



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0110592
(43) 공개일자 2009년10월22일

(51) Int. Cl.

H04L 1/02 (2006.01) H04B 7/08 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-0036176

(22) 출원일자 2008년04월18일

심사청구일자 없음

(71) 출원인

엘지전자 주식회사

서울특별시 영등포구 여의도동 20번지

서강대학교산학협력단

서울 마포구 신수동 1-1 서강대학교

(72) 발명자

고현수

경기 안양시 동안구 호계1동 LG연구소

임빈철

경기 안양시 동안구 호계1동 LG연구소

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

양문옥

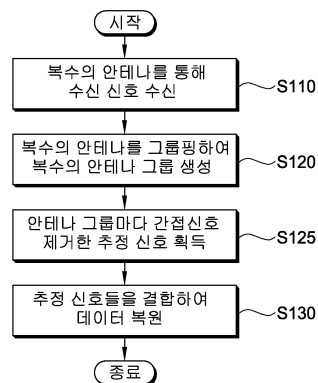
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 다중 안테나를 이용한 수신기 및 데이터 복원 방법

(57) 요약

다중 안테나를 이용한 데이터 복원 방법을 제공한다. 상기 데이터 복원 방법은 복수의 안테나를 통하여 수신 신호를 수신하는 단계, 상기 복수의 안테나를 그룹핑하여 복수의 안테나 그룹을 생성하는 단계, 각 안테나 그룹마다 대응하는 수신 신호들로부터 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하는 단계 및 복수의 추정 신호를 결합하여 데이터를 복원하는 단계를 포함한다. 인접 기지국의 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하고, 복수의 추정 신호를 결합함으로써 다이버시티에 의한 이득을 얻을 수 있다. 따라서, 셀간 간섭 신호를 줄이고, 수신 성능을 향상시킬 수 있다.

대표도 - 도3



(72) 발명자

구자호

경기 안양시 동안구 호계1동 LG연구소

임동국

경기 안양시 동안구 호계1동 LG연구소

김수남

경기 안양시 동안구 호계1동 LG연구소

장재원

경기 고양시 일산동구 백석동 백송마을7단지아파트
임광아파트705동 1205호

이상대

서울 중구 신당3동 남산타운아파트 33-402

성원진

서울 서초구 잠원동 60-7 녹원한신아파트 101-505

특허청구의 범위

청구항 1

복수의 안테나를 통하여 수신 신호를 수신하는 단계;

상기 복수의 안테나를 그룹핑하여 복수의 안테나 그룹을 생성하는 단계;

각 안테나 그룹마다 대응하는 수신 신호들로부터 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하는 단계; 및

복수의 추정 신호를 결합하여 데이터를 복원하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 데이터 복원 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 추정 신호를 구하는 단계는

각 안테나 그룹마다 대응하는 채널 행렬을 구하는 단계;

상기 채널 행렬을 이용하여 가중치 행렬을 구하고, 상기 가중치 행렬로부터 가중치 벡터를 구하는 단계; 및

상기 가중치 벡터를 이용하여 상기 간섭 신호를 제거한 상기 추정 신호를 구하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 데이터 복원 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서, 상기 채널 행렬 H_n 은

$$H_n = [h_0^{(n)}, h_1^{(n)}, h_2^{(n)}, \dots, h_{N-2}^{(n)}]$$

인 것을 특징으로 하는 데이터 복원 방법. 여기서, n 은 상기 안테나 그룹의 인덱스이고, 열벡터 $h_i^{(n)}$ ($0 \leq i \leq N-2$, i 는 자연수)은 상기 안테나 그룹과 i 번째 기지국과의 채널 벡터로

$h_i^{(n)} = [h_{i,1}, \dots, h_{i,n-1}, h_{i,n+1}, \dots, h_{i,N}]^T$ 이고, 채널 벡터 $h_i^{(n)}$ 의 원소인 $h_{i,j}$ 는 ($0 \leq j \leq N$, $j \neq n$, j 는 자연수) 상기 복수의 안테나 중 j 번째 안테나와 i 번째 기지국 사이의 채널이다.

청구항 4

제 3 항에 있어서, 상기 채널 행렬은 상기 열벡터 $h_i^{(n)}$ 의 크기가 큰 순서대로 배열되는 것을 특징으로 하는 데이터 복원 방법.

청구항 5

제 3 항에 있어서, 상기 가중치 행렬 W_n 은

$$W_n = (H_n^H H_n)^{-1} H_n^H$$

$$= \begin{bmatrix} w_0^{(n)} \\ \vdots \\ w_{N-2}^{(n)} \end{bmatrix}$$

또는

$$W_n = (H_n^H H_n + \sigma^2 I)^{-1} H_n^H$$

$$= \begin{bmatrix} w_0^{(n)} \\ \vdots \\ w_{N-2}^{(n)} \end{bmatrix}$$

이고,

상기 가중치 벡터 w_n 은 $w_n = w_0^{(n)} / |w_0^{(n)}|$ 이고,

상기 추정 신호 y_n 은 $y_n = w_n r_n$ 인 것을 특징으로 하는 데이터 복원 방법. 여기서 r_n 은 n 번째 안테나 그룹에 수신되는 수신 신호로

$r_n = [r_1, \dots, r_{n-1}, r_{n+1}, \dots, r_N]^T$ 이고, r_n 의 원소 r_k 는($0 \leq k \leq N$, $k \neq n$, k 는 자연수) 상기 복수의 안테나 중 k 번째 안테나의 수신 신호이다.

청구항 6

제 5 항에 있어서, 상기 데이터 y_{JSM} 은 $y_{JSM} = wy$ 인 것을 특징으로 하는 데이터 복원 방법. 여기서, w 는

신호 결합 벡터로 $w = \tilde{h}_0^H / |\tilde{h}_0|$ 이고, $\tilde{h}_0$ 는 공간 역다중화 기법을 통과한 신호의 상기 데이터를 전송

하는 기지국과의 변형된 채널 벡터이고, y 는 추정 신호 벡터로 $y = [y_1, \dots, y_N]^T$ 이다.

청구항 7

수신 신호를 수신하는 복수의 안테나;

상기 복수의 안테나를 그룹핑하여 복수의 안테나 그룹을 만들고, 각 안테나 그룹마다 대응하는 수신 신호들로부터 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하는 공간 역다중 디코더; 및

복수의 추정 신호를 결합하여 데이터를 복원하는 신호 결합 디코더를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 8

제 7 항에 있어서, 상기 공간 역다중 디코더는 SD(spatial demultiplexing) 기법을 사용하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 9

제 7 항에 있어서, 상기 신호 결합 디코더는 MRC(maximal ratio combining) 기법을 사용하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 10

제 7 항에 있어서, 상기 공간 역다중 디코더는 각 안테나 그룹마다 대응하는 채널 행렬을 구하고, 상기 채널 행렬을 이용하여 가중치 벡터를 구하고, 상기 가중치 벡터를 이용하여 상기 간섭 신호를 제거한 상기 추정 신호를 구하는 것을 특징으로 하는 수신기.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

- <1> 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 다중 안테나를 이용한 수신기 및 데이터 복원 방법에 관한 것이다.

