(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0064824
(43) 공개일자 2009년06월22일

(51) Int. Cl.
H04B 7/02 (2006.01) *H01Q 3/26* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2007-0132167
(22) 출원일자 2007년12월17일
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

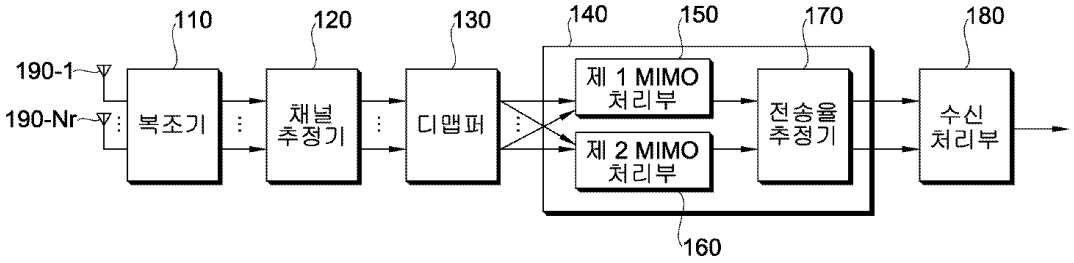
전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 다중 안테나를 구비한 단말

(57) 요 약

다중안테나를 구비한 단말을 제공한다. 단말은 수신신호를 수신하는 복수의 수신 안테나, 복수의 수신 안테나 각각이 수신하는 수신신호를 신호결합기법에 의해 결합하여 제1 추정신호를 구하는 제1 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 처리부, 인접 기지국으로부터의 간섭신호를 고려하여 상기 수신신호로부터 제2 추정신호를 셀 간 공간 다중화 기법에 의해 구하는 제2 MIMO 처리부, 및 제1 추정신호 및 제2 추정신호 중 어느 하나를 선택하여 데이터로 복원하는 수신 처리부를 포함한다.

대 표 도



(72) 발명자

구자호

경기 안양시 동안구 호계1동 LG연구소

임동국

경기 안양시 동안구 호계1동 LG연구소

성원진

서울시 서초구 잠원동 60-7 녹원한신아파트 101-505

장재원

경기도 고양시 일산동구 백석동 백송마을 705-1205

진귀언

서울 동작구 사당5동 224-23

김성민

서울 마포구 성산동 200-195번지 102호

특허청구의 범위

청구항 1

수신신호를 수신하는 복수의 수신 안테나;

상기 복수의 수신 안테나 각각이 수신하는 상기 수신신호를 신호결합기법에 의해 결합하여 제1 추정신호를 구하는 제1 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 처리부;

인접 기지국으로부터의 간섭신호를 고려하여 상기 수신신호로부터 제2 추정신호를 셀간 공간 다중화 기법에 의해 구하는 제2 MIMO 처리부; 및

상기 제1 추정신호 및 상기 제2 추정신호 중 어느 하나를 선택하여 데이터로 복원하는 수신 처리부를 포함하는 단말.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 안테나와 서빙 기지국간의 채널과 상기 복수의 안테나와 상기 인접 기지국간의 채널을 추정하는 채널추정기를 더 포함하는, 단말.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 제1 MIMO 처리부는 MRC(Maximum Ratio Combining) 기법에 의해 상기 제1 추정신호를 구하는, 단말.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 제2 MIMO 처리부는 ZF(Zero-Forcing) 기법에 의해 상기 제2 추정신호를 구하는, 단말.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 제2 MIMO 처리부는 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 기법에 의해 상기 제2 추정신호를 구하는, 단말.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 수신처리부는 상기 제1 추정신호에 대한 평균 유효 신호대 간섭비와 상기 제2 추정신호에 대한 평균 유효 신호대 간섭비를 비교하여 평균 유효 신호대 간섭비가 큰 추정신호를 선택하는, 단말.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 수신처리부는 상기 제1 추정신호에 대한 전송효율과 상기 제2 추정신호에 대한 전송효율을 비교하여 전송효율이 더 큰 추정신호를 선택하는, 단말.

