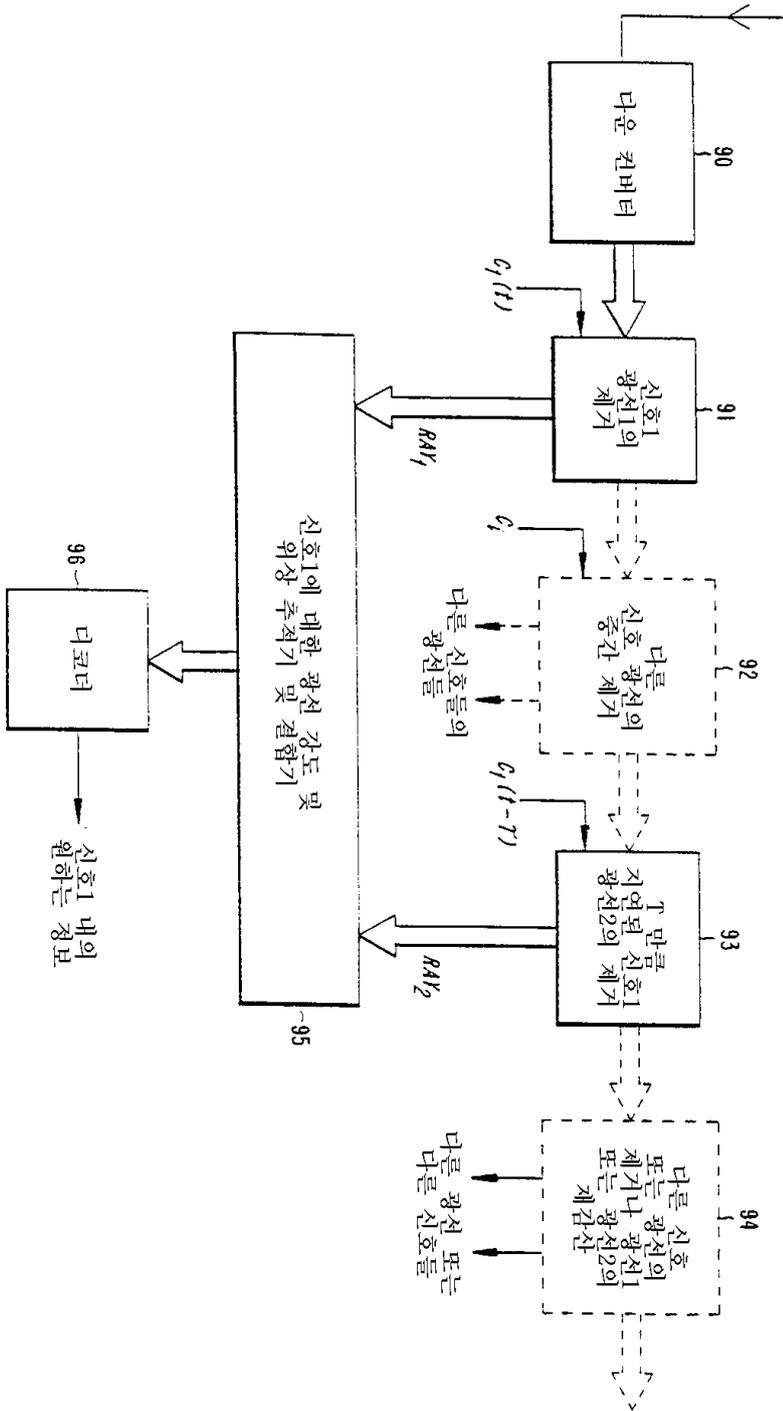
#### 도1

#### 도면