배경 기술

- <2> 최근 활발하게 연구되고 있는 차세대 멀티미디어 무선 통신 시스템은 초기의 음성 위주의 서비스를 벗어나 영상, 무선 데이터 등의 다양한 정보를 처리하여 전송할 수 있는 시스템이 요구되고 있다. 무선 통신 시스템의 목적은 다수의 사용자가 위치와 이동성에 관계없이 신뢰할 수 있는(reliable)한 통신을 할 수 있도록 하는 것이다. 그런데, 무선 채널(wireless channel)은 경로 손실(path loss), 잡음(noise), 다중 경로(multipath)에 의한 페이딩(fading) 현상, 심벌간 간섭(ISI, intersymbol interference) 또는 단말의 이동성으로 인한 도플러 효과(Doppler effect) 등의 비이상적인 특성이 있다. 무선 채널의 비이상적 특성을 극복하고, 무선 통신의 신뢰도(reliability)를 높이기 위해 다양한 기술이 개발되고 있다.
- <3> MIMO(Multiple Input Multiple Output Antennas) 기술은 다중 송신 안테나와 다중 수신 안테나를 사용하여 데이터의 송수신 효율을 향상시킨다. MIMO 기술에는 공간 다이버시티(Spatial diversity), 공간 다중화(Spatial multiplexing) 및 빔형성(Beamforming) 등이 있다. 공간 다이버시티는 다중 송신 안테나에서 동일한 데이터를 전송하여 전송 신뢰도를 높이는 기술이다. 공간 다중화는 다중 송신 안테나에서 서로 다른 데이터를 동시에 전송하여 시스템의 대역폭을 증가시키지 않고 고속의 데이터를 전송할 수 있는 기술이다. 빔 형성은 다중 안테나에서 채널 상태에 따른 가중치를 가하여 신호의 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)을 증가시키는 기술이다. MIMO 시스템은 송신 안테나의 수와 수신 안테나의 수에 따라 다수의 독립 채널로 분해될 수 있다. 각각의 독립 채널은 공간 계층(spatial layer) 또는 스트림(stream)이라 할 수 있다.
- <4> 한편, 무선 통신 시스템은 서비스 지역의 제한과 사용자의 수용 용량의 한계를 극복하기 위하여 서비스 지역을 다수의 셀(Cell)로 나누어 통신 서비스를 제공한다. 이를 다중 셀 환경이라 한다. 인접한 셀 간에는 서로 다른 주파수 대역을 사용하고, 충분히 멀리 떨어진 셀 간에 동일한 주파수 대역을 사용함으로써 공간적으로 주파수 대역을 재사용할 수 있다. 공간적으로 주파수 대역을 재사용할 수 있으므로 다수의 셀 분포에서 채널의 수를 증가시켜 충분한 사용자를 수용할 수 있다.
- <5> 그런데, 인접한 셀 간에 서로 다른 주파수 대역을 사용하더라도, 셀 간의 경계에 위치하는 사용자들은 인접하는 셀로부터의 간섭 신호에 의해 셀간 간섭(inter-cell interference)을 받게 된다. 셀간 간섭으로 인하여 사용자의 송신 신호 및 수신 신호는 열화(depletion)될 수 있다.
- <6> 따라서, 셀간 간섭을 줄이고, 수신 성능을 향상시킬 수 있는 다중 안테나를 이용한 수신기 및 데이터 복원 방법이 필요하다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <7> 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 셀간 간섭을 줄이고, 수신 성능을 향상시킬 수 있는 다중 안테나를 이용한 수신기 및 데이터 복원 방법을 제공함에 있다.

과제 해결수단

- <8> 일 양태에서, 다중 안테나를 이용한 데이터 복원 방법을 제공한다. 상기 데이터 복원 방법은 복수의 안테나를 통하여 수신 신호를 수신하는 단계, 상기 복수의 안테나를 그룹핑하여 복수의 안테나 그룹을 생성하는 단계, 상기 각 안테나 그룹마다 대응하는 수신 신호들로부터 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하는 단계 및 복수의 추정 신호를 결합하여 데이터를 복원하는 단계를 포함한다.
- <9> 다른 양태에서, 다중 안테나를 이용한 수신기를 제공한다. 상기 수신기는 수신 신호를 수신하는 복수의 안테나, 상기 복수의 안테나를 그룹핑하여 복수의 안테나 그룹을 만들고, 각 안테나 그룹마다 대응하는 수신 신호들로부터

터 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하는 공간 역다중 디코더 및 복수의 추정 신호를 결합하여 데이터를 복원하는 신호 결합 디코더를 포함한다.

효 과

- <10> 인접 기지국의 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하고, 복수의 추정 신호를 결합함으로써 다이버시티에 의한 이득을 얻을 수 있다. 따라서, 셀간 간섭 신호를 줄이고, 수신 성능을 향상시킬 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- <11> 이하의 기술은 다양한 무선 통신 시스템에 사용될 수 있다. 무선 통신 시스템은 음성, 패킷 데이터 등과 같은 다양한 통신 서비스를 제공하기 위해 널리 배치된다.
- <12> 도 1은 무선 통신 시스템을 나타낸 것이다.
- <13> 도 1을 참조하면, 무선 통신 시스템은 기지국(1; Base Station, BS) 및 단말(2; Mobile Station, MS)을 포함한다. 하나의 기지국(1)은 적어도 하나의 셀(Cell)에 대해 서비스를 제공할 수 있다. 셀은 기지국(1)이 통신 서비스를 제공하는 영역이다. 기지국(1)은 일반적으로 단말(2)과 통신하는 고정된 지점(fixed station)을 말하며, 노드-B(Node-B), BTS(Base Transceiver System), 액세스 포인트(Access Point) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 단말(2)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, UE(User Equipment), UT(User Terminal), SS(Subscriber Station), 무선기기(wireless device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 일반적으로 하향링크(downlink)는 기지국(1)에서 단말(2)로의 통신을 의미하며, 상향링크(uplink)는 단말(2)에서 기지국(1)으로의 통신을 의미한다.
- <14> 무선 통신 시스템에 사용되는 다중 접속 기법에는 제한이 없다. 무선 통신 시스템은 CDMA(Code Division Multiple Access), TDMA(Time Division Multiple Access), FDMA(Frequency Division Multiple Access) 및 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)와 같은 다양한 다중 접속 기법을 사용할 수 있다.
- <15> 무선 통신 시스템은 다중 셀 환경이므로, 단말이 속한 셀에 인접하는 다른 셀이 존재한다. 단말이 속한 셀을 서빙 셀(Serving Cell)이라 하고, 인접하는 다른 셀을 인접 셀(Neighbor Cell)이라 한다. 인접 셀은 다른 기지국이 통신 서비스를 제공하는 영역이다. 서빙 셀에 속하는 기지국을 서빙 기지국(Serving BS)이라 하고, 인접 셀에 속하는 다른 기지국을 인접 기지국(Neighbor BS)이라 한다. 단말이 서빙 기지국으로부터 수신한 신호는 데이터 신호이고, 인접 기지국으로부터 수신한 신호는 간섭 신호이다.
- <16> 서빙 기지국은 하나의 송신 안테나를 사용하고, 단말은 N 개($N \geq 2$, N 은 자연수)의 수신 안테나를 사용한다고 가정한다. 서빙 기지국과 단말 사이에는 채널 $h_1, h_2, \dots, h_N$ 이 형성된다. 인접 기지국으로부터의 간섭 신호를 무시하였을 때, 단말이 N 개의 수신 안테나를 통해 수신하는 수신 신호를 $\mathbf{r}$ 이라 하고, 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 1

<17>
$$\mathbf{r} = \mathbf{h}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

- <18> 여기서, $\mathbf{h}$ 는 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 벡터, $\mathbf{s}$ 는 서빙 기지국이 송신하는 데이터 신호, $\mathbf{n}$ 은 잡음 벡터이다. 수신 신호는 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]^T$, 채널 벡터는 $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$, 잡음 벡터는 $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ 로 표현할 수 있다. h_i ($1 \leq i \leq N$, i 는 자연수)는 분산이 1인 복소 가우시안 변수일 수 있고, n_i 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 부가백색 가우시안 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)일 수 있다.

- <19> N 개의 수신 안테나로 수신된 수신 신호는 신호 결합 기법을 사용하여 데이터 신호에 대한 추정 신호를 구할 수 있다. 신호 결합 기법에는 최대비 결합(Maximal Ratio Combining; 이하 MRC), 선택 결합(Selective Combining), 동일 이득 결합(Equal Gain Combining) 등이 있다. MRC 기법은 각각의 데이터에 가중치를 주어 결합하는 방식이다. 선택 결합 기법은 데이터를 선택적 결합하는 방식이고, 동일 이득 결합 기법은 각각의 데이터에 동일한 가중치를 주고 평균값을 통해 결합하는 방식이다.

