

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl. ⁶	(45) 공고일자	2003년04월10일	
H01Q 25/00	(11) 등록번호	10-0367390	
H01Q 1/28	(24) 등록일자	2002년12월24일	
(21) 출원번호	10-1996-0705587	(65) 공개번호	특1997-0702594
(22) 출원일자	1996년 10월 07일	(43) 공개일자	1997년 05월 13일
번역문제출일자	1996년 10월 07일		
(86) 국제출원번호	PCT/US1995/04029	(87) 국제공개번호	W0 1995/28015
(86) 국제출원일자	1995년 04월 07일	(87) 국제공개일자	1995년 10월 19일
(81) 지정국	국내특허 : 오스트레일리아 바베이도스 불가리아 브라질 캐나다 중국 체코 에스토니아 그루지야 헝가리 아이슬란드 일본 북한 대한민국 스리랑카 라이베리아 리투아니아 라트비아 마다가스카르 몽고 멕시코 노르웨이 뉴질랜드 폴란드 루마니아 AP ARIPO특허 : 캐나 말라위 수단 EA 유라시아특허 : 아르메니아 벨라루스 키르기즈 카자흐스탄 몰도바 러시아 EP 유럽특허 : 오스트리아 스위스 리히텐슈타인 독일 덴마크 스페인 핀란드 영국 룩셈부르크 포르투칼 스웨덴 OA OAPI특허 : 부르키나파소 베냉 중앙아프리카 콩고 코트디브와르 카 메룬 가봉 기네 말리 모리타니 니제르 세네갈 차드 토고		
(30) 우선권주장	08/225,399 1994년04월08일 미국(US)		
(73) 특허권자	에릭슨 인크. 미국 27709 노쓰 캐롤라이나주 리써치 트라이앵글 파크 디벨로프먼트 드라이 브 7001		
(72) 발명자	덴트, 폴, 더블류 스웨덴 스테하그 에스-240 36 스테하그 프라스트가르트		
(74) 대리인	김성택, 주성민		

심사과 : 전영삼

(54) 다중빔폭위상어레이

명세서

- <1> **발명의 분야**
 본 발명은 용량이 증가된 무선 통신 시스템에 관한 것이며, 특히 재송신을 위해 바람직하게 지상국(ground station) 처리 유니트로부터 각각의 소자용 신호를 수신하는 안테나 소자들의 위상 어레이(phased array)를 갖춘 중계국(relay station)을 채택한 위성 통신 시스템에 관한 것이다.
- <2> **발명의 배경**
 다중 빔 안테나 어레이들을 채택하는 위성 및 지상 이동 통신 시스템들에 대한 충분한 설명은 본 명세서에서 참조되는 미국 특허 출원 제 08/179,953호에 기재되어 있다. 간략히, 위성-이동 통신 시스템은 도 1을 참고하여 설명될 것이다. 도 1은 위성(10)을 통하여 허브스테이션(hubstation)(14)과 통신하는 다수의 이동국들(portable stations)(12)을 나타낸 것이다. 허브스테이션은, 예를 들면, 로컬 교환기를 통하여 공중 교환 전화망(PSTN)에 접속되어, 휴대용 전화기를 사이뿐만 아니라 휴대용 전화기들과 임의의 전화 가입자들 사이에서 세계적으로 전화를 할 수 있도록 해준다. 위성은 1600MHz와 같은 비교적 낮은 마이크로파 주파수에서 휴대용 전화기로부터의 신호를 수신한다. 이러한 주파수들에서, 배터리 작동식 전화기 내의 송신기들은 효율적일 수 있으며, 그 안테나들은 소형이며 전방향성(omnidirectional)일 수 있다. 위성은 허브스테이션에 중계하기 위하여 수신된 신호를 1600MHz에서 고주파수로 변환한다.
- <3> **이러한 시스템에서, 복소(complex) 순간 파형 샘플들은 서로 다른 안테나 소자에 의해 재송신되며, 서로 다른 안테나 소자들에 대한 샘플들은 지상국으로부터 다중 소자 중계 안테나로의, 또는 그 역으로의 송신을 위하여 피더 링크의 동위상 및 직교(In-phase and Quadrature)(I 및 Q) 성분들로 바람직하게 시간-멀티플렉스된다. 복소 소자 신호들의 실수부들은, 예를 들면 I 채널로 멀티플렉스되고, 헤수부들은 Q 채널로 멀티플렉스된다. 피더 링크 대역폭 제한으로 인해 야기되는 임의의 샘플간 혼신도 지상국 처리 유니트에서 샘플들이 발생한 것에 기인하거나, 또는 그 역으로 지상국 처리 유니트에서의 처리에 의해 제거된다. 두 경우 모두, 빔 형성(beamforming)으로 알려진 동일한 수학적 연산이 사용되며, 빔 형성 계수들은 송신시에 심불간 혼신을 설명하도록 선택된다.**
- <4> **공자의 종래 기술의 시스템들에서, 위성은 수신된 신호들을 처리하고, 이 신호들을 다시 코오스(coarse) 또는 광폭(wide) 빔으로 지상으로 다시 재송신한다. 단지 코오스 빔만을 사용하는 이러한 시스템은 비록 그 총 용량이 코오스 및 파인 빔(fine beam)의 조합을 사용하는 본 발명과 동일하다 할지라도, 다음 두가지 이유로 인해 항상 효율적이지는 않다. 각각의 빔이 동일한 주파수 스펙트럼을 재사용하는**

500 채널들의 용량을 갖는 코오스 빔들을 사용하는 경우, 동일한 채널 주파수를 이용하는 신호들은 서로 간섭하는 것을 회피하기 위하여 약 1 코오스 빔폭만큼 떨어져야만 한다. 코오스 빔만을 사용하는 경우의 두 번째 단점은 코오스 빔을 사용하는 경우 통신하는데 더 높은 송신기 전력이 필요하다는 것이다. 이것은 협폭 빔(narrow beam)을 선호하는 중요한 이유인데, 즉, 협폭 빔을 사용하는 경우 코오스 빔보다 더 적은 총 위성 또는 터미널 송신기 전력으로 높은 용량을 달성할 수 있다. 그러나, 단지 협폭 빔만을 사용할 경우, 서비스 영역을 커버하기 위해 더 많은 수의 빔들이 있어야만 하므로, 총 용량이 빔들 사이에서 분할되면 빔당 용량은 작아진다. 그러나 통신용 송신기 전력은 감소된다. 트래픽 분배가 균일하게 퍼지지 않고 주요 도시에서처럼 클럽프들(clumps)을 포함하는 경우, 협폭 빔의 용량이 충분하지 않을 수도 있다. 따라서, 본 발명은 종래 기술의 결함을 극복하기 위하여 협폭 빔의 전력 장점 및 넓은 빔들의 높은 스포트(spot) 용량을 제공하고자 하는 것이다.

<7> 발명의 개요

본 발명에 따른 위성 통신 시스템은 재전송용 지상국 처리 유니트로부터 각 소자에 대한 신호를 바람직하게 수신하는 안테나 소자들의 위상 어레이(phased array)를 채택한다. 지상국 처리 유니트로부터 각각의 소자까지의 경로는, 지상국 처리 유니트가 서로 다른 소자에 의해 재송신된 신호들의 상대적 위상 및 진폭을 판별할 수 있도록 공자의 위상 관계를 갖는다. 재송신된 신호는 시간(TDM)이나, 주파수(FDM)로, 또는 서로 다른 스프레딩 코드(CDMA)나 또는 이들의 조합을 사용함으로써 멀티플렉스되는 많은 독립된 신호들을 포함한다. 각각의 안테나 소자로부터의 방사선에 대한 각각의 독립적인 신호의 기여에 있어서의 상대적 위상들은 각각의 독립 신호가 희망하는 방향으로 방사되도록 지상 처리함으로써 제어될 수도 있다.

<9> 본 발명에 의해 해결된 문제점은 소위 "피더 링크"를 이용하여, 지상국으로부터 위상 어레이 위성 트랜스폰더(transponder)로 합성 소자 신호들을 전송하기 위해 한정된 대역폭을 어필해 최적으로 사용할 것인가에 대한 것이다. 만약 각각의 독립 신호의 대역폭이 F_0 MHz 이면, 각각의 합성 소자 신호의 대역폭은 $M \cdot F_0$ 이며, 여기서 M 은 동일 방향으로 방사될 멀티플렉스된 신호들의 개수이다. 그러면, 지상으로부터 전체 어레이 제어의 유연성을 제공하는데 필요한 피더 링크의 대역폭은 $(N \cdot M \cdot F_0)$ 이며, 여기서 N 은 어레이 소자들의 개수이다. 이러한 유연성은 M 독립 신호들이 각각 N 개의 서로 다른 방향으로 방사되도록 허용하여 총 $N \cdot M$ 신호의 총용량이 된다.

<10> 그러나, 어떤 방향으로든 신호들의 수는 M 으로 한정된다. M 이상의 신호들의 클럽프들을 임의의 한 방향으로 처리하기 위하여, 본 발명은 N_1 방향들과 이 각 방향에서 M_1 신호들을 처리하는 또 다른 구상을 제공하는데, 여기서

<11> $M_1 > M$ 이나, $N_1 \cdot M_1 = M \cdot N$ 이며, 따라서 각 경우에 대해 동일한 피더 링크이면 충분하다. 또한, 본 발명은 두 모드들 사이에 $(N \cdot M \cdot N_1 \cdot M_1)$ F_0 의 피더 링크 대역폭을 공유함으로써 $N_1 \cdot M_1$ 모드와 함께 $N \cdot M$ 모드를 동시에 사용하도록 허용함으로써, 균일하게 분배된 신호 트래픽 플로어(floor)뿐만 아니라 트래픽 클럽프들을 동시에 처리할 수 있게 된다.

<12> 본 발명의 한 실시예에 따르면, 중계국을 이용하여 적어도 하나의 제1국과 다수의 제2국들 사이의 무선 통신을 제공하기 위한 시스템이 설명된다. 상기 중계국은, 다른 특성을 가진데서도, 하나의 안테나 어레이와 다중 채널 트랜스폰더를 포함한다. 안테나 어레이는 두 세트로 나뉘어진 다수의 안테나 소자들을 갖는다. 제1 세트는 제1 대역폭을 갖는 빔을 이용하여 송신 또는 수신을 제공하며, 제2 세트는 제2 빔폭을 갖는 빔을 이용하여 송신 또는 수신을 제공하는데 이용된다. 안테나 어레이 및 피더 링크 안테나에 접속된 다중 채널 트랜스폰더는 적어도 하나의 제1국으로부터 피더 링크 신호들을 수신하고, 그 신호들을 안테나 어레이 소자용 구동 신호들로 변환시킨다. 다중 채널 트랜스폰더는 제1 빔폭을 갖는 송신용 신호를 트랜스폰딩하는 채널을 위한 제1 채널 대역폭과, 제2 빔폭을 갖는 송신용 신호를 트랜스폰딩하는 채널을 위한 제2 채널 대역폭을 갖는다. 다수의 제2국들은 각각의 그룹에 대한 경로 손실 요건들에 따라, 최소한, 스위칭 시스템에 의해 가장 좁은 빔폭을 사용하는 제1 그룹과 가장 넓은 빔폭을 사용하는 제2 그룹으로 동적으로 분리된다.