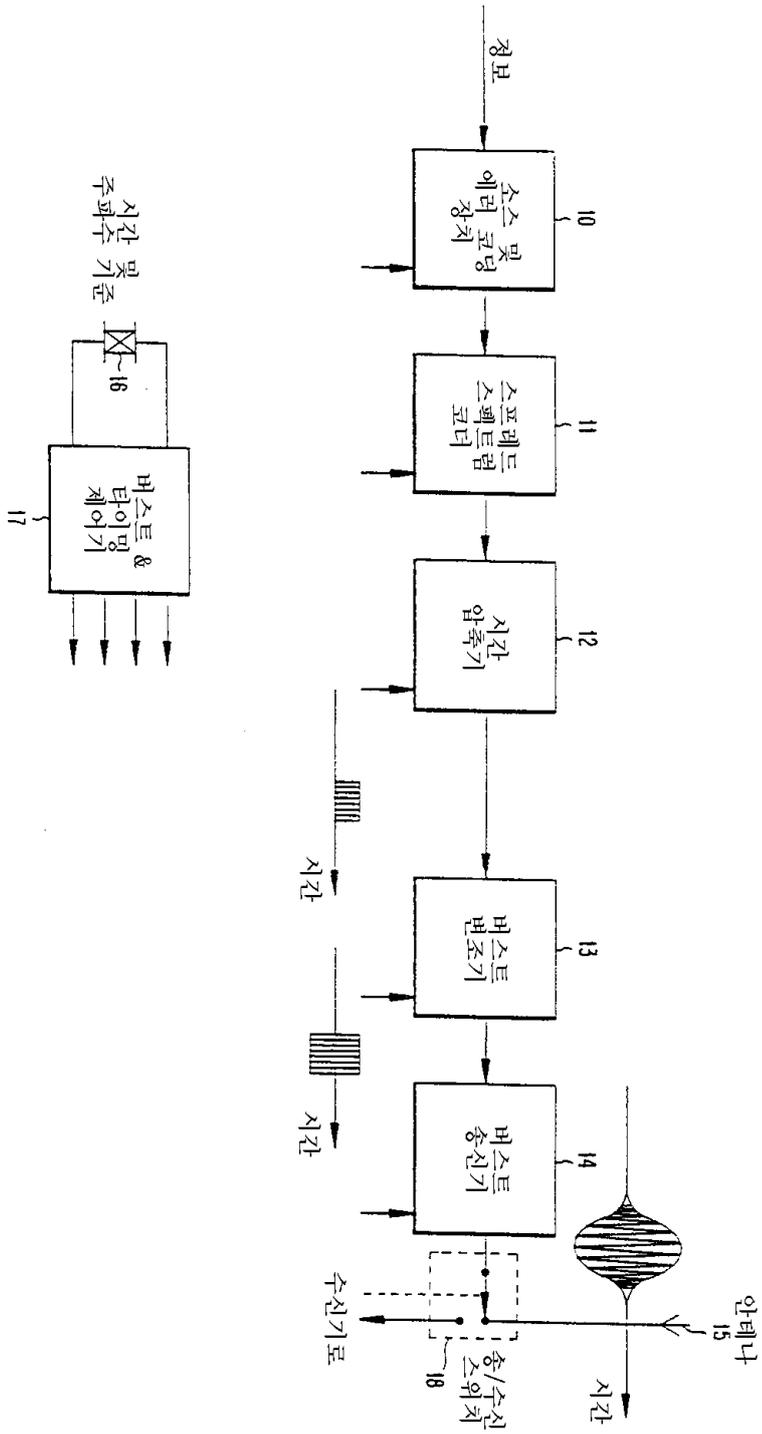
도면1



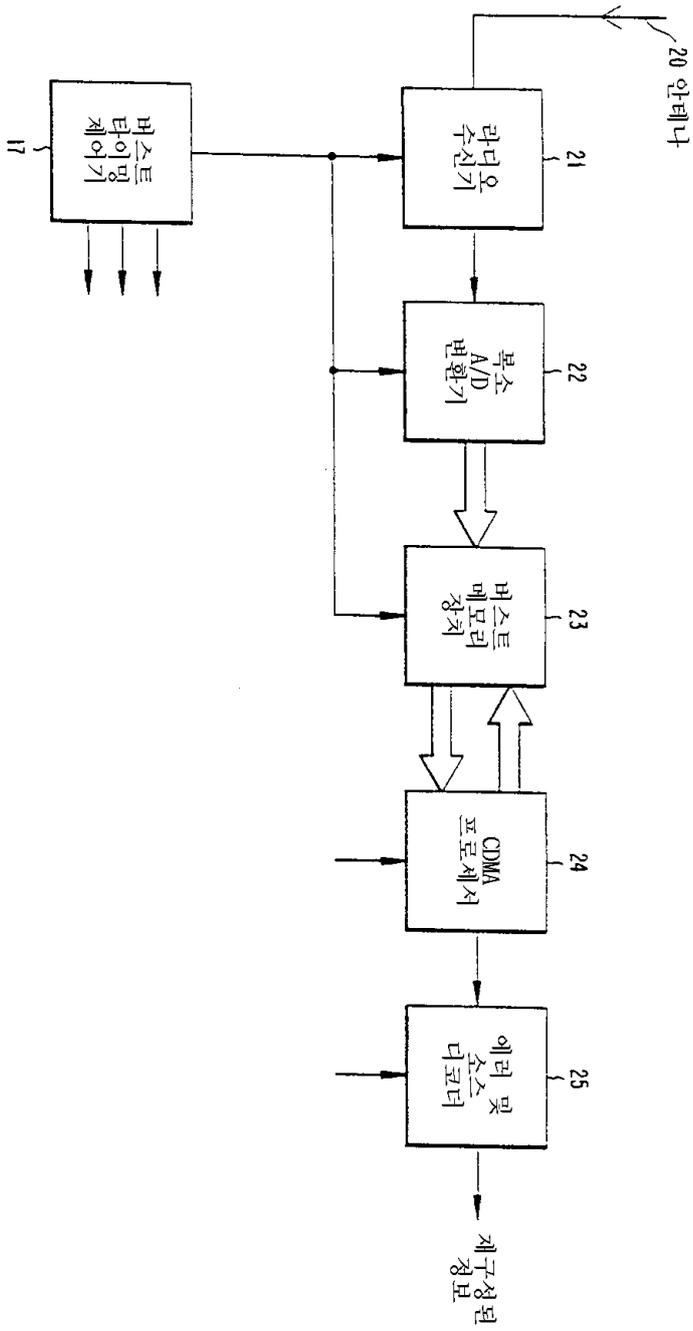
