



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0058037
(43) 공개일자 2009년06월08일

- | | |
|--|--|
| <p>(51) Int. Cl.
H04L 25/02 (2006.01) H04B 1/69 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2009-7008537</p> <p>(22) 출원일자 2009년04월24일
심사청구일자 없음
번역문제출일자 2009년04월24일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/GB2007/003642
국제출원일자 2007년09월25일</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2008/037979
국제공개일자 2008년04월03일</p> <p>(30) 우선권주장
0618992.2 2006년09월26일 영국(GB)</p> | <p>(71) 출원인
아이티아이 스코틀랜드 리미티드
영국 지2 2엘비 글라스고우 5층 웨스트 조오지 스트리트 191</p> <p>(72) 발명자
데스몬드 필립스
영국 씨비4 0디더블유 캠브리지 사이언스 파크 캠프리지 컨설턴트 리미티드</p> <p>(74) 대리인
박장원</p> |
|--|--|

전체 청구항 수 : 총 8 항

(54) UWB장치 및 방법

(57) 요약

송신기에서 확산 기법을 사용하여 형성된 두개 이상의 다이버시티 신호들을 포함하는 수신 신호를 프로세싱하기 위한 초광대역 수신기는 신호가 전송되어온 채널을 추정하기 위한 수단들을 포함하여 구성된다. 상기 수신기는 상기 채널 추정 수단들로부터 얻어진 채널 추정치를 인버팅하기 위한 인버팅 수단을 포함하며, 상기 추정된 채널의 역은 보상 신호를 생성하기 위하여 수신 신호에 적용된다. 상기 수신기는 각각의 채널에서의 노이즈의 추정치를 사용하여 복조에 앞서서 보상 신호를 가중하기 위한 수단들을 포함하며, 상기 각각의 채널에서의 노이즈의 추정치는 상기 채널 추정 프로세스의 역으로부터 유도된다.

특허청구의 범위

청구항 1

수신 신호(received signal)를 프로세싱하는 방법으로서, 상기 수신 신호는 송신기에서 확산 기법(spreading technique)을 사용하여 형성된 두개 이상의 다이버시티 신호(diversity signal)들을 포함하며, 상기 방법은,

상기 수신 신호가 전송되어온 채널을 추정하는 단계와;

상기 추정된 채널의 역(inverse)을 상기 수신 신호에 적용함으로써, 보상 신호(compensated signal) 및 각각의 채널에서의 노이즈 추정치를 생성하는 단계와; 그리고

상기 보상 신호의, 복조(demodulation)에 대한 입력들을 가중하기 위하여, 상기 채널 추정 단계로부터 얻어진 각각의 채널에서의 추정된 노이즈를 사용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신 신호 프로세싱 방법.

청구항 2

제1 항에 있어서,

복조에 앞서서 상기 두개 이상의 다이버시티 신호들을 결합하기 위하여 최대 비율 결합 프로세스를 수행하는 단계를 더 포함하며, 상기 각각의 채널에서의 추정된 노이즈는 상기 최대 비율 결합 프로세스 동안 상기 두개 이상의 다이버시티 신호들을 가중하기 위하여 사용되는 것을 특징으로 하는 수신 신호 프로세싱 방법.

청구항 3

제1 항 또는 제2 항에 있어서,

상기 각각의 채널에서의 노이즈의 추정치는 상기 추정된 채널의 역에 근거한 근사치(approximation)임을 특징으로 하는 수신 신호 프로세싱 방법.

청구항 4

제1 항 내지 제3 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 수신 신호는 초광대역 신호임을 특징으로 하는 수신 신호 프로세싱 방법.

청구항 5

송신기에서 확산 기법을 사용하여 형성된 두개 이상의 다이버시티 신호들을 포함하는 수신 신호를 프로세싱하기 위한 수신기로서,

상기 신호가 전송되어온 채널을 추정하기 위한 채널 추정 수단들과;

상기 채널 추정 수단들로부터 획득한 상기 채널 추정을 인버팅(inverting)하기 위한 인버팅 수단들과, 상기 추정된 채널의 역은 보상 신호를 생성하기 위하여 상기 수신 신호에 적용되며; 그리고

복조에 앞서서 각각의 채널에서의 노이즈 추정치를 사용하여 상기 보상 신호를 가중하기 위한 수단들을 포함하며,

상기 각각의 채널에서의 노이즈 추정치는 상기 채널 추정 프로세스의 역으로부터 유도되는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 6

제5 항에 있어서,

복조에 앞서서 두개 이상의 다이버시티 신호들을 결합하기 위하여 최대 비율 결합 프로세스를 수행하기 위한 수단들을 더 포함하며, 상기 각각의 채널에서의 추정된 노이즈는 상기 최대 비율 결합 프로세스 동안 상기 두개 이상의 다이버시티 신호들을 가중하기 위하여 사용되는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 7

제5 항 또는 제6 항에 있어서,

상기 각각의 채널에서의 노이즈의 추정치는 상기 추정 채널의 역에 근거한 근사치임을 특징으로 하는 수신기.