도면의 간단한 설명

- <13> 본 발명의 상기 및 다른 목적, 특성 및 장점은 첨부 도면과 함께 다음의 상세한 설명을 읽으면 명백하게 이해될 것이다.
- <14> 도 1은 위성 통신 시스템을 나타낸 도면.
- <15> 도 2(a)-2(b)는 대형 폴딩(folding) 위상 어레이 안테나를 구비한 위성을 나타낸 도면.
- <16> 도 3은 어레이 어퍼츄어를 내부 어레이 및 외부 어레이로 임의 분할하는 것을 나타낸 도면.
- <17> 도 4는 대형 및 소형 빔들을 사용한 예시적인 커버리지(coverage)를 나타낸 도면.
- <18> 도 5(a)-(b)는 코오스 및 파인 빔에 대한 예시적인 스펙트럼 할당을 나타낸 도면.
- <19> 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 이중 빔폭 위상 어레이 트랜스폰더를 나타낸 도면.
- <20> 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 플로우 챕트.
- <21> 도 8(a)-8(b)는 전형적인 어레이 소자 및 그 개별 방사 패턴을 도시하는 도면.
- <22> 도 9는 본 발명의 한 실시예에 따른 반사 어레이 구조체를 도시하는 도면.
- <23> 도 10은 본 발명의 한 실시예에 따른 지상국 빔 형성 컴퓨터를 나타낸 도면.
- <24> 도 11은 본 발명의 한 실시예에 따른 다중 대역폭 시분할 멀티플렉스드 피더 링크를 도시하는 도면.

<25> 도 12는 세개의 서로 다른 신호 대역폭들을 갖는 14 소자 어레이 패널을 서비스하도록 30-웨이 서브멀티플렉서(submultiplexer) 입력들을 사용하는 것을 나타낸 도면.

발명의 상세한 설명

<26> 도 2(a)-(b)는 본 발명의 한 실시예에 따른 위성-매개(satellite-borne) 위상 어레이의 가능한 한가지 구조를 도시한 것이다. 도 2(a)에 나타낸 바와 같이, 발사 구조체에서, 안테나 소자들(24)의 패널들(22)은 위성(20)의 본체의 측면 방향으로 위로 접혀서, 로켓 잡음 존재하에서 적응될 수 있는 각각의 패널상의 $(m \times n)$ 소자들을 갖는 L 패널들을 구비한 다수의 면으로 된 구조체를 형성한다. 일단, 궤도에서 는, 패널들이 아래로 힌지(hinge)되어 도 2(b)에 도시된 바와 같이 큰 어퍼츄어를 갖는 L형 스타 패턴을 형성한다.

<27> 도 3은 어레이의 안테나 소자들(24)을 반경이 r_1 인 내부 디스크(30)와 반경이 r_2 인 외부 디스크(32)로 분할한 것을 나타낸다. 피더 링크를 통해 대응하는 신호들의 세트를 수신함으로써, 내부 디스크내의 소자들만 여기되는 경우, 어레이로 부터의 방사선은 제1 코오스 앵글러 레졸루션으로 조정되어, 예를 들면 빙 피크에 대해 상대적으로 4dB 아래 지점에서 측정되는 제1 빙폭 B1을 형성하게 된다. 제1 빙폭 B1을 갖는 빙들이 그들의 -4dB 아래 지점들에서 접촉하도록 지상 표면상에서 생성되면, 지구는 도 4에 나타낸 바와 같은 큰 원들(40)에 의해 표시된 총 n_1 빙들로 커버된다.

<28> 상기 n_1 빙은 각각, 그 각각의 방향들에서 사용된 대역폭이 $(M_1 \cdot F_0)$ 이라면, 여기서 F_0 는 각각의 독립 신호의 대역폭임, 그리고 상기 피더 링크를 통하여 독립적으로 제어되는 내부 디스크 내의 소자들의 개수 N_1 이 n_1 과 동일하거나 이보다 크다면, M_1 독립 신호들을 그 각각의 방향들로 반송할 수 있다. 그 결과, 제공되는 전체 용량은 $(n_1 \times M_1)$ 신호들이고, 사용되는 총 피더 링크 대역폭은 $(N_1 \cdot M_1 \cdot F_0)$ MHz이다.

<29> 대안적으로, 내부 반경 r_1 내의 소자들을 포함하여, 외부 반경 r_2 내의 모든 소자들이 여기되면, 전체 어레이로부터의 방사선은 더 미세한 앵글러 레졸루션으로 조정되어, 제2의 보다 좁은 빙폭 B2의 빙들을 형성하게 된다. 이것은 지구를 커버하기 위하여 -4dB 지점들에서 접촉하는 더 많은 개수 n_2 의 협폭 빙들을 필요로 하며, 여기서,

$$<30> n_2 : n_1 = r_2^2 : r_1^2$$

<31> 이다. 이 빙들 각각은, 각각의 빙의 대역폭과 동일한 각각의 소자의 여기의 대역폭이 $(M_2 \cdot F_0)$ 이고, 전체 어레이에서 독립적으로 제어된 소자들 개수 N_2 가 n_2 와 같거나 클 경우, M_2 독립 신호들을 반송할 수 있다. 이러한 제2 모드에서 제공된 전체 용량은 $(n_2 \cdot M_2)$ 신호들이고, $(N_2 \cdot M_2 \cdot F_0)$ MHz의 전체 피더 링크 대역폭을 필요로 한다.

<32> 상기 모드들을 둘다 동시에 여기시킬 수도 있다. 예를 들면, 외부 디스크의 소자들은 제2 모드를 위해 $(M_2 \cdot F_0)$ 의 대역폭을 갖는 신호들로 여기될 수 있으며, 내부 디스크의 소자들은 $(M_1 \cdot F_0)$ 의 대역폭을 갖는 신호들에 의해 여기되어 제2 모드의 여기를 완성시킬 수 있고 $(M_1 \cdot F_0)$ 의 대역폭을 갖는 신호에 의해 여기되어 제1 모드를 여기시킬 수 있다. 도 5(a)-(b)에서 나타낸 바와 같이, 제1과 제2 대역폭들은 중첩될 수도 있고 중첩되지 않을 수도 있다. 제1과 제2 대역폭이 중첩되지 않을 경우, 내부 소자의 전체 여기 대역폭은 $(M_1+M_2) \cdot F_0$ 이다. 상기 대역폭들은 도 5(b)에 도시된 바와 같이 중첩될 수도 있다. 통상적으로 협폭 빙들에 대응하도록 선택된 협대역폭 BW2는 광대역폭 BW1 내에 포함된다. 이 실시 예에서, 협폭 빙 모드에 대응하는 신호들은 대역폭 BW1을 사용할 수 있는 반면에, 코오스 빙 모드에 대응하는 신호들은 대역폭 BW2의 양쪽 사이드상의 잔여 대역폭 BW1-BW2를 사용한다.

<33> 다음의 수치 예를 고려해 보자.

<34> 개별 신호 대역폭 F_0 10 KHz

<35> 대역폭 BW2 1 MHz

<36> 대역폭 BW1 5 MHz

<37> 반경 비 $r_2 : r_1$ 2:1

<38> 코오스 빙들의 수 n_1 60

<39> 협폭 빙들의 수 $n_2 = (r_2/r_1)^2 \cdot n_1$ 240

<40> 내부 링에서 독립적으로 제어된 소자들의 수 N_1 60

<41> 전체 어레이에서 독립적으로 제어된 소자들의 수 N_2 240

<42> 각각의 협폭 빙들에서의 신호들의 수 $(BW2/F_0) =$ 100

<43> 각각의 코오스 빙들에서의 신호들의 수 $(BW1-BW2)/F_0 =$ 400

<44> 총 용량 = $60 \times 400 + 240 \times 100 = 48000$ 신호들

<45> 총 피더 링크 대역폭 = $n_1 \times 5$ MHz + $(n_2-N_1) \times 1$ MHz = 480 MHz

<46> $n_1=N_1$ 이고 $n_2=N_2$ 인 적어도 본 실시예의 경우, 총 피더 링크 대역폭(480MHz)은 총 신호 용량(48000)을 독립 신호당의 대역폭(10KHz)으로 곱한 것과 동일하다. 따라서, 코오스 및 파인 빙 모드 모두를 가질 때 총 용량에 있어서의 장점은 주장될 수 없다. 그러나, 두 빙폭들은 지구 표면을 가로지르는 불균일한 트래픽 분포를 더 잘 처리할 수 있다.

<47> 이제 도 4의 소형 원(42)으로 도시된 소형 빙들만에 의해 처리되는 용량 분포에 대해

고려해보자. 각각의 소형 원(42)은, 예를 들면, 최고 100개까지의 이동 또는 고정 통신 터미널에 대응하는, 예를 들면 100개까지의 신호들을 포함한다. 그러나 소형 원 조차도 직경이 수백 킬로미터 가량이 될 수 있으며, 따라서 총 트래픽 요구가 100개 이상의 신호들이 될 수 있는 수 개의 도시들을 포함할 수 있다. 주위의 소형 원의 용량이 그다지 이용되지 않을 경우, 모든 빙들이 동일한 주파수를 이용하고, 이로 인해 동일 빙에서 동일 주파수 스펙트럼을 두 번 이용하게 되어 간섭을 일으킬 수 있기 때문에, 많은 요구가 있는 영역에서 불행히도 상기 잔여 용량을 사용할 수 없다. 그러나, 종점하는 코오스 빙의 용량은, 예를 들면, 400이고, 서로 다른 부분의 주파수 스펙트럼, 즉, 협폭 빙에 의해 사용되는 1 MHz를 종점하지 않는 5 MHz 중의 4 MHz를 사용한다. 이 용량은 단일 코오스 빙에 의해 종점되는 4개의 협폭 빙들 내의 어디에서나 사용될 수 있으며, 이에 따라 어느 지점에서나 $100+400 = 500$ 신호의 피크 트래픽 요구가 처리될 수 있다.

<48>

위에서 설명된 바와 같이, 단지 코오스 빙들만을 이용하는 종래 기술의 해결책은 여러 단점들을 갖는다. 첫째, 동일한 채널 주파수를 이용하는 신호들은 서로 혼신을 피하기 위해 약 1 코오스 빙폭만큼 떨어져야만 한다. 그러나, 이러한 제약은, 한 빙에서의 500 사용자들이 빙의 1/2에 집중되어, 이 사용자들이 인접 빙의 반대되는 1/2에 집중된 500 사용자들과 근접하게 하는 트래픽 분포를 방해한다. 이러한 상황을 조정하기 위해서는, 협폭 빙들의 협폭 앵글러 레졸루션이 유리하다. 코오스 빙들에 의해 분별되기에에는 너무 가까운 사용자들은 따라서 파인 빙들에 할당되고, 이에 따라 코오스 빙들 사이에서의 사용자 분포를 처리할 수 있는 좀 더 균일한 레벨로 숙아내게 된다. 파인 빙들에 의해 서로 분별되기에 너무 근접한 사용자들에게는 미국 특허 출원 제08/179,953호에 개시된 발명에 따라 별개의 채널 주파수들이 할당된다. 따라서, 본 발명에 따른 코오스 및 파인 빙들, 및 미국 특허 출원 제 08/179,953호에 개시된 발명에 따른 다수의 채널들을 제공하는 것은 적응 채널 할당 알고리즘들이 지구 표면에 걸친 서로 다른 트래픽 분포들을 처리하도록 개발될 수 있는 또 다른 자유도를 부가한다.

<49>

단지 코오스 빙만을 이용하는 경우의 두번째 단점은 코오스 빙을 이용할 때 더 높은 송신기 전력이 통신하는데 필요하다는 점이다. 이것은 협폭 빙을 선호하는 중요한 이유인데, 즉, 코오스 빙들을 사용하는 경우 보다 더 적은 총 위성 또는 터미널 송신기 전력을 가지고 큰 용량을 달성할 수 있다. 그러나, 이동 또는 고정 터미널들은 광폭 저이득 빙들로 만족스러운 신호 품질을 달성하는 한 그룹과, 협폭 고이득 빙들을 필요로 하는 한 그룹으로 분류될 수 있다. 이러한 분류는, 예를 들면, 터미널 또는 위성 이동으로 인해 상황이 변화함에 따라 이동 스위칭 센터에 의해 동적으로 실행될 수 있다. 코오스 또는 파인 빙 모드들을 여기시키는데 필요한 총 전력은 다음과 같이 계산될 수도 있다.