- <20> MRC 기법을 사용하여 구한 데이터 신호에 대한 추정 신호를 y_{MRC} 라 하고, 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 2

$$y_{MRC} = \mathbf{h}^H \mathbf{r} \\ = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + \dots + |h_N|^2) s + (h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + \dots + h_N^* n_N)$$

<21>

<22> 여기서, $(\cdot)^H$ 는 허미션(Hermitian) 행렬, $(\cdot)^*$ 는 복소 켤레(complex conjugate)이다.

<23> MRC 기법은 다중 안테나를 이용한 시스템에서 다중 경로로 수신되는 신호의 다이버시티(diversity)를 이용한 수신 기법의 하나로 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)이 높은 잡음 제한적(noise-limited) 환경에서 최적의 성능을 보이는 것으로 알려져 있다. 그런데, MRC 기법을 사용하여 구한 추정 신호는 인접 셀의 간섭 신호의 영향을 고려하지 않은 것이다. 또한, 실제 다중 셀 환경에서 셀 경계에 위치하는 단말은 인접 셀의 영향을 받게 되어 낮은 SINR을 가지게 된다. 따라서, 다중 셀 환경에서 셀 경계에 위치한 단말은 MRC 기법을 사용하여 최적의 성능을 얻을 수 없게 된다.

<24> 한편, 서빙 기지국은 하나의 송신 안테나를 사용하지 않고, 공간 다중화(Spatial Multiplexing; SM)하여 복수의 송신 안테나를 통해 서로 다른 데이터 신호를 전송할 수 있다.

<25> 서빙 기지국이 M개($M \geq 2$, M은 자연수)의 송신 안테나를 통해 서로 다른 데이터 신호를 전송하는 경우를 가정한다. 단말이 N개의 수신 안테나를 통해 수신하는 수신 신호를 $\mathbf{r}$ 이라 하고, 다음 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 3

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

<26>

<27> 여기서, $\mathbf{H}$ 는 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 $N \times M$ 채널 행렬, $\mathbf{s}$ 는 서빙 기지국이 송신하는 데이터 신호 벡터, $\mathbf{n}$ 은 잡음 벡터이다. 수신 신호는 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]^T$, 데이터 신호 벡터는 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T$, 잡음 벡터는 $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ 로 표현할 수 있다. 채널 벡터 $\mathbf{H}$ 의 원소 $h_{i,j}$ ($1 \leq i \leq N$, $1 \leq j \leq M$, i 및 j 는 자연수)는 분산이 1인 복소 가우시안 변수일 수 있고, n_i 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 부가백색 가우시안 잡음일 수 있다.

<28> 공간 다중화되어 전송되는 서로 다른 데이터 신호는 공간 역다중화(Spatial Demultiplexing; 이하 SD) 기법을 사용하여 각각의 데이터 신호에 대한 추정 신호로 분리될 수 있다. SD 기법으로 ZF(zero-forcing), 최소 평균 제곱 에러(Minimum Mean Squared Error; 이하 MMSE) 등이 사용될 수 있다. ZF는 수신 신호에 채널 행렬의 유사 역행렬(pseudo-inverse matrix)을 곱하여 각각의 데이터 신호를 분리하는 방법이다. MMSE는 잡음의 영향까지 고려하여 검출 오류를 줄이는 것으로 MSE(Mean Square Error)를 최소화하는 방법이다.

<29> SD 기법을 사용하여 구한 추정 신호를 $\mathbf{y}_{SD}$ 라 하고, 다음 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 4

$$\mathbf{y}_{SD} = \mathbf{W}(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n})$$

<30>

<31> 여기서, $\mathbf{W}$ 는 $M \times N$ 가중치(Weight) 행렬이다. 가중치 행렬 $\mathbf{W}$ 는 ZF를 사용하는 경우 $\mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ 이고, MMSE를 사용하는 경우 $\mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H$ 이다. 이때, $(\cdot)^{-1}$ 은 역행렬이다.

<32> SD 기법은 하나의 기지국이 복수의 송신 안테나를 통해 서로 다른 신호를 전송하는 경우뿐 아니라, 복수의 기지국이 서로 다른 신호를 전송하는 경우에도 사용할 수 있다. 따라서, 서빙 기지국이 데이터 신호를 전송하고 인접 기지국이 간섭 신호를 전송하는 경우 단말은 SD 기법을 사용하여 서빙 기지국의 데이터 신호를 분리할 수 있다.

- <33> 다중 셀 환경에서 인접한 셀로부터의 간섭 신호에 의한 셀간 간섭은 셀의 경계 지역으로 갈수록 증가한다. 따라서, 셀의 경계 지역에서는 단말의 하향링크 데이터 신호에 대한 수신 성능이 떨어지고, 시스템의 전송 효율도 떨어지게 된다. 다중 안테나를 가진 단말에서 MRC 기법을 이용하는 경우, 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만, 간섭 신호를 제거할 수 없어 셀 경계 지역에서 성능이 열화된다. 반면, SD 기법을 이용하는 경우 간섭 신호를 구분하여 제거할 수 있지만, 다이버시티의 이득을 얻을 수 없다. 즉, MRC 기법은 SINR이 큰 기지국 근처에서는 효과적이거나, 간섭 신호가 강한 셀의 경계 지역에서는 간섭 신호를 분리할 수 있는 SD 기법이 좋은 성능을 보인다.
- <34> 이하에서는 다중 셀 환경에서 SD 기법과 MRC 기법을 조합한 SD-MRC 연합(Joint SD-MRC) 기법을 사용하여 셀간 간섭을 줄이고, 수신 성능을 향상시킬 수 있는 다중 안테나를 이용한 수신기 및 데이터 복원 방법에 대하여 설명한다.
- <35> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 다중 안테나를 이용한 수신기를 도시한 블록도이다.
- <36> 도 2를 참조하면, 수신기(100)는 복조기(110), 채널추정기(120), 디맵퍼(130), 공간 역다중 디코더(140), 신호 결합 디코더(150) 및 출력기(160)를 포함한다. 수신기(100)는 N 개($N \geq 2$, N 은 자연수)의 수신 안테나(190-1, ..., 190- N)를 포함한다. 수신기(100)는 하향링크에서 단말의 일부분이거나, 상향링크에서 기지국의 일부분일 수 있다.
- <37> 수신 안테나(190-1, ..., 190- N)를 통해 수신된 수신 신호는 복조기(110)에 의해 복조된다. 수신 신호는 서빙 기지국으로부터의 데이터 신호 및 인접 기지국으로부터의 간섭 신호를 포함한다. 채널 추정기(120)는 채널을 추정하고, 디맵퍼(130)는 복조된 신호를 부호화된 데이터로 디맵핑한다. 공간 역다중 디코더(140)와 신호 결합 디코더(150)는 부호화된 데이터를 디코딩하여 원래 데이터로 복원한다. 출력기(160)는 복원된 데이터를 출력 신호로 출력한다. 출력 신호는 수신 데이터로 수용(reception)된다.
- <38> 공간 역다중 디코더(140)는 복수의 수신 안테나(190-1, ..., 190- N)를 그룹핑(grouping)하여 복수의 안테나 그룹을 생성한다. 공간 역다중 디코더(140)는 각 안테나 그룹마다 대응하는 수신 신호들에 SD 기법을 사용하여 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구한다. SD 기법으로 ZF, MMSE 등을 사용될 수 있다.
- <39> 신호 결합 디코더(150)는 각 안테나 그룹마다 구한 추정 신호들을 결합하여 데이터로 복원한다. 신호 결합 디코더(150)는 MRC(Maximal Ratio Combining) 기법을 사용할 수 있다. 또한, 신호 결합 디코더(150)는 선택 결합(selective combining) 기법, 동일 이득 결합(equal gain combining) 기법 등의 신호 결합 기법을 사용할 수도 있다.
- <40> 도 3은 본 발명의 다른 실시예에 따른 다중 안테나를 이용한 데이터 복원 방법을 나타내는 순서도이다.
- <41> 도 3을 참조하면, 단말은 복수의 안테나를 통하여 수신 신호를 수신한다(S110). 수신 신호는 서빙 기지국으로부터의 데이터 신호 및 인접 기지국으로부터의 간섭 신호를 포함한다. 상기 복수의 안테나를 그룹핑하여 복수의 안테나 그룹을 생성한다(S120). 생성하는 안테나 그룹의 개수와 각 안테나 그룹에 포함되는 안테나 개수는 적절히 정할 수 있다. 각 안테나 그룹마다 상기 안테나 그룹에 포함된 안테나를 통해 수신되는 수신 신호로부터 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구한다(S125). 이때, ZF, MMSE 등의 SD 기법을 사용할 수 있다. 각 안테나 그룹마다 추정 신호를 구하는 방법은 각 안테나 그룹마다 대응하는 채널 행렬을 구하고, 채널 행렬을 이용하여 가중치 벡터를 구하고, 가중치 벡터를 이용하여 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하는 과정으로 세분화될 수 있다. 각 안테나 그룹마다 구한 추정 신호들을 결합하여 데이터를 복원한다(S130).
- <42> 이와 같이 다중 안테나를 이용한 데이터 복원 방법은 다중 안테나를 복수의 안테나 그룹으로 나누고, 각 안테나 그룹마다 SD 기법을 사용하여 추정 신호를 구하는 단계 및 추정 신호들을 신호 결합 기법으로 결합하여 데이터를 복원하는 단계로 나눌 수 있다.
- <43> 도 4는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 다중 안테나를 이용한 데이터 복원 방법을 나타내는 순서도이다. 도 4는 N 개($N \geq 3$, N 은 자연수)의 안테나를 통하여 수신 신호를 수신하고, $N-1$ 개의 안테나를 그룹으로 묶어 N 개의 그룹을 생성하는 경우의 데이터 복원 방법을 나타내는 순서도이다. 다중 셀 환경으로 서빙 기지국은 1개의 송신 안테나로 데이터 신호를 전송하고, 인접 기지국들은 1개의 송신 안테나로 간섭 신호를 전송하는 것으로 가정한다.
- <44> 도 4를 참조하면, 안테나 그룹을 식별하는 안테나 그룹 인덱스를 n 이라 하고, n 을 1로 설정한다(S210). 인접 셀의 간섭 신호를 제거하기 위해, 복수의 안테나를 그룹핑하여 N 개의 안테나 그룹으로 나누고, SD 기법을 사용하