청구항 8

제5 항 내지 제7항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 수신기는 초광대역 신호를 수신하기 위한 초광대역 수신기임을 특징으로 하는 수신기.

명세서

기술분야

- <1> 본 발명은 초광대역(UWB) 장치 및 방법에 관한 것이며, 상세하게는 수신된 초광대역 신호들을 저(low) 오류율로 복조(demodulation)하는 초광대역 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경기술

- <2> 초광대역(UWB; Ultra-wideband)은 3.1 내지 10.6 GHz의 매우 광범위한 주파수 범위에 걸쳐서 디지털 데이터를 전송하는 무선통신 기술(radio technology)이다. 이러한 기술은 일반적으로 -41 dBm/MHz 보다 작은 초저전송전력(ultra low transmission power)을 사용하며, 이에 따라 기존의 Wi-Fi, GSM 및 블루투스(Bluetooth)와 같은 다른 전송 주파수 아래에 글자 그대로 숨을 수 있다. 이는 초광대역이 다른 무선 주파수 기술들과 공존할 수 있다는 것을 의미한다. 하지만, 이러한 기술은 통신 거리를 일반적으로 5 내지 20 미터로 제한하는 한계를 갖는다.
- <3> UWB에 대한 두 가지 접근법이 있다. 한가지 접근법은 시간 도메인 접근법으로서, 이는 UWB 특성을 사용하여 펄스 파형으로부터 신호를 구성한다. 다른 한가지 접근법은 주파수 도메인 변조 접근법으로서, 이는 다중(주파수) 대역에 대해 통상의 FET 기반의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)을 이용함으로써, MB-OFDM을 제공한다. UWB에 대한 두 가지 접근법 모두 주파수 스펙트럼에서 매우 넓은 대역폭을 커버(cover)하는 스펙트럼 성분들을 발생시키며(따라서, 초광대역이라는 용어가 나타나게 되었다.), 이에 의해 대역폭은 중심 주파수의 20 퍼센트 이상을 차지하며, 일반적으로 적어도 500 MHz에 이른다.
- <4> 매우 넓은 대역폭과 결합되는 초광대역의 이러한 성질들은, UWB가 집 또는 사무실 환경에서 고속의 무선 통신을 제공하기 위한 이상적인 기술임을 의미하며, 이러한 환경에서 통신 디바이스들은 서로 20m 범위 내에 있다.
- <5> 도 1은 초광대역 통신을 위한 다중 대역 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(Multi Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing, MB-OFDM) 시스템에서의 주파수 대역들의 구성을 보여준다. MB-OFDM 시스템은 각각 528 MHz의 14개의 서브 대역들을 포함하며, 액세스 방법으로서 서브 대역들 간에 매 312ns 마다 주파수 호핑(frequency hopping)을 이용한다. 각 서브 대역 내에서는, OFDM 및 QPSK 또는 DCM 코딩을 이용하여 데이터를 전송한다. 주목할 사항으로서, 현재 5.1 - 5.8 GHz의, 5 GHz 주위의 서브대역은, 기존의 협대역 시스템들, 예를 들어 802.11a WLAN 시스템, 보안 에이전시 통신 시스템(security agency communication system), 또는 항공 산업과의 간섭을 피하기 위하여 블랭크(blank) 상태로 남아있는것으로 알려져 있다.
- <6> 14개의 서브 대역들은 5개의 대역 그룹으로 편성되는데, 이 중에서 4개의 대역 그룹은 3개의 528 MHz 서브 대역들을 가지고, 1개의 대역 그룹은 2개의 528 MHz 서브 대역들을 가진다. 도 1에 도시된 바와 같이, 제 1 대역 그룹은 서브 대역 1, 서브 대역 2 및 서브 대역 3을 포함한다. 예시적인 UWB 시스템은 대역 그룹의 서브 대역들 간에 주파수 호핑을 이용하며, 이에 따라 제 1 데이터 심볼은 대역 그룹의 제 1 주파수 서브 대역에서 첫번째 312.5ns의 지속 시간 간격으로 전송되고, 제 2 데이터 심볼은 대역 그룹의 제 2 주파수 서브 대역에서 두번째 312.5ns의 지속 시간 간격으로 전송되며, 그리고 제 3 데이터 심볼은 대역 그룹의 제 3 주파수 서브 대역에서 세번째 312.5ns의 지속 시간 간격으로 전송된다. 따라서, 각각의 시간 간격 동안, 데이터 심볼은 528 MHz의 대역폭을 갖는 각각의 서브 대역에서 전송되는 바, 예를 들어 3960 MHz에 중심을 둔 528 MHz 기저대역 신호를 갖는 서브 대역 2에서 전송된다.
- <7> UWB 시스템의 기본적인 타이밍 구조는 슈퍼프레임이다. 슈퍼프레임은 256개의 매체 액세스 슬롯(media access slot, MAS)들로 이루어지며, 각 MAS는 정의된 지속 시간, 예를 들어 256 마이크로세컨드(μ s)를 갖는다. 각 슈퍼