<50>

대역폭 F_0 중 임의의 한 채널 주파수 f_1 에서, 지상 터미널은 매 제곱 미터당 P 와트의 특정 전력 플러스 밀도를 수신할 필요가 있다. 지상 터미널의 안테나는 고품위 통신을 위해 충분한 신호 전력 PA_1 을 획득하는 등가의 획득 면적 A_1 제곱미터를 갖는다. N_1 코오스 빙들에 의해 공동으로 조사되는 총 면적은 단순히 위성에서 본 지구의 면적 A_2 이다. 실제로 이러한 면적 A_2 는 지리학적인 효과를 고려하여, 지상 터미널로부터 우주선으로 향하는 시선에 대해 직교하는 면적으로서 계산되어야 한다. 지상 면적과, 서로 다른 위성 궤도들 및 최소 상승 각도들에 대한 표준화된 면적간의 관계는 표 1에서 주어진다.

표 1 : 서로 다른 궤도들로부터 조사된 면적 $\text{km}^2 \times 10^6$

GEO = 지구 정지 궤도상에 있는 40,000KM 고도

MEO = 중간 10,000KM 고도

LEO = 저고도 2000KM 고도

다음의 양각에 대한 하향 커버리지에 대하여	조사된 지구 표면의 면적			시선에 대해 직각인 면적 A_2		
	GEO	MEO	LEO	GEO	MEO	LEO
0 도	221	157	61	105	66	19
10 도	117	118	37	101	63	17
20 도	137	86	23	91	55	13

<52>

f_1 에서 P 의 전력 플러스 밀도를 갖는 면적 A_2 를 조사하는데 필요한 총 위성 전력은 따라서 $(P \cdot A_2)$ 이다. 이러한 전력은 코오스 빙들에서 지원되는 대역폭 F_0 의 $M_1 (=400)$ 채널들 각각에 대해 필요하다. 따라서, 필요한 총 위성 전력은 따라서 내부 원의 $n_1=N_1=60$ 어레이 소자들 사이에서 나뉘어진 $400 \cdot P \cdot A_2$ 이며, 이 내부 원은 각각 $(P \cdot A_2)$ 인 $400/60=6.7$ 전력 유니트이다.

<53>

협폭 빙을 이용하여 동일한 전력 플러스 밀도로 동일한 면적을 조사하는데 필요한 총 전력은 또한 매 채널당 $(P \cdot A_2)$ 이나, 각각의 협폭 빙에서 채널들의 개수가 단지 100이므로 총 전력은 동일한 총 용량인 $100P \cdot A_2$ 일 뿐이다. 따라서, 코오스 빙에서 보다 협폭의 빙으로 트래픽 채널을 지원하는 것은 전력 효율이 4배 더 좋다.

<54>

이러한 총 전력은 어레이 소자들의 총 개수(240) 가운데 분포되어 각각 $100/240=0.416$ 유니트를 부여한다. 내부 원에서의 소자들은 코오스 빙 주파수에서 6.7 유니트와, 협폭 빙 주파수에서 0.416 유니트를 송신하여, 총 7.116 유니트를 송신하는 반면, 외부 원의 180 소자는 단지 0.416 유니트만을 송신한다. 단지 총 위성 전력의 1/5 만을 사용하는 협폭 빙에 의해 제공되는 것과 동일한 총 용량에 대해, 코오

스 빙을 모두 사용하면 총 위성 전력의 4/5를 소비한다.

<55> 7.116/0.416=17의 큰 상대 전력 비는, 코오스 빙이 어디에서나 전체 용량으로 로딩될 필요가 없을 경우, 즉, 트래픽 클럽프들이 모든 코오스 빙에서 발생하지는 않을 경우 감소될 수도 있다. 이것은 지구의 표면의 2/3가 트래픽 요구가 거의 존재하지 않는 바다라는 사실로 인해 타당성 있는 가정이다. 코오스 빙들의 트래픽 로딩에 대한 또 다른 평가는 셀룰러 이동 전화 버커리지 패턴들을 평가함으로써 이루어질 수 있다.

<56> 셀룰러 운영자들은 대부분의 수익을 발생한 영역에 대한 하부 구조에 그들의 투자를 명백히 조정하며, 아직까지 미국의 총 면적의 10% 이하가 현재 커버된다. 이것을 트래픽 피크들이 지상에 걸친 코오스 빙들의 10% 이하에서 발생하며 즉, 총 30중 1 이하에서 발생함을 나타낸다. 따라서, 외부 소자들과 비교하여 내부 소자들에 대해 총 17 배의 전력 크기를 제공할 필요는 없으며, 트래픽 분포도의 좀더 정확한 평가에 따라서 실제로 2 대지 4 정도의 낮은 계수로 충분할 수도 있다. 예를 들면, 3dB 만큼 감소된 통신 링크 마진이 트래픽 클럽프들을 서비스하기 위해 코오스 빙들을 사용하면 수용 가능할 수도 있다.

<57> 도 6은 본 발명을 실시하는데 적합한 코히어런트(coherent) 트랜스폰더의 블록 선도를 도시한 것이다. 피더 링크 수신 안테나(110)는, 예를 들면 K-대역(20~300Hz) 마이크로 반송파 주파수로 변조된 지상국으로부터의 시간 멀티플렉스된 복소 샘플들을 수신한다. 피더 링크 신호는 저잡음 증폭기(111)에서 증폭되고, 다운컨버터(downconverter)에서 국부 발진기(114)로부터의 적합한 국부 발진기 주파수와 믹스 함으로써 다운컨버트되어 적절한 중간 주파수 신호를 발생하게 되며, 그 다음 중간 주파수 증폭기(113)를 이용하여 필터 및 증폭된다. 필터 및 증폭된 중간 주파수 신호는 직각 다운컨버터(115)와, 로컬 발진기 유니티(114)로부터의 로컬 기준 신호 $\cos(W_1 \cdot t)$ 및 $\sin(W_1 \cdot t)$ 를 이용하여 I 및 Q 신호로 변환된다. 상기 I 및 Q 신호는 서로 다른 안테나 어레이 소자들용으로 의도된 시간 멀티플렉스된 샘플들을 포함한다. 이 샘플들은 예를 들면,

<58> 11, 12, 13, 14 ...

<59> Q1, Q2, Q3, Q4 ...

<60> 표시될 수도 있으며, I, Q 디멀티플렉서(117, 118)에 의해 분리된다. I1 및 Q1 출력으로부터의 연속 샘플들은 저역 통과 필터들(119, 120)에서 필터되어 샘플링 주파수를 제거하고 매끄러운 파형을 발생하게 된다. 나이키스트 이론(Nyquist's theorem)에 따르면, 대역폭 $BW/2$ Hz의 원래 I, Q 신호가 매 초당 적어도 BW 샘플들의 주파수로 각각 샘플될 경우, 원래 I, Q 파형은 디멀티플렉싱 및 저역 통과 필터링 후에 완전히 복원된다. 복원된 I, Q 파형 I1(t) 및 Q1(t)는 직각 변조기(125)를 이용하여 희망하는 어레이 송신 주파수로 업컨버트(upconvert)되고, 전력 증폭기 소자(126)에 의해 증폭되어, (예를 들면) 내부 링의 소자 어레이에 공급된다.

<61> 이와 마찬가지로, 외부 링의 소자용의 신호는 디멀티플렉서(117, 118)의 적절한 터미널로부터 디멀티플렉스되어 출력되고, 필터(121, 122)에서 저역 통과 필터링되며, 직각 변조기(123)에서 송신 주파수로 업컨버트된다. 업컨버트된 신호는 외부 링 증폭기 소자(124)에 의해 증폭되어 외부 링 안테나 소자에 공급된다.

<62> 본 발명에 따르면, 내부 및 외부 소자를 구동하는 신호의 대역폭은 비록 중첩될지라도 서로 다를 수도 있다. 그 결과, 서로 다른 샘플링 속도가 나이키스트 이론에 따라 대역폭에 비례하게 사용되어야 한다. 물론, 더 낮은 대역폭 신호에 대해서도 더 높은 샘플링 속도를 이용하도록 허용될 수도 있으나, 이것은 피더 링크 대역폭의 낭비가 될 수 있을 것이다. 따라서, 멀티플렉싱 및 디멀티플렉싱 구조가 적어도 2 정규 샘플링 속도들의 혼용을 지원하는 것이 바람직하다.

<63> 상기 실시예에서, 5 MHz의 대역폭은 5 메가 샘플/초의 I 및 Q 샘플 속도를 필요로 하는 내부 소자용으로 사용되었고, 반면에 외부 소자는 I 및 Q의 1 메가 샘플/초면 충분한 1 MHz의 대역폭을 사용하였다. 이러한 서로 다른 샘플링 속도는 광대역 신호용으로 5개의 규칙적으로 간격진 디멀티플렉서 출력들을 함께 접속함으로써 혼합되어, 샘플링 속도의 5배속을 달성을 수도 있게 된다. 예를 들면, 1 MHz 대역폭의 180 소자들과 5 MHz 대역폭의 60 소자들의 경우, 각각 $5 \times 60 + 1 \times 180 = 480$ 입력들 및 출력들을 구비한 멀티플렉서 및 디멀티플렉서가 필요하다.

<64> 멀티플렉서 입력들(1, 97, 193, 289, 385)은 함께 접속되어 제1의 60 광대역 신호들용으로 사용될 수도 있다. 입력들(2, 98, 194, 290, 386)은 제2의 60 광대역 신호들용으로 사용되며, 계속해서 입력들(60, 156, 252, 348, 444)이 60 광대역 신호들용으로 사용된다. 그 다음 입력(61)은 협대역 신호(1)용으로 사용되며, 입력(62)은 협대역 신호(2)용으로 사용되고, 협대역 신호(36)용으로 최고 입력(96)까지 계속되며, 입력(157~192)은 다음의 36 협대역 신호들용으로 사용되고, 총 180 협대역 신호들을 부여할 때까지 계속된다. 이러한 구조에서, 멀티플렉서 입력들의 수는 광대역 신호의 규칙적인 샘플링을 달성하기 위하여 대역폭 비(5)의 배수이어야 한다.

<65> 여분의 멀티플렉서 입력들 및 디멀티플렉서 출력들 (또한 대역폭 비의 배수)은 지상국으로부터 위성으로 또는 그 역으로 기준 신호 샘플들을 전달하도록 부가될 수도 있다. (1, 0) 또는 (0, 1) 및 (0, 0)과 같은 I, Q 기준 샘플들은 동기화 및 자동 주파수 제어 유니트에 조력하도록 상기 멀티플렉서 입력에 멀티플렉스되어, 디멀티플렉싱을 멀티플렉싱과 동기화하며, 지상국에서 디지털 신호 처리 도메인(domain)에서 예리를 정정하기 위하여 사전 보상이 수행될 수 있도록 직각 다운 컨버터 DC 오프셋, 샘플간 혼신 (ISI) 및 I, Q 교차 결합과 같은 결함을 평가한다.

<66> 내부 소자들과 외부 소자들간의 전력 비는 동일한 전력 증폭기 소자들을 이용하여 발생되어, 이들 사이의 공지의 위상 관계를 좀더 쉽게 유지하는 것이 바람직하다. 전력 비 2는 예를 들면, 내부 링 소자들용의 2개의 동일한 전력 증폭기들과 외부 링 소자들용의 1 전력 증폭기의 조합을 이용하여 얻어질 수도 있다.