여 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구한다(S220). 이하, SD 기법을 사용하는 과정을 상술한다.

<45> N개의 안테나 그룹 중 n 번째 안테나 그룹을 A_n 이라 하고, 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다(S221).

수학적식 5

<46>
$$A_n = \{a_j \mid j \neq n, 1 \leq j \leq N\}$$

<47> 여기서, a_j 는 N개의 안테나 중 j 번째 안테나이다. 즉, A_n 은 n 번째 안테나를 제외한 N-1개의 안테나를 포함한다.

<48> n 번째 안테나 그룹 A_n 에서 수신되는 수신 신호 벡터를 r_n 이라 하고, 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다(S222).

수학적식 6

<49>
$$r_n = [r_1, \dots, r_{n-1}, r_{n+1}, \dots, r_N]^T$$

<50> 여기서, r_k ($0 \leq k \leq N$, $k \neq n$, k는 자연수)는 N개의 안테나 중 k 번째 안테나의 수신 신호이다.

<51> n 번째 안테나 그룹 A_n 과 서빙 기지국 사이의 채널 벡터를 구하고, A_n 과 인접 기지국 사이의 채널 벡터를 구한다. A_n 과 i 번째($0 \leq i \leq N-1$, i는 자연수) 기지국 사이의 채널 벡터를 $h_i^{(n)}$ 이라 하고, 다음 수학적식과 같이 열 벡터(column vector)로 나타낼 수 있다.

수학적식 7

<52>
$$h_i^{(n)} = [h_{i,1}, \dots, h_{i,n-1}, h_{i,n+1}, \dots, h_{i,N}]^T$$

<53> 여기서, $h_{i,j}$ 는 N개의 안테나 중 j 번째 안테나($0 \leq j \leq N$, $j \neq n$, j는 자연수)와 i 번째 기지국 사이의 채널이다.

<54> A_n 과 N-1개의 기지국 사이 채널 벡터들을 합쳐 $(N-1) \times (N-1)$ 채널 행렬을 만들 수 있다. 이때, 채널 행렬은 채널 벡터의 크기가 큰 순서대로 배열할 수 있다. n 번째 안테나 그룹 A_n 과 N-1개의 기지국 사이의 $(N-1) \times (N-1)$ 채널 행렬을 H_n 이라 하고, 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 8

<55>
$$H_n = [h_0^{(n)}, h_{k1}^{(n)}, h_{k2}^{(n)}, \dots, h_{kN-2}^{(n)}]$$

<56> 여기서, $h_0^{(n)}$ 는 안테나 그룹 A_n 과 서빙 기지국 사이의 채널 벡터이고, $h_{k1}^{(n)}$ 은 안테나 그룹 A_n 과 간섭 신호의 세기가 가장 큰 기지국 사이의 채널 벡터이고, $h_{k2}^{(n)}$ 은 안테나 그룹 A_n 과 간섭 신호의 세기가 두 번째로 큰 기지국 사이의 채널 벡터이고, $h_{kN-2}^{(n)}$ 은 안테나 그룹 A_n 과 간섭 신호의 세기가 N-2 번째로 큰 기지국 사이의 채널 벡터이다.

<57> SD 기법을 사용하기 위해, 채널 행렬 H_n 을 이용하여 A_n 에 대한 가중치 행렬을 구할 수 있다.

<58> SD 기법으로 ZF 기법을 사용할 경우, n 번째 안테나 그룹 A_n 에 대한 가중치 행렬은 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

$$\begin{aligned} W_n &= (H_n^H H_n)^{-1} H_n^H \\ &= \begin{bmatrix} w_0^{(n)} \\ \vdots \\ w_{N-2}^{(n)} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

<59>

<60> 여기서, W_n 은 n 번째 안테나 그룹 A_n 에 대한 가중치 행렬이고, $w_k^{(n)}$ ($0 \leq k \leq N-2$, k 는 자연수)는 가중치 행렬 W_n 의 k 번째 행벡터(row vector)이다.

<61> SD 기법으로 MMSE 기법을 사용할 경우, n 번째 안테나 그룹 A_n 에 대한 가중치 행렬은 다음 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 10

$$\begin{aligned} W_n &= (H_n^H H_n + \sigma^2 I)^{-1} H_n^H \\ &= \begin{bmatrix} w_0^{(n)} \\ \vdots \\ w_{N-2}^{(n)} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

<62>

<63> 여기서, W_n 은 n 번째 안테나 그룹 A_n 에 대한 가중치 행렬이고, σ^2 은 잡음(noise)의 분산(variance)이고, $w_k^{(n)}$ ($0 \leq k \leq N-2$, k 는 자연수)는 가중치 행렬 W_n 의 k 번째 행벡터이다.

<64> 이하, ZF 기법을 사용할 경우의 n 번째 안테나 그룹 A_n 에 대한 가중치 행렬 또는 MMSE 기법을 사용할 경우의 n 번째 안테나 그룹 A_n 에 대한 가중치 행렬을 모두 가중치 행렬 W_n 이라 한다.

<65> 가중치 행렬 W_n 의 1 행벡터를 이용하여, A_n 에 대한 가중치 벡터를 구할 수 있다. n 번째 안테나 그룹 A_n 에 대한 가중치 벡터를 w_n 이라 하고, 다음 수학식과 같이 정의할 수 있다.

수학식 11

$$w_n = w_0^{(n)} / |w_0^{(n)}|$$

<66>

<67> 가중치 벡터를 이용하여, A_n 에 대한 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구할 수 있다(S223). n 번째 안테나 그룹 A_n 에 대한 제 n 추정 신호를 y_n 이라 하고, 다음 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 12

$$y_n = w_n^H r_n$$

<68>

<69> 안테나 그룹 인덱스 n 과 안테나 개수 N 을 비교한다(S224).

<70> 안테나 그룹 인덱스 n 이 안테나 개수인 N 보다 작은 경우, 안테나 그룹 인덱스를 1 증가시켜 $n+1$ 로 설정한다(S225).