청구항 8

복수의 안테나를 통해 데이터 신호와 간섭신호를 수신하는 단계;

상기 복수의 안테나 각각을 통해 수신되는 상기 데이터 신호를 결합하여 제1 추정신호를 구하는 단계;

상기 데이터 신호에 대한 추정값과 상기 간섭신호에 대한 추정값을 포함하는 제2 추정신호를 구하는 단계; 및

상기 제1 추정신호와 상기 제2 추정신호 중 어느 하나를 수신 데이터로 수용(reception)하는 단계를 포함하는,

다중안테나를 이용한 수신방법.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 데이터 신호를 전송하는 기지국으로부터의 거리가 상기 제1 추정 신호의 평균 유효 신호 대 간섭비와 상기 제2 추정 신호의 평균 유효 신호 대 간섭비가 동일하게 되는 모드 변경점보다 큰 경우 상기 제2 추정 신호를 상기 수신 데이터로 수용하는, 다중안테나를 이용한 수신방법.

청구항 10

제 8 항에 있어서,

상기 데이터 신호를 전송하는 기지국으로부터의 거리가 상기 제1 추정 신호의 전송 효율과 상기 제2 추정 신호의 전송 효율이 동일하게 되는 모드 변경점보다 큰 경우에는 상기 제2 추정 신호를 상기 수신 데이터로 수용하는, 다중안테나를 이용한 수신방법.

청구항 11

제 8 항에 있어서,

상기 제1 추정신호는 MRC(Maximum Ratio Combining)기법, 선택결합(selective combining) 및 동일 이득 결합(equal gain combining) 기법 중 어느 하나에 의해 구해지는, 다중안테나를 이용한 수신방법.

청구항 12

제 8 항에 있어서,

상기 제2 추정신호는 ISD(Intercell Spatial Diversity) 기법에 의해 구해지는, 다중안테나를 이용한 수신방법.

명 세 서

발명의 상세한 설명

기 술 분 야

<1> 본 발명은 무선통신에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 다중 안테나를 구비한 단말 및 상기 단말을 이용한 데이터 수신방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

<2> 이동통신시스템은 초기의 음성 위주의 서비스를 제공하던 것에서 벗어나 데이터 서비스 및 멀티미디어 서비스 제공을 위해 고속, 고품질의 무선 데이터 패킷 통신시스템으로 발전하고 있다. 그런데, 무선통신 환경은 다중경로, 음영효과, 전파감쇠, 간섭등의 영향으로 신호를 크게 왜곡시킨다. 특히 다중경로에 의한 페이딩(fading) 현상은 서로 다른 경로를 거친 신호가 각각 서로 다른 크기와 위상을 갖게 하고, 이로 인해 수신 신호에 왜곡이 발생한다.

<3> 이러한 무선통신 환경에서 동일한 주파수 자원과 동일한 전력을 사용하여 시스템의 성능을 보다 향상시키고, 통신용량을 극대화하기 위하여 다중입출력(Multiple Input Multiple Output; MIMO) 시스템이 주목받고 있다. MIMO 기술은 지금까지 하나의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용했던 것에서 탈피하여, 다중 송신 안테나와 다중 수신 안테나를 채택해 송수신 데이터 전송 효율을 향상시킬 수 있는 방법이다.

<4> MIMO 시스템을 다중안테나(Multiple antenna) 시스템이라고도 한다. MIMO 기술은 하나의 전체 메시지를 수신하기 위해 단일 안테나 경로에 의존하지 않고 여러 안테나에서 수신된 단편적인 데이터 조각을 한데 모아 완성하는 기술을 응용한 것이다. 그 결과, 특정 범위에서 데이터 전송 속도를 향상시키거나 특정 데이터 전송 속도에 대해 시스템 범위를 증가시킬 수 있다.