<67> 주어진 용량용으로 사용된 피더 링크 대역폭을 최소화하기 위하여, 독립적으로 제어된 소자들의 수는 발생될 주파수 재사용 빙의 수와 동일해야 한다. 각각의 그와 같은 소자는 단독으로, 지구를 커버하

고 커버된 영역의 에지(edge)에서 최대이득을 달성하는 방사선 패턴을 가져야만 한다. 안테나는 중심과 비교하여 에지에서 4dB 아래로 되도록 디멘션(dimension)될 때 최대 에지 이득을 달성한다는 것은 공지의 사실이다. 이러한 레벨 이상으로 빔을 넓히는 것은 빔 에지에서의 폴-오프(fall-off)가 개선되는 동안 피크 이득을 고속으로 감축시킴으로써 빔 에지 이득을 악화시키는 반면, 빔을 좁히는 것은 피크 이득이 증가하는 것 보다 고속으로 빔 에지에서의 폴-오프를 증가시켜, 성능을 또한 악화시킨다. 그럼에도 불구하고, 중심에서의 빔과 비교해 볼 때 커버리지의 에지에서 어레이 빔들을 발생하기 위해서는 4dB의 손실이 있다. 더 나아가, 증가된 경사 범위로 인해 지구 에지에서 더 많은 이득이 이상적으로 요구된다. 이러한 소위 주사 손실은 에지 방향으로 더 많은 이득을, 중앙 방향으로 더 적은 이득을 가지도록 소자 방사선 패턴들의 세이핑에 의해 감소될 수 있어서, 빔 에지 이득을 개선한다. 이와 같은 세이핑은 빔 중심과 비교하여 빔 에지에서 증가된 경사 범위에 대해 보상하도록 신중히 과대시킬 수도 있다. 또 다른 예로서, 빔들보다 더 많은 수의 소자들이 피더 링크 대역폭을 희생하며 사용될 수 있으며, 각각의 소자 패턴은 이것이 지구 에지에서 4dB 이하 만큼 아래로 되도록 지구 커버리지보다 더 넓어질 수 있게 된다. 본 명세서에서 참조된, "남비 에너지 회수"이라는 명칭의 미국 특허 출원 제 08/179,947호에서, 2:1의 과다한 어레이 소자들을 사용하는 유익한 방법이 설명되며, 여기서, 다수의 빔 신호들을 선형으로 증폭하는 동안 C급 또는 포화된 증폭기가 사용될 수 있다. 따라서, 피더 링크 대역폭이 그들의 제어를 위해 유용하게 만들어질 수 있는 경우 더 많은 수의 위상 및 진폭 제어 소자들을 선호하는 좋은 이유가 여기에 있을 수 있다.

<68>

지상으로부터 어레이 제어를 위한 피더 링크 대역폭을 이용하는 것에 대한 또 다른 예는 물론, 위성 안에서 빔 형성 통신망 또는 처리기를 사용하는 것이다. 그러나, 이러한 장치의 복잡성은 그 정도가 높으며, 궤도에서 10년동안 서비스 해야되고 따라서 아마도 어레이 이론에 있어서의 미래의 장점을 이용한다는 것을 배제해야 하므로, 이러한 위성을 발사하기 전에 이들의 성능 및 특성을 결정하는 것은 바람직하지 못하다. 그럼에도 불구하고, 본 발명에 따라 사용하기 위한 내부 및 외부 어레이 소자 신호들을 발생하기 위하여, 본 발명의 범위 내에서 위성 내에 빔 형성 장치를 사용하는 것이 고려된다.

<69>

안테나 어레이를 이용하여 지상국으로부터 다수의 이동국들로 신호를 중계하기 위한 다중 채널 트랜스폰팅 방법이 도 7을 참고하여 설명된다. 첫째, 상기 신호들은 단계(702)에서, 이동국의 장소에 따라 이동국으로 트랜스폰팅될 지상국에서 그룹화된다. 그 다음, 이 신호들은 합성 신호를 형성하도록 처리된다. 상기 합성 신호들은 다수의 아날로그 샘플들을 얻도록 샘플링되며, 여기서 더 넓은 대역폭을 갖는 합성 신호는 더 좁은 대역폭을 갖는 합성 신호보다 더 많은 샘플들을 발생하도록 더 자주 샘플링된다(단계(704)). 아날로그 신호 샘플들은 단계(706)에서 적어도 하나의 공지의 선정된 샘플과 멀티플렉스되어, 시분할 멀티플렉스 신호(time-division-multiplexed signal)를 형성하게 된다. 이러한 시분할 멀티플렉스 신호는 제1국으로부터 중계국으로 송신하기 위하여 제1 무선 주파수 반송파로 변조된다(단계(708)). 중계국에서 무선 송신이 수신될 때 중계국은 송신을 복조하여, 시분할 멀티플렉스 신호를 복원하게 된다(단계(710)). 복조된 신호는 단계(712)에서 디멀티플렉스되어, 복원된 아날로그 신호 샘플을 분할하며, 여기서 복원된 선정 심볼은 디멀티플렉싱을 제어하도록 사용된다. 동일한 광대역 합성 신호에 대응하는 복원된 샘플들은 결합된 다음 필터링되어 단계(714)에서 광대역 합성 신호를 복원하게 된다. 또한, 협대역 합성 신호에 대응하는 샘플들은 필터링되어 협대역 신호를 복원하게 된다. 그 다음, 복원된 협대역 신호는 제2 주파수 대역으로 변환된 다음 증폭된다(단계(716)). 증폭된 광대역 신호는 그 다음, 단계(718)에서 각각의 신호용으로 이용하는 제1 전력 레벨에서 방사 안테나 소자에 접속된 전력 증폭기로 송신된다. 또한, 회복된 협대역 신호는 제2 주파수 대역으로 변환된 다음 증폭된다(단계(720)). 끝으로, 증폭된 협대역 신호는 단계(722)에서 각각의 신호용으로 이용하는 제2 전력 레벨에서 다른 방사 안테나 소자에 접속된 전력 증폭기로 송신된다.

<70>

도 8(a)-(b)는 전형적인 어레이 소자 및 그 개별 방사선 패턴을 설명한 것이다. 이러한 어레이 소자의 피크 이득은 약 8.8dB이며, 10,000KM 고도의 위성으로부터 20도 앙각(elevation)의 윤곽선으로 하향 커버리지 하기 위하여 최적화된 패턴의 피크 이득은 약 14.8dB이다. 최적 안테나 패턴은 커버리지의 에지(EOC) 즉, 20도 앙각 윤곽선에서 최대 이득을 갖는 것으로 판정되며, 피크 이득은 통상적으로 EOC 이득보다 6dB 더 높다. 따라서, 2×2 제곱 패턴에서 도 6의 소자들중 넷을 결합하면, 단일 소자보다 6dB 더 많은 이득을 갖는 새로운 소자 즉, "서브어레이"를 형성할 것이다. 그러한 서브어레이에는 도 2의 스타 패턴 어레이의 외부 소자로서 적절히 사용될 수 있다. 각각의 그룹 서브어레이에는 공통 로컬 발진기 및 I, Q 디멀티플렉서 출력에 공급된 전력 증폭기 소자 및 직각 업컨버터 채널에 접속된다. 도 6의 소자는 또한, 이격된 포트로부터 억세스 가능한 RHC 및 LHC 원형 분극 모드를 모두 동시에 제공한다. 한 분극은 송신용으로 적절히 사용될 수 있고 다른 분극은 수신용으로 사용되며, 따라서 송신기 소자와 수신기 소자로부터의 혼신을 피하기가 용이하게 된다. 전력 증폭기 소자에 접속된 서브어레이 입력을 각각 송신하는 것에서 유추해 보면, 각각의 수신 출력은 송신기 배제 필터 및 저잡음 증폭기를 통하여 역 링크 어레이 트랜스폰더에 접속된다. 수신 방향에서, 내부 수신 소자 신호는 외부 수신 소자 신호보다 더 높은 속도로 (예를 들면 5MHz) 처리되고 샘플링되며 멀티플렉스되어, 상기 내부 수신 소자 신호가 지상국에 트랜스폰드 된 후 지상국은 어레이 신호 처리기에서만 내부 소자 신호를 결합하여 송신 빔에 대응하는 광대역폭의 코오스 수신 빔을 형성할 뿐만 아니라, 모든 소자 샘플들을 처리하여 협폭 송신 빔에 대응하는 더 낮은 대역폭의 협폭 수신 빔을 형성하게 된다.

<71>

본 발명의 한 실시예에 따른 시분할 멀티플렉스 피더 링크 신호의 지상국의 형성은 도 10 및 도 11을 참조하여 설명될 것이다. 도 10을 참조하면, 협대역폭 협폭 빔을 이용하는 송신용 신호는 빔 형성 매트릭스 컴퓨터(200)에 인가된다. 각각의 입력 신호는 동일 빔에서 서로 다른 주파수 또는 시간 슬로트 또는 CDMA 코드를 이용하는 신호의 합을 포함한다. 서로 다른 입력은 서로 다른 빔에서 송신하기 위한 유사한 합성 신호를 반송한다. 매트릭스 컴퓨터(200)를 형성하는 빔의 출력은 희망하는 지향성 빔을 형성하기 위하여 각각의 어레이 소자에 의해 방사되어야 하는 입력 신호의 선형 조합을 포함한다. 빔 방향은 매트릭스 컴퓨터(200)에도 공급되는 빔 형성 계수에 의해 규정된다. 이러한 계수는 고정되어 고정된 세트의 빔을 한정할 수 있거나; 클럭 및 궤도 모델에 따라 실제로 시간 변화하여 지구상의 고정지점으로 향하는 빔을 형성함으로써 위성 이동을 보상할 수 있거나; 계수가 시간 슬로트로부터 시간 슬로트로 시간적으로 변화하여, 한 세트의 빔이 서로 다른 시간 슬로트 사이의 전체 빔 패턴의 상대적 배치로 또는 상기 기술된 것의 조합으로, 각각의 시간 슬로트 동안 형성되게 된다.

