

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.⁷
H04B 7/26

(11) 공개번호 10-2005-0101005
(43) 공개일자 2005년10월20일

(21) 출원번호 10-2004-0026265
(22) 출원일자 2004년04월16일

(71) 출원인 삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자 한진규
경기도수원시영통구영통동984-6번지305호
권환준
경기도수원시영통구영통동벽적골9단지롯데아파트944동614호
김동희
경기도용인시신봉동873번지신봉마을LG자이1차아파트124동1903호
김운선
경기도성남시분당구구미동무지개마을삼성아파트1008동1104호

(74) 대리인 이건주

심사청구 : 없음

(54) 무선 통신 시스템에서 방송 서비스 제공 장치 및 방법

요약

본 발명은 무선 통신 시스템에서 방송 서비스 제공 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 무선 통신 시스템에서 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 이용하여 방송 서비스를 제공하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

본 발명에 따른 시스템에서는, 직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 방송 서비스를 제공하기 위한 시스템에 있어서, 방송 서비스 데이터를 직교 주파수 분할 다중화한 심볼들로 생성하여 그대로 전송하는 제1타입의 기지국들과, 상기 방송 데이터 서비스를 상기 생성된 심볼들에 대하여 둘씩 하나의 쌍의 심볼들에 대하여 위치를 변경하고, 상기 위치 변경 전 짝수 번째 심볼들을 짝배 복소수를 취한 후 부호 반전한 후 직교 주파수 분할 다중화한 심볼들로 생성하여 전송하는 제2타입의 기지국들을 가지며, 상기 모든 기지국들은 방송 서비스를 제공하는 소정 영역을 가지는 기지국들과, 상기 제1타입의 기지국들과 상기 제2타입의 기지국들로부터 수신된 신호들을 직교 매크로 다이버시티 방법을 통해 수신하여 심볼들을 결합하는 방송 서비스 수신 단말을 포함함을 특징으로 한다.

대표도

도 3

색인어

OMD, 방송 서비스, OFDM.

명세서

도면의 간단한 설명

- 도 1은 OFDM을 기반으로 한 방송 시스템에서 물리 계층의 송수신 블록 구성도,
 도 2는 OFDM 방송 시스템의 SFN을 설명하기 위한 개념도,
 도 3은 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 주파수 직교 매크로 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 방송 시스템에서 물리 계층의 송수신기의 블록 구성도,
 도 4는 본 발명의 일 실시 예에 따라 직교 매크로 다이버시티를 적용한 OFDM 방송 시스템의 운영 예를 도시한 도면,
 도 5는 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 직교 매크로 다이버시티(OMD) 부호화기의 동작을 설명하기 위한 개념도,
 도 6은 본 발명에 따른 상기 도 5의 OMD 부호화기에 대응되는 OMD 복호기의 블록 구성도,
 도 7은 본 발명의 다른 실시 예에 따른 직교 매크로 다이버시티 부호화기의 실시 예의 블록 구성도,
 도 8은 본 발명의 제2실시 예에 따른 OMD 부호화에 대응되는 OMD 복호기의 내부 블록 구성도,
 도 9는 본 발명에 따라 직교 매크로 다이버시티의 이득을 효율적으로 얻기 위해 기지국의 배치에 대한 실시 예를 도시한 도면.
 도 10은 본 발명의 또다른 실시예에 따라 직교 매크로 다이버시티의 이득을 효율적으로 얻기 위해 기지국의 배치에 대한 실시 예를 도시한 도면.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 무선 통신 시스템에서 방송 서비스 제공 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 무선 통신 시스템에서 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 이용하여 방송 서비스를 제공하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

통상적으로 무선 통신 시스템은 소정의 주파수를 이용하여 원거리의 단말과 통신을 수행하는 장치로 가장 간단한 형태의 무전기 시스템으로부터 이동통신 시스템 및 근거리 무선 통신 시스템(Wireless LAN)과 광대역 무선 통신 시스템(MAN) 시스템 및 위성 통신 시스템 등으로 다양한 시스템 등이 존재한다. 상기한 시스템들은 모두 양방향 통신을 기본으로 하는 시스템이며, 단방향 통신을 수행하는 무선 통신 시스템으로 공중과 방송 시스템에서부터 위성 방송 시스템 및 이동 단말을 위한 방송 서비스 등의 다양한 방향으로 발전하고 있다.

이러한 시스템들 중에서 방송 서비스는 현재 상용화를 위해 개발에 박차를 가하고 있는 시스템으로 지상-디지털 비디오 방송(DVB-T : Digital Video Broadcast - Terrestrial)과, 휴대-디지털 비디오 방송(DVB-H : Digital Video Broadcast - Handheld) 및 디지털 오디오 방송(DAB : Digital Audio Broadcast) 등의 시스템이 있다. 이러한 시스템들에서는 방송 서비스를 위해 기본적으로 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식을 사용하고 있다. 이와 같이 방송 서비스에서 직교 주파수 분할 다중 전송 방식을 사용하는 이유는 고속 이동 환경에서 다중 경로 페이딩 현상에 따른 성능 제한을 극복하기 위함이다.

그러면 직교 주파수 분할 다중 전송 방식의 이점에 대하여 살펴보기로 한다. 첫째로 직교 주파수 분할 다중 전송 방식은 다중 경로 지연으로 인하여 발생하는 자기 간섭 현상을 방지한다. 특히 방송 서비스에서는 단일 주파수 네트워크(Single Frequency Network : 이하 "SFN"이라 함)를 통해 다른 지역으로부터 동일한 방송 신호를 수신할 수 있도록 설계할 수 있기 때문에 다른 지역에서 송출한 방송 신호와 간섭이 발생하지 않는다. 따라서 OFDM 전송 방식을 방송에 적용할 경우 간섭이 발생하지 않는 환경을 구현할 수 있어서 전송 효율을 극대화할 수 있다.

OFDM 방송 시스템에서 SFN의 개념은 여러 장소의 방송 송신소로부터 송신된 신호를 단말이 수신하는 매크로 다이버시티(Macro Diversity)를 구현하기 위한 것이다. 이하의 설명에서 이동 단말에서 방송을 수신하기 위한 방법을 설명하기 위해 하나의 방송 송신소가 신호를 송출하는 영역을 셀(cell)이라고 정의하고, 방송 송신소를 기지국(Base Station)이라고 정의하여 설명하기로 한다. 이동 수신환경에서는 수신 신호의 세기가 시간에 따라 변한다. 즉, 시간에 따라서 수신 품질이 변하는 것이다. 또한 일반적으로 수신 신호의 세기는 기지국에 가까이 위치한 단말에서 셀 신호를 수신하며, 기지국에서 먼 단말에서 약한 신호를 수신한다. 이동 단말이 방송 신호를 수신할 때, 기지국에서 가까울수록 평균 수신 전력이 충분히 크기 때문에 수신 전력의 상대적 세기가 낮아지더라도 수신된 절대치가 충분히 커서 방송 신호의 수신에 어려움이 없다. 그러나 기지국에서 먼 이동 단말의 경우, 즉 셀의 경계에 위치한 단말은 수신 신호의 세기가 상대적으로 부족할 가능성이 높다. 셀 경계의 단말은 평균 수신 전력이 낮아서 수신 전력의 상대적 세기가 낮아지는 순간에 급격히 수신 품질이 떨어지는 현상이 일어나게 된다. 따라서 방송 서비스의 커버리지를 넓히기 위해서 셀 경계의 단말의 수신 품질을 개선하는 기술이 요구된다.

이와 같이 특정한 기지국에서 송신되는 신호가 낮아 방송을 정상적으로 수신할 수 없는 문제를 해결하기 위해 매크로 다이버시티 방법이 사용되고 있다. 이러한 매크로 다이버시티는 한 기지국이 송신한 신호가 낮은 전력으로 수신될 때 이를 다른 기지국이 송신한 신호로 보완하기 위해 기지국들이 모두 동일한 방송 신호를 송출하도록 한다. 또한 이와 같이 서로 다른 기지국이 동일한 방송 신호를 송출할 때, 단말은 서로 다른 기지국들로부터 수신한 신호들이 상호 간섭이 발생되지 않도록 수신할 수 있어야 한다. OFDM을 이용한 방송 시스템은 상기의 요건을 모두 만족하기 때문에 매크로 다이버시티를 구현하기 용이하다.

