



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0084038  
(43) 공개일자 2017년07월19일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H04B 15/02 (2006.01) H04B 7/0413 (2017.01)  
(52) CPC특허분류  
H04B 15/02 (2013.01)  
H04B 7/0413 (2013.01)  
(21) 출원번호 10-2017-7011256  
(22) 출원일자(국제) 2014년11월04일  
심사청구일자 없음  
(85) 번역문제출일자 2017년04월25일  
(86) 국제출원번호 PCT/KR2014/010518  
(87) 국제공개번호 WO 2016/072533  
국제공개일자 2016년05월12일

(71) 출원인  
엘지전자 주식회사  
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)  
연세대학교 산학협력단  
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대  
학교)  
(72) 발명자  
김진민  
서울특별시 서초구 양재대로11길 19  
나현중  
경기도 성남시 분당구 분당로 263번길 13, 대창아  
파트 617동 302호  
(뒷면에 계속)  
(74) 대리인  
김용인, 방해철

전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 FDR 전송을 지원하는 무선접속시스템에서 신호를 수신하는 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명은 FDR (Full Duplex Radio) 전송 환경을 지원하는 무선 접속 시스템에 관한 것이다. 본 발명의 일 실시예에 따른 FDR(Full Duplex Radio) 전송을 지원하는 무선접속시스템에서 제 1 장치가 제 2 장치로부터 수신한 신호에서 간섭을 제거하는 방법은, 제 2 장치로부터 수신한 피드백 정보를 통하여 제 1 장치와 제 2 장치 사이의 채널에 대한 행렬  $H$  를 획득하는 단계; 제 1 장치가 전송하는 송신 신호  $s$  에 대한 정보를 획득하는 단계; 행렬  $H$  와 송신 신호  $s$  를 곱하여 생성되는 유효 간섭 행렬  $Hs$  에 포함된 좌측 특이 벡터 중 널-공간의 기저 벡터를 이용하여 수신 필터 행렬  $G$  를 생성하는 단계; 및 수신 필터 행렬  $G$  를 이용하여 제 2 장치로부터 수신한 희망 신호에서 송신 신호  $s$  에 대응하는 자기 간섭을 제거하는 단계를 포함할 수 있다.

(72) 발명자

**이충용**

서울특별시 서초구 서운로 197 롯데캐슬클래식 10  
8동 302호

**정재훈**

서울특별시 서초구 양재대로11길 19

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

FDR(Full Duplex Radio) 전송을 지원하는 무선접속시스템에서 제 1 장치가 제 2 장치로부터 수신한 신호에서 간섭을 제거하는 방법에 있어서,

상기 제 1 장치의 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널에 대한 행렬  $H$  및 상기 제 1 장치가 상기 제 2 장치로 전송하는 송신 신호  $s$  를 곱하여 유효 간섭 행렬  $Hs$  를 생성하는 단계;

상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  에 포함된 좌측 특이 벡터 중 널-공간의 기저 벡터를 이용하여 수신 필터 행렬  $G$  를 생성하는 단계; 및

상기 수신 필터 행렬  $G$  를 이용하여 상기 제 2 장치로부터 수신한 희망 신호에서 상기 송신 신호  $s$  에 대응하는 자기 간섭을 제거하는 단계

를 포함하는, 간섭 제거 방법.

#### 청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  는 다음의 수학식으로 표현되고,

$$Hs = \begin{bmatrix} | & | & \dots & | \\ u_1 & u_2 & \dots & u_{Nr} \\ | & | & \dots & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$u_i$  는 상기 좌측 특이 벡터를 나타내고,  $u_2$  내지  $u_{Nr}$  은 상기 널-공간을 이루는 기저 벡터를 나타내는, 간섭 제거 방법.

#### 청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 수신 필터 행렬  $G$  는 다음 수학식으로 표현되는, 간섭 제거 방법.

$$G = \begin{bmatrix} - & u_2^H & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & u_{Nr}^H & - \end{bmatrix}$$

#### 청구항 4

제 2 항에 있어서,

상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  는 하나의 자원 공간만을 이용하는, 간섭 제거 방법.

#### 청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 좌측 특이 벡터는 SVD (Singular Value Decomposition) 연산을 이용하여 생성되는, 간섭 제거 방법.

#### 청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 장치는 상기 제 2 장치로부터 수신되는 상기 희망 신호와 상기 제 1 장치가 상기 제 2 장치로 송신하는 상기 송신 신호를 동시에 수신하는, 간섭 제거 방법.

## 청구항 7

FDR(Full Duplex Radio) 전송을 지원하는 무선접속시스템에서 간섭을 제거하는 장치에 있어서,

RF(Radio Frequency) 유닛; 및

프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는,

상기 제 1 장치의 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널에 대한 행렬  $H$  및 상기 제 1 장치가 상기 제 2 장치로 전송하는 송신 신호  $s$  를 곱하여 유효 간섭 행렬  $Hs$  를 생성하고,

상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  에 포함된 좌측 특이 벡터 중 널-공간의 기저 벡터를 이용하여 수신 필터 행렬  $G$  를 생성하고,

상기 수신 필터 행렬  $G$  를 이용하여 상기 제 2 장치로부터 수신한 희망 신호에서 상기 송신 신호  $s$  에 대응하는 자기 간섭을 제거하도록 구성되는, 간섭 제거 장치.

## 청구항 8

제 7 항에 있어서,

상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  는 다음의 수학식으로 표현되고,

$$Hs = \begin{bmatrix} | & | & \dots & | \\ u_1 & u_2 & \dots & u_{N_r} \\ | & | & \dots & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$u_i$  는 상기 좌측 특이 벡터를 나타내고,  $u_2$  내지  $u_{N_r}$  은 상기 널-공간을 이루는 기저 벡터를 나타내는, 간섭 제거 장치.

## 청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 수신 필터 행렬  $G$  는 다음 수학식으로 표현되는, 간섭 제거 장치.

$$G = \begin{bmatrix} - & u_2^H & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & u_{N_r}^H & - \end{bmatrix}$$

## 청구항 10

제 8 항에 있어서,

상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  는 하나의 자원 공간만을 이용하는, 간섭 제거 장치.

## 청구항 11

제 7 항에 있어서,

상기 좌측 특이 벡터는 SVD (Singular Value Decomposition) 연산을 이용하여 생성되는, 간섭 제거 장치.

## 청구항 12

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 장치는 상기 제 2 장치로부터 수신되는 상기 희망 신호와 상기 제 1 장치가 상기 제 2 장치로 송신하는 상기 송신 신호를 동시에 수신하는, 간섭 제거 장치.

## 발명의 설명

## 기술 분야

[0001] 본 발명은 FDR (Full Duplex Radio) 전송 환경을 지원하는 무선 접속 시스템에 관한 것으로, FDR 적용시 발생하는 자기 간섭을 제거하여 효율적으로 신호를 수신하는 방법 및 이를 지원하는 장치에 관한 것이다.

## 배경 기술

[0002] 무선 접속 시스템이 음성이나 데이터 등과 같은 다양한 종류의 통신 서비스를 제공하기 위해 광범위하게 전개되고 있다. 일반적으로 무선 접속 시스템은 가용한 시스템 자원(대역폭, 전송 파워 등)을 공유하여 다중 사용자와의 통신을 지원할 수 있는 다중 접속(multiple access) 시스템이다. 다중 접속 시스템의 예들로는 CDMA(code division multiple access) 시스템, FDMA(frequency division multiple access) 시스템, TDMA(time division multiple access) 시스템, OFDMA(Orthogonal frequency division multiple access) 시스템, SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 시스템 등이 있다.

## 발명의 내용

### 해결하려는 과제

[0003] 본 발명의 목적은 FDR 전송을 지원하는 무선 접속 시스템에서 효율적으로 데이터를 송수신하는 방법을 제공하는 것이다.

[0004] 본 발명의 또 다른 목적은 이러한 방법들을 지원하는 장치를 제공하는 것이다.

[0005] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 목적들은 이상에서 언급한 사항들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 이하 설명할 본 발명의 실시예들로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 고려될 수 있다.

### 과제의 해결 수단

[0006] 상기 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명의 일 실시예에 따른 FDR(Full Duplex Radio) 전송을 지원하는 무선접속시스템에서 제 1 장치가 제 2 장치로부터 수신한 신호에서 간섭을 제거하는 방법은, 상기 제 1 장치의 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널에 대한 행렬  $H$  및 상기 제 1 장치가 상기 제 2 장치로 전송하는 송신 신호  $s$  를 곱하여 유효 간섭 행렬  $Hs$  를 생성하는 단계; 상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  에 포함된 좌측 특이 벡터 중 널-공간의 기저 벡터를 이용하여 수신 필터 행렬  $G$  를 생성하는 단계; 및 상기 수신 필터 행렬  $G$  를 이용하여 상기 제 2 장치로부터 수신한 희망 신호에서 상기 송신 신호  $s$  에 대응하는 자기 간섭을 제거하는 단계를 포함할 수 있다.

[0007] 본 발명의 다른 실시예에 따른 FDR(Full Duplex Radio) 전송을 지원하는 무선접속시스템에서 간섭을 제거하는 장치는 RF(Radio Frequency) 유닛; 및 프로세서를 포함하고, 상기 프로세서는, 상기 제 1 장치의 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널에 대한 행렬  $H$  및 상기 제 1 장치가 상기 제 2 장치로 전송하는 송신 신호  $s$  를 곱하여 유효 간섭 행렬  $Hs$  를 생성하고, 상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  에 포함된 좌측 특이 벡터 중 널-공간의 기저 벡터를 이용하여 수신 필터 행렬  $G$  를 생성하고, 상기 수신 필터 행렬  $G$  를 이용하여 상기 제 2 장치로부터 수신한 희망 신호에서 상기 송신 신호  $s$  에 대응하는 자기 간섭을 제거하도록 구성될 수 있다.

[0008] 본 발명에 따른 상기 실시예들에 대하여 다음의 사항이 공통적으로 적용될 수 있다.

[0009] 상기 유효 간섭 행렬  $Hs$  는 다음의 수학식으로 표현되고,

$$Hs = \begin{bmatrix} | & | & \dots & | \\ u_1 & u_2 & \dots & u_{Nr} \\ | & | & \dots & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

[0010]

[0011]  $u_i$  는 상기 좌측 특이 벡터를 나타내고,  $u_2$  내지  $u_{Nr}$  은 상기 널-공간을 이루는 기저 벡터를 나타낼 수 있다.