도면2



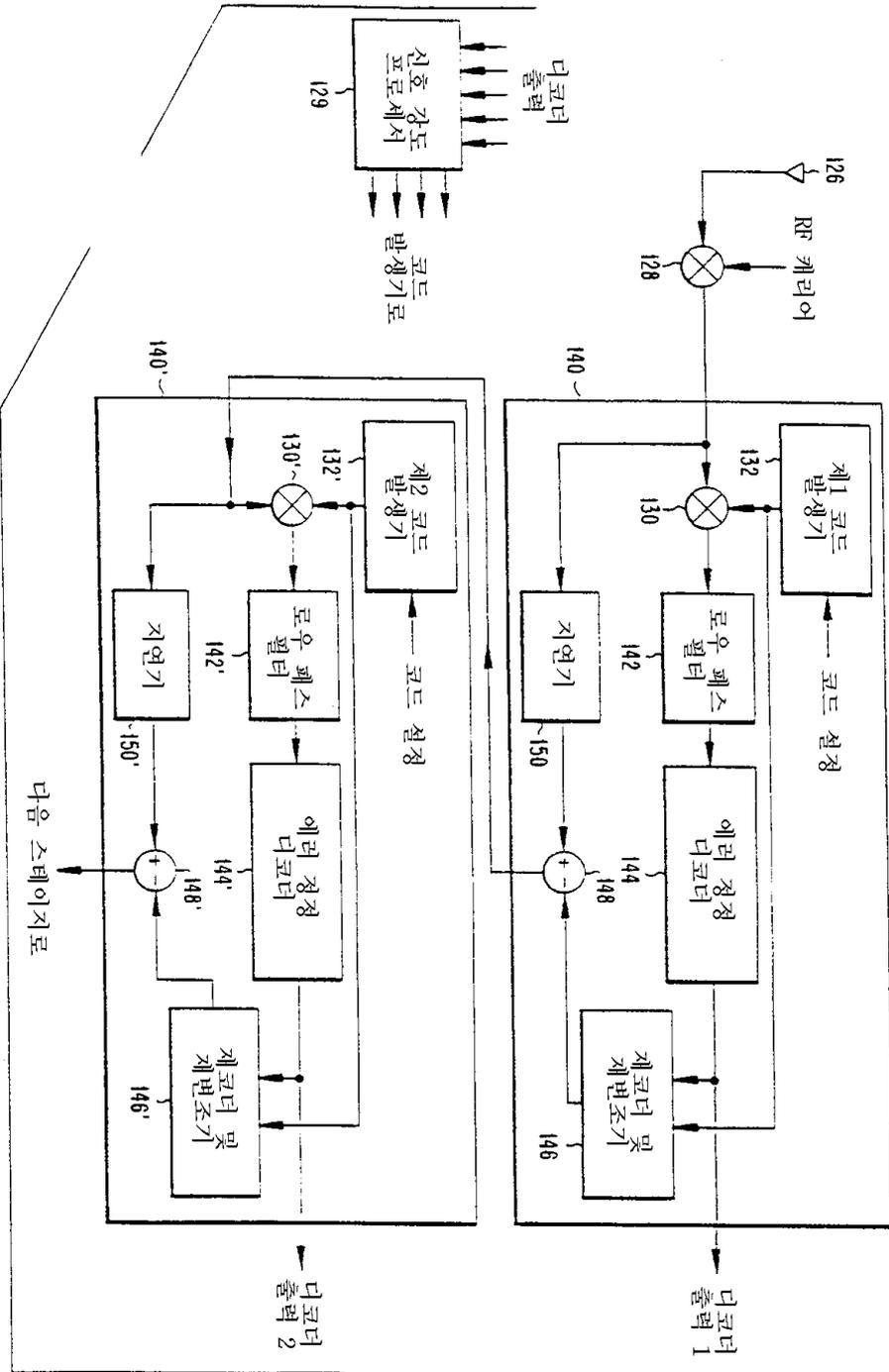
도면3