이하에서 OFDM을 기반으로 하는 방송 시스템에 대하여 살펴보기로 한다. 도 1은 OFDM을 기반으로 한 방송 시스템에서 물리 계층의 송수신 블록 구성도이다. 상기 도 1에서 참조부호 100a는 기지국의 송신기에 대한 물리계층 블록 구성도이며, 참조부호 100b는 단말의 수신기에 대한 물리계층 블록 구성도이다.

그러면 먼저 기지국 송신기(100a)에 대한 물리계층 블록 구성에 대하여 살펴보기로 한다. 데이터 소스(101)는 방송할 물리 계층의 디지털 신호를 생성하는 부분이다. 이 디지털 신호는 채널 부호화기(102)에 입력되어 부호화된 디지털 신호로 변환된 후, 변조기(103)를 통해 변조된 신호로 변환된다. 이하에서 방송할 변조된 신호를 생성하는 참조부호 101, 102, 103의 과정을 묶어 변조심볼 소스(104)라고 정의한다. 이와 같은 과정을 통해 변조된 신호는 직렬 신호를 병렬 신호로 바꾸어주는 과정(105)을 거친 뒤, 역 푸리에 변환기(106)에서 역푸리에 변환된다. 상기 역 푸리에 변환기(106)가 수행하는 역 푸리에 변환은 입력된 신호열을 서로 다른 주파수에 위치시키는 역할을 한다. 그런 후 상기 역 푸리에 변환된 신호는 이전 과정에서 병렬 변환되었기 때문에 이를 다시 직렬로 복원하는 병직렬 변환기(107)를 통해 직렬 데이터로 변환된다. 이후 OFDM 심볼의 특성에 따라 싸이클릭 프리픽스(Cyclic Prefix) 부가기(108)에서 싸이클릭 프리픽스가 부가되어 출력된다. 이러한 Cyclic Prefix는 다중 경로에 의한 시간 지연 수신 신호 성분이 자기 간섭으로 작용하지 않도록 하기 위한 것이다. 따라서 Cyclic Prefix의 크기는 채널에서 발생하는 최대 시간 지연보다 최소한 작지 않게 설정되어야 한다. 이상의 과정을 통해 Cyclic Prefix까지 부가된 심볼을 OFDM 심볼이라고 부른다. 이하에서 OFDM 심볼을 생성하기 위한 장치인 참조부호 105, 참조부호 106, 참조부호 107 및 참조부호 108의 각 구성요소들을 묶어 OFDM 변조기(109)라고 칭하기로 한다.

OFDM 변조기(109)에서 출력된 OFDM 심볼은 믹서, 증폭기(도 1에 도시하지 않음) 등의 RF 처리 과정을 수행하여 무선 신호로 전송되어야 한다. 따라서 이러한 OFDM 심볼들은 RF 모듈(110)을 통해 전파 신호로 변환된 뒤 송출된다.

다음으로 상기 도 1의 구성 중 단말기의 물리계층 구성을 도시한 참조부호 100b의 구성에 대하여 살펴보기로 한다. 상기 송신기(100a)로부터 송신된 무선 신호를 RF 모듈(111)을 통해 수신하여 RF 모듈(111)은 수신된 전파 신호를 저주파 신호로 변환한다. 이와 같이 저주파 신호로 변환된 신호는 OFDM 심볼을 의미한다. 상기 OFDM 심볼은 Cyclic Prefix 제거기(112)로 입력되어 송신 시에 부가된 Cyclic Prefix가 제거된다. Cyclic Prefix가 제거된 심볼은 직/병렬 변환기(113)로 입력되어 직렬 신호를 병렬 신호로 바꾸는 변환한다. 이와 같이 병렬 신호로 변환된 각 신호들은 푸리에 변환기(114)로 입력되어 푸리에 변환이 이루어진 후 다시 병/직렬 변환기(115)로 입력된다. 따라서 병/직렬 변환기(115)는 병렬 신호를 다시 직렬 신호로 복원한다. 위에서 설명한 푸리에 변환기(114)가 수행하는 동작은 서로 다른 주파수에 위치하도록 설정한 신호를 다시 원위치로 복원하기 위함이다.

이상에서 설명한 수신 OFDM 심볼을 변조된 신호로 복원하는 참조부호 112, 참조부호 113, 참조부호 114 및 참조부호 115의 각 구성요소를 이하의 설명에서 OFDM 복조기(116)라고 정의한다. OFDM 복조기(116)를 통해 복원된 변조 신호

는 복조기(117)를 통해 복조되고, 채널 복호기(118)를 통해 채널 부호화 이전의 디지털 신호 상태로 복원된다. 이 디지털 신호는 상위 계층으로 전달(119)되어 소리나 영상 혹은 데이터의 형태로 단말기에서 재생된다. 여기서는 단말기에서 재생되는 이후의 과정에 대하여는 살피지 않는다.

이상에서 상술한 OFDM 방송시스템의 송/수신 과정을 간략화 하면 다음과 같다. 기지국은 송신코자 하는 방송 디지털 신호를 변조신호 소스(104)를 통해 변조된 신호를 생성하고 OFDM 변조기(109)를 통해 OFDM 심볼로 변환한 뒤 송출한다. 단말기는 수신 OFDM 심볼을 OFDM 복조기(116)를 통해 변조 신호로 복원하고 복원된 변조 신호는 변조신호 싱크(120)에서 방송 디지털 신호로 복원되는 일련의 과정을 통해 송신이 이루어진다.

도 2는 OFDM 방송 시스템의 SFN을 설명하기 위한 개념도이다. 이하 도 2를 참조하여 OFDM 방송 시스템의 SFN에 대하여 살펴보기로 한다.

상기 각 기지국들(203, 204, 205)은 특정한 셀 영역을 가지며, 각 셀 영역들은 방송 서비스를 수신할 수 있는 영역이다. 또한 도 2에 도시한 각 단말들(201, 202)은 방송 서비스를 수신할 수 있는 단말들이다. 상기 기지국(203)에 가까이 위치한 제1단말(201)은 기지국(203)으로부터 평균적으로 충분히 강한 신호를 수신 받기 때문에 수신 품질에 큰 문제가 없다. 그러나 기지국(203)에서 멀리 떨어진 제2단말(202)은 평균 수신 전력의 세기가 낮다. 따라서 시간에 따라 변하는 다중 경로 페이딩 현상에 의해 수신 품질이 변하는 현상을 겪게 된다. 이를 보완하기 위해 다른 기지국들(204, 205)을 두고 상기 제2 단말(202)로 제공하는 방송 서비스와 동일한 OFDM 신호를 기지국(203)을 통해 송출하도록 한다.

이와 같은 방법으로 제2단말(202)은 세 개의 기지국들(203, 204, 205)로부터 동일한 신호를 수신하게 되어 하나의 기지국으로부터 수신할 경우에 비해 수신 품질을 개선할 수 있다. 즉, 서로 다른 기지국이 동일한 신호를 동일한 주파수에 전송하는 것을 SFN이라 하고 매크로 다이버시티는 이를 통해 수신 품질을 개선하게 하는 기법을 뜻한다.

그런데, 이러한 일반적인 OFDM 방송 시스템에서 SFN을 통해 구현하는 매크로 다이버시티 기법은 서로 다른 기지국이 송신한 신호를 구분해서 이를 각 기지국과의 채널상태와 정합하여 결합하는 코히어런트 결합이 불가능하다. 코히어런트 결합은 서로 다른 채널 응답을 동위상으로 보정한 후 결합하는 것이기 때문에 코히어런트 결합을 하지 않는 것에 비해 성능이 개선된다. 그런데 코히어런트 결합을 위해서는 서로 다른 기지국이 송신한 신호를 구분할 수 있는 기법이 요구된다. 이를 좀 더 상세히 설명하면 하기와 같다. 예를 들어 두개의 기지국 A와 B가 있고, 단말기는 SNR(Signal to Noise Ratio)이 가장 낮은 위치, 즉 두 기지국으로부터 각각 수신되는 신호의 평균 전력이 동일한 셀 경계에 있다고 가정하자. N개의 부반송파(subcarrier)를 이용하는 OFDM 방송 시스템에서 기지국 A와 B가 송신하는 주파수 상의 신호는 각각 S_A 와 S_B 이고 하기 두 기지국은 <수학식 1>과 같이 동일한 송신 신호를 전송한다고 가정한다.