[0012] 상기 수신 필터 행렬  $G$  는 다음 수학식으로 표현될 수 있다.

$$G = \begin{bmatrix} - & u_2^H & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & u_{N_r}^H & - \end{bmatrix}$$

[0013] 상기 유효 간섭 행렬  $H_s$  는 하나의 자원 공간만을 이용할 수 있다.

[0015] 상기 좌측 특히 벡터는 SVD (Singular Value Decomposition) 연산을 이용하여 생성될 수 있다.

[0016] 상기 제 1 장치는 상기 제 2 장치로부터 수신되는 상기 희망 신호와 상기 제 1 장치가 상기 제 2 장치로 송신하는 상기 송신 신호를 동시에 수신할 수 있다.

[0017] 본 발명에 대하여 전술한 일반적인 설명과 후술하는 상세한 설명은 예시적인 것이며, 청구항 기재 발명에 대한 추가적인 설명을 위한 것이다.

### 발명의 효과

[0018] 본 발명의 실시예들에 따르면 다음과 같은 효과를 얻을 수 있다.

[0019] 첫째, FDR 전송을 지원하는 무선 접속 시스템에서 효율적으로 데이터를 송수신할 수 있다.

[0020] 본 발명의 실시예들에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 이하의 본 발명의 실시예들에 대한 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 도출되고 이해될 수 있다. 즉, 본 발명을 실시함에 따른 의도하지 않은 효과들 역시 본 발명의 실시예들로부터 당해 기술분야의 통상의 지식을 가진 자에 의해 도출될 수 있다.

### 도면의 간단한 설명

[0021] 도 1 은 무선 통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 예시한다.

도 2 는 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 예시한다.

도 3 은 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 전송 방법을 예시한다.

도 4 는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시한다.

도 5 는 LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 무선 프레임의 구조를 예시한다.

도 6 은 LTE 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.

도 7 은 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성을 예시한다.

도 8 내지 도 9 는 채널 상태 정보의 주기적 보고에 대해 예시한다.

도 10 은 FDR 방식에서의 간섭 상황의 일례를 나타내는 도면이다.

도 11 은 본 발명에 따른 FDR 시스템에서의 자기 간섭의 제거 방법을 나타내는 순서도이다.

도 12 는 본 발명에서 제안된 기법과 널-공간 투사 기법의 채널 용량을 도시한 그래프이다.

도 13 은 본 발명에 일 실시예에 적용될 수 있는 제 1 장치 및 제 2 장치를 예시한다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0022] 이하의 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성할 수도 있다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다.

[0023] 본 명세서에서 본 발명의 실시예들을 기지국과 단말 간의 데이터 송신 및 수신에 관한 관계를 중심으로 설명한다. 여

기서, 기지국은 단말과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다.

[0024] 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. '기지국(BS: Base Station)'은 고정국(fixed station), Node B, eNode B(eNB), 액세스 포인트(AP: Access Point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 중계기는 Relay Node(RN), Relay Station(RS) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, '단말(Terminal)'은 UE(User Equipment), MS(Mobile Station), MSS(Mobile Subscriber Station), SS(Subscriber Station) 등의 용어로 대체될 수 있다.

[0025] 이하의 설명에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.

[0026] 몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다. 또한, 본 명세서 전체에서 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 도면 부호를 사용하여 설명한다.

[0027] 본 발명의 실시예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802 시스템, 3GPP 시스템, 3GPP LTE 및 LTE-A(LTE-Advanced)시스템 및 3GPP2 시스템 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예들 중 본 발명의 기술적 사상을 명확히 드러내기 위해 설명하지 않은 단계들 또는 부분들은 상기 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다.

[0028] 이하의 기술은 CDMA(Code Division Multiple Access), FDMA(Frequency Division Multiple Access), TDMA(Time Division Multiple Access), OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access), SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 등과 같은 다양한 무선 접속 시스템에 사용될 수 있다. CDMA는 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)나 CDMA2000 과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(Global System for Mobile communications)/GPRS(General Packet Radio Service)/EDGE(Enhanced Data Rates for GSM Evolution)와 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, E-UTRA(Evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA는 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)의 일부이다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(long term evolution)는 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE의 진화이다. WiMAX는 IEEE 802.16e 규격(WirelessMAN-OFDMA Reference System) 및 발전된 IEEE 802.16m 규격(WirelessMAN-OFDMA Advanced system)에 의하여 설명될 수 있다. 명확성을 위하여 이하에서는 3GPP LTE 및 LTE-A 표준을 위주로 설명하지만 본 발명의 기술적 사상이 이에 제한되는 것은 아니다.

[0029] 도 1을 참조하여 하향링크 무선 프레임의 구조에 대하여 설명한다.

[0030] 셀룰라 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서, 상/하향링크 데이터 패킷 전송은 서브프레임(Subframe) 단위로 이루어지며, 한 서브프레임은 다수의 OFDM 심볼을 포함하는 일정 시간 구간으로 정의된다. 3GPP LTE 표준에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.

[0031] 도 1은 타입 1 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하향링크 무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 2개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)이라 하고, 예를 들어 하나의 서브프레임의 길이는 1ms 이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다. 하나의 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(Resource Block; RB)을 포함한다. 3GPP LTE 시스템에서는 하향링크에서 OFDMA를 사용하므로, OFDM 심볼이 하나의 심볼 구간을 나타낸다. OFDM 심볼은 또한 SC-FDMA 심볼 또는 심볼 구간으로 칭하여질 수도 있다. 자원 블록(Resource Block; RB)은 자원 할당 단위이고, 하나의 슬롯에서 복수개의 연속적인 부반송파(subcarrier)를 포함할 수 있다.

[0032] 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 CP(Cyclic Prefix)의 구성(configuration)에 따라 달라질 수 있다. CP에는 확장된 CP(extended CP)와 일반 CP(normal CP)가 있다. 예를 들어, OFDM 심볼이 일반 CP에 의해 구성



된 경우, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 7 개일 수 있다. OFDM 심볼이 확장된 CP 에 의해 구성된 경우, 한 OFDM 심볼의 길이가 늘어나므로, 한 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 일반 CP 인 경우보다 적다. 확장된 CP 의 경우에, 예를 들어, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 6 개일 수 있다. 단말이 빠른 속도로 이동하는 등의 경우와 같이 채널상태가 불안정한 경우, 심볼간 간섭을 더욱 줄이기 위해 확장된 CP 가 사용될 수 있다.

[0033] 일반 CP 가 사용되는 경우 하나의 슬롯은 7 개의 OFDM 심볼을 포함하므로, 하나의 서브프레임은 14 개의 OFDM 심볼을 포함한다. 이때, 각 서브프레임의 처음 2 개 또는 3 개의 OFDM 심볼은 PDCCH(physical downlink control channel)에 할당되고, 나머지 OFDM 심볼은 PDSCH(physical downlink shared channel)에 할당될 수 있다.

[0034] 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.

[0035] 도 2 는 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)의 일례를 나타낸 예시도이다. 이는 OFDM 심볼이 일반 CP 로 구성된 경우이다. 도 2 를 참조하면, 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록을 포함한다. 여기서, 하나의 하향링크 슬롯은 7 OFDM 심볼을 포함하고, 하나의 자원블록은 12 부반송파를 포함하는 것을 예시적으로 기술하나, 이에 제한되는 것은 아니다. 자원 그리드 상의 각 요소(element)를 자원요소(RE)라 한다. 예를 들어, 자원 요소  $a(k,l)$ 은  $k$  번째 부반송파와  $l$  번째 OFDM 심볼에 위치한 자원 요소가 된다. 일반 CP 의 경우에, 하나의 자원블록은  $12 \times 7$  자원요소를 포함한다 (확장된 CP 의 경우에는  $12 \times 6$  자원요소를 포함한다). 각 부반송파의 간격은 15kHz 이므로, 하나의 자원블록은 주파수영역에서 약 180kHz 을 포함한다. ND L 은 하향링크 슬롯에 포함되는 자원블록의 수이다. ND L 의 값은 기지국의 스케줄링에 의해 설정되는 하향링크 전송 대역폭(bandwidth)에 따라 결정될 수 있다.

[0036] 도 3 은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하나의 서브프레임 내에서 첫 번째 슬롯의 앞 부분의 최대 3 개의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역에 해당한다. 나머지 OFDM 심볼들은 물리하향링크 공유채널(Physical Downlink Shared Channel; PDSCH)이 할당되는 데이터 영역에 해당한다. 전송의 기본 단위는 하나의 서브프레임이 된다. 즉, 2 개의 슬롯에 걸쳐 PDCCH 및 PDSCH 가 할당된다. 3GPP LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 제어 채널들에는, 예를 들어, 물리제어포맷지시자채널(Physical Control Format Indicator Channel; PCFICH), 물리하향링크제어채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH), 물리 HARQ 지시자채널(Physical Hybrid automatic repeat request Indicator Channel; PHICH) 등이 있다. PCFICH 는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내의 제어 채널 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 대한 정보를 포함한다. PHICH 는 상향링크 전송의 응답으로서 HARQ ACK/NACK 신호를 포함한다. PDCCH 를 통하여 전송되는 제어 정보를 하향링크제어정보(Downlink Control Information; DCI)라 한다. DCI 는 상향링크 또는 하향링크 스케줄링 정보를 포함하거나 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송 전력 제어 명령을 포함한다. PDCCH 는 하향링크 공유채널(DL-SCH)의 자원 할당 및 전송 포맷, 상향링크공유채널(UL-SCH)의 자원 할당 정보, 페이징채널(PCH)의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상으로 전송되는 임의접속응답(Random Access Response)과 같은 상위계층 제어 메시지의 자원 할당, 임의의 단말 그룹 내의 개별 단말에 대한 전송 전력 제어 명령의 세트, 전송 전력 제어 정보, VoIP(Voice over IP)의 활성화 등을 포함할 수 있다. 복수의 PDCCH 가 제어 영역 내에서 전송될 수 있다. 단말은 복수의 PDCCH 를 모니터링할 수 있다. PDCCH 는 하나 이상의 연속하는 제어채널요소(Control Channel Element; CCE)의 조합으로 전송된다. CCE 는 무선 채널의 상태에 기초한 코딩 레이트로 PDCCH 를 제공하기 위해 사용되는 논리 할당 단위이다. CCE 는 복수개의 자원 요소 그룹에 대응한다. PDCCH 의 포맷과 이용가능한 비트 수는 CCE 의 개수와 CCE 에 의해 제공되는 코딩 레이트 간의 상관관계에 따라서 결정된다. 기지국은 단말에게 전송되는 DCI 에 따라서 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 순환잉여 검사(Cyclic Redundancy Check; CRC)를 부가한다. CRC 는 PDCCH 의 소유자 또는 용도에 따라 무선 네트워크 임시 식별자(Radio Network Temporary Identifier; RNTI)라 하는 식별자로 마스킹된다. PDCCH 가 특정 단말에 대한 것이라면, 단말의 cell-RNTI(C-RNTI) 식별자가 CRC 에 마스킹될 수 있다. 또는, PDCCH 가 페이징 메시지에 대한 것이라면, 페이징 지시자 식별자(Paging Indicator Identifier; P-RNTI)가 CRC 에 마스킹될 수 있다. PDCCH 가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(SIB))에 대한 것이라면, 시스템 정보 식별자 및 시스템 정보 RNTI(SI-RNTI)가 CRC 에 마스킹될 수 있다. 단말의 임의 접속 프리앰블의 전송에 대한 응답인 임의접속 응답을 나타내기 위해, 임의접속-RNTI(RA-RNTI)가 CRC 에 마스킹될 수 있다.