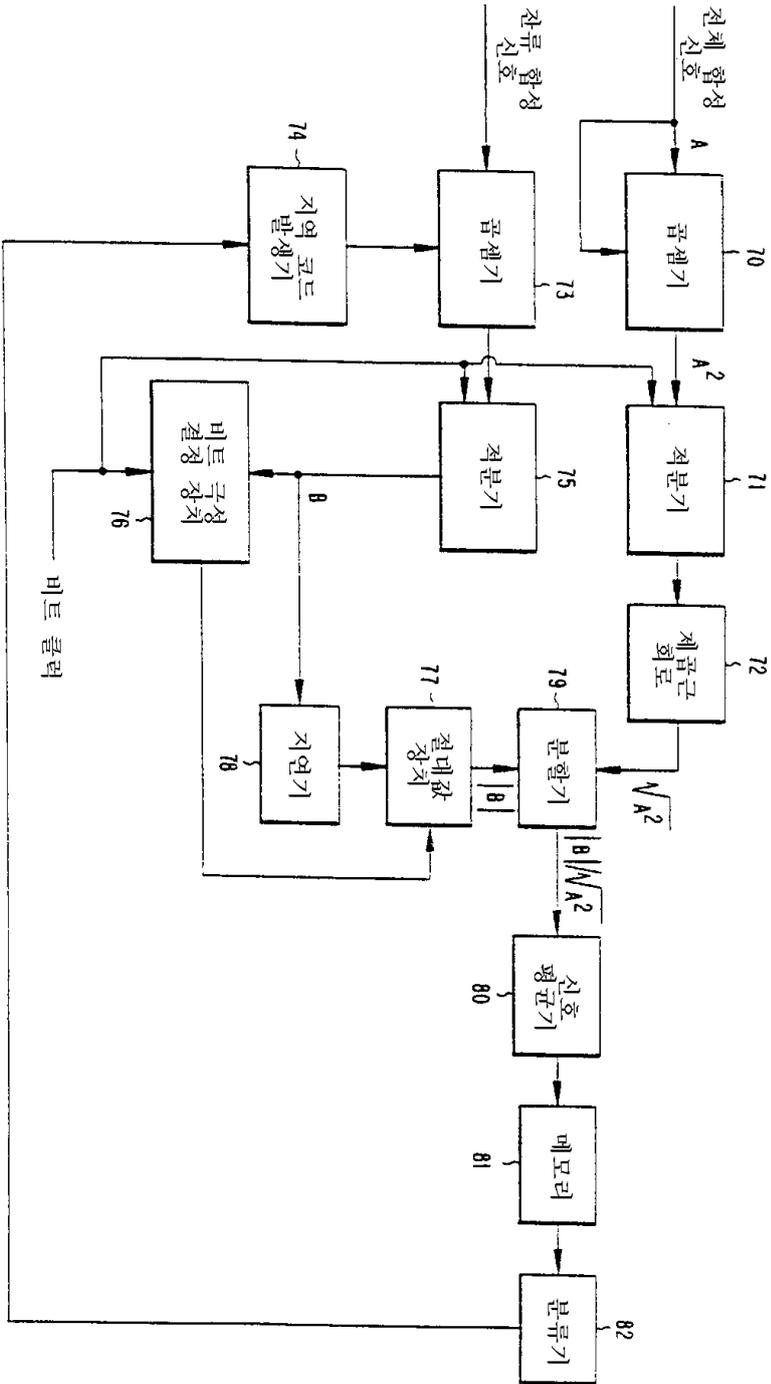
도면4

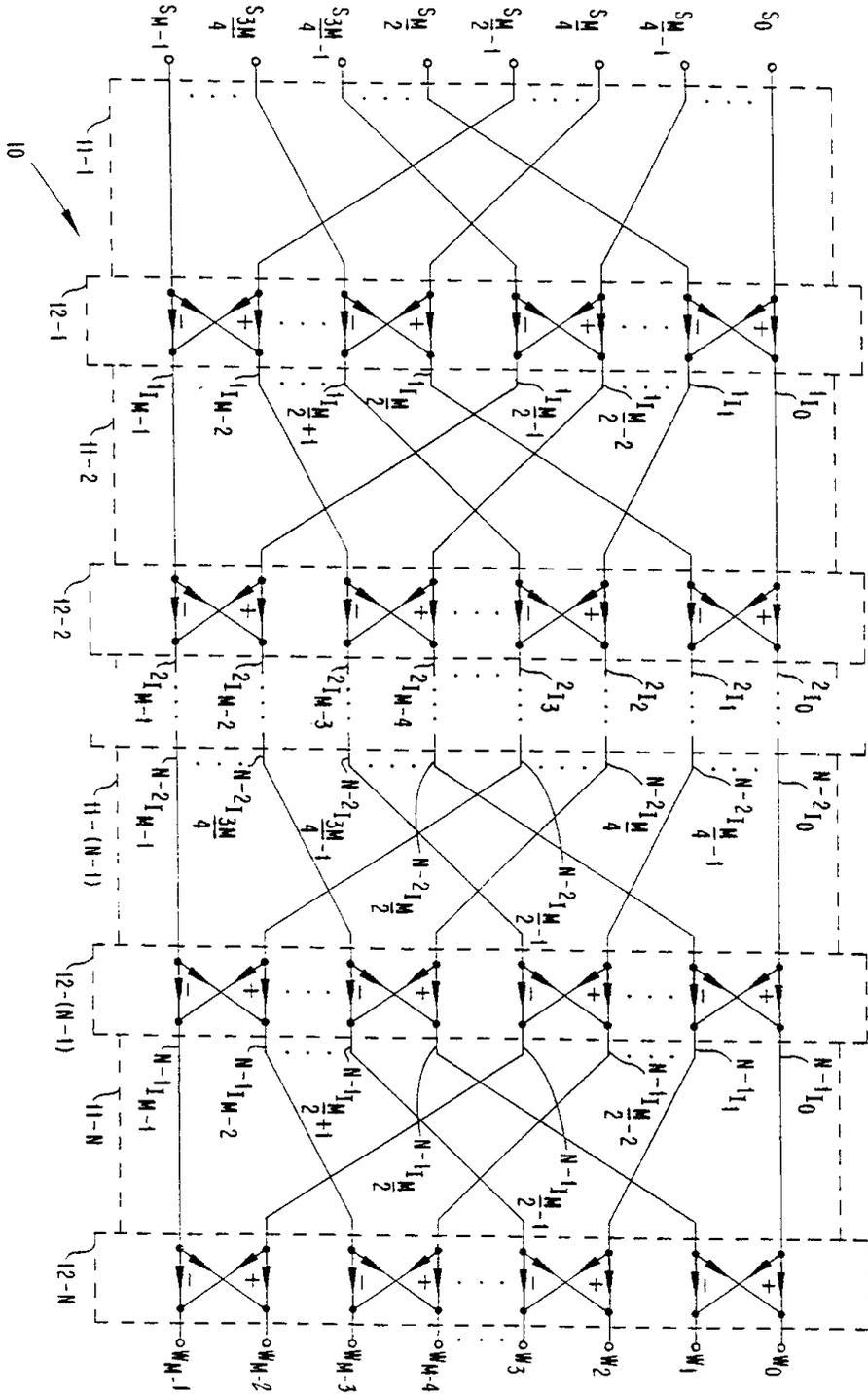