<71> 이와 같은 방법으로 첫 번째 안테나 그룹 A_1 에 대한 제1 추정 신호 y_1 부터 N 번째 안테나 그룹 A_N 에 대한 제N 추정 신호 y_N 까지 구할 수 있다.

<72> 안테나 그룹 인덱스 n이 안테나 개수인 N보다 작지 않은 경우, 각 안테나 그룹마다 구한 추정 신호들을 결합하여 데이터를 복원한다(S230). 이하, 신호 결합 기법 중 MRC 기법을 사용하는 과정을 상술한다.

<73> 각 안테나 그룹마다 구한 추정 신호인 제1 추정 신호 y_1 부터 제N 추정 신호 y_N 까지를 합쳐 추정 신호 벡터를 구한다(S231). 추정 신호 벡터를 $\mathbf{y}$ 라 하고, 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 13

<74>
$$\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_N]^T$$

<75> 추정 신호 벡터 $\mathbf{y}$ 에 MRC 기법을 사용하여 데이터를 복원한다(S232). 복원된 데이터는 SD-MRC 연합(Joint SD-MRC; JSM) 기법을 사용하여 구한 것으로, y_{JSM} 이라 하고, 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 14

<76>
$$y_{JSM} = \mathbf{w} \mathbf{y}$$

<77> 여기서, $\mathbf{w}$ 는 MRC 기법을 사용하기 위한 신호 결합 벡터이다. 신호 결합 벡터 $\mathbf{w}$ 는 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 15

<78>
$$\mathbf{w} = \tilde{\mathbf{h}}_0^H / |\tilde{\mathbf{h}}_0|$$

<79> 여기서, $\tilde{\mathbf{h}}_0$ 는 SD 기법을 통과한 신호의 서빙 기지국과 단말 사이의 변형된 채널 벡터이다.

<80> 이상, N개 안테나 중 N-1개의 안테나를 그룹으로 묶어 N개의 그룹을 생성하는 경우의 데이터 복원 방법을 설명하였다. 다만, 이는 안테나 그룹의 개수 또는 안테나 그룹에 속한 안테나의 개수를 제한하는 것이 아니며 예시에 불과하다. 각 안테나 그룹의 안테나 개수는 적절히 정해질 수 있다.

<81> 이제, 단말이 3개의 수신 안테나를 사용하는 경우, SD-MRC 연합 기법을 사용하여 데이터를 복원하는 방법을 설명한다.

<82> 단말은 수신 안테나를 2개씩 그룹으로 묶어, 3개의 안테나 그룹을 생성한다.

<83> 각 안테나 그룹마다 SD 기법을 사용하여 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구한다. 각 안테나 그룹은 대응하는 2개의 수신 신호를 사용하여 1개의 간섭 신호를 제거할 수 있다. 예를 들어, 1 번째 수신 안테나와 2 번째 수신 안테나를 사용하는 안테나 그룹에 대한 수신 신호는 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 16

<84>
$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{N_T}} \begin{bmatrix} h_{01} & h_{11} \\ h_{02} & h_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

<85> 여기서, E_s 는 송신 에너지이고, N_T 는 송신 안테나의 개수이고, h_{ij} ($i = 0$ 또는 1, $j = 1$ 또는 2)는 i 번째 기지국과 j 번째 수신 안테나 사이의 채널이고, s_1 은 0번째 기지국이 전송하는 송신 신호이고, s_2 는 1 번째 기지국이 전송하는 송신 신호이고, n_j 는 잡음이다. 이때, 0 번째 기지국은 서빙 기지국으로 s_1 은 데이터 신호이고, 1 번째

기지국은 인접 기지국으로 s_2 는 간섭 신호가 된다.

<86> 안테나 그룹의 수신 신호를 가중치 행렬을 사용하여 공간 역다중화한 것을 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 17

$$\begin{bmatrix} y_1^{(1)} \\ y_2^{(1)} \end{bmatrix} = W^{(1)} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{N_T}} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + W^{(1)} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

<87>

<88> 여기서, $W^{(1)}$ 은 1 번째 수신 안테나와 2 번째 수신 안테나를 사용하는 안테나 그룹에 대한 가중치 행렬이다.

<89> 가중치 행렬 $W^{(1)}$ 은 0 번째 기지국 및 1 번째 기지국과 1 번째 수신 안테나 및 2 번째 수신 안테나 사이의 채널의 역행렬을 사용할 수 있다. 이때, 가중치 행렬 $W^{(1)}$ 은 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 18

$$W^{(1)} = \begin{bmatrix} h_{01} & h_{11} \\ h_{02} & h_{12} \end{bmatrix}^{-1}$$

<90>

<91> 데이터 신호 s_1 에 대한 SNR(Signal to Noise Ratio)은 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 19

$$\frac{E_s/N_T}{E|w_{11}^{(1)}n_1 + w_{12}^{(1)}n_2|^2} = \frac{E_s/N_T}{(|w_{11}^{(1)}|^2 + |w_{12}^{(1)}|^2)N_0}$$

<92>

<93> 여기서, $w_{ij}^{(1)}$ ($j = 1$ 또는 2)는 가중치 행렬 $W^{(1)}$ 의 원소이고, N_0 는 잡음의 분산(variance)이다.

<94> 동일한 방법으로 1 번째 수신 안테나와 3 번째 수신 안테나를 사용하는 안테나 그룹에 대한 수신 신호를 공간 역다중화하기 위한 가중치 행렬을 $W^{(2)}$ 라 하고, 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 20

$$W^{(2)} = \begin{bmatrix} h_{01} & h_{11} \\ h_{03} & h_{13} \end{bmatrix}^{-1}$$

<95>

<96> 여기서, $W^{(2)}$ 은 0 번째 기지국 및 1 번째 기지국과 1 번째 수신 안테나 및 3 번째 수신 안테나 사이의 채널의 역행렬이다.

<97> $W^{(2)}$ 를 사용하여 공간 역다중화한 것을 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 21

$$\begin{bmatrix} y_1^{(2)} \\ y_2^{(2)} \end{bmatrix} = W^{(2)} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{N_T}} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + W^{(2)} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_3 \end{bmatrix}$$

<98>

<99> 이때, 데이터 신호 s_1 에 대한 SNR은 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 22

$$\frac{E_s/N_T}{E|w_{11}^{(2)}n_1 + w_{12}^{(2)}n_2|^2} = \frac{E_s/N_T}{(|w_{11}^{(2)}|^2 + |w_{12}^{(2)}|^2)N_0}$$

<100> 여기서, $w_{1j}^{(2)}$ ($j=1$ 또는 2)는 가중치 행렬 $\mathbf{W}^{(2)}$ 의 원소이다.

<102> 또한, 2 번째 수신 안테나와 3 번째 수신 안테나를 사용하는 안테나 그룹에 대한 수신 신호를 공간 역다중화하기 위한 가중치 행렬을 $\mathbf{W}^{(3)}$ 이라 하고, 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 23

$$\mathbf{W}^{(3)} = \begin{bmatrix} h_{02} & h_{12} \\ h_{03} & h_{13} \end{bmatrix}^{-1}$$

<104> 여기서, $\mathbf{W}^{(3)}$ 는 0 번째 기지국 및 1 번째 기지국과 2 번째 수신 안테나 및 3 번째 수신 안테나 사이의 채널의 역행렬이다.

<105> $\mathbf{W}^{(3)}$ 을 사용하여 공간 역다중화한 것을 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 24

$$\begin{bmatrix} y_1^{(3)} \\ y_2^{(3)} \end{bmatrix} = \mathbf{W}^{(3)} \begin{bmatrix} r_2 \\ r_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{N_T}} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{W}^{(3)} \begin{bmatrix} n_2 \\ n_3 \end{bmatrix}$$

<107> 이때, 데이터 신호 s_1 에 대한 SNR은 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 25

$$\frac{E_s/N_T}{E|w_{11}^{(3)}n_1 + w_{12}^{(3)}n_2|^2} = \frac{E_s/N_T}{(|w_{11}^{(3)}|^2 + |w_{12}^{(3)}|^2)N_0}$$

<109> 여기서, $w_{1j}^{(3)}$ ($j=1$ 또는 2)는 가중치 행렬 $\mathbf{W}^{(3)}$ 의 원소이다.