[0037] 도 4 는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 상향링크 서브프레임은 주파수 영역에서 제어 영역과 데이터 영역으로 분할될 수 있다. 제어 영역에는 상향링크 제어 정보를 포함하는 물리상향링크제어채널



(Physical Uplink Control Channel; PUCCH)이 할당된다. 데이터 영역에는 사용자 데이터를 포함하는 물리상향 링크공유채널(Physical uplink shared channel; PUSCH)이 할당된다. 단일 반송파 특성을 유지하기 위해서, 하나의 단말은 PUCCH 와 PUSCH 를 동시에 전송하지 않는다. 하나의 단말에 대한 PUCCH 는 서브프레임에서 자원블록 쌍(RB pair)에 할당된다. 자원블록 쌍에 속하는 자원블록들은 2 슬롯에 대하여 상이한 부반송파를 차지한다. 이를 PUCCH 에 할당되는 자원블록 쌍이 슬롯 경계에서 주파수-호핑(frequency-hopped)된다고 한다.

[0038] 다중안테나(MIMO) 시스템의 모델링

[0039] MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템은 다중 송신 안테나와 다중 수신 안테나를 사용하여 데이터의 송수신 효율을 향상시키는 시스템이다. MIMO 기술은 전체 메시지를 수신하기 위해 단일 안테나 경로에 의존하지 않고, 복수개의 안테나를 통해 수신되는 복수개의 데이터 조각들을 조합하여 전체 데이터를 수신할 수 있다.

[0040] MIMO 기술에는 공간 다이버시티(Spatial diversity) 기법과 공간 다중화(Spatial multiplexing) 기법 등이 있다. 공간 다이버시티 기법은 다이버시티 이득(gain)을 통해 전송 신뢰도(reliability)를 높이거나 셀 반경을 넓힐 수 있어, 고속으로 이동하는 단말에 대한 데이터 전송에 적합하다. 공간 다중화 기법은 서로 다른 데이터를 동시에 전송함으로써 시스템의 대역폭을 증가시키지 않고 데이터 전송률을 증가시킬 수 있다.

[0041] 도 5 는 다중안테나를 갖는 무선 통신 시스템의 구성도이다. 도 5(a)에 도시된 바와 같이 송신 안테나의 수를  $N_T$  개로, 수신 안테나의 수를  $N_R$  개로 늘리면, 송신기나 수신기에서만 다수의 안테나를 사용하게 되는 경우와 달리 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가한다. 따라서, 전송 레이트를 향상시키고 주파수 효율을 획기적으로 향상시킬 수 있다. 채널 전송 용량이 증가함에 따라, 전송 레이트는 이론적으로 단일 안테나 이용시의 최대 전송 레이트( $R_0$ )에 레이트 증가율( $R_i$ )이 곱해진 만큼 증가할 수 있다.

## 수학식 1

$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

[0043] 예를 들어, 4 개의 송신 안테나와 4 개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4 배의 전송 레이트를 획득할 수 있다. 다중안테나 시스템의 이론적 용량 증가가 90 년대 중반에 증명된 이후 이를 실질적인 데이터 전송률 향상으로 이끌어 내기 위한 다양한 기술들이 현재까지 활발히 연구되고 있다. 또한, 몇몇 기술들은 이미 3 세대 이동 통신과 차세대 무선랜 등의 다양한 무선 통신의 표준에 반영되고 있다.

[0044] 현재까지의 다중안테나 관련 연구 동향을 살펴보면 다양한 채널 환경 및 다중접속 환경에서의 다중안테나 통신 용량 계산 등과 관련된 정보 이론 측면 연구, 다중안테나 시스템의 무선 채널 측정 및 모형 도출 연구, 전송 신뢰도 향상 및 전송률 향상을 위한 시공간 신호 처리 기술 연구 등 다양한 관점에서 활발히 연구가 진행되고 있다.

[0045] 다중안테나 시스템에서의 통신 방법을 수학적 모델링을 이용하여 보다 구체적으로 설명한다. 상기 시스템에는  $N_T$  개의 송신 안테나와  $N_R$  개의 수신 안테나가 존재한다고 가정한다.

[0046] 송신 신호를 살펴보면,  $N_T$  개의 송신 안테나가 있는 경우 전송 가능한 최대 정보는  $N_T$  개이다. 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

## 수학식 2

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$$

[0048] 각각의 전송 정보  $s_1, s_2, \dots, s_{N_T}$  는 전송 전력이 다를 수 있다. 각각의 전송 전력을  $P_1, P_2, \dots, P_{N_T}$  라고 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

### 수학식 3

$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_T}]^T = [P_1 s_1, P_2 s_2, \dots, P_{N_T} s_{N_T}]^T$$

또한,  $\hat{\mathbf{s}}$  는 전송 전력의 대각행렬  $P$ 를 이용해 다음과 같이 표현될 수 있다.

### 수학식 4

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} P_1 & & & 0 \\ & P_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & P_{N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{P}\mathbf{s}$$

전송전력이 조정된 정보 벡터(information vector)  $\hat{\mathbf{s}}$ 에 가중치 행렬  $\mathbf{W}$ 가 적용되어 실제 전송되는  $N_T$  개의 송신 신호  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 가 구성되는 경우를 고려해 보자. 가중치 행렬  $\mathbf{W}$ 는 전송 정보를 전송 채널 상황 등에 따라 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 한다.  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 는 벡터  $\mathbf{x}$ 를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

### 수학식 5

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \dots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \dots & w_{2N_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ w_{i1} & w_{i2} & \dots & w_{iN_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ w_{N_T1} & w_{N_T2} & \dots & w_{N_TN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{s}$$

여기에서,  $w_{ij}$ 는  $i$  번째 송신 안테나와  $j$  번째 정보간의 가중치를 의미한다.  $\mathbf{W}$ 는 프리코딩 행렬이라고도 불린다.

한편, 송신신호  $\mathbf{x}$ 는 2 가지 경우(예를 들어, 공간 다이버시티 및 공간 다중화)에 따라 다른 방법으로 고려될 수 있다. 공간 다중화의 경우, 상이한 신호가 다중화되고 다중화된 신호가 수신측으로 전송되어, 정보 벡터(들)의 요소(element)가 상이한 값을 가진다. 한편, 공간 다이버시티의 경우에는, 동일한 신호가 복수개의 채널 경로를 통하여 반복적으로 전송되어, 정보 벡터(들)의 요소가 동일한 값을 가진다. 물론, 공간 다중화 및 공간 다이버시티 기법의 조합 역시 고려할 수 있다. 즉, 동일한 신호가 예를 들어 3 개의 전송 안테나를 통해 공간 다이버시티 기법에 따라 전송되고, 나머지 신호들은 공간 다중화되어 수신측으로 전송될 수도 있다.

$N_R$  개의 수신 안테나가 있는 경우 각 안테나의 수신신호  $\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_R}$ 은 벡터로 다음과 같이 표현될 수 있다.

### 수학식 6

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$$

다중안테나 무선 통신 시스템에서 채널을 모델링하는 경우, 채널은 송수신 안테나 인덱스에 따라 구분될 수 있다. 송신 안테나  $j$  로부터 수신 안테나  $i$  를 거치는 채널을  $h_{ij}$ 로 표시하기로 한다.  $h_{ij}$ 에서, 인덱스의 순서가 수신 안테나 인덱스가 먼저, 송신 안테나의 인덱스가 나중에 의미한다.

도 5(b)에  $N_T$  개의 송신 안테나에서 수신 안테나  $i$  로의 채널을 도시하였다. 상기 채널을 묶어서 벡터 및 행렬 형태로 표시할 수 있다. 도 5(b)에서, 총  $N_T$  개의 송신 안테나로부터 수신 안테나  $i$  로 도착하는 채널은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

### 수학식 7

$$\mathbf{h}_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN_T}]$$

따라서,  $N_T$  개의 송신 안테나로부터  $N_R$  개의 수신 안테나로 도착하는 모든 채널은 다음과 같이 표현될 수 있다.

### 수학식 8

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_i^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \dots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

실제 채널에는 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 를 거친 후에 백색잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise)이 더해진다.  $N_R$  개의 수신 안테나 각각에 더해지는 백색잡음  $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \dots, \mathbf{n}_{N_R}$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

### 수학식 9

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$$

상술한 수식 모델링을 통해 수신신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

### 수학식 10

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \dots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

[0067] 채널 상태를 나타내는 채널 행렬  $H$ 의 행과 열의 수는 송수신 안테나의 수에 의해 결정된다. 채널 행렬  $H$ 에서 행의 수는 수신 안테나의 수  $N_R$  과 같고, 열의 수는 송신 안테나의 수  $N_T$  와 같다. 즉, 채널 행렬  $H$ 는 행렬이  $N_R \times N_T$  된다.