도면5a

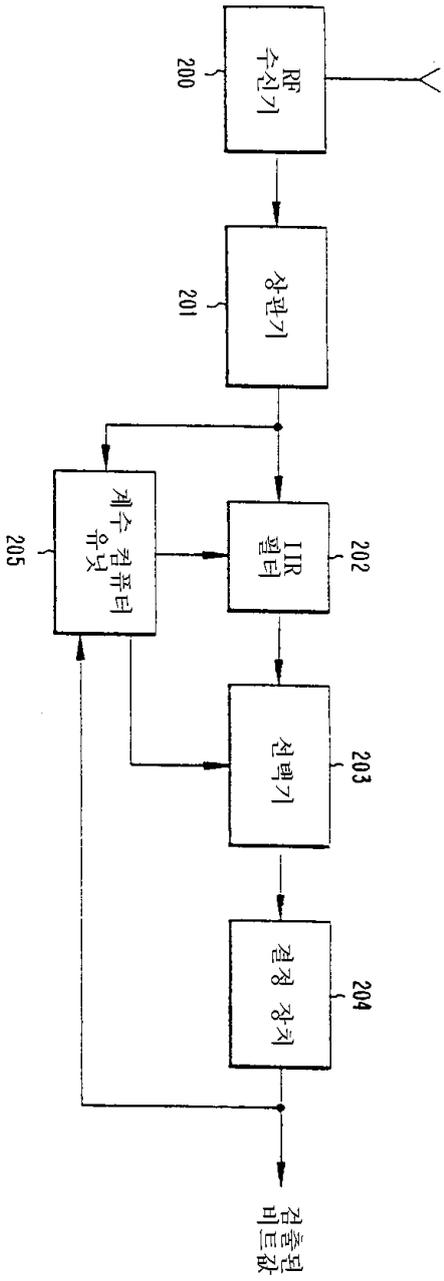


도면5b