수학식 1

$$S = S_A = S_B = [S_1, S_2, \dots, S_N]$$

여기서 S_n 은 n번째 부반송파로 전송되는 변조 신호이다. 단말과 기지국 A간의 주파수 상의 채널 응답을 하기 <수학식 2>라 하고, 단말과 기지국 B간의 주파수상의 채널 응답을 하기 <수학식 3>이라 한다.

수학식 2

$$g_A = [g_1^{(A)}, g_2^{(A)}, \dots, g_N^{(A)}]$$

수학식 3

$$g_B = [g_1^{(B)}, g_2^{(B)}, \dots, g_N^{(B)}]$$

이때, Rayleigh 페이딩 채널을 가정하면, n번째 부반송파에 대해 기지국 A와 B의 채널 응답인 $g_n^{(A)}$ 와 $g_n^{(B)}$ 는 상호 독립적인 평균 0, 분산 1인 복소 Gaussian 확률 변수가 된다. 또한 Z_n 은 n번째 부반송파의 AWGN(Addictive White Gaussian Noise) 성분이라고 하면, 단말기가 수신한 주파수 상의 신호는 하기 <수학식 4>와 같다.

수학식 4

$$r = [r_1, r_2, \dots, r_N], \text{ 단, } r_n = \{g_n^{(A)} + g_n^{(B)}\} S_n + z_n$$

즉 상기한 바와 같은 방법으로 매크로 다이버시티 기법을 사용할 경우 단말기에서 겪는 n번째 부반송파의 채널 응답은 $g_n^{(A)} + g_n^{(B)}$ 이다. 상기 $g_n^{(A)} + g_n^{(B)}$ 는 새로운 복소 Gaussian 확률 변수가 되고, 분산은 $g_n^{(A)}$ 와 $g_n^{(B)}$ 의 각각에 비해 두 배 증가한다. 따라서 $g_n^{(A)} + g_n^{(B)}$ 를 $\sqrt{2} \hat{g}_n$ 로 표현할 수 있다. 단 \hat{g}_n 은 평균 0, 분산 1인 복소 Gaussian 확률 변수이다. 따라서 현재 사용하는 방법에 따른 OFDM 방송에서의 매크로 다이버시티 기법을 이용하는 경우에 평균 수신 SNR이 3dB 개선된 효과를 볼 수 있다. 그러나 매크로 다이버시티를 통해 얻게 되는 등가적인 채널은 여전히 복소 Gaussian 확률 변수로 Rayleigh 채널을 유지하게 된다. 즉 종래의 매크로 다이버시티 기법을 통해 평균 SNR의 증대 효과를 얻을 수 있지만, 채널의 변동 폭을 줄여주는 다이버시티 이득은 얻을 수 없는 것이다. 그 이유는 SFN에 기반을 둔 매크로 다이버시티 기법을 이용할 경우 서로 다른 기지국의 채널응답을 코히어런트하게 결합할 수 없기 때문이다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 본 발명의 목적은 OFDM 방식의 방송 서비스 시스템에서 코어러런트를 제공할 수 있는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 OFDM 방식의 방송 서비스 시스템에서 방송 서비스를 보다 효율적으로 제공하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 OFDM 방식의 방송 서비스 시스템에서 매크로 다이버시티 성능을 높일 수 있는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시 예는 직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 방송 서비스를 제공하기 위한 시스템에 있어서, 방송 서비스 데이터를 직교 주파수 분할 다중화한 심볼들로 생성하여 그대로 전송하는 제1타입의 기지국들과, 상기 방송 데이터 서비스를 상기 생성된 심볼들에 대하여 둘씩 하나의 쌍의 심볼들에 대하여 위치를 변경하고, 상기 위치 변경 전 짝수 번째 심볼들을 짝레 복소수를 취한 후 부호 반전한 후 직교 주파수 분할 다중화한 심볼들로 생성하여 전송하는 제2타입의 기지국들을 가지며, 상기 모든 기지국들은 방송 서비스를 제공하는 소정 영역을 가지는 기지국들과, 상기 제1타입의 기지국들과 상기 제2타입의 기지국들로부터 수신된 신호들을 직교 매크로 다이버시티 방법을 통해 수신하여 심볼들을 결합하는 방송 서비스 수신 단말을 포함함을 특징으로 한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 방법은, 직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 방송 서비스를 제공하기 위한 방법에 있어서, 제1타입의 기지국들은 방송 서비스 데이터를 직교 주파수 분할 다중화한 심볼들로 생성하는 과정과, 제2타입의 기지국들은 상기 방송 데이터 서비스 데이터에 대하여 둘씩 하나의 쌍의 심볼들에 대하여 위치를 변경하고, 상기 위치 변경 전 짝수 번째 심볼들을 짝레 복소수를 취한 후 부호 반전하여 심볼을 생성하는 과정과, 상기 제2타입의 기지국들은 상기 생성된 심볼들에 대하여 직교 주파수 분할 다중화하여 전송할 심볼들을 생성하는 과정과, 상기 생성된 심볼들에 대하여 각 기지국이 전송하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 또한 하기 설명에서는 구체적인 특정(特定) 사항들이 나타나고 있는데, 이는 본 발명의 보다 전반적인 이해를 돕기 위해서 제공된 것일 뿐 이러한 특정 사항들 없

이도 본 발명이 실시될 수 있음은 이 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게는 자명하다 할 것이다. 그리고 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우 그 상세한 설명을 생략한다.

도 3은 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 주파수 직교 매크로 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 방송 시스템의 송수신기의 블록 구성도이다. 이하 도 3을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 주파수 직교 매크로 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 방송 시스템의 송수신기의 블록 구성 및 그 동작에 대하여 상세히 설명하기로 한다.

먼저 본 발명에서는 방송을 수행하는 기지국을 크게 제1타입 기지국(Type A BS)과 제2타입 기지국(Type B BS)으로 분류한다. 상기 도 3에서 참조부호 305는 Type A의 기지국 송신기 구조이고, 참조부호 310은 Type B의 기지국 송신기 구조이다. 단, 이러한 기지국의 구성에서 하나의 기지국이 Type A의 구성과 Type B의 구성 중 하나를 배타적으로 내장하도록 제한할 필요는 없다. 즉 하나의 기지국은 Type A를 위한 OMD 부호화기와 Type B를 위한 부호화기를 모두 가지고 있되 필요에 따라 선택하도록 유연성을 둘 수 있다. 예를 들어, OMD 부호화기를 모두 내장한 기지국이 있어서 여러 기지국을 관장하는 방송송출 센터에서 각 기지국의 Type을 설정하는 정보를 보내면, 각 기지국은 지시대로 OMD 부호화기를 선택하여 송출 장치를 구성할 수 있다. 혹은 수동으로 운영자가 각 기지국의 Type을 설정해서 OMD 부호화기를 선택할 수도 있다. 이와 같은 기지국들은 동일한 개수로 구성하는 것이 바람직하다. 즉, 예를 들어 설명하면, 방송을 송출하는 기지국이 10개가 있다면 이 중 5개는 Type A로 나머지 5개는 Type B로 설정한다. Type A와 Type B의 기지국들은 서로 다른 직교 매크로 다이버시티(Orthogonal Macro Diversity : 이하 "OMD"라 함) 부호화기를 사용하는 차이가 있다. 먼저 Type A로 분류되는 기지국들은 Type A용 OMD 부호화기(302)를 사용하고, Type B로 분류되는 기지국들은 Type B용 OMD 부호화기(307)를 사용한다. 주파수 직교 매크로 다이버시티 기법을 사용한 기지국 송신기의 동작은 다음과 같다. 따라서 이하에서는 각 구성요소들을 살펴에 있어서는 각각을 구별하여 설명하지 않고 함께 구성요소에 대하여 살펴도록 하겠다.