프레임은 비컨 주기(Beacon Period)으로 시작되는 바, 이는 1개 이상의 인접하는 MAS들 만큼 계속된다. 비컨 주기 내의 첫번째 MAS의 시작은 "비컨 주기 시작"으로서 알려져있다.

- <8> 초광대역의 기술적 특징은 데이터 통신 분야에서의 애플리케이션들에 대해 활용될 수 있다. 예를 들어, 다음과 같은 환경들에서 케이블을 대체하는 것에 초점을 둔 광범위한 애플리케이션들이 존재한다.
- <9> - PC와 주변 기기들, 즉, 하드 디스크 드라이브, CD 라이터(writer), 프린터, 스캐너 등과 같은 외부 디바이스들 간의 통신.
- <10> - 무선 수단, 무선 스피커 등에 의해 접속되는 디바이스 및 텔레비전과 같은 홈 엔터테인먼트.
- <11> - 예를 들어 이동 전화, PDA, 디지털 카메라 및 MP3 플레이어 등과 같은 휴대용 디바이스들과 PC 간의 통신.
- <12> UWB 시스템에서 송신기로부터 수신기로의 데이터의 전송에 있어서, 비트당 에너지를 증가시키고 또한 다이버시티 이득(gain)을 사용하기 위하여, 시간 및 주파수 스프레딩이 MBOA UWB 사양서에 포함된다. 송신기에서, 예를 들어 단일 콘스텔레이션 포인트(constellation point)를 갖는 두개의 복사본이 채널(시간 및/또는 주파수에 있어서 분리된)로 전송된다. 이러한 복수의 복사본들은 수신기에서 재결합되어 콘스텔레이션 포인트의 신호 대 노이즈 비율(SNR)을 최적화한다. 복수의 다이버시티 브랜치(diversity branches)들로부터 신호들을 결합하기 위한 다양한 기법들이 알려져 있다. 그러한 기법 중 하나는 최대 비율 결합(MRC; Maximum Ratio Combining)이다. 도 2는 최대 비율 결합 기법을 사용하여, 수신된 신호들을 결합하기 위한 MRC 역확산 장치의 개략도이다. r_1 내지 r_N 의 복수의 신호 브랜치들은 각각 해당 가중 계수 3_1 내지 3_N 로 곱해진다. 이 가중된 신호들(5_1 내지 5_N)은 수신기 복조기(9)로 전달되기 전에 가산기(7)에서 함께 더해진다. MRC의 목적은 강한 신호를 갖는 r_1 내지 r_N 의 신호 브랜치들을 더 증폭시키고, 약한 신호들을 갖는 r_1 내지 r_N 의 신호 브랜치들을 더 약하게하는 것이다.
- <13> r_1 내지 r_N 의 신호 브랜치들을 가중시키는 한가지 알려진 기법은, r_1 내지 r_N 의 모든 신호 브랜치들을 동일하게 가중하는 것이다. 이 기법은 높은 데이터 속도와 상대적으로 높은 비트-에러율로 복조 데이터를 생산한다.
- <14> 또 다른 기법은 각각의 수신된 채널에서 노이즈 크기(noise magnitude)를 추정하기 위한 특별한 회로를 생성하는 것이며, 이는 수신된 신호를 가중하기 위하여 사용된다. 이것은 노이즈 크기를 결정하기 위하여 추가적인 회로가 필요하게 되어 수신기를 더욱 비싸게 만든다는 단점이 있다. 이 추가적인 회로는 또한 수신기 장치의 전력 소모를 증가시키는 단점을 갖는다.
- <15> 본 발명의 목적은 개선된 UWB 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