<110> 이와 같이, 각 안테나 그룹마다 대응하는 수신 신호들을 공간 역다중화하여 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구할 수 있다.

<111> 다음, 각 안테나 그룹마다 구한 추정 신호들을 결합하여 데이터 신호 s_1 을 복원한다. 이때, MRC 기법을 사용하여 신호 결합할 수 있다. 공간 역다중화를 통해서도 간섭 신호를 제거할 수 있고, 신호 결합을 통해서도 다이버시티 이득을 추가적으로 얻을 수 있다.

<112> MRC 기법을 사용하기 위한 신호 결합 행렬은 각 안테나 그룹마다 구한 SNR을 이용하여 구할 수 있다. 신호 결합 행렬을 $\mathbf{w}_{MRC}$ 라 하고, 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 26

$$\mathbf{w}^{MRC} = \tilde{\mathbf{h}}_0^H / |\tilde{\mathbf{h}}_0| = \begin{bmatrix} (|w_{11}^{(1)}|^2 + |w_{12}^{(1)}|^2)^{-1} / |\tilde{\mathbf{h}}_0| \\ (|w_{11}^{(2)}|^2 + |w_{12}^{(2)}|^2)^{-1} / |\tilde{\mathbf{h}}_0| \\ (|w_{11}^{(3)}|^2 + |w_{12}^{(3)}|^2)^{-1} / |\tilde{\mathbf{h}}_0| \end{bmatrix}$$

여기서, $|\tilde{\mathbf{h}}_0|$ 는 전력 정규화를 위한 계수이다.

전력 정규화를 위한 계수 $|\tilde{\mathbf{h}}_0|$ 는 다음 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 27

$$|\tilde{\mathbf{h}}_0| = (|w_{11}^{(1)}|^2 + |w_{12}^{(1)}|^2)^{-1} + (|w_{11}^{(2)}|^2 + |w_{12}^{(2)}|^2)^{-1} + (|w_{11}^{(3)}|^2 + |w_{12}^{(3)}|^2)^{-1}$$

복원된 데이터를 $\hat{\mathbf{s}}_1$ 이라 하고, 다음 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 28

$$[y_1^{(1)} \ y_1^{(2)} \ y_1^{(3)}] \mathbf{w}^{MRC} = \sqrt{\frac{E_s}{N_T}} \hat{\mathbf{s}}_1$$

지금까지 상술한 데이터 복원 방법은 SD 기법과 신호 결합 기법을 조합함으로써, 두 수신 기법의 이득을 적절히 결합하여 수신 성능을 보다 향상시킬 수 있다. SD 기법을 사용하여 간섭 신호를 제거한 후, 간섭 신호가 제거된 다중 안테나의 수신 신호를 신호 결합 기법을 이용하여 결합함으로써 다이버시티 이득을 동시에 얻을 수 있다.

이하, 상술한 수신기 및 데이터 복원 방법의 수신 성능에 대한 시뮬레이션(simulation)결과에 대하여 설명한다. 시뮬레이션 환경은 19개의 다중 셀 환경이고, 각 셀의 중심에는 기지국이 하나씩 있다. 셀의 중심에서 셀의 가장 먼 거리까지의 거리는 1로 정규화한다. 단말은 기지국 신호를 전송받는 하향링크 상황이고, 단말과 기지국간의 채널 모델은 준정적 플랫 페이딩(quasi-static flat fading) 채널이다.

도 5는 시뮬레이션을 위한 다중 셀 환경의 일 예를 나타낸 것이다. 도 5는 19개의 다중 셀 중 하나의 서빙 기지국 셀(Cell₀)과 서빙 기지국 셀(Cell₀)을 둘러싼 6개의 인접 기지국 셀(Cell₁ 내지 Cell₆)만을 도시한 것이다. 서빙 기지국 셀(Cell₀)은 단말(20)이 통신하는 서빙 기지국(10)이 속한 셀이고, 인접 기지국 셀(Cell₁ 내지 Cell₆)은 인접 기지국(11, ..., 16)이 속한 셀이다. 서빙 기지국(10)은 단말에게 데이터 신호를 전송하고, 인접 기지국(11, ..., 16)의 신호들은 단말에게 간섭 신호로 작용한다. 단말(10)은 N개의 안테나를 포함한다.

도 5를 참조하면, 각 셀의 중심마다 하나의 기지국이 위치한다. 각 셀의 중심에서 셀의 가장 먼 거리까지의 거리(D)는 1로 정규화한다. 서빙 기지국(10)과 각각의 인접 기지국(11, ..., 16) 간의 거리는 2(2D)로 서로 동일한 것으로 가정한다.

시뮬레이션은 단말(20)이 서빙 기지국 셀(Cell₀)의 중심(A)으로부터 서빙 기지국 셀(Cell₀), 제1 인접 기지국 셀(Cell₁), 제2 인접 기지국 셀(Cell₂)이 만나는 지점(B)까지 직선으로 이동하는 상황을 고려한 것이다. 서빙 기지국(10)과 단말(20)과의 거리는 d이다.