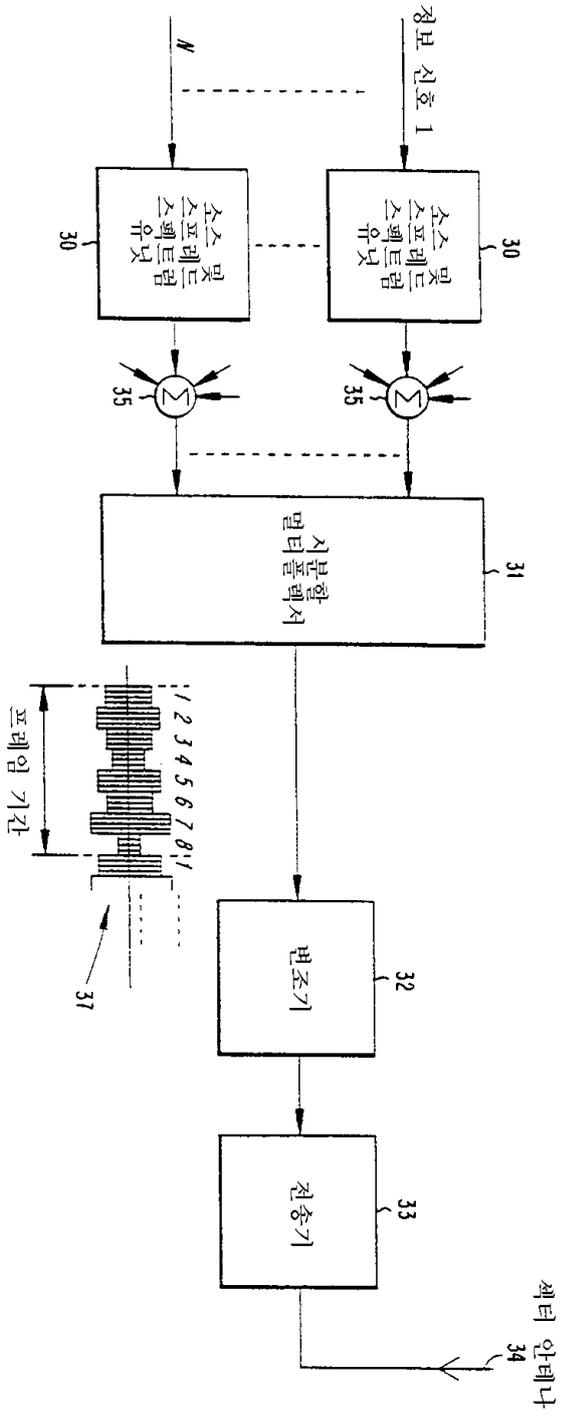




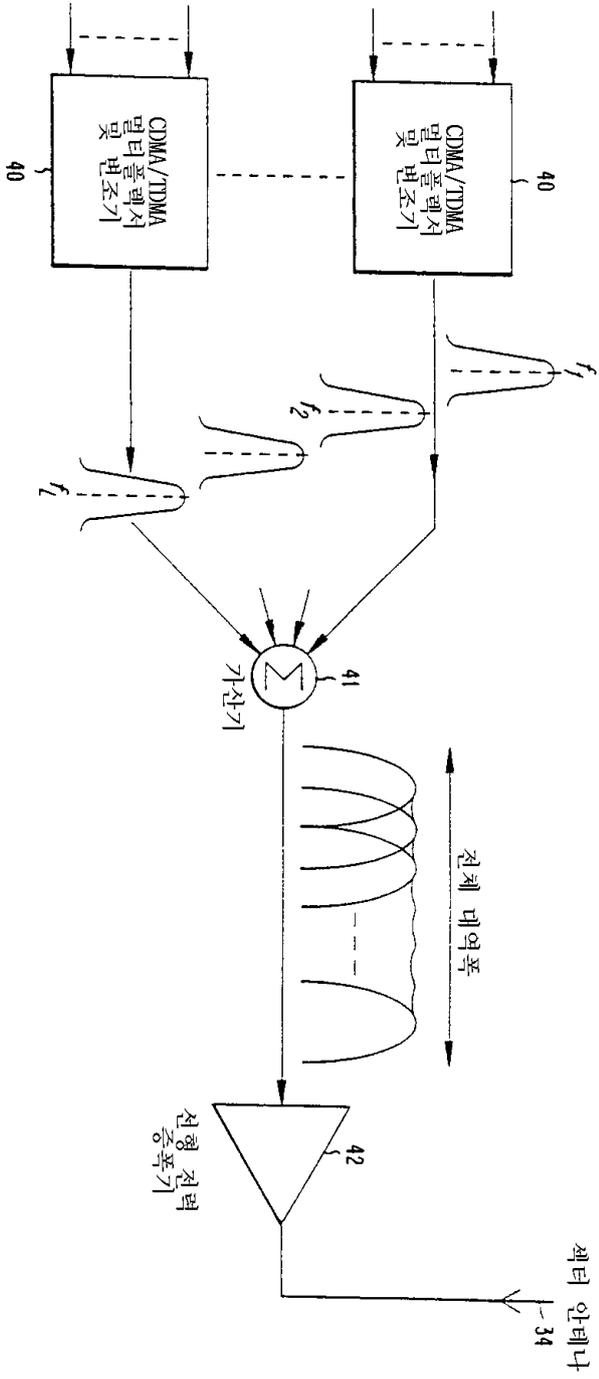