발명의 상세한 설명

- <16> 본 발명의 제1 양상에 따르면, 수신 신호(received signal)를 프로세싱(processing)하는 방법이 제공되며, 상기 수신 신호는 송신기에서 확산 기법을 사용하여 형성된 두개 이상의 다이버시티 신호들을 포함한다. 상기 방법은, 상기 수신 신호가 전송되어온 채널을 추정하는 단계, 상기 추정된 채널의 역(inverse)을 상기 수신 신호에 적용하는 단계, 그럼으로써 각 채널에서의 노이즈의 추정치 및 보상 신호(compensated signal)를 생성하는 단계, 그리고 상기 보상 신호의, 복조에 대한 입력들을 가중하기 위하여, 상기 채널 추정 프로세스로부터 얻어진 각각의 채널에서의 추정된 노이즈를 사용하는 단계를 포함한다.
- <17> 상기로부터 MBOA UWB 채널들 각각에서의 노이즈 크기가 채널 추정 프로세스의 부산물로서 연산될 수 있다는 것을 볼 수 있다. 노이즈 크기에 대한 정보는 복조에 대한 입력들을 가중하기 위하여 사용될 수 있으며, 그러므로 복조된 데이터 내의 오류 가능성이 아주 낮아질 수 있다.
- <18> 본 발명의 또다른 양상에 따르면, 송신기에서의 확산 기법을 사용하여 형성된 두개 이상의 다이버시티 신호들을 포함하는 수신 신호를 프로세싱하기 위한 수신기가 제공된다. 상기 수신기는 상기 신호가 전송되어온 채널을 추정하기 위한 채널 추정 수단들, 그리고 상기 채널 추정 수단으로부터 얻어지는 채널 추정치를 인버팅(inverting)하기 위한 수단들을 포함하며, 상기 추정된 채널의 역은 보상 신호 생성하기 위하여 상기 수신 신호에 적용된다. 상기 수신기는 또한 각각의 채널에서의 노이즈 추정치를 사용하여 복조 전에 보상 신호를 가중하기 위한 수단들을 포함하며, 상기 각각의 채널에서의 노이즈의 추정치는 상기 채널 추정 프로세스의 역으로부터 유도된다.