[0068] 행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행 또는 열의 개수 중에서 최소 개수로 정의된다. 따라서, 행렬의 랭크는 행 또는 열의 개수 보다 클 수 없다. 채널 행렬  $H$ 의 랭크( $rank(H)$ )는 다음과 같이 제한된다.

## 수학식 11

[0069] 
$$rank(H) \leq \min(N_T, N_R)$$

[0070] MIMO 전송에 있어서 '랭크(Rank)' 는 독립적으로 신호를 전송할 수 있는 경로의 수를 나타내며, '레이어(layer)의 개수' 는 각 경로를 통해 전송되는 신호 스트림의 개수를 나타낸다. 일반적으로 송신단은 신호 전송에 이용되는 랭크 수에 대응하는 개수의 레이어를 전송하기 때문에 특별한 언급이 없는 한 랭크는 레이어 개수와 동일한 의미를 가진다.

[0071] 참조 신호 (Reference Signal; RS)

[0072] 무선 통신 시스템에서 패킷을 전송할 때, 전송되는 패킷은 무선 채널을 통해서 전송되기 때문에 전송과정에서 신호의 왜곡이 발생할 수 있다. 왜곡된 신호를 수신측에서 올바르게 수신하기 위해서는 채널 정보를 이용하여 수신 신호에서 왜곡을 보정하여야 한다. 채널 정보를 알아내기 위해서, 송신측과 수신측에서 모두 알고 있는 신호를 전송하여, 상기 신호가 채널을 통해 수신될 때의 왜곡 정도를 가지고 채널 정보를 알아내는 방법을 주로 사용한다. 상기 신호를 파일럿 신호(Pilot Signal) 또는 참조 신호 (Reference Signal)라고 한다.

[0073] 다중안테나를 사용하여 데이터를 송수신하는 경우에는 각 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 상황을 알아야 올바른 신호를 수신할 수 있다. 따라서, 각 송신 안테나 별로 별도의 참조 신호가 존재하여야 한다.

[0074] 이동 통신 시스템에서 참조신호(RS)는 그 목적에 따라 크게 두 가지로 구분될 수 있다. 하나는 채널 정보 획득을 위해 사용되는 RS 이고, 다른 하나는 데이터 복조를 위해 사용되는 RS 이다. 전자는 단말이 하향 링크 채널 정보를 획득하도록 하기 위한 RS 이므로 광대역으로 전송되어야 하고, 특정 서브프레임에서 하향링크 데이터를 수신하지 않는 단말이라도 해당 RS 를 수신하고 측정할 수 있어야 한다. 이러한 RS 는 핸드 오버 등을 위한 측정 등을 위해서도 사용된다. 후자는 기지국이 하향링크를 보낼 때 해당 자원에 함께 보내는 RS 로서, 단말은 해당 RS 를 수신함으로써 채널 추정을 할 수 있고, 따라서 데이터를 복조할 수 있게 된다. 이러한 RS 는 데이터가 전송되는 영역에 전송되어야 한다.

[0075] 기존의 3GPP LTE(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-8) 시스템에서는 유니캐스트(unicast) 서비스를 위해서 2 가지 종류의 하향링크 RS 를 정의한다. 그 중 하나는 공통 참조신호(Common RS; CRS)이고, 다른 하나는 전용 참조신호(Dedicated RS; DRS) 이다. CRS 는 채널 상태에 대한 정보 획득 및 핸드오버 등을 위한 측정 등을 위해서 사용되고, 셀-특정(cell-specific) RS 라고 칭할 수도 있다. DRS 는 데이터 복조를 위해 사용되고, 단말-특정(UE-specific) RS 라고 칭할 수도 있다. 기존의 3GPP LTE 시스템에서 DRS 는 데이터 복조용으로만 사용되며 CRS 는 채널 정보 획득 및 데이터 복조의 두 가지 목적으로 다 사용될 수 있다.

[0076] CRS 는 셀-특정으로 전송되는 RS 이며, 광대역(wideband)에 대해서 매 서브프레임마다 전송된다. CRS 는 기지국의 전송 안테나 개수에 따라서 최대 4 개의 안테나 포트에 대해서 전송될 수 있다. 예를 들어 기지국의 송신 안테나의 개수가 두 개일 경우, 0 번과 1 번 안테나 포트에 대한 CRS 가 전송되고, 네 개인 경우 0~3 번 안테나 포트에 대한 CRS 가 각각 전송된다.

[0077] 도 6 은 기지국이 4 개의 전송 안테나를 지원하는 시스템에서 하나의 자원블록 (일반 CP 의 경우, 시간 상으로 14 개의 OFDM 심볼  $\times$  주파수 상으로 12 부반송파) 상에서 CRS 및 DRS 의 패턴을 나타내는 도면이다. 도 6 에서 'R0', 'R1', 'R2' 및 'R3' 로 표시된 자원 요소(RE)는, 각각 안테나 포트 인덱스 0, 1, 2 및 3 에 대한 CRS 의 위치를 나타낸다. 한편, 도 6 에서 'D'로 표시된 자원 요소는 LTE 시스템에서 정의되는 DRS 의 위치를 나타낸다.

[0078] LTE 시스템의 진화 발전된 형태의 LTE-A 시스템에서는, 하향링크에서 최대 8 개의 송신 안테나를 지원할 수 있

다. 따라서, 최대 8 개 송신 안테나에 대한 RS 역시 지원되어야 한다. LTE 시스템에서의 하향링크 RS 는 최대 4 개의 안테나 포트에 대해서만 정의되어 있으므로, LTE-A 시스템에서 기지국이 4 개 이상 최대 8 개의 하향 링크 송신 안테나를 가질 경우 이들 안테나 포트들에 대한 RS 가 추가적으로 정의되어야 한다. 최대 8 개의 송신 안테나 포트에 대한 RS 로서, 채널 측정을 위한 RS 와 데이터 복조를 위한 RS 두 가지가 모두 고려되어야 한다.

[0079] LTE-A 시스템을 설계함에 있어서 중요한 고려 사항 중 하나는 역방향 호환성(backward compatibility)이다. 역방향 호환성이란, 기존의 LTE 단말이 LTE-A 시스템에서도 올바르게 동작하도록 지원하는 것을 의미한다. RS 전송 관점에서 보았을 때, LTE 표준에서 정의되어 있는 CRS 가 전 대역으로 매 서브프레임마다 전송되는 시간-주파수 영역에 최대 8 개의 송신 안테나 포트에 대한 RS 를 추가하는 경우, RS 오버헤드가 지나치게 커지게 된다. 따라서, 최대 8 안테나 포트에 대한 RS 를 새롭게 설계함에 있어서 RS 오버헤드를 줄이는 것이 고려되어야 한다.

[0080] LTE-A 시스템에서 새롭게 도입되는 RS 는 크게 2 가지로 분류할 수 있다. 그 중 하나는 전송 랭크, 변조및코딩 기법(Modulation and Coding Scheme; MCS), 프리코딩행렬인덱스(Precoding Matrix Index; PMI) 등의 선택을 위한 채널 측정 목적의 RS 인 채널상태정보-참조신호(Channel State Information RS; CSI-RS)이고, 다른 하나는 최대 8 개의 전송 안테나를 통해 전송되는 데이터를 복조하기 위한 목적의 RS 인 복조-참조신호(DeModulation RS; DM RS)이다.

[0081] 채널 측정 목적의 CSI-RS 는, 기존의 LTE 시스템에서의 CRS 가 채널 측정, 핸드오버 등의 측정 등의 목적과 동시에 데이터 복조를 위해 사용되는 것과 달리, 채널 측정 위주의 목적을 위해서 설계되는 특징이 있다. 물론 CSI-RS 역시 핸드오버 등의 측정 등의 목적으로도 사용될 수도 있다. CSI-RS 가 채널 상태에 대한 정보를 얻는 목적으로만 전송되므로, 기존의 LTE 시스템에서의 CRS 와 달리, 매 서브프레임마다 전송되지 않아도 된다. 따라서, CSI-RS 의 오버헤드를 줄이기 위하여 CSI-RS 는 시간 축 상에서 간헐적으로(예를 들어, 주기적으로) 전송되도록 설계될 수 있다.

[0082] 만약 어떤 하향링크 서브프레임 상에서 데이터가 전송되는 경우에는, 데이터 전송이 스케줄링된 단말에게 전용으로(dedicated) DM RS 가 전송된다. 특정 단말 전용의 DM RS 는, 해당 단말이 스케줄링된 자원영역, 즉 해당 단말에 대한 데이터가 전송되는 시간-주파수 영역에서만 전송되도록 설계될 수 있다.

[0083] 도 7 은 LTE-A 시스템에서 정의되는 DM RS 패턴의 일례를 나타내는 도면이다. 도 7 에서는 하향링크 데이터가 전송되는 하나의 자원블록(일반 CP 의 경우, 시간 상으로 14 개의 OFDM 심볼  $\times$  주파수 상으로 12 부반송파) 상에서 DM RS 가 전송되는 자원요소의 위치를 나타낸다. DM RS 는 LTE-A 시스템에서 추가적으로 정의되는 4 개의 안테나 포트(안테나 포트 인덱스 7, 8, 9 및 10)에 대하여 전송될 수 있다. 서로 다른 안테나 포트에 대한 DM RS 는 상이한 주파수 자원(부반송파) 및/또는 상이한 시간 자원(OFDM 심볼)에 위치하는 것으로 구분될 수 있다(즉, FDM 및/또는 TDM 방식으로 다중화될 수 있다). 또한, 동일한 시간-주파수 자원 상에 위치하는 서로 다른 안테나 포트에 대한 DM RS 들은 서로 직교 코드(orthogonal code)에 의해서 구분될 수 있다(즉, CDM 방식으로 다중화될 수 있다). 도 7 의 예시에서 DM RS CDM 그룹 1 로 표시된 자원요소(RE) 들에는 안테나 포트 7 및 8 에 대한 DM RS 들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 마찬가지로, 도 7 의 예시에서 DM RS 그룹 2 로 표시된 자원요소들에는 안테나 포트 9 및 10 에 대한 DM RS 들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다.