- <72> 협폭 빔 형성 매트릭스의 각각의 출력으로부터의 합성 신호 샘플의 출력 속도 "f"는 나이키스트 샘플링 이론을 만족시키기 위하여 매 빔당 대역폭과 적어도 동일하다. 즉, 1MHz의 매 빔당 대역폭동안, 각각의 출력은 적어도 1백만 샘플/초를 포함한다. 이러한 예에서, 빔 형성 매트릭스는 240 어레이 소자 또는 서브어레이동안 240 입력 및 계산된 구동 신호들을 갖는다. 이것은 240 독립 빔을 형성하는데 필요한 최소 수의 어레이 소자들 또는 서브어레이들이다.
- <73> 코오스 빔 형성 매트릭스 컴퓨터(201)는 병렬로, 보다 넓은 빔폭 빔을 사용하여 방사될 신호용의 다수의 입력들을 갖는다. 이 경우 각각의 입력 신호는 협폭 빔의 대역폭보다 넓을 수도 있는 결합 대역폭을 점유하는 다수의 신호들을 포함한다. 더 나아가, 광폭 빔들에 의해 점유되는 스펙트럼은 협폭 빔들에 의해 점유되는 스펙트럼과 중첩되지 않는다. 이것은 광폭 빔 매트릭스 출력이 그들 각각의 신호 사이의 혼신 없이 협대역 매트릭스 출력에 부가되도록 해준다.
- <74> 본 실시예에서는, 60 광폭 빔들이 형성되며, 구동 신호가 형성되어야 하는 소자들의 최소 수는 따라서 60 이다. 코오스 빔 신호들용으로 사용된 대역폭은 협폭 빔 신호들의 대역폭의 5배이나, 이러한 스펙트럼의 중심 1/5는 이것이 이미 중첩하는 협폭 빔들에서 사용되고 있기 때문에 광폭 빔들에서 사용되는 것이 배제된다. 대역폭에 있어서 5배 증가로 인하여, 코오스 빔 매트릭스로부터의 샘플 속도 "5f" 출력은 협폭 빔 매트릭스로부터의 샘플 속도 출력의 5배이다.
- <75> 코오스 빔은 제1 방사 어퍼츄어를 형성하는 어레이 소자들(1-60)용 구동 신호들을 생생함으로써 형성된다. 협폭 빔들은 소자들(1-60)을 포함하는 모두 240 어레이 소자들을 이용함으로써 형성된다. 따라서, 소자들(1-60)은 코오스 및 협폭 빔 신호들로 구동되어야 하는 반면, 소자들(61-240)은 단지 협폭 빔 신호들로만 구동된다. 가산기들(203)은 소자들(1-60)용으로 필요한 광폭 및 협폭 구동 신호들의 합을 형성하는데 이용된다. 샘플링 속도 "f"에서 협폭 빔들을 형성하는 매트릭스 컴퓨터(200)로부터의 신호들을 샘플링 속도 "5f"로 코오스 빔들을 형성하는 매트릭스 컴퓨터(201)로부터의 신호들과 결합하기 위하여, 업샘플러(upsampler)(202)는 협폭 빔 신호들(1-60)의 샘플 속도 "f"를 광폭 빔 신호들과 동일한 속도(5f)까지로 되게 한다. 소자들(1-60)용으로 부과될 대역폭으로서, 속도 "f"의 한 샘플을 속도 "5g"로 매 5 번째 샘플에만 부가하는 것은 불충분하다. 업샘플러는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 선형 보간(interpolation)을 포함할 수 있다. 0 순위 보간에서, "f"에서의 각각의 샘플은 단지 5회 반복된다. 이것은, 대역폭 "f"를 가질 뿐만 아니라 대역폭 "f" 외측에 대략 단 10dB 만큼만 억압되는 상당히 큰 측면 로브들(lobes)을 가진, 주파수 도메인에 $\sin(x)/x$ 필터 특성을 부과한다. 되도록이면, 업샘플러(202)는 측면 로브들을 -19dB로 억압하는 1차 선형 보간을 실행할 수 있거나, 또는 그 이상의 측면 로브들의 억압을 위하여 더 높은 차수의 보간을 사용할 수 있는 것이 좋다. 업샘플러(202)는 유한 임펄스 응답(FIR) 형태 이거나, 또는 무한 임펄스 응답 형태(IIR)의 디지털 필터로서 양자 택일적으로 설명 및 구현될 수 있으며, 희망 주파수 응답 특성을 달성하기 위한 설계는 당해 기술 분야에 공지되어 있다.
- <76> 가산기들(203)의 출력들에서의 광대역 및 협대역 구동 신호들의 합은, 소자들(61-240)용 구동 신호들이 아직 매 초당 "f" 샘플일 동안, 매 초당 5f 샘플들을 이용하는 총 "5f"의 스펙트럼을 나타낸다. 이러한 서로 다른 샘플 속도를 시간 멀티플렉스하는 방법은 도 11에서 설명된다. TDM 프레임으로 멀티플렉스될 샘플들의 총 수는 각각의 소자들(1-60)용의 5 샘플들과 각각의 소자들(61-240)용의 1 샘플의 합즉, 480 샘플들이다. 이것은 멀티플렉서(200)에 의해 실행된다. 나이키스트 샘플링 이론이 적시에 등간격진 샘플에 적용되므로, 제1번과 같은 소자용의 5 샘플들 각각은 원형으로 간주될 수 있는 각각의 TDM 프레임을 통하여 균등하게 분배되어야 한다. 멀티플렉서(200)로의 접속은 나머지 입력을 이용하여 협대역 신호가 한번 샘플링 되는 동안 각각의 광대역 신호들(1-60)이 원 주변의 5 등간격 지점들에서 샘플링되도록 보장한다.
- <77> 이러한 이론은 3 또는 그 이상의 교대의 빔폭들의 제공으로 확장될 수 있으며, 각각의 빔은 관련 대역폭 또는 스펙트럼을 갖는다. 도 2에 따른 DRA 위성의 예시적 설계는 각각 14 활성화된 소자 또는 서브어레이들을 갖는 31개의 전개 가능한 패널들/페털들(petals)을 포함한다. 소자의 3 내부 링들은 5f 복소 샘플/초로 표시되는 대역폭 "5f"로 구동될 수 있고; 처음 셋을 포함하는 내부 5 링들은 "3f" 샘플/초의 대역폭으로 구동된다. 총 14 링들은 f 샘플/초의 대역폭으로 구동된다. 따라서, 내부 3 링들은 "5f" 샘플/초를 필요로 하며, 다음 2 링들은 "3f" 샘플/초를 필요로 하며, 잔여 9 링들은 "f" 샘플/초를 필요로 한다. TDM 프레임에 포함될 샘플들의 수는 따라서 $35 \times 5 + 2 \times 3 + 9 = 30$ 이다.
- <78> 도 12는 매 프레임당 5회 등샘플되는(equisampled) 3 신호들(1, 2, 3), 매 프레임당 3회 등샘플되는 두 신호들(4, 5) 및 매 프레임당 1회 등샘플되는 9 신호를 제공하기 위한 30 방향 멀티플렉서와의 접속을 예시한다. 서로 다른 속도 N1 · f, N2 · f, N3 · f . . . 등을 위한 등샘플링 요구에 부합하는 것이 (N1 · N2 · N3 · . . .)의 배수인 다수의 입력들을 갖는 멀티플렉서를 필요로 하는 것으로 추론될 수도 있다. 그 결과, 도 12의 멀티플렉서가 $3 \times 5 = 15$ 입력의 배수를 필요로하는 결과를 초래한다. 내부 3 링들 및 중간 2 링들용의 매 프레임당의 샘플의 수가 최고 21까지 부가되므로, 멀티플렉서 입력들의 수에 대한 선택은 시리즈로 30, 45 등일 수 있다. 30을 선택하면, 1f로 샘플링되어 9 잔여 입력들을 남기는 반면, 45를 선택하면, 24 잔여 입력들을 남긴다. 외부 링에서의 소자의 수는 따라서 9 또는 24로 될 수 있다.
- <79> 도 12에 도시된 멀티플렉서는 각각의 패널용의 서브멀티플렉서들에 의해 구성된다. 결과적인 31 서브멀티플렉서 스트림들은 따라서 32 입력 멀티플렉서를 이용하여 더 결합되며, 32번째 입력은 위에서 언급된 바와 같은 디멀티플렉서 동기화에 조력하도록 사용된 공지의 선정된 샘플 스트림용 및 자동 이득 제어 및 자동 주파수 제어용으로 사용된다.
- <80> 위에서 설명된 멀티플렉싱 및 디멀티플렉싱 방법은 다수의 신호를 이동국으로부터 위성에서 수신하고 이들 신호를 TDM 피더 링크를 통하여 지상국으로 중계하기 위해 복귀 링크에 동일하게 적용 가능하다.
- <81> 내부 링의 서브어레이들로부터 더 높은 전력 송신을 얻기 위하여 각각의 4 소자들은 하나를 공유하는 대신 그 자체의 전력 증폭기 소자가 제공된다. 그러나 상기 증폭기는 동일하여, 외부 서브어레이와 비교했을 때, 내부 서브어레이당 전력이 4배 증가된다.

<82>

본 발명은 예를 들면 도 9에서 도시된 바와 같이 파라볼라 반사기가 피드(feed) 어레이에 의해 조사되는 반사 어레이들에 동일하게 적용될 수 있다. 피드 어레이의 이미지는 서로 다른 피드들이 지상의 서로 다른 셀 또는 스포트에 대응하도록 지표상으로 투영된다. 소형 피드 소오스 어레이 소자들은 따라서 소량의 스포트들(협폭 빔)을 형성하지만, 다수의 피드들은 전체 지표가 한 빔 또는 다른 빔에 의해 확실히 커버되도록 하는 것이 필요하다. 여러 더 적은 피드 소오스들을 코히어런트하게 공급함으로써 형성될 수 있는, 더큰 피드 소오스들은 더 큰 빔들을 형성하고, 더 적은 개수의 이러한 큰 피드 소오스들 및 빔들은 지구를 커버하는데 필요하다. 본 발명은 협폭 빔을 형성하는 다수의 적은 피드 소오스를 구동하는 트랜스폰더 채널에 더 좁은 대역폭을 할당하는 반면, 코오스 빔을 형성하는 감축된 수의 큰 피드 소오스를 구동하는 트랜스폰더 채널에 더 넓은 대역폭을 할당하는 반면 어레이의 사용을 포함한다. 서로 다른 대역폭의 이러한 트랜스폰더 채널들은 반사 어레이를 구동하기 위하여, 지상국으로부터 한 주파수 대역(피더 링크)으로 수신된 신호를 다른 주파수 대역으로, 그리고 복귀 링크용인 그 역 방향으로 전송하기 위하여 업컨버터 및 다운컨버터를 사용하며, 종래의 중간 주파수 증폭기 및 필터를 이용함으로써 형성될 수 있다. 교호의 대역폭들의 이러한 트랜스폰더 채널들은 물론 여러 멀티플렉서 입력들 및 대용 디멀티플렉서 출력들이 각각의 광대역 채널에 전용되는 반면 단일 멀티플렉서 입력들 및 출력들이 협대역 채널용으로 사용되는 본 명세서에 설명된 본 발명의 멀티플렉싱 기술을 이용하여 형성될 수도 있다.

<83>

물론, 위에서 설명된 본 발명은 서로 다른 대역폭 및/또는 전력 레벨의 소자들의 둘 이상의 링들을 제공하도록, 둘 이상의 교대의 빔폭들의 중첩 빔 패턴들이 만들어지도록 명백히 확장될 수도 있다.

<84>

보다 많은 스펙트럼들이 보다 넓은 빔폭들에서 사용하도록 할당되고 보다 적은 스펙트럼이 더 좁은 대역폭에서 사용하도록 할당되는 교대의 빔폭들을 제공함으로써 제어 링크 대역폭에 대해 경제적으로 사용하면서 안테나 어레이를 원격으로 제어하기 위한 모든 변경들은 다음의 청구 범위에 의해 설명되는 바와 같은 본 발명의 범위 및 사상 내에 포함되는 것으로 고려된다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

중계국을 이용한, 적어도 하나의 제1국과 다수의 제2국 사이의 무선 통신을 위한 시스템에 있어서,

상기 중계국은,

적어도 하나의 제1 세트 및 하나의 제2 세트로 분할되는 다수의 안테나 소자를 구비하는 안테나 어레이로서, 상기 제1 세트가 제1 빔폭을 갖는 빔을 이용하여 송신 또는 수신을 제공하도록 사용되고 상기 제2 세트가 제2 빔폭을 갖는 빔을 이용하여 송신 또는 수신을 제공하도록 사용되는 상기 안테나 어레이; 및

상기 제1국중 적어도 하나로부터 공급기 링크 신호를 수신하고 상기 신호를 상기 안테나 어레이 소자용의 분할 신호로 변환하기 위하여 상기 안테나 어레이 및 상기 공급기 링크 안테나에 접속된 다중 채널 트랜스폰더 수단으로서, 상기 다중 채널 트랜스폰더 수단이 상기 제1 빔폭을 갖는 송신용 신호를 트랜스폰딩하는 채널용 제1 채널 대역폭과, 상기 제2 빔폭을 갖는 송신용 신호를 트랜스폰딩하는 채널용 제2 채널 대역폭을 갖는 상기 다중 채널 트랜스폰더 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 안테나 어레이는 직접 방사 위상 어레이인 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 안테나 어레이는 반사면을 조명하는 공급원의 어레이를 포함하는 반사 어레이인 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 4

제3항에 있어서,

상기 공급원은 광대역 합성 구동 신호로 그룹으로 구동되며, 상기 공급원은 협대역 구동 신호로 개별적으로 구동되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 5

제4항에 있어서,

어떤 특정 공급원을 구동시키기 위한 상기 광대역 및 협대역 구동 신호는 관련 전력 증폭기 채널에서 증폭전에 합산되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 전력 증폭기 채널은 매트릭스 전력 증폭기용 입력 결합 통신망의 입력과 상기 매트릭스 전력 증폭기용 출력 결합 통신망의 출력 사이에 형성되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 제1 및 제2 세트에서의 안테나 소자는 서브어레이로 분할되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 8