변조신호 소스(301, 306)는 방송 신호가 변조된 신호를 발생시키는데 모든 기지국은 Type A와 Type B의 구분 없이 동일한 변조 신호를 송신한다. 변조 신호는 Type A와 Type B의 기지국에 따라 다르게 정의된 OMD 부호화기(302, 307)를 거친다. OMD 부호화기는 부호화율이 1인 일종의 심볼 변환기이다. OMD 부호화를 거친 신호는 종래의 OFDM 방송 기지국과 같이 OFDM 변조기(303, 308)를 통해 OFDM 심볼로 변환된다. 그리고 이와 같이 OFDM 심볼로 변환된 심볼들은 RF 모듈(304, 309)에서 전파로 송신된다. 본 발명에서는 Type A와 Type B의 기지국은 단말에서 서로 직교 분해가 가능하도록 서로 다른 OMD 부호화된 서로 다른 전파 신호를 전송한다는 점에서, 종래의 SFN 기반 매크로 다이버시티와 같이 동일한 전파 신호만을 송신하는 OFDM 방송 시스템의 송신 방법과 차이가 있다. Type A와 Type B의 기지국에서 각각 사용되는 Type A OMD 부호화기와 Type B OMD 부호화기는 연속된 두개의 부반송파로 전송될 한 쌍의 심볼에 대해, 서로 위치가 다르도록 배열하고 서로 부호가 다르게 하며, 서로 켈레복소수 관계를 갖도록 하는 작업을 수행한다. 이러한 심볼 변형을 통해 단말 수신기가 부호화된 한 쌍의 심볼을 복호하는 과정에서 Type A 기지국들에 의한 채널 응답과 Type B 기지국들에 의한 채널 응답이 직교 분해가 가능하게 된다. 따라서 단말 수신기는 이 두개의 채널 응답에 대해 코히어런트 결합을 수행할 수 있어서 직교 매크로 다이버시티를 통한 다이버시티 이득의 개선 효과를 얻을 수 있다.

그러면 다음으로 수신기의 구성 및 동작에 대하여 살펴보기로 한다. 본 발명에 따른 주파수 직교 매크로 다이버시티 기법을 사용한 단말기 수신기의 동작은 다음과 같다. 단말기는 RF 모듈(311)을 통해 수신된 전파 신호를 저주파 대역 신호로 변환한다. 이렇게 복원된 저주파 신호는 OFDM 복조기(312)를 거쳐 변조 신호로 복원된다. 복원된 변조신호는 Type A와 Type B의 서로 다른 분류의 기지국이 송신한 신호가 섞여 있는 형태이기 때문에 이것을 본래대로 돌려놓는 과정을 거쳐야 한다. Type A와 Type B의 기지국이 서로 다른 송신 신호를 발생시키게 된 것은 서로 다른 OMD 부호화기를 사용했기 때문이다. 따라서 이를 복원하는 과정에서 OMD 복호기(313)가 사용된다. OMD 복호 과정을 거친 변조 신호는 변조신호 싱크(314)에서 방송 디지털 신호로 복원되어 소리나 영상 혹은 데이터의 형태로 단말기에서 재생된다.

도 4는 본 발명의 일 실시 예에 따라 직교 매크로 다이버시티를 적용한 OFDM 방송 시스템의 운영 예를 도시한 도면이다. 그러면 상기 도 4를 참조하여 본 발명의 일 실시 예에 따라 직교 매크로 다이버시티를 적용한 OFDM 방송 시스템의 운영 예를 설명하기로 한다.

단말기(401)는 세 기지국들(402, 403, 404)의 셀의 경계에 위치하고 있다. 그리고 상기 기지국들(402, 403, 404) 중 제1 기지국(402)은 Type A이고, 제2기지국(403)과 제3기지국(404)은 Type B이다. 따라서 제1기지국(402)이 송출하는 전파 신호는 제2기지국(403)과 제3기지국(404)이 송출하는 전파 신호와 다르다. 단말기(401)는 모든 기지국의 신호를 수신한다. 상기 제2기지국(403)과 상기 제3기지국(404)은 동일한 전파 신호를 전송하였기 때문에 단말기(401)는 이 두 기지국으로부터 종래의 매크로 다이버시티 기법에서 얻는 이득을 얻을 수 있다. 그리고 단말기(401)는 Type A와 Type B의 기지국이 송출한 서로 다른 전파 신호를 수신해서 이를 직교 분해하는 OMD 복호 과정을 통해 코히어런트 결합을 수행한다.

도 5는 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 직교 매크로 다이버시티 부호화기의 동작을 설명하기 위한 개념도이다. 이하 도 5를 참조하여 본 발명에 따른 직교 매크로 다이버시티 부호화기의 동작에 대하여 상세히 설명하기로 한다.

제1직교 매크로 다이버시티 부호화기(501)는 Type A로 분류된 기지국이 사용하는 OMD 부호화기이고 제2직교 매크로 다이버시티 부호화기(504)는 Type B로 분류된 기지국이 사용하는 부호화기이다. 상기 도 5에서 직교 매크로 다이버시티 부호화기(504)가 위의 그림과 아래 그림으로 2가지 구성을 가지도 도시하였다. 이는 심볼이 변경되는 예를 설명하기 위해 다른 도면에 도시하지 않고 같은 도면에 도시하여 설명하기 위함이다. 즉, 2개의 OFDM 심볼이 변경되는 것을 예로 설명하는 경우와 다수개의 OFDM 심볼이 변경되는 예를 설명하기 위함이다.

먼저 Type A의 제1 OMD 부호화기(501)는 실제로 아무 작업을 수행하지 않는다. 그리고 제2 OMD 부호화기(502)는 변조신호 소스(301, 306)에서 만들어낸 것으로 각 부반송파에 실릴 변조된 신호이다. 부반송파의 개수가 2N 개인 OFDM 시스템에서 제2 OMD 부호화기(502)에 해당하는 신호는 하기 <수학식 5>와 같다고 가정한다.

수학식 5

$$s = [s_1, s_1, \dots, s_{2N-1}, s_{2N}]$$

상기 <수학식 5>에서 S_n 은 n번째 부반송파로 전송되는 변조 신호이다.

상기 Type A의 OMD 부호화기(501)는 아무 작업을 수행하지 않기 때문에 부호화된 신호 S_A 는 S와 동일하다. 그러나 Type B의 제2 OMD 부호화기(504)는 신호를 변형한다. 그러면 이에 대하여 살펴보기로 한다.

Type B의 제2 OMD 부호화기(504)에 입력되는 신호는 Type A의 OMD 부호화기(504)와 동일한 S의 신호이다. 즉 참조부호 502와 참조부호 507은 동일하다. 그러나 Type B의 제2 OMD 부호화기(502)는 두개의 연속된 신호에서 짝수 번째 신호와 홀수 번째의 신호를 쉼표 복소수 취하고, 서로 위치를 바꾼다. 그리고 원래 짝수 번째 신호였던 것에 대해 음수를 취한다. 따라서 입력되는 심볼 시퀀스(505)는 참조부호 506의 시퀀스와 같이 변환되어 출력된다. 이것을 2N개의 모든 부반송파에 실릴 신호에 대해 적용하면 참조부호 508과 같은 시퀀스가 구해진다.

하기 <수학식 6>은 Type A와 Type B의 OMD 부호화기 출력 신호 S_A 와 S_B 를 나타낸 것이다.

수학식 6

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_A &= \mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{2N-1}, s_{2N}] \\ \mathbf{s}_B &= [-s_2^*, s_1^*, \dots, -s_{2N}^*, s_{2N-1}^*] \end{aligned}$$

단, 여기서 a^* 는 a의 쉼표복소수를 의미하며, 복소수 a의 허수부에 -1을 곱하는 연산으로 이루어진다.

단말과 Type A 기지국들 간의 주파수 상의 채널 응답을 g_A 라고 가정한다. g_A 는 개별 Type A 기지국과 단말 사이의 채널 응답들을 모두 합친 것과 동일하다. 마찬가지로 방법으로 단말과 Type B 기지국들 간의 주파수 상의 채널 응답을 g_B 라고 가정한다 그러면 g_A 와 g_B 는 <수학식 7>과 같이 표기된다.