[0084] 도 8 은 LTE-A 시스템에서 정의되는 CSI-RS 패턴의 예시들을 나타내는 도면이다. 도 8 에서는 하향링크 데이터가 전송되는 하나의 자원블록(일반 CP 의 경우, 시간 상으로 14 개의 OFDM 심볼  $\times$  주파수 상으로 12 부반송파) 상에서 CSI-RS 가 전송되는 자원요소의 위치를 나타낸다. 어떤 하향링크 서브프레임에서 도 8(a) 내지 8(e) 중 하나의 CSI-RS 패턴이 이용될 수 있다. CSI-RS 는 LTE-A 시스템에서 추가적으로 정의되는 8 개의 안테나 포트(안테나 포트 인덱스 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21 및 22) 에 대하여 전송될 수 있다. 서로 다른 안테나 포트에 대한 CSI-RS 는 상이한 주파수 자원(부반송파) 및/또는 상이한 시간 자원(OFDM 심볼)에 위치하는 것으로 구분될 수 있다(즉, FDM 및/또는 TDM 방식으로 다중화될 수 있다). 또한, 동일한 시간-주파수 자원 상에 위치하는 서로 다른 안테나 포트에 대한 CSI-RS 들은 서로 직교 코드(orthogonal code)에 의해서 구분될 수 있다(즉, CDM 방식으로 다중화될 수 있다). 도 8(a) 의 예시에서 CSI-RS CDM 그룹 1 로 표시된 자원요소(RE) 들에는 안테나 포트 15 및 16 에 대한 CSI-RS 들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 도 8(a) 의 예시에서 CSI-RS CDM 그룹 2 로 표시된 자원요소들에는 안테나 포트 17 및 18 에 대한 CSI-RS 들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 도 8(a) 의 예시에서 CSI-RS CDM 그룹 3 으로 표시된 자원요소들에는 안테나 포트 19 및 20 에 대한 CSI-RS 들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 도



8(a)의 예시에서 CSI-RS CDM 그룹 4 로 표시된 자원요소들에는 안테나 포트 21 및 22 에 대한 CSI-RS 들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 도 8(a)를 기준으로 설명한 동일한 원리가 도 8(b) 내지 8(e)에 적용될 수 있다.

[0085] 도 9 는 LTE-A 시스템에서 정의되는 ZP(Zero Power) CSI-RS 패턴의 예시를 나타내는 도면이다. ZP CSI-RS 의 용도는 크게 두 가지로 분리된다. 첫 번째로 CSI-RS 성능 개선을 위한 용도로 사용된다. 즉, 한 네트워크는 다른 네트워크의 CSI-RS 측정 성능을 개선하기 위해 다른 네트워크의 CSI-RS RE 에 뮤팅(muting)을 하고 자신의 UE 가 올바르게 레이트 매칭(rate matching)을 수행할 수 있도록 뮤팅된 RE 를 ZP CSI-RS 로 설정하여 알려 줄 수 있다. 두 번째로 CoMP CQI 계산을 위한 간섭 측정의 용도로 사용된다. 즉 ZP CRS-RS RE 에 일부 네트워크가 뮤팅을 수행하고 UE 는 이 ZP CSI-RS 로부터 간섭을 측정하여 COMP CQI 를 계산할 수 있다.

[0086] 도 6 내지 9 의 RS 패턴들은 단지 예시적인 것이며, 본 발명의 다양한 실시예들을 적용함에 있어서 특정 RS 패턴에 한정되는 것이 아니다. 즉, 도 6 내지 9 와 다른 RS 패턴이 정의 및 사용되는 경우에도 본 발명의 다양한 실시예들은 동일하게 적용될 수 있다.

# [0087] FDR 전송 (Full Duplex Radio Transmission)

[0088] FDR 이라 함은 기지국 및/또는 단말이 상향/하향 링크를 주파수/시간 등으로 나누어 듀플렉싱(Duplexing)하지 않고 전송하는 것을 지원하는 송신단 수신단 기술을 일컫는다.

[0089] 도 10 은 FDR 방식에서의 간섭 상황의 일례를 나타내는 도면이다.

[0090] 도 10 을 참조하면, 단말 1 과 단말 2 가 동일한 주파수/시간 자원을 이용하여 상/하향 링크로 통신을 수행한다. 따라서, 각 단말은 송신을 하는 동시에 다른 기지국 또는 단말로부터 전송된 신호를 수신할 수 있다. 즉, 도 10 의 점선과 같이 자신의 송신 신호가 자신의 수신 모듈(또는, 수신기)로 자기 간섭을 직접적으로 유발할 수 있는 통신 환경이 형성된다.

[0091] 시스템 상에서 멀티 셀 배치 환경을 고려할 경우, FDR 의 도입으로 예상되는 새로운 간섭 또는 증가되는 간섭을 정리하면 아래와 같다.

[0092] (1) 자기 간섭 (intra device self-interference)

[0093] (2) 다중 사용자 간섭 (UE to UE inter-link interference)

[0094] (3) 셀간 간섭 (BS to BS inter-link interference)

[0095] 자기 간섭은 도 10 과 같이 자신의 송신 신호가 자신의 수신기에 직접 간섭을 유발하는 것을 의미한다. 일반적으로 자기 간섭(Self-interference) 신호는 자신이 수신 받기를 원하는 신호(desired signal)보다 강하게 수신된다. 따라서, 간섭 상쇄 작업을 통해서 완벽히 제거하는 것이 중요하다.

[0096] 두 번째로 다중 사용자 간섭은 단말 사이에 발생하는 간섭을 의미한다. 예를 들면, 단말이 송신한 신호가 인접하게 위치한 단말에게 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다. 기존 통신 시스템에서는 상향링크/하향링크 각각에 대해서 주파수 또는 시간 등으로 분리하는 하프 듀플렉스(Half-duplex: e.g., FDD, TDD)를 구현하였기 때문에, 상하향 링크 사이에는 간섭이 발생하지 않는다. 그러나 FDR 전송 환경에서는 상하향 링크는 동일한 주파수/시간 자원을 공유하기 때문에 도 10 과 같이 데이터를 송신하는 기지국과 인접 단말들 사이에 간섭이 발생하게 된다.

[0097] 마지막으로 셀간 간섭은 기지국 사이에 발생하는 간섭을 의미한다. 예를 들면, 이중 기지국 상황에서 하나의 기지국이 송신하는 신호가 다른 기지국의 수신 안테나로 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다. 이것은 다중 사용자 간섭과 동일한 통신 상황을 의미하며, 기지국 간에 상하향 링크 자원 공유로 간섭이 발생하는 것을 의미한다. 즉, FDR 은 동일한 시간/주파수 자원을 상하향 링크에서 공유함으로써 주파수 효율을 증가시킬 수 있지만, 이러한 간섭 증가로 인해서 주파수 효율성 향상에 제약이 발생할 수 있다.

[0098] 이와 같은 3 가지 간섭 중 (1) 자기 간섭은 FDR 에서만 발생하는 간섭의 영향으로 FDR 을 운영하기 위해 가장 먼저 해결해야 할 문제점이다. 상기 도 10 은 자기 간섭 상황의 FDR 의 일례를 나타낸다. 즉, 한 단말에서 송신하는 신호가 같은 단말의 수신 안테나로 그대로 수신되어 간섭으로 작용한다.

[0099] 이러한 자기 간섭은 다음과 같은 문제를 야기한다. 수신단에서는 희망 신호와 자기 간섭 신호가 더해진 형태의 신호가 수신되는데, 수신 신호는 ADC(analog-to-digital converter)에 입력되는 과정에서 ADC 의 동작 대역

(dynamic range)에 맞게 진폭이 조절된다. 하지만, 일반적으로 자기 간섭 신호는 희망 신호에 비해 매우 높은 전력을 갖기 때문에, 수신 신호는 결국 자기 간섭 신호의 전력에 맞게 그 진폭이 조절된다. 따라서 ADC 에서 신호를 샘플링, 양자화하는 과정에서 상대적으로 매우 낮은 전력을 갖는 희망 신호가 정확하게 복원되지 않는 문제가 발생한다. 이러한 현상을 ADC 포화(saturation) 현상이라 하며, 이는 FDR 시스템의 성능 열화에 가장 큰 영향을 미치는 요인으로 작용한다.

[0100] 본 발명에서는 수신단에서 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거할 수 있는 수신 필터를 제공한다. 특히, 수신단의 ADC 이전 단계인 RF 단에서 공간 영역 필터를 사용하면 수신 신호의 진폭과 위상을 조절할 수 있다. 이를 통하여, 디지털 영역에서 가능한 특이값 분해(SVD, Singular Value Decomposition) 연산을 RF 영역에서도 수행하여, 자기 간섭을 제거할 수 있다.

[0101] 간섭 제거 방법

[0102] 기존의 특이값 분해(SVD) 연산을 설명하면 다음과 같다.  $N_t \times N_r$  크기의 자기 간섭 채널 행렬  $H_{ii}$ 에 대한 특이값 분해에 대한 식은 다음과 같다.

### 수학식 12

$$H_{ii} = \begin{bmatrix} | & | & \cdots & | & \boxed{\text{---}} & | \\ \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 & \cdots & \mathbf{u}_{N_t} & & \mathbf{u}_{N_r} \\ | & | & \cdots & | & & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \sigma_{N_r} \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} - & \mathbf{v}_1^H & - \\ - & \mathbf{v}_2^H & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & \mathbf{v}_{N_r}^H & - \end{bmatrix}$$

[0103]

[0104] 위 식에서  $\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_{N_r}$  을 좌측 특이벡터,  $\mathbf{v}_1 \cdots \mathbf{v}_{N_r}$  를 우측 특이벡터라 하며, 각 행렬을 이루는 벡터들은 직교정규(orthonormal) 벡터들이다. 즉, 서로 다른 두 벡터  $\mathbf{u}_i$  와  $\mathbf{u}_j$ , 그리고  $\mathbf{v}_i$  와  $\mathbf{v}_j$  사이에는 다음 수학식과 같은 관계가 성립한다.

### 수학식 13

$$\mathbf{u}_i \bullet \mathbf{u}_j = 0 \text{ for } i \neq j, \quad \mathbf{v}_i \bullet \mathbf{v}_j = 0 \text{ for } i \neq j, \text{ and } \|\mathbf{u}_i\|=1, \|\mathbf{v}_i\|=1.$$

[0105]

[0106] 따라서 수신단에서  $\mathbf{u}_{N_{t+1}} \cdots \mathbf{u}_{N_r}$  중 하나 이상의 벡터를 선택하여 수신 필터로 사용하면 상기 직교 성질에 의해 자기 간섭 채널을 제거할 수 있다.