실시예

- <23> 도 3은 초광대역 장치 내의 수신기 체인(chain)의 개략도이며, 수신기 블록(12)으로부터 복조기(38)까지의 체인을 도시한다. 바람직한 실시예가 UWB 수신기 및 방법과 관련하여 설명되지만, 본 발명이 분산 및 다이버시티 기법들을 사용하여 데이터가 전송되는 다른 무선 통신 시스템, 그리고 특히(그러나 이것으로 제한되지 않는), 일반적으로 MBOA 표준을 사용하는 OFDM 시스템들에도 동일하게 적용가능하다는 것이 인정될 수 있을 것이다. 안테나(10)는 입력 신호를 수신한다. 입력 신호는 RF단(stage)과 아날로그-디지털 변환기(ADC)를 포함하는 수신기 블록(12)으로 전달된다. ADC의 출력(14)에서 수신기 노이즈는 표준 편차 $\sigma = s$ 의 가우시안 및 화이트 노이즈로 가정된다. ADC(12)의 출력에서 노이즈 표준 편차는 주로 선택 채널에 독립적인데, 수신기의 저노이즈 증폭기(LNA; low-noise amplifier)로부터의 노이즈와 열 노이즈(thermal noise)가 지배적이기 때문이다.
- <24> ADC(12)로부터의 출력(14)은 패스트 푸리에 변환단(FFT)(16)으로 전달된다. FFT(16)의 출력(18)에서 수신기 노이즈 표준 편차는 계수 k 에 의하여 증가(즉, $\sigma = ks$)되지만, 이 편차 또한 주로 채널에 독립적이다.
- <25> FFT(16)의 출력(18)은 채널-추정 블록(20)으로 전달된다. 상기 채널-추정 블록(20)은 신호가 전송되어온 채널의 채널 추정 신호(22)(즉, $H(z)$)를 생성한다. $H(z)$ 는 복소수(complex number) 벡터이며, 각각의 요소는 FFT 서브캐리어 주파수에서의 채널 이득을 나타낸다. 채널 추정 신호(22)는 추정된 채널 행렬 $1/H(z)$ (26)의 역을 생성하는 인버팅 블록(24)으로 출력된다.
- <26> FFT(16)의 출력(18)은 또한 채널-보상 블록(28)으로 입력된다. 채널-보상 블록(28)은 인버팅 블록(24)으로부터 수신된 추정된 역 채널-행렬(matrix)(26)을 사용하여, 변환 신호(transformed signal)(18)에 대해 보상 동작을 수행한다. 즉, 역 채널-행렬(26)이 변환 신호(18)에 적용되며, 그럼으로써 채널 효과를 보상한다.
- <27> 추정된 역 채널-행렬(26)을 변환 신호(18)에 적용하는 것은, 채널 노이즈를 포함하는 전체 신호를 $|1/H(z)|$ 배 증가시키며, $|1/H(z)|$ 은 채널에 따라 변동되는 계수이다. 보상 신호(30)는 그러므로 $|1/H|ks$ 의 노이즈 계수를 갖는다.
- <28> 보상 신호(30)는 최대 비율 결합(MRC) 역확산기(32)에 출력된다. 역확산기(32)는 도 2와 관련하여 위에서 설명한 최대 비율 결합 방법에 따라 보상 신호(30)를 역확산하며, 이는 하기에서 보다 자세히 설명된다. 신호 대 노이즈 비율을 최적화하기 위하여, 수신 신호 내에 콘스텔레이션 포인트들의 표준 편차(σ)가 요구된다. 위에서 설명한 바와 같이, 수신기내의 고속 푸리에 변환(FFT) 단(16)으로의 입력부에 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이 존재하며, 이것이 채널 보상 블록(28)에 의해 출력부에서 형성된다는 것이 가정된다. 그러므로, AWGN 톤(tone) 표준 편차의 크기(FFT 및 채널 보상 후)는 $1/H(z)$ (즉, 추정 채널 행렬의 역)의 크기에 비례한다.
- <29> 최대 비율 결합(MRC) 기법은 시간 및 주파수 역확산에서 시그마 값을 사용하는 수학적 최적의 방법을 제공한다. MRC 기법은 아래의 방정식에 의해 설명된다. 주목할 사항은, 샘플 값이 x_i 이며, 해당 시그마 값이 $\sigma_i = |1/H(z)|ks$ 이라는 것이다.

$$\hat{x} = \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i^2} \right)^{-1} \sum_{i=1}^N \frac{x_i}{\sigma_i^2}$$

- <30>
- <31> MRC 역확산기의 출력에서 노이즈의 표준 편차(σ)는 다음의 방정식으로 주어진다.

$$\sigma(\hat{x}) = \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i^2} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

- <32>
- <33> 본 발명에 따르면, 이러한 방법을 수행하기 위하여, MRC 역확산기(32)는 또한 입력으로서 채널-추정 인버팅 블록(24)으로부터 크기 $|1/H(z)|$ 의 신호(34)를 수신한다. 신호(26)(즉, $1/H(z)$)는 채널 추정 단계(20) 및 인버팅 단계(24)에서 계산되며, 신호(34)(즉, $|1/H(z)|$)는 채널-보상 프로세스의 일부로서 연산된다(신호(26)과 비교하여). 그러므로, 신호(34)를 생성하기 위하여 아주 적은 추가적인 프로세싱이 요구된다는 점이 이해될 것이다. 또한, 최적의 MRC를 위하여 신호 $|1/H(z)|ks$ 가 정확하게 추정된다는 점이 이해될 것이다. 신호(34)는 복수의 가중 계수들(독립적으로 프로세싱되는 FFT 서브캐리어들 각각에 대해 하나씩)을 나타낸다는 것 또한 이해될 것이다.