- <124> 도 6은 단말의 안테나가 4개인 경우 단말과 서빙 기지국 사이의 거리 변화에 따른 SINR을 도시한 그래프이다. 그래프 x축은 단말과 서빙 기지국 사이의 정규화 거리(d)이고, y축은 SINR이다. SINR의 단위는 데시벨(decibel; dB)이다.
- <125> 도 6은 MRC 기법을 사용한 단말, SD 기법 기법을 사용한 단말 및 SD-MRC 연합(Joint SD-MRC) 기법을 사용한 단말에 대한 시뮬레이션 결과이다. 세 가지 기법 모두 단말과 서빙 기지국 사이의 거리가 멀어질수록 SINR이 낮아진다. 인접 기지국의 간섭 신호의 세기가 증가하기 때문이다. 단말과 서빙 기지국 사이의 거리(d)가 0.6 내지 0.7 부근에서 MRC 기법을 사용한 SINR 곡선과 SD 기법을 사용한 SINR 곡선이 교차한다. 교차 이전에는 MRC 기법이 SD 기법보다 SINR이 크고, 교차 이후에는 SD 기법이 MRC 기법보다 SINR이 커진다. 이는 서빙 기지국 근처에서는 MRC 기법이 수신 성능 향상에 유리하나, 간섭 신호의 세기가 큰 셀 경계 지역에서는 SD 기법이 수신 성능 향상에 유리함을 나타낸다.
- <126> SD-MRC 연합 기법은 모든 거리에서 다른 기법보다 SINR이 높다. 따라서, SD-MRC 연합 기법은 MRC 기법 또는 SD 기법보다 수신 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 이는 SD-MRC 연합 기법은 SD 방식으로 간섭 신호를 제거한 추정 신호를 구하고, MRC 기법으로 추정 신호들을 결합하여 데이터를 복원함으로써 다이버시티 이득을 얻기 때문이다.
- <127> 도 7은 단말의 안테나가 8개인 경우 단말과 서빙 기지국 사이의 거리 변화에 따른 SINR을 도시한 그래프이다. 도 7의 그래프는 도 6의 안테나가 4개인 경우보다 거리에 따른 SINR이 증가하고, 그 외의 것은 도 6의 그래프에서 설명한 것과 유사하다.
- <128> 도 8은 단말의 안테나가 4개인 경우 단말과 서빙 기지국 사이의 거리 변화에 따른 대역폭 효율을 도시한 그래프이다. 그래프 x축은 단말과 서빙 기지국 사이의 정규화 거리(d)이고, y축은 대역폭 효율(Spectral Efficiency)이다. 대역폭 효율의 단위는 bps/Hz(bits per second/Hertz)이다.
- <129> 도 8은 MRC 기법을 사용한 단말, SD 기법 기법을 사용한 단말 및 SD-MRC 연합 기법을 사용한 단말에 대한 시뮬레이션 결과이다. 세 가지 기법 모두 단말과 서빙 기지국 사이의 거리가 멀어질수록 대역폭 효율이 낮아진다. 단말과 서빙 기지국 사이의 거리(d)가 0.8 내지 0.9 부근에서 MRC 기법을 사용한 대역폭 효율 곡선과 SD 기법을 사용한 대역폭 효율 곡선이 교차한다. 교차 이전에는 MRC 기법이 SD 기법보다 대역폭 효율이 크고, 교차 이후에는 SD 기법이 MRC 기법보다 대역폭 효율이 커진다.
- <130> SD-MRC 연합 기법은 모든 거리에서 MRC 기법 또는 SD 기법보다 크게 향상된 수신 성능을 보인다. 또한, SD-MRC 연합 기법은 $d = 1$ 부근에서 다른 기법보다 대역폭 효율이 약 두 배 높다. 따라서, SD-MRC 연합 기법은 MRC 기법 또는 SD 기법보다 수신 성능을 크게 향상시킬 수 있다.
- <131> 도 9는 단말의 안테나가 8개인 경우 단말과 서빙 기지국 사이의 거리 변화에 따른 대역폭 효율을 도시한 그래프이다. 도 9의 그래프는 도 8의 안테나가 4개인 경우보다 거리에 따른 대역폭 효율이 증가하고, 그 외의 것은 도 8의 그래프에서 설명한 것과 유사하다.
- <132> 도 10은 단말의 안테나 개수 변화에 따른 SINR을 도시한 그래프이다. 그래프 x축은 단말의 안테나 개수(N)이고, y축은 SINR이다. SINR의 단위는 데시벨이다.
- <133> 도 10은 단말과 서빙 기지국 사이 거리 $d = 0.7$ 인 경우와 $d = 1$ 인 경우, MRC 기법을 사용한 단말, SD 기법 기법을 사용한 단말 및 SD-MRC 연합 기법을 사용한 단말에 대한 시뮬레이션 결과이다. 세 가지 기법 모두 단말의 안테나 개수가 증가함에 따라 SINR이 증가하고, $d = 0.7$ 인 경우가 $d = 1$ 인 경우보다 안테나 개수에 따른 SINR이 높다.
- <134> SD-MRC 연합 기법은 모든 단말의 안테나 개수에 대해 다른 기법 보다 SINR이 높다. 따라서, SD-MRC 연합 기법은 MRC 기법 또는 SD 기법보다 수신 성능을 크게 향상시킬 수 있다.
- <135> 도 11은 단말의 안테나 개수 변화에 따른 대역폭 효율을 도시한 그래프이다. 그래프 x축은 단말의 안테나 개수(N)이고, y축은 대역폭 효율이다. 대역폭 효율의 단위는 bps/Hz이다.
- <136> 도 11은 단말과 서빙 기지국 사이 거리 $d = 0.7$ 인 경우와 $d = 1$ 인 경우, MRC 기법을 사용한 단말, SD 기법 기법을 사용한 단말 및 SD-MRC 연합 기법을 사용한 단말에 대한 시뮬레이션 결과이다. 세 가지 기법 모두 단말의 안테나 개수가 증가함에 따라 대역폭 효율이 증가하고, $d = 0.7$ 인 경우가 $d = 1$ 인 경우보다 안테나 개수에 따른 대역폭 효율이 높다.

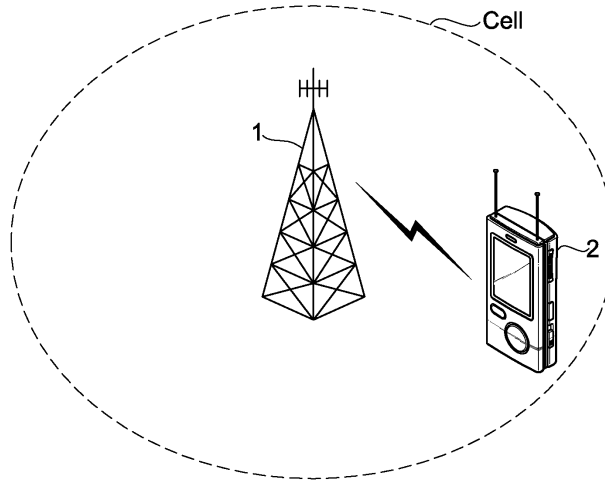
- <137> SD-MRC 연합 기법은 모든 단말의 안테나 개수에 대해 다른 기법보다 대역폭 효율이 높다. 따라서, SD-MRC 연합 기법은 MRC 기법 또는 SD 기법보다 수신 성능을 크게 향상시킬 수 있다.
- <138> 상술한 시뮬레이션 결과들의 수치는 예시에 불과하며 한정 사항이 아니다. 시뮬레이션 결과들은 주어지는 조건에 따라 그 결과값이 달라질 수 있다. 시뮬레이션의 결과값이 달라지더라도 본 발명의 취지에 부합한다면 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 것이다.
- <139> 이와 같이, 다중 안테나를 이용한 수신기의 경우, SD 기법 또는 MRC 기법만을 사용하는 대신 SD 기법과 MRC 기법을 조합한 SD-MRC 연합 기법을 사용하는 경우 SINR 및 대역폭 효율이 크게 향상됨을 알 수 있다. 따라서 SD-MRC 연합 기법은 MRC 기법 또는 SD 기법보다 수신 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 이는 SD 기법을 이용하여 인접 기지국의 간섭 신호를 제거하고, MRC 기법으로 다이버시티에 의한 이득을 얻기 때문이다.
- <140> 상술한 모든 기능은 상기 기능을 수행하도록 코딩된 소프트웨어나 프로그램 코드 등에 따른 마이크로프로세서, 제어기, 마이크로제어기, ASIC(Application Specific Integrated Circuit) 등과 같은 프로세서에 의해 수행될 수 있다. 상기 코드의 설계, 개발 및 구현은 본 발명의 설명에 기초하여 당업자에게 자명하다고 할 것이다.
- <141> 이상 본 발명에 대하여 실시예를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자는 본 발명의 기술적 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시켜 실시할 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 따라서 상술한 실시예에 한정되지 않고, 본 발명은 이하의 특허청구범위의 범위 내의 모든 실시예들을 포함한다고 할 것이다.

도면의 간단한 설명

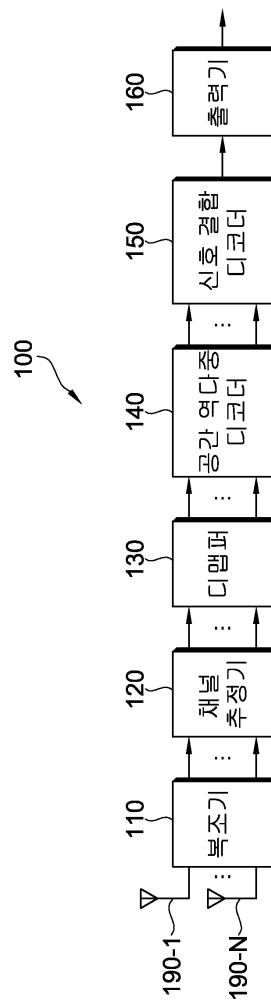
- <142> 도 1은 무선 통신 시스템을 나타낸 것이다.
- <143> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 다중 안테나를 이용한 수신기를 도시한 블록도이다.
- <144> 도 3은 본 발명의 다른 실시예에 따른 다중 안테나를 이용한 데이터 복원 방법을 나타내는 순서도이다.
- <145> 도 4는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 다중 안테나를 이용한 데이터 복원 방법을 나타내는 순서도이다.
- <146> 도 5는 시뮬레이션을 위한 다중 셀 환경의 일 예를 나타낸 것이다.
- <147> 도 6은 단말의 안테나가 4개인 경우 단말과 서빙 기지국 사이의 거리 변화에 따른 SINR을 도시한 그래프이다.
- <148> 도 7은 단말의 안테나가 8개인 경우 단말과 서빙 기지국 사이의 거리 변화에 따른 SINR을 도시한 그래프이다.
- <149> 도 8은 단말의 안테나가 4개인 경우 단말과 서빙 기지국 사이의 거리 변화에 따른 대역폭 효율을 도시한 그래프이다.
- <150> 도 9는 단말의 안테나가 8개인 경우 단말과 서빙 기지국 사이의 거리 변화에 따른 대역폭 효율을 도시한 그래프이다.
- <151> 도 10은 단말의 안테나 개수 변화에 따른 SINR을 도시한 그래프이다.
- <152> 도 11은 단말의 안테나 개수 변화에 따른 대역폭 효율을 도시한 그래프이다.