[0107] 상술한 바와 같이 FDR 시스템에서 자기 간섭 현상은 시스템의 성능 열화를 일으키는 ADC 포화 문제에 대한 근본적인 원인으로 작용한다. 따라서 이러한 자기 간섭 신호를 제거를 위한 송신단에서의 다양한 전처리 기법들이 연구된 바 있다. 대표적으로 널-투사(null-space projection) 기법이 있는데, 이는 자기 간섭 채널의 널-공간(null-space)을 전처리기로 사용하여 자기 간섭 신호를 송신단에서 미리 제거하는 기법이다. 상기 널-투사 기법은 수신 안테나의 개수와 같거나 그보다 많은 송신 안테나가 요구되며, 총  $N_t$  의 공간 자원 중 최소  $N_r$  이상의 공간 자원이 데이터 전송이 아닌 자기 간섭 신호에 대한 널링에 사용된다. 따라서 데이터 송신에 활용되는 공간 자원의 양이 상대적으로 감소하게 된다. 이러한 널-투사 방식은 수신단에서도 수행될 수 있는데, 이러한 경우에는 송신 안테나의 개수와 같거나 그 이상의 수신 안테나가 요구되며, 총  $N_r$  의 공간 자원 중 최소  $N_t$  또는 그 이상의 공간 자원이 자기 간섭 제거에 사용된다. 이처럼 기존의 자기 간섭 제거를 위한 여러 기법들은 공통적으로 많은 공간 자원을 활용하기 때문에, 모든 안테나 자원을 데이터 송, 수신에 이용하는 경우에 비해 데이터 전송률의 손실이 발생하게 된다.



[0108] 본 발명에 따른 간섭 제거 방법

[0109] FDR 시스템에서 단말은 자신의 자기 간섭 채널뿐 아니라 송신 심볼에 대한 정보 역시 쉽게 얻을 수 있다. 따라서 수신된 자기 간섭 신호  $H_{ii}s_i$  에 대한 특이값 분해를 수행할 수 있다. 자기 간섭 신호  $H_{ii}s_i$  는 행렬이 아닌  $N_r \times 1$  크기의 벡터이다. 자기 간섭 신호 벡터의 널-공간을 후 처리기로 사용하는 심볼 정보 기반의 수신 필터는 송신 스트림의 개수와 관계없이 1 의 공간 자원만이 요구된다. 즉, 자기 간섭 제거에 요구되는 공간 자원을 기존 기법들에 비해 큰 폭으로 감소시킬 수 있으며, 이를 통해 확보된 공간 자원을 활용하면 데이터 전송률의 향상을 가져올 수 있다.

[0110]  $N_r-1$  크기의 수신된 자기 간섭 신호 벡터  $H_{ii}s_i$  의 특이값 분해를 나타내는 수학적식은 다음과 같다.

#### 수학식 14

$$H_{ii}s_i = \begin{bmatrix} | \\ | \\ \vdots \\ | \end{bmatrix} \mathbf{u}_1 \begin{bmatrix} | & | & \dots & | \\ \mathbf{u}_2 & \dots & \mathbf{u}_{N_r} \\ | & | & \dots & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} [1]$$

[0111]

[0112] 여기서  $\mathbf{u}_i$  는 좌측 특이벡터이며,  $\mathbf{u}_2 \dots \mathbf{u}_{N_r}$  은 널-공간을 이루는 기저들이다. 제안하는 수신 필터는 널-공간을 이루는  $N_r-1$  개의 특이벡터들을 모두 사용해서 구성될 수 있으며, 이에 대한 수식은 다음과 같다.

#### 수학식 15

$$\mathbf{G}_i = \begin{bmatrix} - & \mathbf{u}_2^H & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & \mathbf{u}_{N_r}^H & - \end{bmatrix}$$

[0113]

[0114] 상기 필터에 수신된 자기 간섭 신호  $H_{ii}s_i$  를 적용하면 좌측 특이벡터들의 직교 성질(orthogonality)에 의해  $\mathbf{G}_i H_{ii}s_i = 0$  이 만족된다. 따라서 제안된 필터를 통해 자기 간섭 신호를 제거할 수 있으며, 이를 나타내는 수식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

#### 수학식 16

$$\mathbf{G}_i H_{ii}s_i = \begin{bmatrix} - & \mathbf{u}_2^H & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & \mathbf{u}_{N_r}^H & - \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} | & | & \dots & | \\ \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 & \dots & \mathbf{u}_{N_r} \\ | & | & \dots & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} [1] = \mathbf{0}$$

[0115]

[0116] 즉, 기존에 H 행렬만으로 SVD 를 수행하였지만, 본 발명에 따르면, H 행렬에 송신신호 s 를 곱한 후에 SVD 를 수행한다. FDR 시스템이 아닌 종래에는 송신 신호 s 를 알기가 어려운 점이 있었지만, FDR 시스템에서 s 는 자신이 송신한 신호이므로 s 를 알 수 있다.

[0117] 도 11 은 본 발명에 따른 FDR 시스템에서의 자기 간섭 제거 방법을 나타내는 순서도이다.

[0118] 먼저, 피드백을 통하여 제 1 장치의 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널에 대한 행렬 H 를 획득하고, 상기 제 1 장치가 상기 제 2 장치로 전송하는 송신 신호 s 에 대한 정보를 획득한다(S1101).

- [0119] 다음으로, 행렬  $H$  와 송신 신호  $s$  를 곱하여 생성되는 유효 간섭 채널 행렬  $H_s$  에 SVD 를 수행하여 좌측 특이 벡터를 생성한다(S1103). 다음으로, 유효 간섭 행렬  $H_s$  에 포함된 좌측 특이 벡터 중 널-공간의 기저 벡터를 이용하여 수신 필터 행렬  $G$  를 생성한다(S1105).
- [0120] 다음으로, 수신 필터 행렬  $G$  를 이용하여 상기 제 2 장치로부터 수신한 희망 신호에서 상기 송신 신호  $s$  에 대응하는 자기 간섭을 제거하는 한다(S1107).
- [0121] FDR 시스템에서 제 1 장치는 제 2 장치로부터 수신하는 희망 신호(desired signal)와 자기가 송신하는 신호를 동시에 수신한다. 수신기는 RF 단에서 공간 영역 필터를 통하여 자기 간섭 신호에 대한 특이값 분해(SVD)를 수행한다. 이를 통하여 자기 간섭 신호의 널-공간 벡터를 산출할 수 있으며, 이를 이용하여 자기 간섭 신호를 제거할 수 있다.
- [0122] 도 12 는 본 발명에서 제안된 기법과 널-공간 투사 기법의 채널 용량을 도시한 그래프이다. 총 안테나의 개수는 9 개로 가정하며, 널-공간 투사 기법의 경우 6 개의 송신 안테나와 3 개의 수신 안테나를, 본 발명에 따른 방법은 4 개의 송신 안테나와 5 개의 수신 안테나를 갖는 FDR 시스템을 적용하였다. 이는 각 기법들에 대해 최대 채널 용량을 얻기 위한 조건이다. SIR(signal-to-interference ratio) 값은 -93dB 로 가정하였다. 두 기법 모두 SNR(signal-to-noise ratio)의 증가에 따라 더 높은 값의 채널 용량을 얻을 수 있다. 하지만, 본 발명에 따른 방법은 기존 널-공간 투사 기법에 비해 향상된 채널 용량을 얻을 수 있음을 도 12 를 통해 알 수 있다. 특히, 본 발명에 따르면 높은 SNR 구간에서는 보다 큰 성능 향상을 얻을 수 있다.
- [0123] 수신단에서 자기 간섭을 제거하는 기존 방법에서는 자기 간섭 채널  $H_{ii}$  의 널-공간을 후처리기로 사용, 자기 간섭을 제거하였다. 이에 따라 최소한 송신 안테나의 개수인  $N_t$  이상의 공간 자원이 자기 간섭을 제거하는 데 사용되었다. 그러나 본 발명에 따른 방법은 수신된 자기 간섭 신호 벡터  $H_{ii}s_i$  의 널-공간을 후처리기로 사용한다. 따라서 하나의 공간 자원만을 이용하여 자기 간섭을 제거하고, 나머지  $N_t-1$  의 공간 자원을 데이터 송, 수신에 사용하여 기존의 자기 간섭 제거 기법들에 비하여 향상된 데이터 전송률을 얻을 수 있다.
- [0124] 도 13 은 본 발명에 일 실시예에 적용될 수 있는 제 1 장치 및 제 2 장치를 예시한다.
- [0125] 무선 통신 시스템에 릴레이가 포함되는 경우, 백홀 링크에서 통신은 제 1 장치와 릴레이 사이에 이뤄지고 액세스 링크에서 통신은 릴레이와 제 2 장치 사이에 이뤄진다. 따라서, 도면에 예시된 제 1 장치 또는 제 2 장치는 상황에 맞춰 릴레이로 대체될 수 있다.
- [0126] 도 13 을 참조하면, 무선 통신 시스템은 제 1 장치(1310) 및 제 2 장치(1320)를 포함한다. 제 1 장치(1310)는 프로세서(1313), 메모리(1314) 및 무선 주파수(Radio Frequency, RF) 유닛(1311, 1312)을 포함한다. 프로세서(1313)는 본 발명에서 제안한 절차 및/또는 방법들을 구현하도록 구성될 수 있다. 메모리(1314)는 프로세서(1313)와 연결되고 프로세서(1313)의 동작과 관련한 다양한 정보를 저장한다. RF 유닛(1316)은 프로세서(1313)와 연결되고 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다. 제 2 장치(1320)는 프로세서(1323), 메모리(1324) 및 RF 유닛(1321, 1422)을 포함한다. 프로세서(1323)는 본 발명에서 제안한 절차 및/또는 방법들을 구현하도록 구성될 수 있다. 메모리(1324)는 프로세서(1323)와 연결되고 프로세서(1323)의 동작과 관련한 다양한 정보를 저장한다. RF 유닛(1321, 1322)은 프로세서(1323)와 연결되고 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다. 제 1 장치(1310) 및/또는 제 2 장치(1320)는 단일 안테나 또는 다중 안테나를 가질 수 있다.
- [0127] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다. 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행된다고 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 그 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수 있다. 즉, 기지국을 포함하는 복수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. 기지국은 고정국(fixed station), Node B, eNodeB(eNB), 액세스 포인트(access point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.
- [0128] 본 발명에 따른 실시예는 다양한 수단, 예를 들어, 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결

합 등에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 하나 또는 그 이상의 ASICs(application specific integrated circuits), DSPs(digital signal processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.