수학식 7

$$\mathbf{g}_A = [g_1^{(A)}, g_2^{(A)}, \dots, g_{2N-1}^{(A)}, g_{2N}^{(A)}]$$

$$\mathbf{g}_B = [g_1^{(B)}, g_2^{(B)}, \dots, g_{2N-1}^{(B)}, g_{2N}^{(B)}]$$

두개의 연접한 부반송파의 채널 응답은 거의 동일하다고 가정할 수 있다. 이러한 가정이 유효한 이유는 일반적으로 OFDM 시스템에서는 파일럿 톤(Pilot tone)이라고 하는 미리 약속된 형태의 부반송파를 특정 위치에 삽입하여 수신기에서 채널을 추정하는데, 이를 위해서는 Pilot tone 사이의 채널이 일정 상관도보다 높아야 한다. 따라서 하기 <수학식 8>과 같은 가정이 가능하다.

수학식 8

$$g_{2n-1}^{(A)} = g_{2n}^{(A)}$$

$$g_{2n-1}^{(B)} = g_{2n}^{(B)}$$

또한 단말기가 수신한 주파수 상의 <수학식 9>와 같은 신호 r의 원소는 하기 <수학식 10>과 같이 표현할 수 있다.

수학식 9

$$r = [r_1, r_2, \dots, r_{2N-1}, r_{2N}]$$

수학식 10

$$r_{2n-1} = g_{2n-1}^{(A)} s_{2n-1} - g_{2n-1}^{(B)} s_{2n}^* + z_{2n-1}$$

$$= g_{2n}^{(A)} s_{2n-1} - g_{2n}^{(B)} s_{2n}^* + z_{2n-1}$$

$$r_{2n} = g_{2n}^{(A)} s_{2n} + g_{2n}^{(B)} s_{2n-1}^* + z_{2n}$$

Type A의 기지국들이 송신한 신호와 Type B의 기지국들이 송신한 신호가 동일해 하나의 부반송파를 통해 수신되고 있기 때문에 원래 기지국이 전송하고자 했던 신호 s를 복원하기 위해서 직교 매크로 다이버시티 복호 과정이 필요하다.

도 6은 본 발명에 따른 상기 도 5의 ODM 부호화기에 대응되는 ODM 복호기의 블록 구성도이다. 이하 도 6을 참조하여 본 발명에 따른 ODM 복호기의 블록 구성 및 동작에 대하여 상세히 설명하기로 한다.

참조부호 601은 홀수 번째 부반송파에 수신된 신호 r_{2n-1} 이고, 참조부호 602는 짝수 번째 부반송파에 수신된 신호 r_{2n} 이다. 상기 ODM 복호기는 각 부반송파의 채널 응답을 입력받아야 한다. 따라서 상기 참조부호 603은 Type A 기지국들과 단말 사이의 채널 응답이고, 참조부호 604는 Type B 기지국들과 단말 사이의 채널 응답이다. 우선, 제1결레 복소수기(605)는 Type A 채널 응답(603)의 결레 복소수를 취하여 출력한다. 이와 같이 출력된 신호는 홀수 번째 부반송파 수신신호(601)는 곱셈기(607)에서 두 값을 곱하여 출력한다. 그리고 짝수 번째 부반송파 수신신호(602)는 제2결레 복소수기(606)에 의해 결레 복소수를 취한 후 곱셈기(604)에서 Type B 채널 응답을 곱한다. 이후 가산기(609)에서 상기 곱한 값들 더하여 출력한다. 이 과정을 통해 홀수 번째 신호 S_{2n-1} 을 추정된 신호(\hat{S}_{2n-1})가 복원된다.

그 다음으로, Type A 채널 응답의 켈레 복소수 계산기(605)와 짝수 번째 부반송파 수신신호(602)를 곱셈기(613)에서 곱한 값과, 홀수 번째 부반송파 수신신호(601)에 대하여 켈레 복소수 계산기(611)에서 켈레 복소수를 계산하고, Type B 채널 응답(603)을 곱셈기(612)에서 곱한 값을 가산기(614)에서 차를 계산한다. 이 과정을 통해 짝수 번째 신호 r_{2n} 을 추정된 신호(\hat{S}_{2n})(615)가 복원된다. 이를 수학식으로 나타내면 하기 <수학식 11>과 같다.

수학식 11

$$\begin{aligned} \hat{s}_{2n-1} &= g_{2n}^{(A)*} r_{2n-1} + g_{2n}^{(B)*} r_{2n} \\ &= \left\{ |g_{2n}^{(A)}|^2 + |g_{2n}^{(B)}|^2 \right\} s_{2n-1} + g_{2n}^{(A)*} z_{2n-1} + g_{2n}^{(B)*} z_{2n} \\ \hat{s}_{2n} &= g_{2n}^{(A)*} r_{2n} - g_{2n}^{(B)*} r_{2n-1} \\ &= \left\{ |g_{2n}^{(A)}|^2 + |g_{2n}^{(B)}|^2 \right\} s_{2n} + g_{2n}^{(A)*} z_{2n} - g_{2n}^{(B)*} z_{2n-1} \end{aligned}$$

OMD 복호 과정을 통해 하나의 부반송파에 섞여 있던 홀수 번째 신호와 짝수 번째 신호를 완벽하게 분리한 것을 확인할 수 있다. 결과적으로 \hat{S}_{2n-1} 과 \hat{S}_{2n} 의 SNR은 하기 <수학식 12>와 같다.

수학식 12

$$\gamma_{2n-1} = \gamma_{2n} = \left\{ |g_{2n}^{(A)}|^2 + |g_{2n}^{(B)}|^2 \right\} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_z^2}$$

상기 <수학식 12>에서 σ_s^2 과 σ_z^2 은 각각 수신 신호의 평균 전력과 AGWN의 전력을 의미한다. 동일한 환경에서 종래 기술에서 설명한 매크로 다이버시티 기법을 적용할 경우 \hat{S}_{2n-1} 과 \hat{S}_{2n} 의 SNR은 하기 <수학식 13>과 같다.

수학식 13

$$\gamma_{2n-1} = \gamma_{2n} = |g_{2n}^{(A)} + g_{2n}^{(B)}|^2 \frac{\sigma_s^2}{\sigma_z^2} = 2|\tilde{g}_{2n}|^2 \frac{\sigma_s^2}{\sigma_z^2}$$

여기서 \tilde{g}_{2n} 은 평균이 0 분산이 1인 복소 Gaussian 확률 변수이다. 상기 <수학식 12>와 상기 <수학식 13>을 비교하면, 종래 기술에서 설명한 매크로 다이버시티를 적용하였을 때 얻는 SNR은 자유도가 2인 Chi Squared 확률 변수인 반면, 직교 매크로 다이버시티를 적용하였을 때 얻는 SNR은 자유도가 4인 Chi Squared 확률 변수이다. 즉 직교 매크로 다이버시티를 적용하면 다이버시티 order가 두 배 증가한다. 한편 두 매크로 다이버시티 기법 모두 평균 SNR 측면에서는 매크로 다이버시티를 적용하지 않은 경우에 비해 두 배 증가한다. 즉 직교 매크로 다이버시티를 적용하면 평균 SNR은 유지되면서 수신 신호의 변동폭을 줄여주는 다이버시티 이득이 개선되는 것을 알 수 있다.

도 7은 본 발명의 다른 실시 예에 따른 직교 매크로 다이버시티 부호화기의 실시 예의 블록 구성도이다. 이하 도 7을 상술한 도 5와 대비하여 살펴하기로 한다.

참조부호 701은 Type A로 분류된 기지국이 사용하는 OMD 부호화기이고, 참조부호 706는 Type B로 분류된 기지국이 사용하는 OMD 부호화기이다. 상기 도 7의 부호화 방법은 송신 다이버시티(Transmit Diversity) 기술 중 하나인 알라모티(Alamouti) 부호화 방법을 매크로 다이버시티로 확장한 것이다. 즉, 상기 Type A로 분류된 기지국이 사용하는 OMD 부호

화기(701)는 짝수번째 부호화 심볼들에 대하여 결레를 취한 후 음수로 변환을 수행하는 것이다. 또한 Type B로 분류된 기지국이 사용하는 OMD 부호화기(706)는 두 개씩 쌍으로 순서를 바꾸고, 바뀌어진 순서에서 짝수 번째에 위치하는 심볼 즉, 입력 심볼의 홀수 번째 심볼에 결레 복소수를 취한 값이 된다. 이와 같은 방법을 사용하면, 앞에서 기술한 도 5와 동일한 효과를 얻을 수 있다.