도면

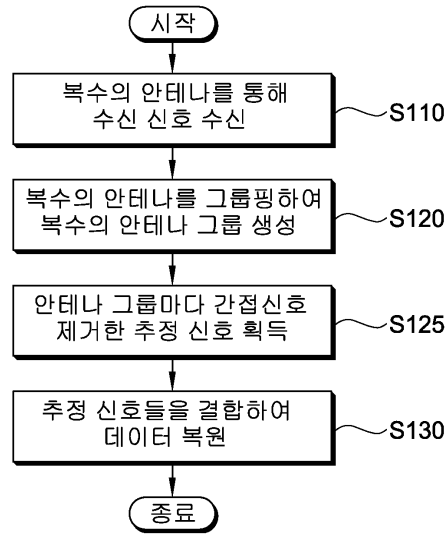
도면1



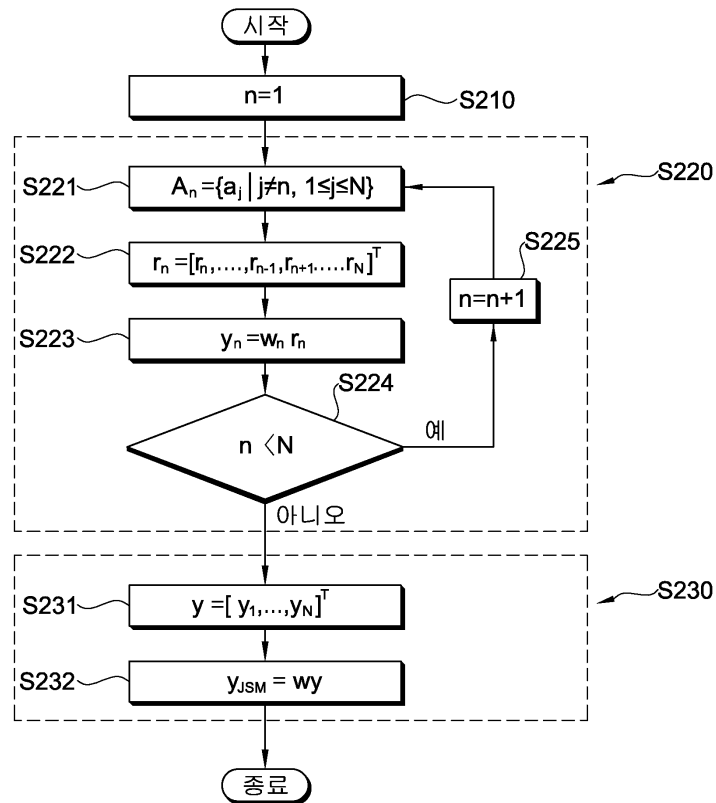
도면2



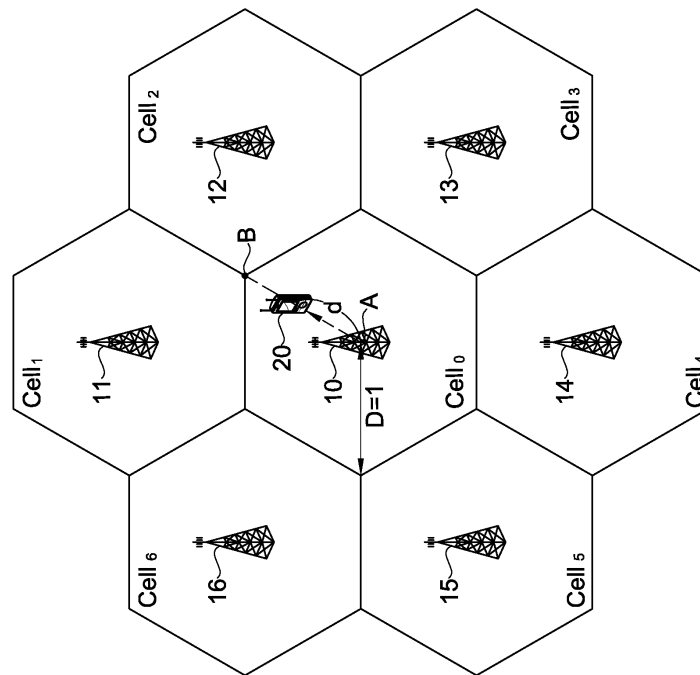
도면3



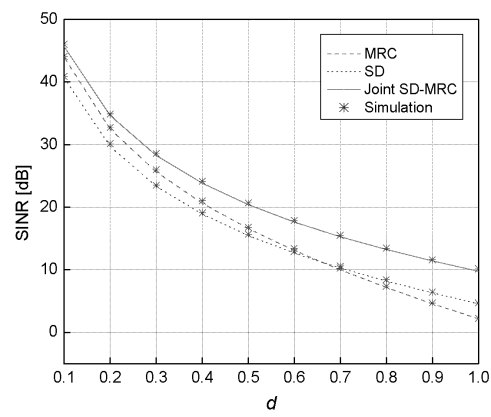
도면4



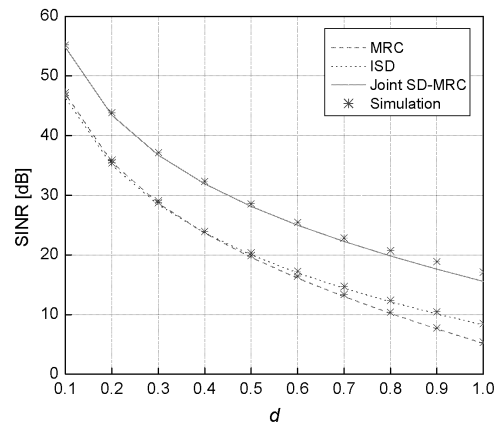
도면5



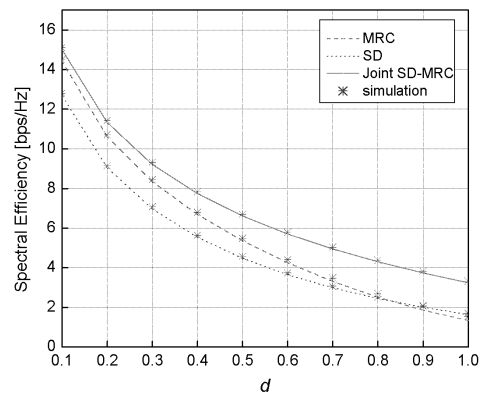
도면6



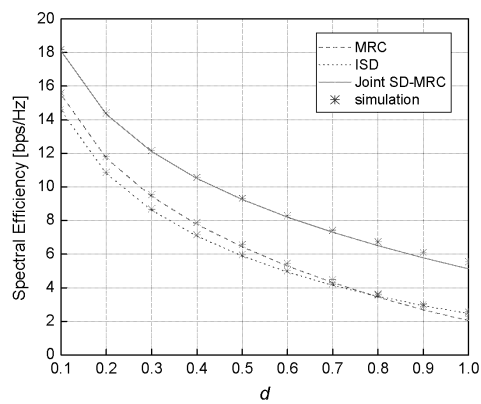
도면7



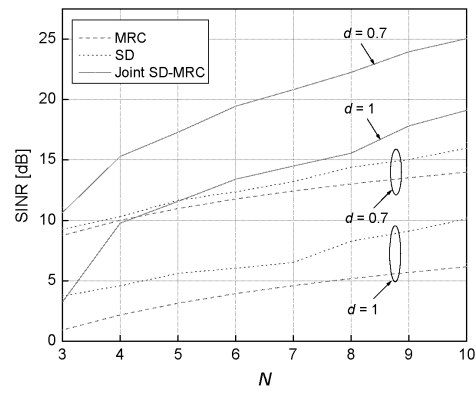
도면8



도면9



도면10



도면11