[0129] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차, 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다.

[0130] 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.

[0131] 상술한 바와 같이 개시된 본 발명의 바람직한 실시예들에 대한 상세한 설명은 당업자가 본 발명을 구현하고 실시할 수 있도록 제공되었다. 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시예들을 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 본 발명의 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 예를 들어, 당업자는 상술한 실시예들에 기재된 각 구성을 서로 조합하는 방식으로 이용할 수 있다. 따라서, 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다.

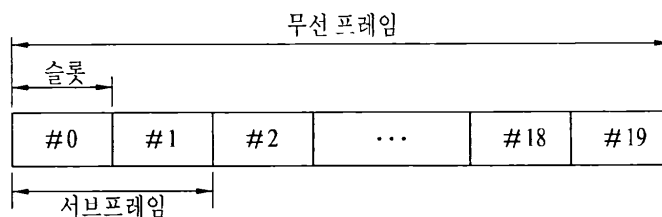
[0132] 본 발명은 본 발명의 정신 및 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니 되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다. 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다. 또한, 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함할 수 있다.

## 산업상 이용가능성

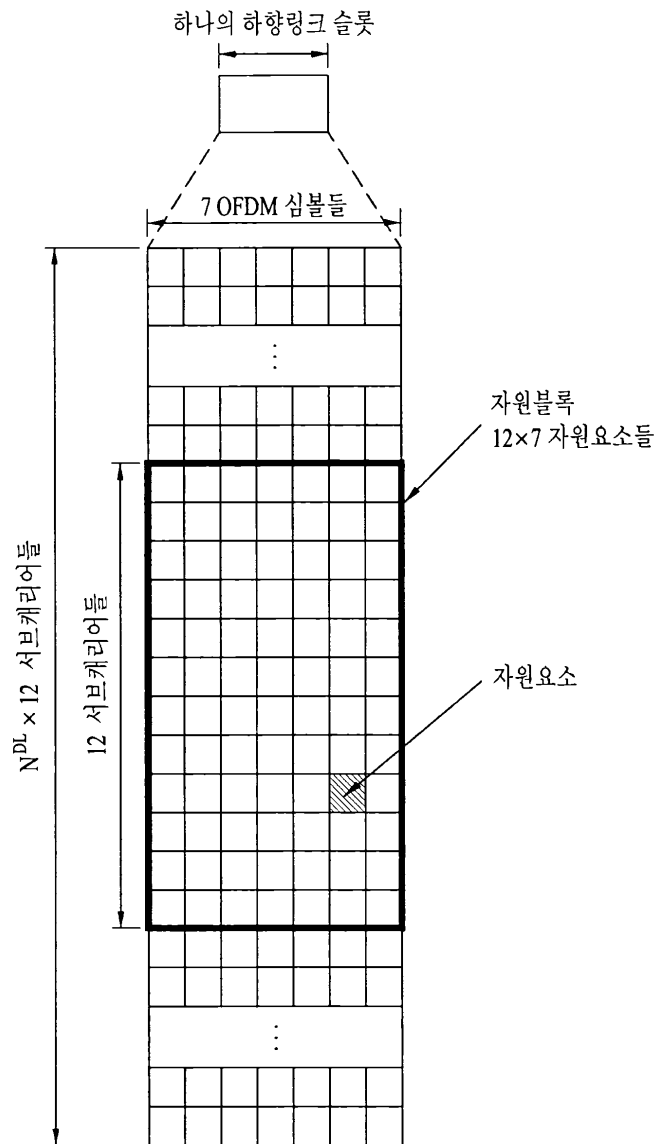
[0133] 본 발명은 단말, 릴레이, 기지국 등과 같은 무선 통신 장치에 사용될 수 있다.

## 도면

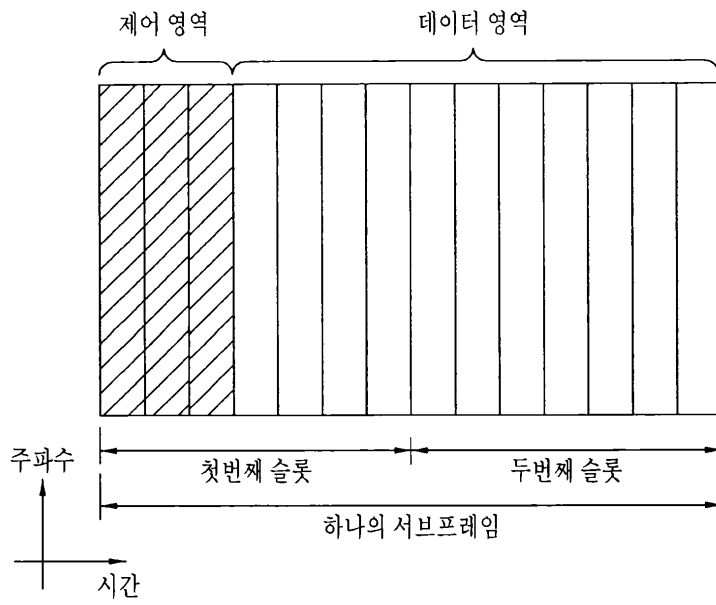
### 도면1



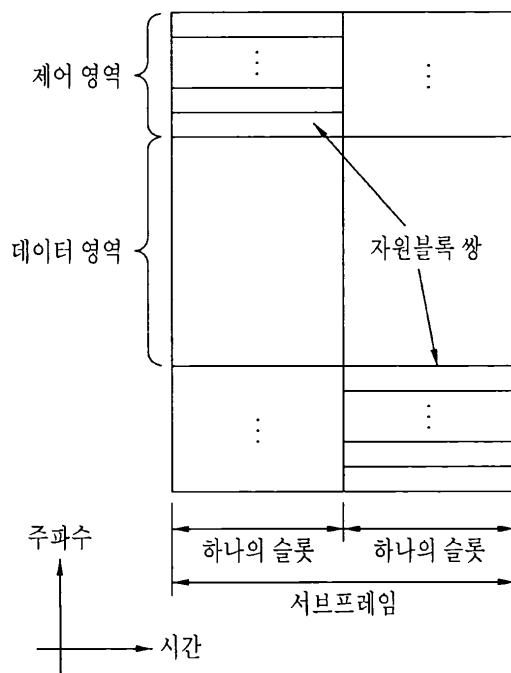
도면2



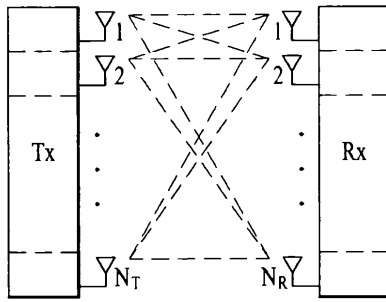
도면3



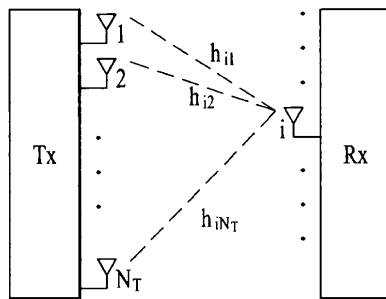
도면4



도면5

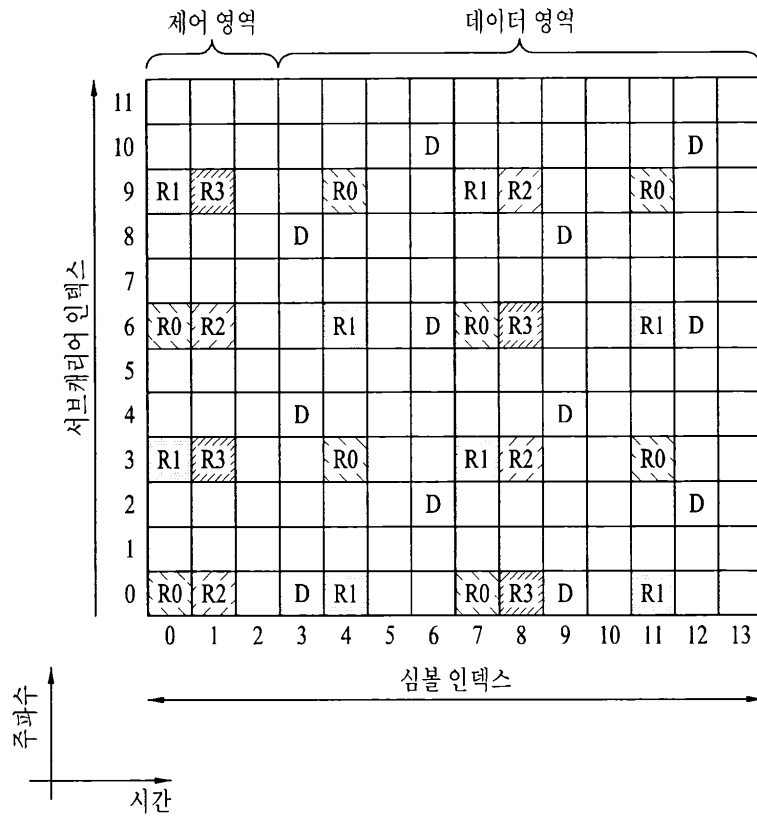


(a)