도면7



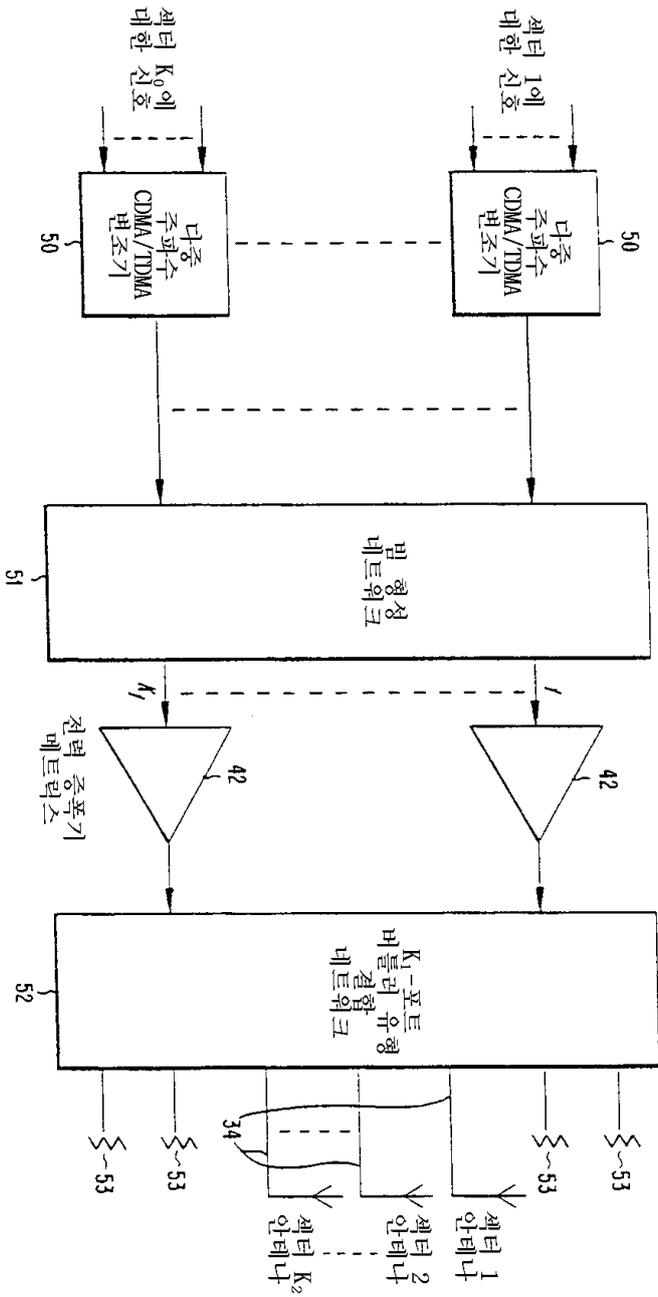
도면8