도 8은 본 발명의 제2실시 예에 따른 OMD 부호화에 대응되는 OMD 복호기의 내부 블록 구성도이다. 이하 도 8을 기술한 도 6과 대비하여 살펴보면, 다른 모든 구성들은 동일하며, 제2가산기(814)가 수행하는 차 계산에서 차이를 가진다. 즉, 도 5와 차를 계산하는 부호가 바뀌어 있다. 제2실시 예의 방법에서 부호가 바뀌는 현상으로 발생한 것이다. 따라서 상기 도 8의 수신기에서도 앞에서 기술한 도 6과 동일한 성능을 얻을 수 있다.

도 9는 본 발명에 따라 직교 매크로 다이버시티의 이득을 효율적으로 얻기 위해 기지국의 배치에 대한 실시 예를 도시한 도면이다. 이하 도 9를 참조하여 본 발명에 따른 기지국 배치를 설명하면 하기와 같다.

본 발명에 따른 Type A와 Type B의 기지국이 균일하게 분포하게 되면 직교 매크로 다이버시티 이득을 극대화 할 수 있다. 하나의 기지국에 서로 다른 Type의 기지국이 인접하게 되면 셀 경계에서 직교 매크로 다이버시티의 효과가 나타나게 된다. 동일한 Type의 기지국이 인접하게 되면 셀 경계에서 직교 매크로 다이버시티의 효과가 나타나게 된다. 동일한 Type의 기지국이 몰려 있는 영역이 있으면, 그 기지국의 셀 경계에서는 종래의 SFN 기반 매크로 다이버시티의 효과만 나타나게 된다. 즉 셀 경계에 위치하고 있는 이동 단말들이 Type A와 Type B의 기지국으로부터 송신되는 신호를 수신하여 상기와 같이 직교 매크로 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 한다.

즉, 상기 도 9에서는 B Type의 기지국 주변에 A Type 기지국이 4개씩 있고, B Type 기지국 주변에 B Type 기지국이 2개씩 존재하는 형태로 구성하였다. 그러나 B Type의 기지국 주변에 A Type 기지국이 3개씩 위치하도록 하고, B Type 기지국의 주변에 B Type 기지국이 3개씩 존재하는 형태로도 구현이 가능하다.

도 10은 본 발명의 또다른 실시예에 따라 직교 매크로 다이버시티의 이득을 효율적으로 얻기 위해 기지국의 배치에 대한 실시 예를 도시한 도면이다.

상기 도 9에서는 Type A와 Type B의 기지국이 균일하게 분포됨을 언급하고 있으나 도 10에서는 이동국이 Type A와 Type B의 기지국으로부터 송신되는 신호를 모두 수신하여 다이버시티 이득을 얻을 수만 있다면 상기와 같이 균일하게 분포되지 않은 형태의 기지국의 배치로도 구현 가능하다.

발명의 효과

이상에서 기술한 바와 같이 본 발명에 따른 OFDM 방식으로 방송 서비스를 제공하는 경우에 방송 서비스의 직교 매크로 다이버시티를 얻을 수 있으며, 수신 성능이 향상되는 이점이 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 방송 서비스를 제공하기 위한 시스템에 있어서,

방송 서비스 데이터를 직교 주파수 분할 다중화한 심볼들로 생성하여 그대로 전송하는 제1타입의 기지국들과, 상기 방송 서비스 데이터를 상기 생성된 심볼들에 대하여 둘씩 하나의 쌍의 심볼들에 대하여 위치를 변경하고, 상기 위치 변경 전 짝수 번째 심볼들을 결레 복소수를 취한 후 부호 반전한 후 직교 주파수 분할 다중화한 심볼들로 생성하여 전송하는 제2타입의 기지국들을 가지며, 상기 모든 기지국들은 방송 서비스를 제공하는 소정 영역을 가지는 기지국들과,

상기 제1타입의 기지국들과 상기 제2타입의 기지국들로부터 수신된 신호들을 직교 매크로 다이버시티 방법을 통해 수신하여 심볼들을 결합하는 방송 서비스 수신 단말을 포함함을 특징으로 하는 상기 시스템.

청구항 2.

직교 주파수 분할 다중 방식의 무선 통신 시스템에서 방송 서비스를 제공하기 위한 방법에 있어서,

제1타입의 기지국들은 방송 서비스 데이터를 직교 주파수 분할 다중화한 심볼들로 생성하는 과정과,

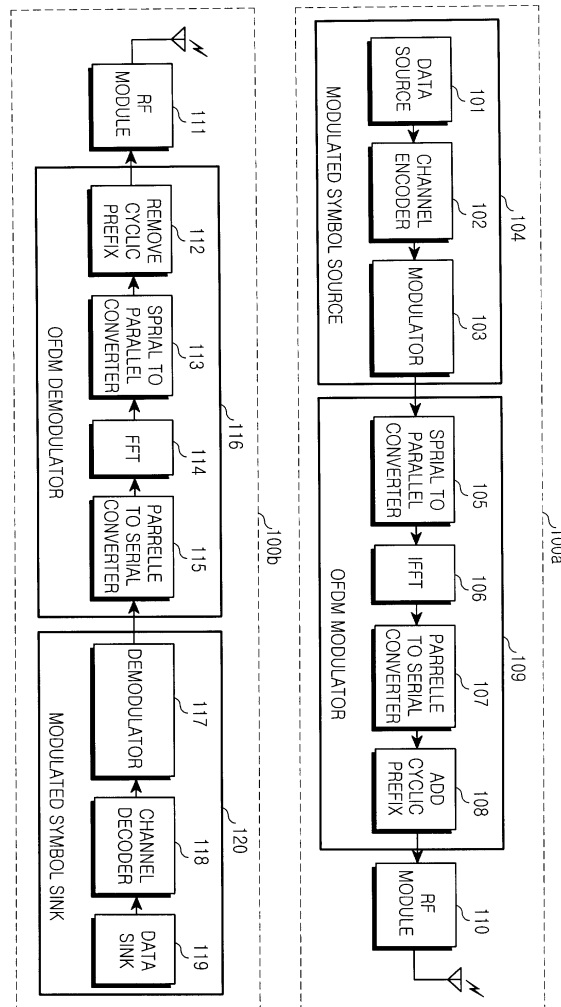
제2타입의 기지국들은 상기 방송 데이터 서비스 데이터에 대하여 들쭉 하나의 쌍의 심볼들에 대하여 위치를 변경하고, 상기 위치 변경 전 짝수 번째 심볼들을 쉼표 복소수를 취한 후 부호 반전하여 심볼을 생성하는 과정과,

상기 제2타입의 기지국들은 상기 생성된 심볼들에 대하여 직교 주파수 분할 다중화하여 전송할 심볼들을 생성하는 과정과,

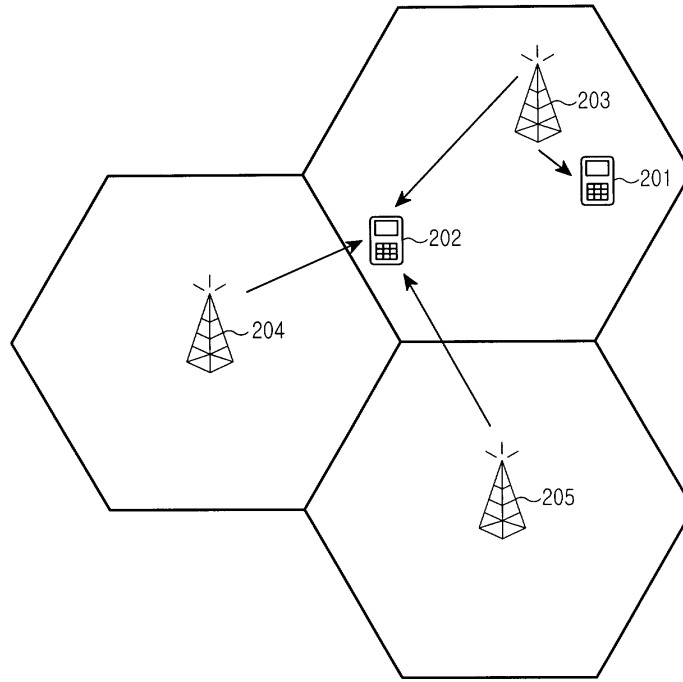
상기 생성된 심볼들에 대하여 각 기지국이 전송하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