<5> MIMO 기술에는 송신 다이버시티(transmit diversity), 공간 다중화(spatial multiplexing) 및 빔형성(Beamforming) 등이 있다. 송신 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 다중안테나에서 채널 상태에 따른 가중치를 가하여 신호의 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)을 증가시키기 위해 사용된다.

<6> 한편, 무선통신 시스템은 서비스 지역의 제한과 사용자의 수용 용량의 한계를 극복하기 위하여 서비스 지역을 다수의 셀(Cell)로 나누어 통신 서비스를 제공한다. 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.

<7> 인접한 셀 간에 서로 다른 주파수 대역을 사용하더라도 셀 간의 경계에 위치하는 사용자들은 인접하는 셀로부터 전송되는 간섭 신호에 의해 셀간 간섭(inter-cell interference)을 받게 된다. 셀간 간섭으로 인하여 사용자의 송신신호 및 수신신호는 열화(depletion)될 수 있다. 송신 다이버시티, 공간 다중화 등의 기술이 적용되는 다중안테나 시스템에서 셀간 간섭을 줄이고 수신기의 성능을 향상시킬 수 있는 방법이 요구된다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

<8> 본 발명의 기술적 과제는 다중 안테나를 구비한 단말 및 상기 단말을 이용한 데이터 수신방법을 제공함에 있다.

과제 해결수단

<9> 본 발명의 일 양태에 따르면 다중안테나를 구비한 단말을 제공한다. 상기 단말은 수신신호를 수신하는 복수의 수신 안테나, 상기 복수의 수신 안테나 각각이 수신하는 상기 수신신호를 신호결합기법에 의해 결합하여 제1 추정신호를 구하는 제1 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 처리부, 인접 기지국으로부터의 간섭신호를 고려하여 상기 수신신호로부터 제2 추정신호를 셀간 공간 다중화 기법에 의해 구하는 제2 MIMO 처리부, 및 상기 제1 추정신호 및 제2 추정신호 중 어느 하나를 선택하여 데이터로 복원하는 수신 처리부를 포함한다.

<10> 본 발명의 다른 양태에 따르면 다중안테나를 이용한 수신방법을 제공한다. 상기 방법은 복수의 안테나를 통해 데이터 신호와 간섭신호를 수신하는 단계, 상기 복수의 안테나 각각을 통해 수신되는 상기 데이터 신호를 결합하여 제1 추정신호를 구하는 단계, 상기 데이터 신호에 대한 추정값과 상기 간섭신호에 대한 추정값을 포함하는 제2 추정신호를 구하는 단계, 및 상기 제1 추정신호와 상기 제2 추정신호 중 어느 하나를 수신 데이터로 수용(reception)하는 단계를 포함한다.

효 과

<11> 셀간 신호의 간섭의 크기에 따라 적응적으로 수신 모드를 선택할 수 있으므로 수신기의 성능을 향상시킬 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<12> 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 다중 셀 환경의 무선통신 시스템을 도시한 블록도이다. 무선통신 시스템은 음성, 패킷 데이터 등과 같은 다양한 통신 서비스를 제공하기 위해 널리 배치된다.

<13> 도 1을 참조하면, 무선통신 시스템은 단말(10; User Equipment, UE) 및 기지국(20 또는 30; Base Station, BS)을 포함한다. 하나의 기지국(20 또는 30)은 적어도 하나의 셀(cell)을 가질 수 있다. 셀은 하나의 기지국이 통신 서비스를 제공하는 영역이다. 다중 셀 환경은 적어도 하나의 셀을 가지는 기지국(20, 30)이 복수로 배치되어 이루질 수 있다.

<14> 단말(10)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, MS(Mobile Station), UT(User Terminal), SS(Subscriber Station), 무선기기(wireless device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 기지국(20, 30)은 일반적으로 단말(10)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.

<15> 하향링크(downlink)는 기지국에서 단말로의 통신을 의미하며, 상향링크(uplink)는 단말에서 기지국으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 송신기는 기지국의 일부분일 수 있고, 수신기는 단말의 일부분일 수 있다. 상향링크에서 송신기는 단말의 일부분일 수 있고, 수신기는 기지국의 일부분일 수 있다. 하향링크와 상향링크 전송을 위

한 다중 접속 방식은 서로 다를 수 있다. 예를 들어, 하향링크는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)를 사용하고, 상향링크는 SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)를 사용할 수 있다.