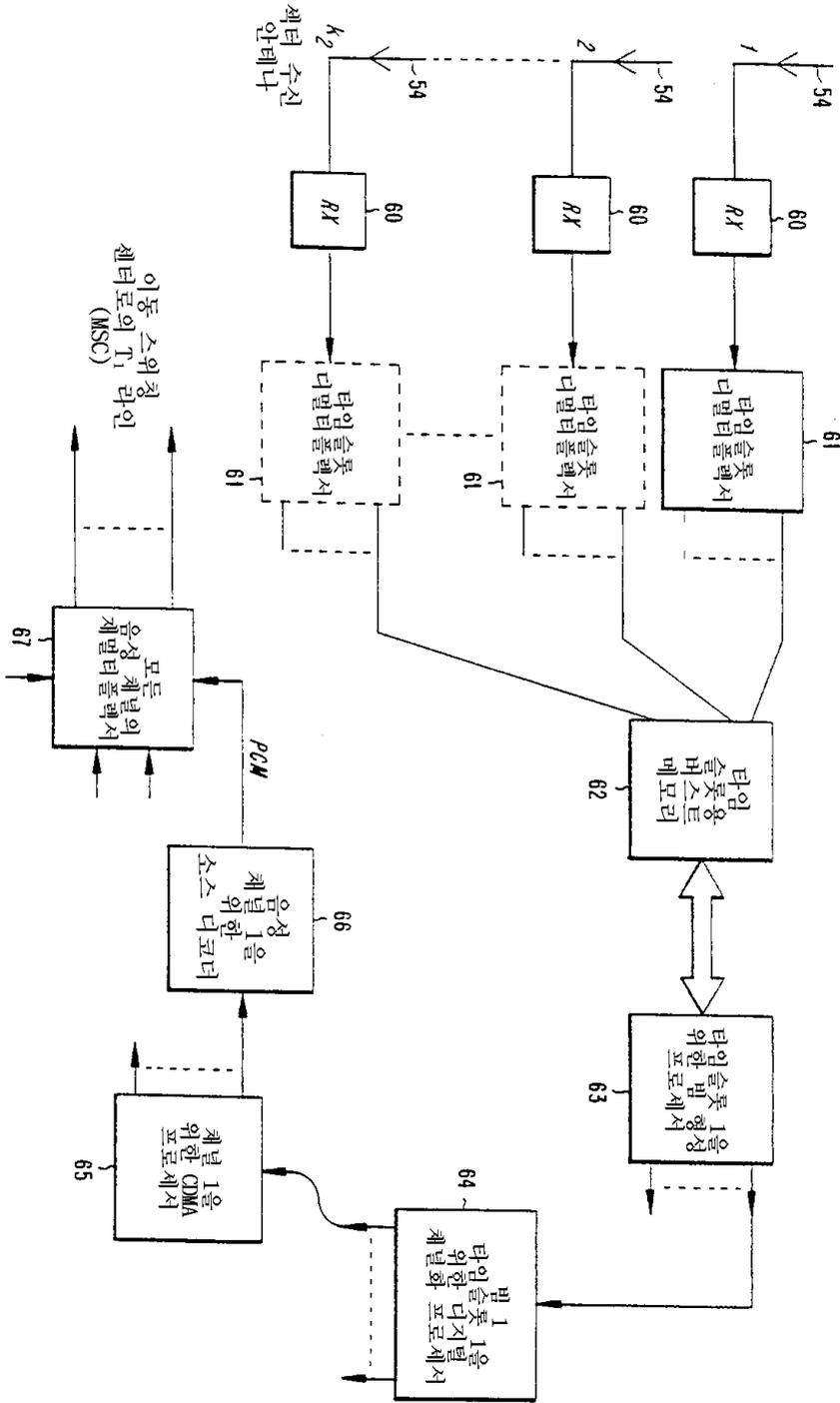


도면 6



도면10





도면 12