제1항에 있어서,

상기 제1 및 제2 빔폭은 중첩되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 9

제1항에 있어서,

상기 제1 및 제2 빔폭은 분할 빔폭인 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 10

제1항에 있어서,

상기 제1 세트의 안테나 소자는 상기 제2 세트의 안테나 소자중 적어도 몇몇 소자를 서브세트로서 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 11

제1항에 있어서,

상기 제2 세트의 안테나 소자는 상기 제1 세트의 안테나 소자중 적어도 몇몇 소자를 서브세트로서 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 12

안테나 어레이를 이용하여 하나의 제1국으로부터 다수의 제2국으로 신호를 중계하기 위한 다중 채널 트랜스폰딩 방법에 있어서,

제2국의 위치에 따라 제2국으로 트랜스폰딩될 상기 제1국에서의 신호를 그룹화 하고 상기 신호를 처리하여 합성 신호를 형성하는 단계;

상기 합성 신호를 샘플링하여, 더 좁은 대역폭을 갖는 합성 신호보다 더 많은 샘플을 발생하기 위하여 더 넓은 대역폭을 갖는 합성 신호가 더 자주 샘플링되는 다수의 아날로그 샘플을 얻게되는 단계;

상기 아날로그 신호 샘플을 적어도 하나의 공지의 선정된 샘플과 멀티플렉싱하여 시분할 멀티플렉스 신호를 형성하는 단계;

상기 제1국으로부터 중계국으로 송신하기 위하여 상기 시분할 멀티플렉스 신호를 제1 무선 주파수 반송파상으로 변조하는 단계;

상기 중계국에서 상기 무선 송신을 수신하고 상기 송신을 복조하여 상기 시분할 멀티플렉스 신호를 복구시키는 단계;

상기 복조된 신호를 디멀티플렉싱하여 복귀된 아날로그 샘플을 분할하는 단계로서, 복귀된 선정된 심볼이 상기 디멀티플렉싱을 제어하는데 사용되는 상기 단계;

각각의 상기 광대역 신호에 대해, 동일 광대역 합성 신호에 대응하는 복귀된 샘플을 결합하고 상기 샘플을 필터링하여 상기 광대역 신호를 회복하는 단계;

각각의 상기 협대역 합성 신호에 대응하는 샘플을 필터링하여 상기 협대역 신호를 회복하는 단계;

상기 회복된 광대역 신호를 제2 주파수 대역으로 변환시키고 상기 광대역 신호를 증폭하는 단계;

각각의 신호에 대해 방사 안테나 소자에 접속된 전력 증폭기를 이용하여 제1 전력 레벨에서 상기 증폭된 광대역 신호를 송신하는 단계;

상기 회복된 협대역 신호를 상기 제2 주파수 대역으로 변환하고 상기 협대역 신호를 증폭하는 단계; 및

각각의 신호에 대해 방사 안테나 소자에 접속된 전력 증폭기를 이용하여 제2 전력 레벨에서 상기 증폭된 협대역 신호를 송신하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 안테나 어레이는 직접 방사 위상 어레이인 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 14

제10항에 있어서,

상기 안테나 어레이는 반사면을 조명하는 공급원의 어레이를 포함하는 반사 어레이인 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 15

제12항에 있어서,

상기 공급원은 광대역 합성 구동 신호로 그룹으로 구동되며, 상기 공급원은 협대역 구동 신호로 개별적으로 구동되는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 16

제15항에 있어서,

어떤 특정 공급원을 구동하기 위한 상기 광대역 및 협대역 구동 신호는 관련 전력 증폭기 채널에서 증폭하기 전에 합산되는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 17

제16항에 있어서,

상기 전력 증폭기 채널은 매트릭스 전력 증폭기용 입력 결합 통신망의 입력과 상기 매트릭스 전력 증폭기용 출력 결합 통신망의 출력 사이에 형성되는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 18

제10항에 있어서,

신호를 그룹화하는 상기 단계는 상기 신호를 주파수 분할 멀티플렉싱함으로써 한 그룹에서의 각각의 신호를 분할 주파수 채널상에 변조시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 19

제10항에 있어서,

신호를 그룹화하는 상기 단계는 상기 신호를 시분할 멀티플렉싱함으로써 한 그룹에서의 적어도 몇몇 신호를 동일 주파수 채널상에 변조시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 20

제10항에 있어서,

신호를 그룹화하는 상기 단계는 상기 신호를 시분할 멀티플렉싱함으로써 한 그룹에서의 적어도 몇몇의 신호를 동일 주파수 채널상에 변조시키고, 시분할 멀티플렉싱에 의해 동일 그룹에서의 다른 세트의 신호를 다른 주파수 채널상에 변조시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 21

제10항에 있어서,

신호를 집단화하는 상기 단계는 분할 CDMA 코드를 이용하여 한 집단에서의 각각의 신호를 동일 주파수 채널상에 변조시키고 각각의 신호의 가중된 합을 형성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 22

제10항에 있어서,

상기 합성 신호를 형성하는 상기 처리 단계는 디지털 빙 형성 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 23

중계국을 이용한, 하나 또는 그 이상의 제1국과 다수의 제2국 사이의 무선통신을 위한 시스템에 있어서,

상기 중계국은,

적어도 하나의 제1 세트 및 하나의 제2 세트로 분할되는 다수의 안테나 소자를 구비하는 안테나 어레이로서, 상기 제1 세트가 제1 빙폭을 갖는 빙을 이용하여 송신 또는 수신을 제공하도록 사용되고 상기 제2 세트가 제2 빙폭을 갖는 빙을 이용하여 송신 또는 수신을 제공하도록 사용되는 상기 안테나 어레이; 및

상기 안테나 어레이 및 공급기 링크 안테나에 접속되어, 상기 안테나 어레이를 이용하여 상기 제2국으로부터 신호를 수신하고 상기 신호를 처리 및 결합하여 상기 공급기 링크 안테나를 이용하여 상기 제1국에 송신하기 위한 신호를 얻는 다중 채널 트랜스폰더 수단으로서, 상기 다중 채널 트랜스폰더가 상기 제1 세트의 안테나 소자를 이용하여 수신된 신호를 트랜스폰딩하기 위한 제1 채널 대역폭과, 상기 제2

세트의 안테나 소자를 이용하여 수신된 신호를 트랜스폰딩하기 위한 제2 채널 대역폭을 갖는 상기 다중 채널 트랜스폰더 수단

을 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 24

제23항에 있어서,

상기 제2 세트의 안테나 어레이는 상기 제1 세트를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 25

제23항에 있어서,

상기 안테나 어레이는 직접 방사 위상 어레이인 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 26

제23항에 있어서,

상기 안테나 어레이는 반사면을 조명하는 공급원의 어레이를 포함하는 반사 어레이인 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 27

제22항에 있어서,

상기 공급원은 광대역 합성 구동 신호로 그룹으로 구동되며, 상기 공급원은 협대역 구동 신호로 개별적으로 구동되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 28

제23항에 있어서,

어떤 특정 공급원을 구동시키기 위한 상기 광대역 및 협대역 구동 신호는 관련 전력 증폭기 채널에서 증폭전에 합산되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 29

제28항에 있어서,

상기 전력 증폭기 채널은 매트릭스 전력 증폭기용 입력 결합 통신망의 입력과 상기 매트릭스 전력 증폭기용 출력 결합 통신망의 출력 사이에 형성되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 30

제23항에 있어서,

상기 제1 및 제2 세트에서의 안테나 소자는 서브어레이로 분할되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 31

제23항에 있어서,

상기 제1 및 제2 빔폭은 중첩되는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 32

제23항에 있어서,

상기 제1 및 제2 빔폭은 분리된 빔폭인 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 33

안테나 어레이를 이용하여 다수의 제2국으로부터 하나의 제1국으로 신호를 중계하기 위한 다중 채널 트랜스폰딩 방법에 있어서,

제1 세트의 안테나 소자 각각을 이용하여 제1 신호를 수신하는 단계;

제1 대역폭의 관련 트랜스폰더 채널을 이용하여 상기 수신된 제1 신호를 처리하고 제1 샘플링 속도에서 상기 처리된 신호를 샘플링하여 각각의 채널에 대응하는 제1 샘플 스트림을 발생하는 단계;

제2 세트의 안테나 소자 각각을 이용하여 제2 신호를 수신하는 단계;

제2 대역폭의 관련 트랜스폰더 채널을 이용하여 상기 수신된 제2 신호를 처리하고 제2 샘플링 속도에서 상기 제2 신호를 샘플링하여 각각의 채널에 대응하는 제2 샘플 스트림을 발생하는 단계;

상기 제1 및 제2 샘플 스트림을 적어도 하나의 공지된 선정된 샘플 스트림과 멀티플렉싱하여 시분할 멀티플렉스 신호를 형성하는 단계;

상기 제1국에 송신하기 위하여 상기 시분할 멀티플렉스 신호를 공급기 링크 무선 주파수상에 변

조하기 위한 단계;

상기 제1국에서 상기 공급기 링크 무선 송신을 수신하고 이것을 복조하여 상기 시분할 멀티플렉스 신호를 복귀하는 단계;

상기 복조된 신호를 디멀티플렉싱하여 상기 적어도 하나의 선정된 샘플 스트림을 포함하는 상기 복귀된 샘플 스트림을 분할하고 상기 복귀된 선정된 샘플 스트림을 이용하여 상기 디멀티플렉싱을 제어하는 단계;

상기 복귀된 샘플 스트림을 처리하여 서로 다른 제2국으로부터 신호를 분할하는 단계; 및

상기 분할된 신호를 스위칭된 전화 송신망에 전송하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 34

제1항에 있어서,

상기 제2 세트의 안테나 소자는 상기 제1 세트를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신용 시스템.

청구항 35

제33항에 있어서,

상기 안테나 어레이는 직접 방사 위상 어레이인 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 36

제33항에 있어서,

상기 안테나 어레이는 반사면을 조명하는 공급원의 어레이를 포함하는 반사 어레이인 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 37

제36항에 있어서,

상기 공급원은 광대역 합성 구동 신호로 그룹으로 구동되며, 상기 공급원은 협대역 구동 신호로 개별적으로 구동되는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 38

제37항에 있어서,

어떤 특정 공급원을 구동하기 위한 상기 광대역 및 협대역 구동 신호는 관련 전력 증폭기 채널에서 증폭하기 전에 합산되는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 39

제38항에 있어서,

상기 전력 증폭기 채널은 매트릭스 전적 증폭기용 입력 결합 통신망의 입력과 상기 매트릭스 전력 증폭기용 출력 결합 통신망의 출력 사이에 형성되는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 40

제33항에 있어서,

신호를 그룹화하는 상기 단계는 상기 신호를 주파수 분할 멀티플렉싱함으로써 한 그룹에서의 각각의 신호를 분할 주파수 채널상에 변조시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 41

제33항에 있어서,

신호를 그룹화하는 상기 단계는 상기 신호를 시분할 멀티플렉싱함으로써 한 그룹에서의 적어도 몇몇 신호를 동일 주파수 채널상에 변조시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 42

제33항에 있어서,

신호를 그룹화하는 상기 단계는 상기 신호를 시분할 멀티플렉싱함으로써 한 그룹에서의 적어도 몇몇의 신호를 동일 주파수 채널상에 변조시키고, 시분할 멀티플렉싱에 의해 동일 그룹에서의 다른 세트의 신호를 다른 주파수 채널상에 변조시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 43

제33항에 있어서,

신호를 집단화하는 상기 단계는 분할 CDMA 코드를 이용하여 한 집단에서의 각각의 신호를 동일 주파수 채널상에 변조시키고 각각의 신호의 가중된 합을 형성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

청구항 44

제33항에 있어서,

상기 합성 신호를 형성하는 상기 처리 단계는 디지털 빔 형성 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 채널 트랜스폰딩 방법.