<16> 무선통신 시스템에 적용되는 다중 접속 기법에는 제한이 없다. CDMA(Code Division Multiple Access), TDMA(Time Division Multiple Access), FDMA(Frequency Division Multiple Access), SC-FDMA(Single-Carrier FDMA), OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 또는 공지된 다른 변조 기술들과 같은 다중 접속 기법들에 기초할 수 있다. 이들 변조 기법들은 통신 시스템의 다중 사용자들로부터 수신된 신호들을 복조하여 통신 시스템의 용량을 증가시킨다. 설명을 명확히 하기 위해, 이하에서는 OFDMA 기반의 무선통신 시스템에 대하여 설명한다.

<17> OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 다수의 직교 부반송파(subcarrier)를 이용한다. OFDM은 IFFT(inverse fast Fourier Transform)과 FFT(fast Fourier Transform) 사이의 직교성 특성을 이용한다. 송신기에서 데이터는 IFFT를 수행하여 전송한다. 수신기에서 수신신호에 대해 FFT를 수행하여 원래 데이터를 복원한다. 송신기는 다중 부반송파들을 결합하기 위해 IFFT를 사용하고, 다중 부반송파들을 분리하기 위해 수신기는 대응하는 FFT를 사용한다. OFDM에 의하면, 광대역 채널의 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading) 환경에서 수신기의 복잡도를 낮추고, 부반송파간의 상이한 채널 특성을 활용하여 주파수 영역에서의 선택적 스케줄링 등을 통해 주파수 효율(spectral efficiency)을 높일 수 있다. OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)는 OFDM을 기반으로 한 다중 접속 방식이다. OFDMA에 의하면 다중 사용자에게 상이한 부반송파를 할당함으로써 무선자원의 효율성을 높일 수 있다.

<18> 무선통신 시스템은 다중안테나(multiple antenna) 시스템일 수 있다. 다중안테나 시스템은 다중입출력(multiple-input multiple-output; MIMO) 시스템일 수 있다. 또는 다중안테나 시스템은 다중 입력 싱글 출력(multiple-input single-output; MISO) 시스템 또는 싱글 입력 다중 출력(single-input multiple-output; SIMO) 시스템일 수도 있다. MIMO 시스템은 다수의 전송 안테나와 다수의 수신 안테나를 사용한다. MISO 시스템은 다수의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용한다. SIMO 시스템은 하나의 송신 안테나와 다수의 수신 안테나를 사용한다.

<19> 여기서, 단말(10)은 하나의 기지국(20)으로부터 데이터 신호를 수신하고, 다른 하나의 인접 기지국(30)으로부터 간섭 신호를 수신하는 것으로 가정한다. 단말(10)에게 데이터 신호를 전송하는 기지국(20)이 서빙 기지국(Serving BS)이 된다.

<20> 서빙 기지국(20)이 1개의 송신 안테나를 사용하고, 단말(10)이 2개의 수신 안테나를 사용하는 것으로 가정하면, 수신신호는 서빙 기지국(20)과 단말(10) 사이에서 채널 h_1, h_2를 겪게 된다. 인접 기지국(30)으로부터의 간섭 신호를 무시하였을 때, 단말(10)이 2개의 수신 안테나로 수신하는 수신신호는 다음 수학식 1과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 1

<21> $$y = hx + n$$

<22> 여기서, y는 수신되는 Nr×1 수신신호 벡터, h는 서빙 기지국(20)과 단말(10) 사이의 Nr×Nt 채널 벡터, x는 Nt×1 데이터 심볼, n은 Nr×1 잡음 벡터이다. 데이터 신호 벡터 $y = [y_1, y_2]^T$, 채널 벡터 $h = [h_1, h_2]^T$, 잡음 벡터 $n = [n_1, n_2]^T$로 표현할 수 있다. 이때, $E[xx^H] = \sigma_x^2 I_{Nt}$, $E[nn^H] = \sigma_n^2 I_{Nr}$이다. I_N은 N×N 단위 행렬(identity matrix), $(.)^H$는 허미션 전치(Hermitian transpose)를 나타낸다.