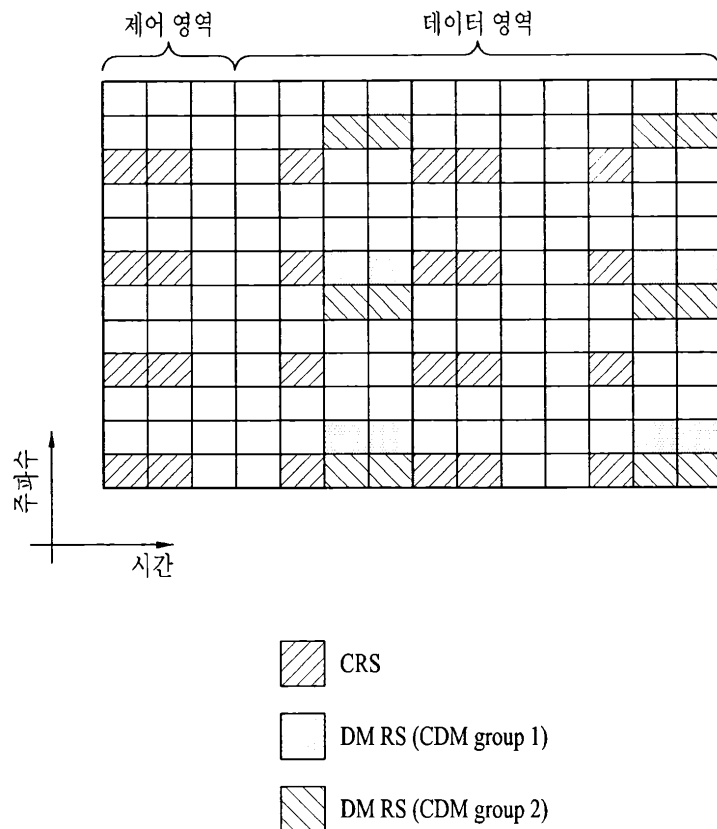


(b)

도면6

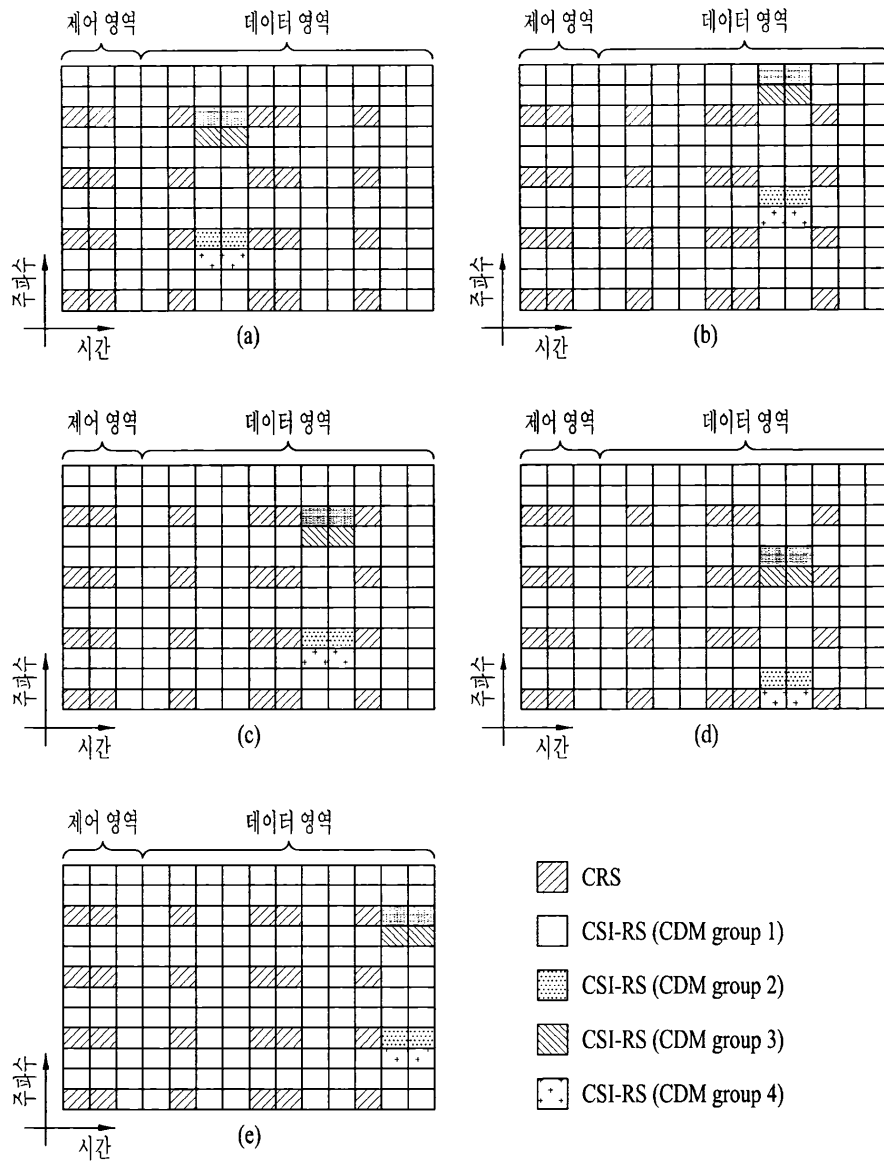


도면7

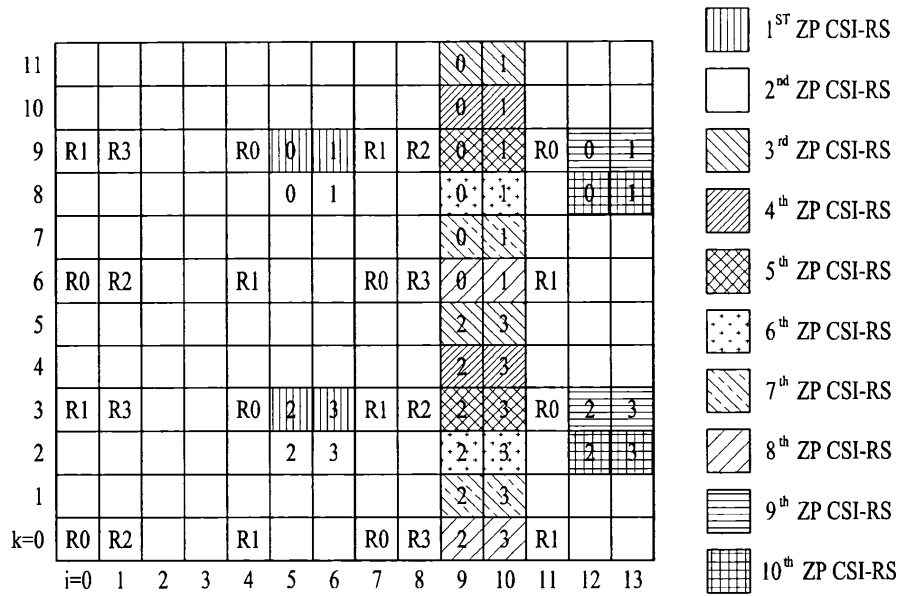




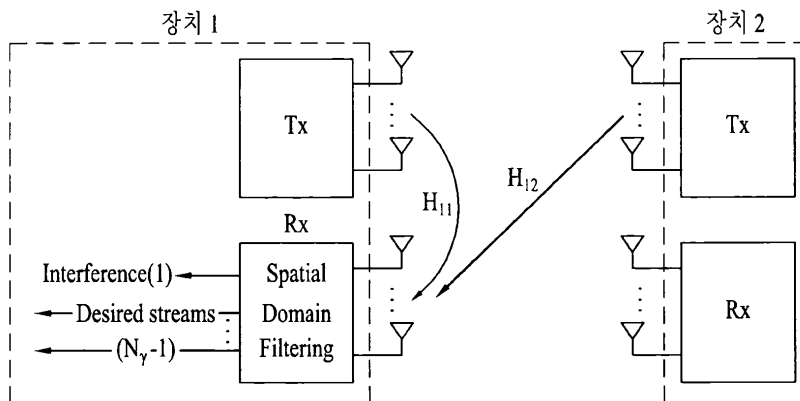
도면8



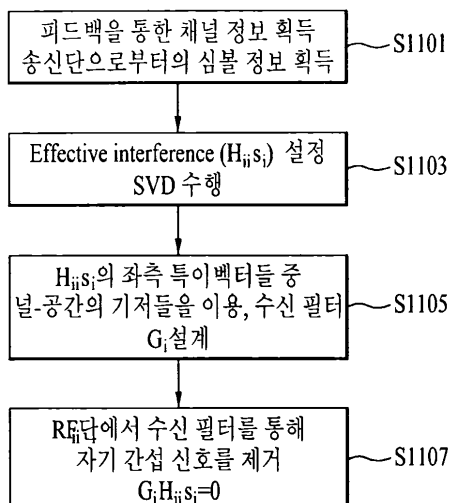
도면9



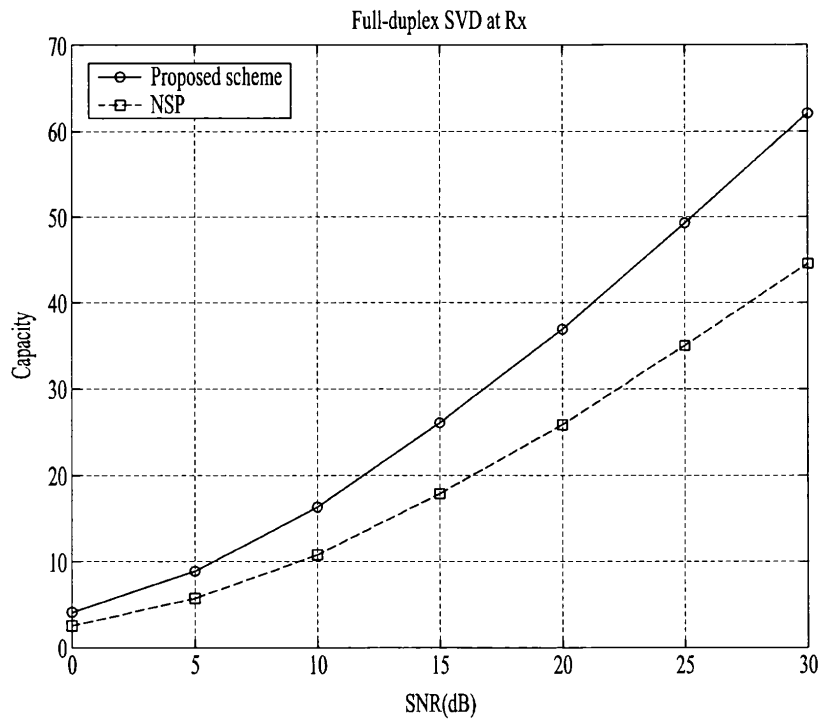
도면10



도면11



도면12



도면13