요약

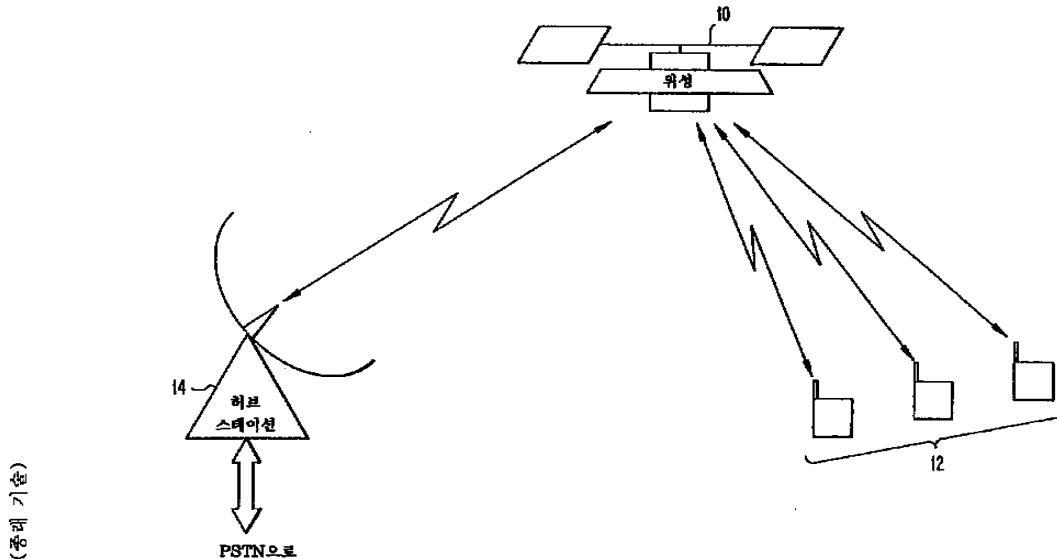
중계국을 이용한 적어도 하나의 제1국과 다수의 제2국 사이의 무선 통신용 시스템이 공개된다. 다른 특성을 가운데 중계국은 안테나 어레이와 다중 채널 트랜스폰더를 포함한다. 안테나 어레이는 2 세트로 분할되는 다수의 안테나 소자를 구비한다. 제1 세트는 제1 대역폭을 갖는 빔을 이용한 송신 또는 수신을 제공하는데 이용되며, 제2 세트는 제2 대역폭을 갖는 빔을 이용한 송신 또는 수신을 제공하는데 이용된다. 안테나 어레이 및 공급기 링크 안테나에 접속되는 다중 채널 트랜스폰더는 적어도 하나의 제1국으로부터 공급기 링크 신호를 수신하고 상기 신호를 안테나 어레이 소자용 구동 신호로 변환한다. 다중 채널 트랜스폰더는 제1 빔폭을 갖는 송신용 신호를 트랜스폰딩하는 채널용 제1 채널 대역폭 및 상기 제2 빔폭을 갖는 송신용 신호를 트랜스폰딩하는 채널용 제2 채널 대역폭을 구비한다. 각각의 그룹용의 선로 순서 요구에 따라, 다수의 제2국은 스위칭 시스템에 의해, 최협대역 빔폭을 이용하는 적어도 하나의 제1 그룹과, 최광대역 빔폭을 이용하는 제2 그룹으로 동적으로 분할된다.