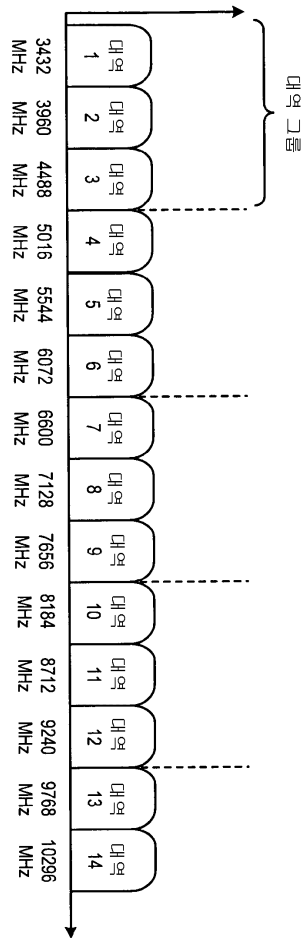
- <34> 채널 추정 역은 다음의 방식으로 노이즈 레벨을 나타낸다는 것이 주목된다. AWGN은 채널 보상에 앞서서 스펙트럼상 "평탄(flat)"한 것으로 가정된다(즉, 모든 레벨에서 동일한 에너지). 채널 보상 후(주파수 도메인에서, FFT후), 이 일정한 노이즈 전력은 각각의 FFT 서브캐리어에 대한 역 채널 추정의 크기에 의해 증폭되거나 감소된다.
- <35> MRC 역확산기(32)는 복조기(38)에 역확산 신호(36)를 출력하는바, 상기 복조기는 또한 복조 데이터를 출력한다.
- <36> 상기로부터, MBOA UWB 채널들 각각에서의 노이즈의 크기는 채널 추정 프로세스의 부산물로서 연산될 수 있음을 알 수 있을 것이다. 노이즈 크기에 대한 정보는 복조에 대한 입력들을 가중하기 위하여 사용될 수 있으며, 그러므로 복조된 데이터 내의 오류 가능성이 아주 낮아질 수 있다.
- <37> 그러므로, 본 발명은 복조 신호에서 보다 낮은 오류율을 제공하는 수신 신호를 복조하는 방법을 제공한다. 노이즈의 크기가 이미 채널 추정 프로세스의 본질적인 부분으로서 연산되기 때문에, 현저한 추가 비용 없이도 이러한 성능상 이점이 달성될 수 있다. 즉, 최대 비율 결합 기능을 위한 노이즈 크기는 채널 추정 프로세스의 일부로서 "무상으로" 연산된다.
- <38> 본 발명은 주어진 범위에서 보다 낮은 오류율을 통해, 또는 주어진 오류율에서 보다 긴 범위를 통해, 비용 또는 전력 소모를 증가시키지 않고, 더 높은 성능을 달성하게 할 수 있는 이점을 가진다.
- <39> 위에서 언급한 실시예들은 본 발명을 제한하지 않으며, 당업자들은 첨부 청구항들의 범주로부터 벗어남 없이 많은 대안적인 실시예들을 설계할 수 있을 것이다. "포함하는"이라는 표현은 청구항에 기재된 것들 이외의 요소들 또는 단계들의 존재를 배제하지 않으며, 그리고 단수 표현은 복수의 표현을 배제하지 않는다. 그리고 단일 프로세서 또는 다른 유닛은 청구항들에 기재된 여러 유닛의 기능들을 충족시킬 것이다. 청구항들에서의 참조 부호들은 그 범위를 제한하는 것으로서 해석되어서는 안된다.

도면의 간단한 설명

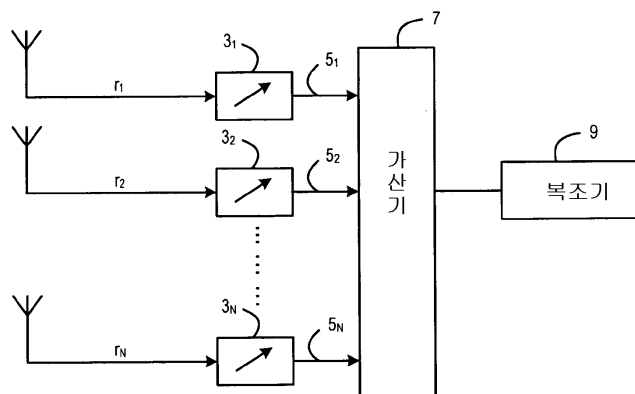
- <19> 본 발명을 보다 잘 이해할 수 있도록, 그리고 본 발명이 어떻게 실행되는 지를 더욱 명확히 나타내기 위하여, 단지 예시의 목적으로 첨부 도면을 참조한다.
- <20> 도 1은 MB-OFDM 시스템의 MBOA(Multi-Band OFDM Alliance) 승인 주파수 스펙트럼을 나타낸다.
- <21> 도 2는 기본적인 최대 비율 결합(MRC) 기법의 개략도이다.
- <22> 도 3은 본 발명에 따른 수신기 일부의 개략도이다.

도면

도면1



도면2



도면3