도면

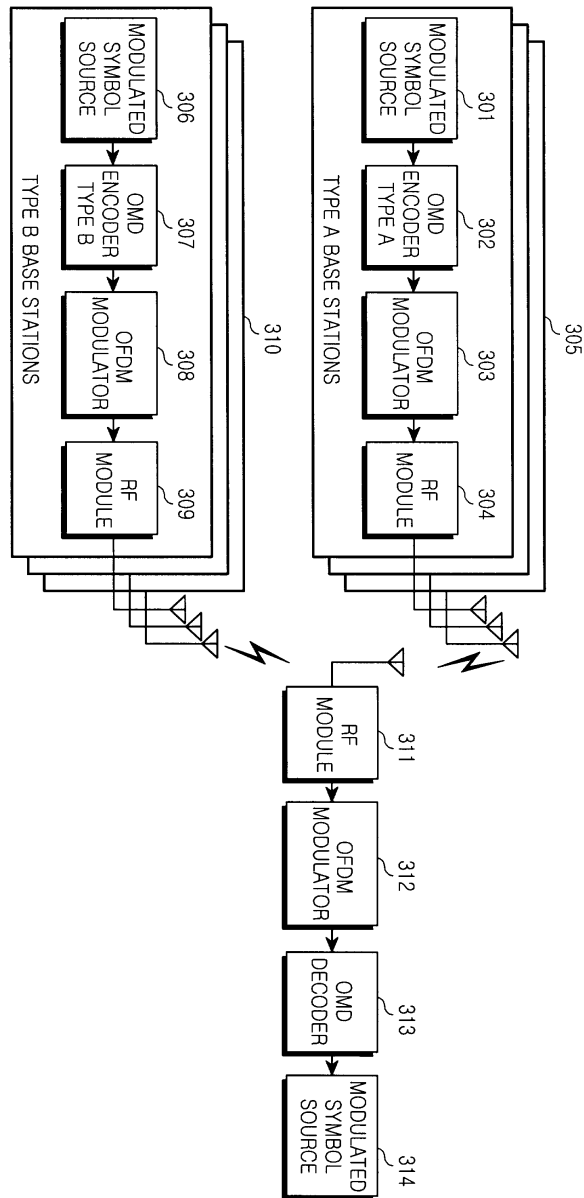
도면1



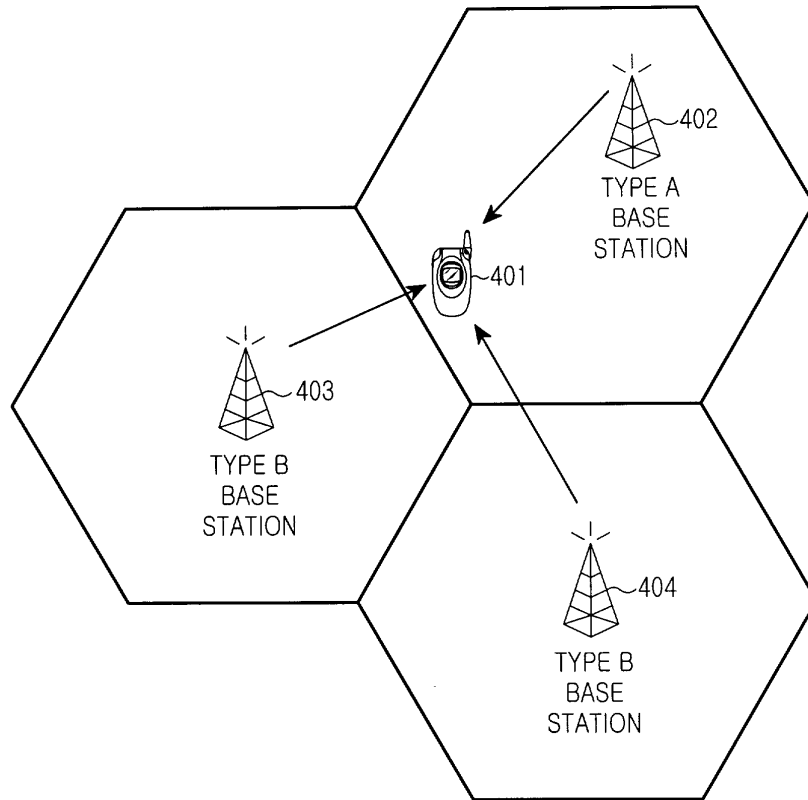
도면2



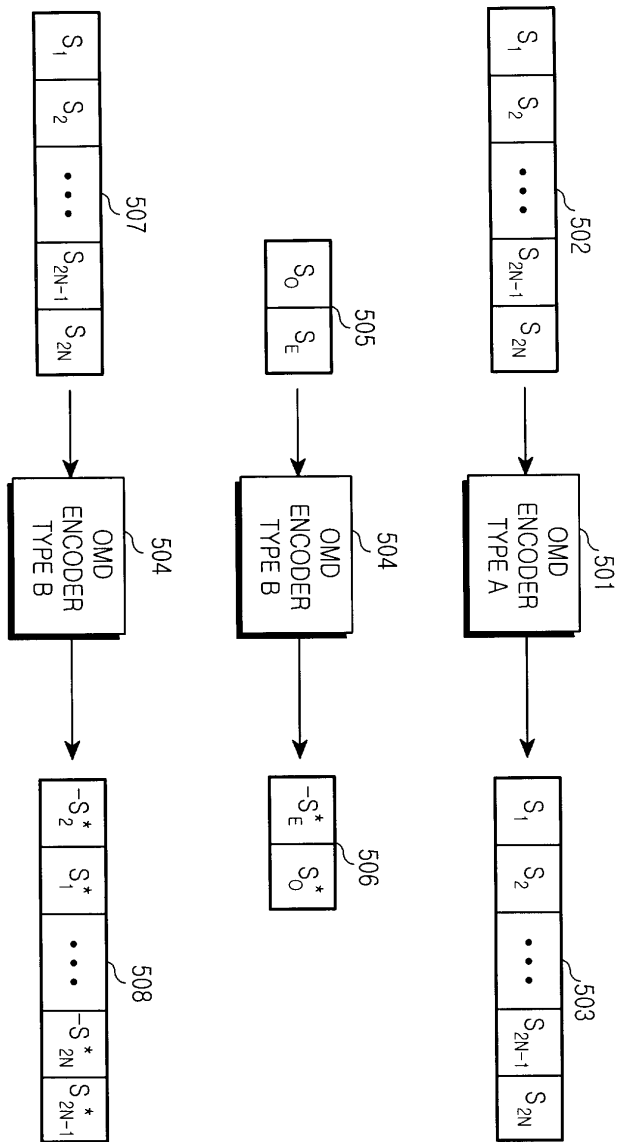
도면3



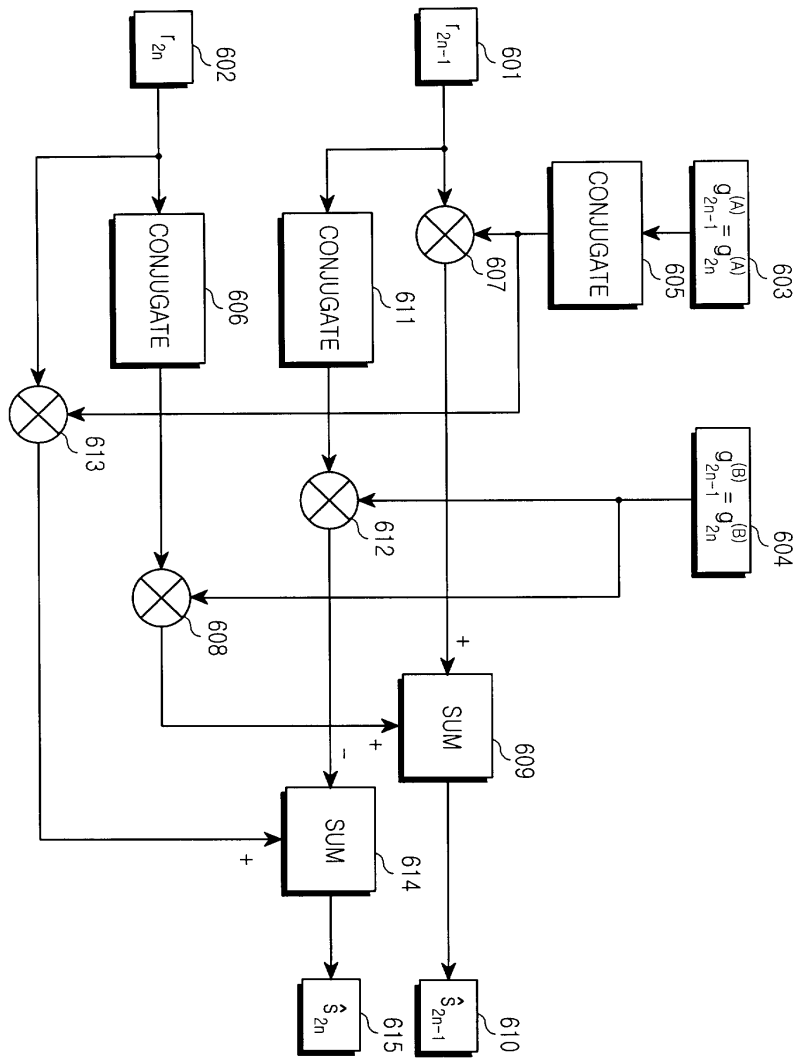