대표도

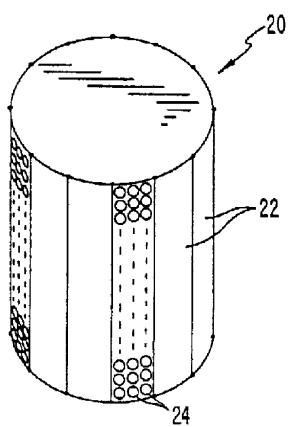
도1

도면

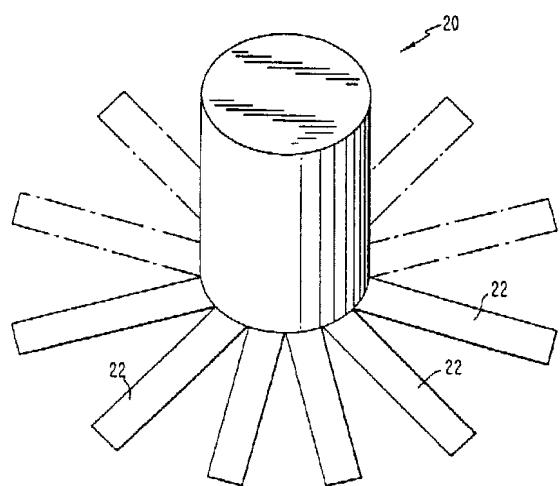
도면1



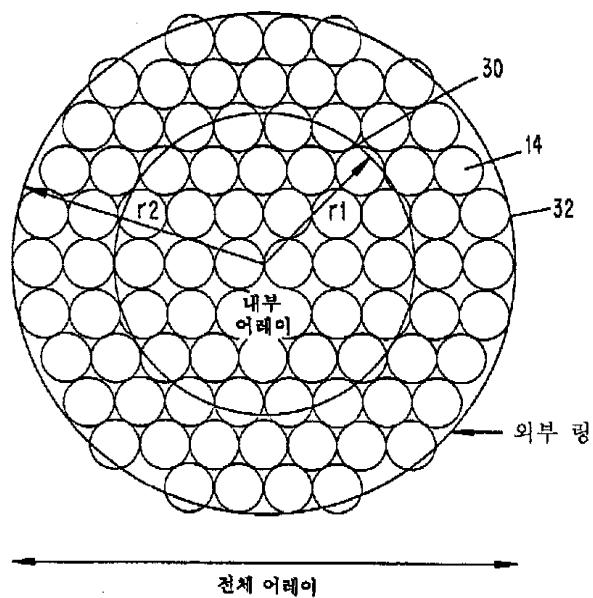
도면2a



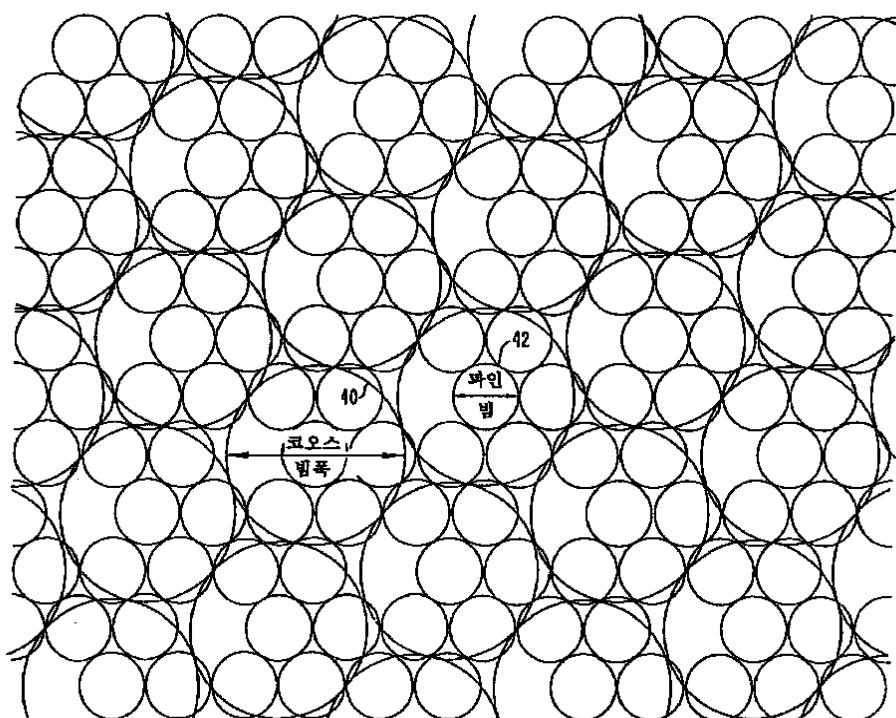
도면2b



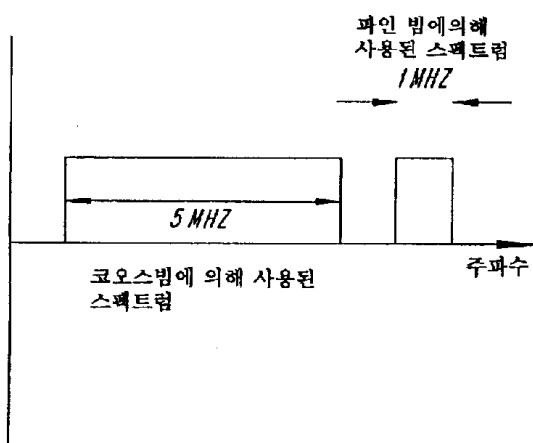
도면3



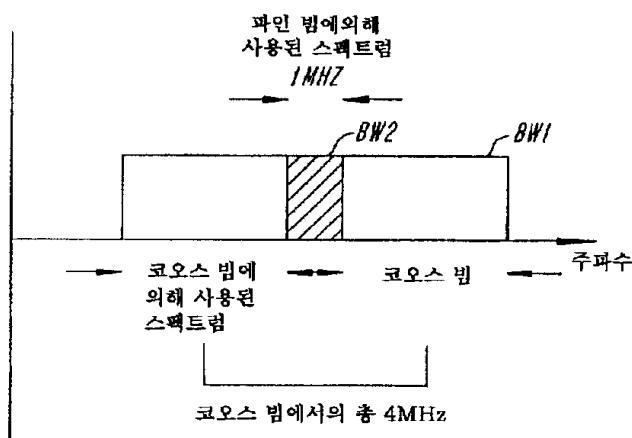
도면4



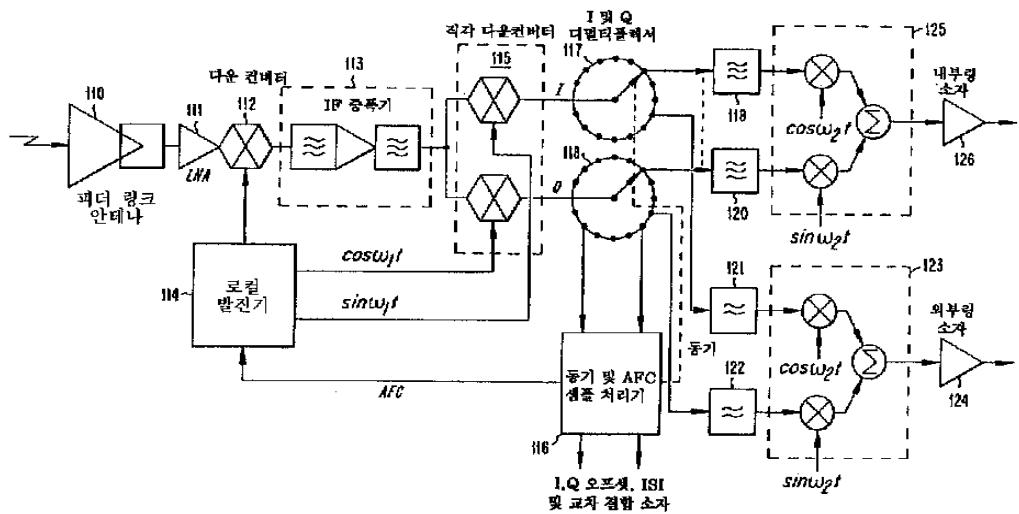
도면5a



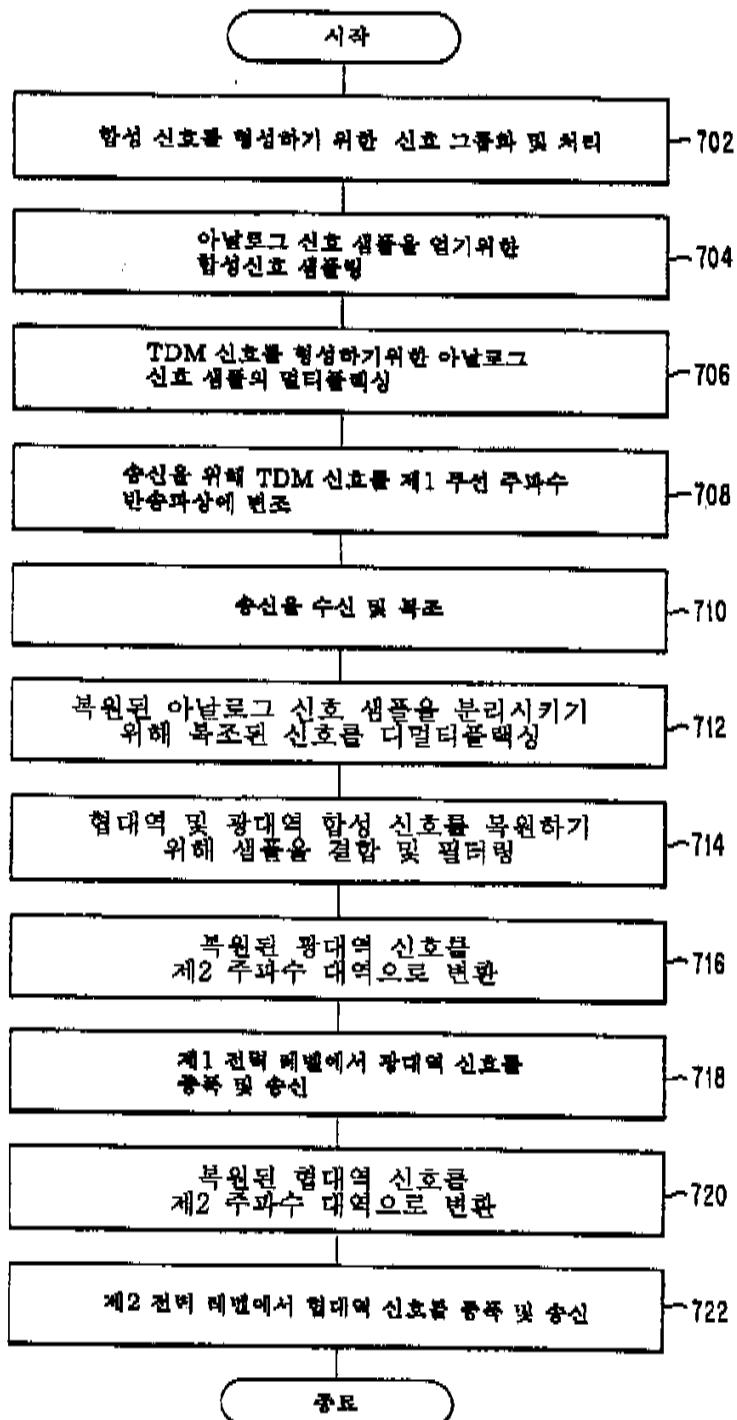
도면5b



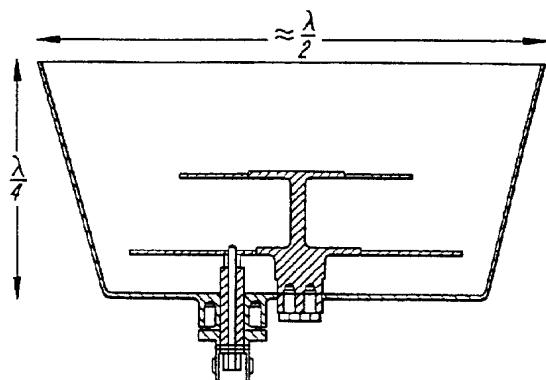
도면6



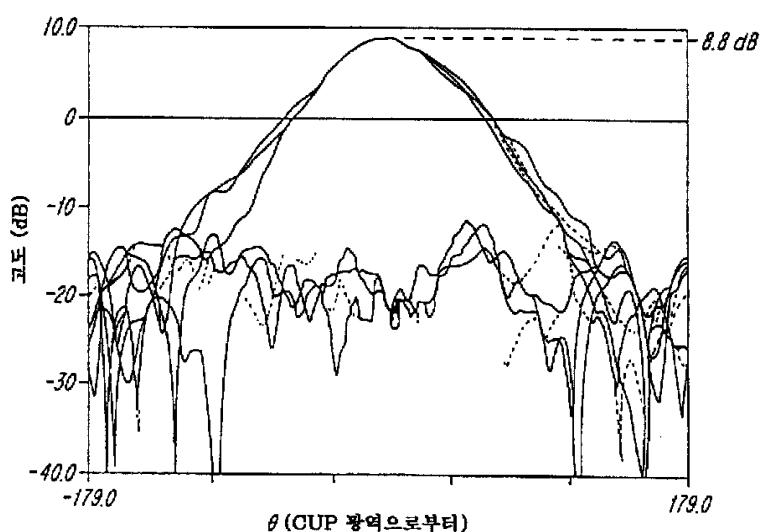
도면7



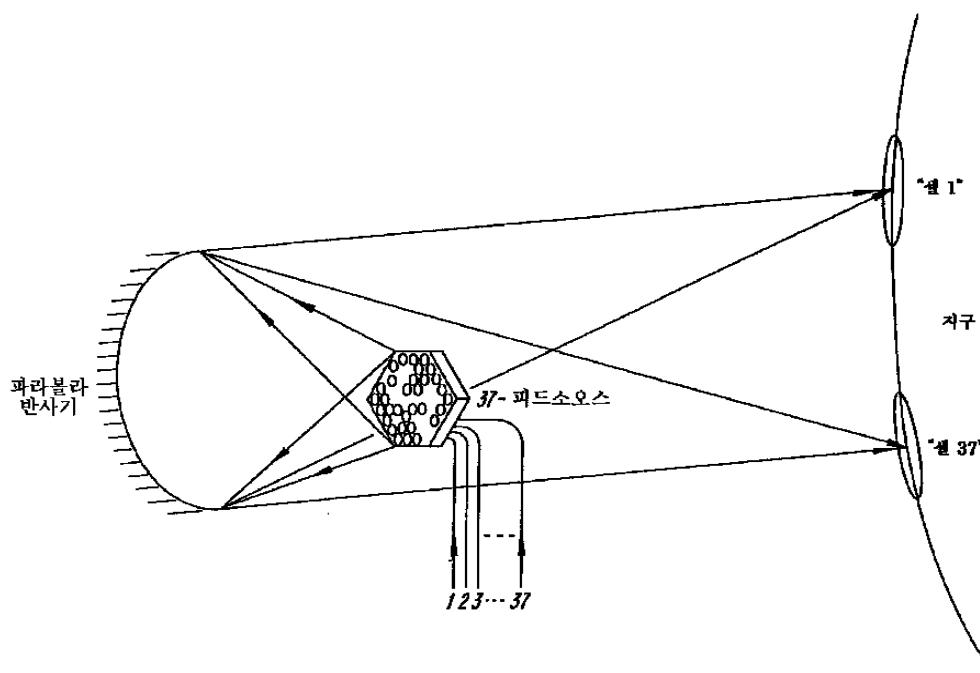
도면8a



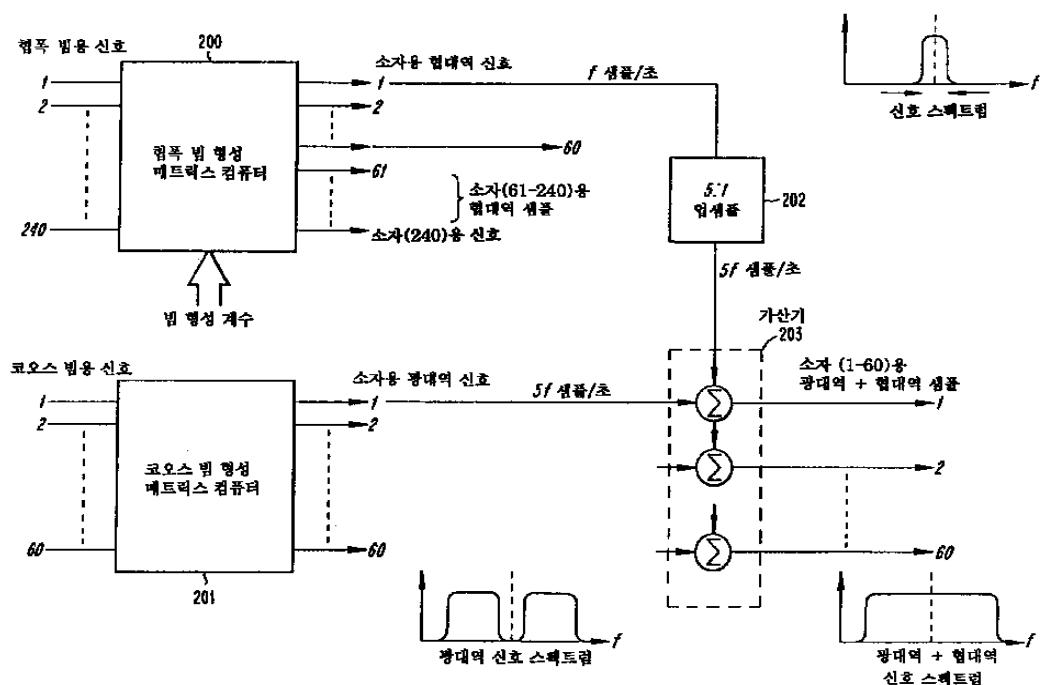
도면8b



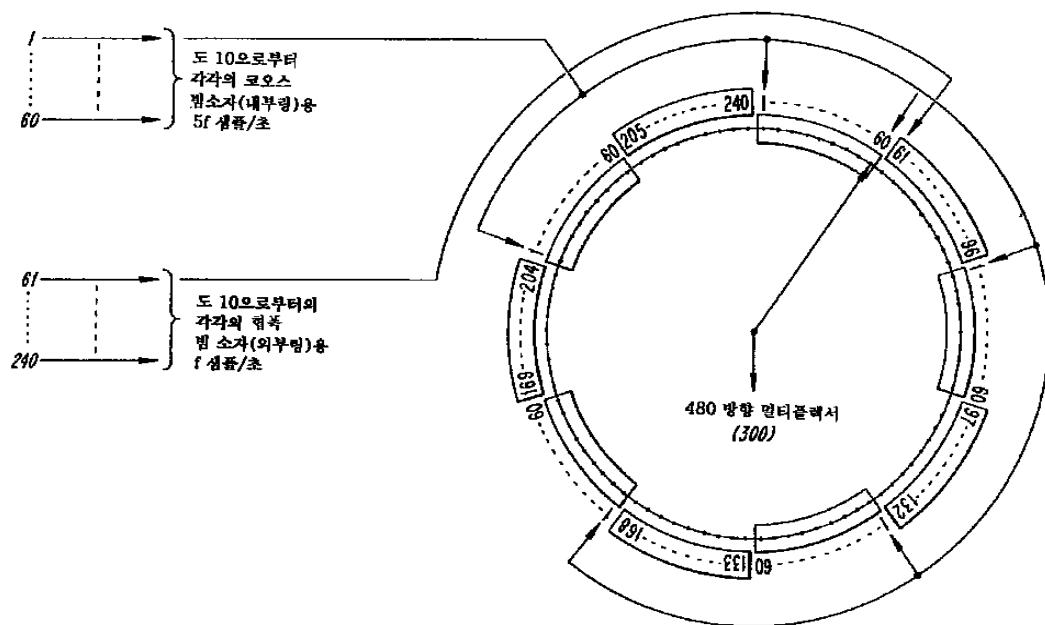
도면9



도면10



도면11



도면12