도면4



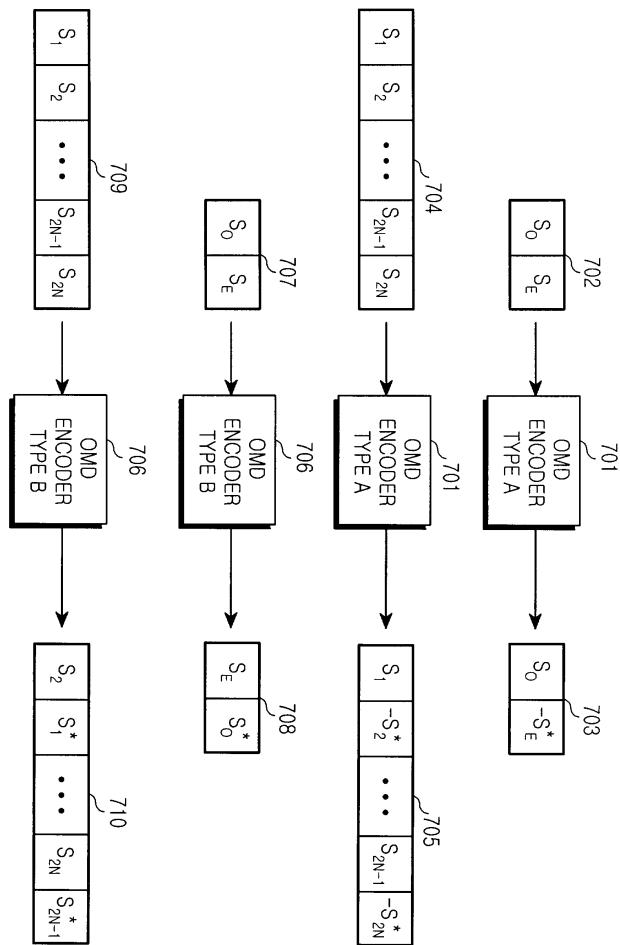
도면5



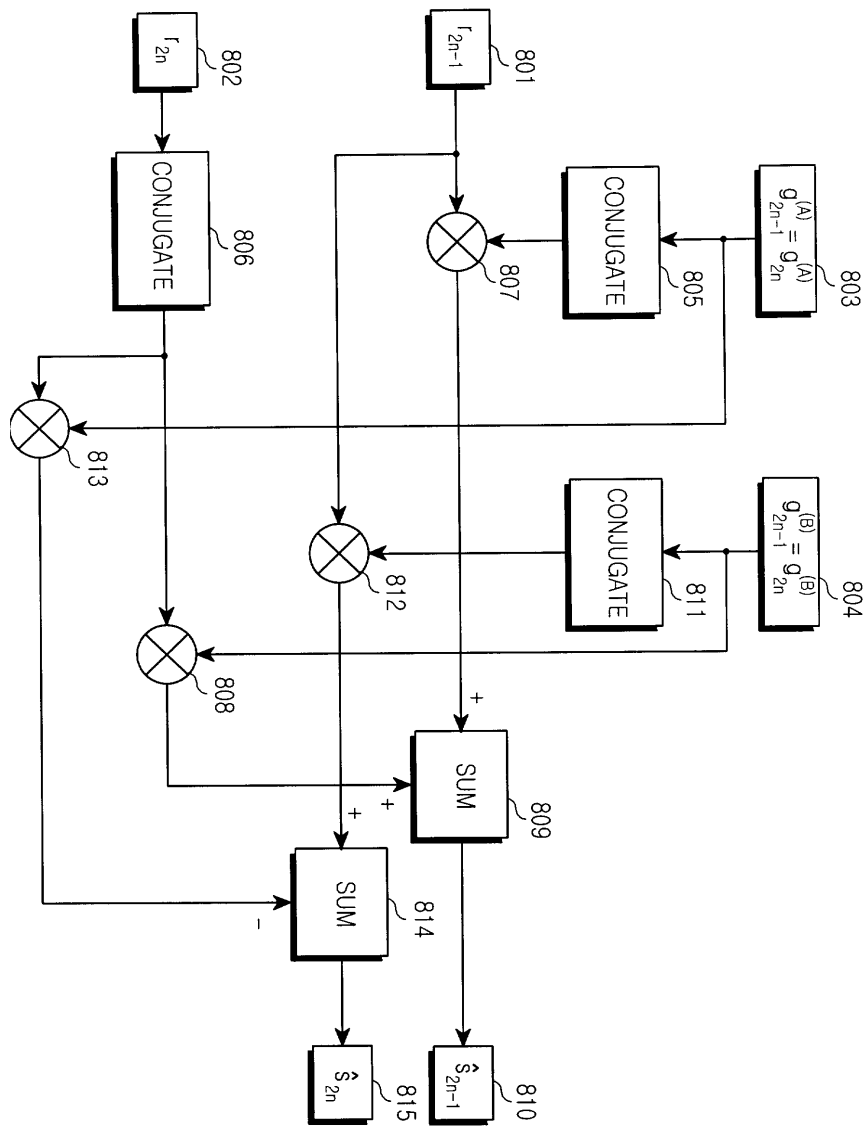
도면6



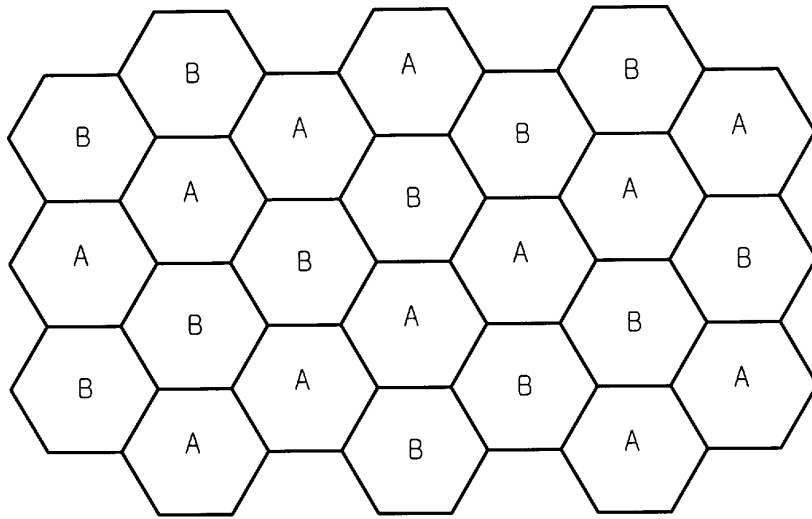
도면7



도면8



도면9



도면10