<23> 이와 같이 2개의 안테나로 수신된 수신신호에 최대비 결합(Maximal Ratio Combining; MRC) 기법을 적용하여 다음 수학식 2와 같이 추정 신호를 구할 수 있다. MRC 기법은 각각의 데이터에 가중치를 주어 결합하는 방식이다.

수학식 2

<24> $$y_{MRC} = h^H y = (|h_1|^2 + |h_2|^2)x + (h_1^* n_1 + h_2^* n_2)$$

<25> 여기서, y_{MRC}는 추정 신호, $(.)^H$는 허미션(Hermitian) 행렬, $(.)^*$는 켤레 복소수(complex conjugate)를 의미한다. MRC 기법은 인접 셀의 간섭을 고려하지 않는 경우 최적의 성능을 나타낼 수 있다. MRC 기법은 SIMO 시스템에 적용이 가능할 뿐만 아니라, 다중 안테나를 갖는 기지국이 공간 비율-1(spatial rate-1)의 전송 다이버시티 기술을 사용하는 경우에도 적용할 수 있다. 즉, 송신기에서 동시에 전송되는 데이터 개수보다 수신 안테나의 개수가 큰 경우 MRC 기법을 적용할 수 있다.

<26> 단일 셀 환경에서, MIMO 시스템에서 데이터가 시공간 블록 부호(Space-Time Block Code; STBC)와 순환 지연 다이버시티(Cyclic Delay Diversity; CDD)와 같은 기법을 이용하여 전송되는 경우 MRC 기법을 이용한 수신방법은 다음과 같다.

<27> 서빙 기지국(20)이 2개의 송신 안테나를 사용하고, 단말(10)이 2개의 수신 안테나를 사용하고, STBC 기법으로 데이터가 전송되는 것으로 가정하면, 인접 기지국(30)으로부터의 간섭 신호를 무시하였을 때, 단말(10)이 2개의 수신 안테나로 수신하는 수신신호는 다음 수학식 3과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 3

<28>
$$\begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12}^* \\ y_{21} \\ y_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{12}^* \\ n_{21} \\ n_{22}^* \end{bmatrix}$$

<29> 여기서, 수신신호 y_{ik}와 수신기 잡음 신호 n_{ik}($1 \le i \le 2$, $1 \le k \le 2$)에서 i는 수신 안테나 인덱스, k는 전송 시간 인덱스를 나타낸다. 송수신기 사이의 채널 신호 h_{ij}($1 \le i \le 2$, $1 \le j \le 2$)에서 i는 수신 안테나 인덱스, j는 송신 안테나 인덱스를 나타낸다. 서빙 기지국에서 전송되는 신호는 x_j ($1 \le j \le 2$)이다. 이와 같이 수신된 수신신호에 MRC 기법을 적용할 경우 수신 방식에 의한 추정 신호 벡터 y_{MRC}는 다음 수학식 4와 같이 표현될 수 있다.

수학식 4

<30>
$$\mathbf{y}_{MRC} = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} & h_{21}^* & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11} & h_{22}^* & -h_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12}^* \\ y_{21} \\ y_{22}^* \end{bmatrix}$$
$$= \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11}^* n_{11} + h_{12} n_{12}^* + h_{21}^* n_{21} + h_{22} n_{22}^* \\ h_{12}^* n_{11} - h_{11} n_{12}^* + h_{22}^* n_{21} - h_{21} n_{22}^* \end{bmatrix}$$

<31> 여기서, y_{MRC}는 추정 신호, $(.)^H$는 허미션 행렬, $(.)^*$는 켤레 복소수를 의미한다.

<32> 다음으로, 서빙 기지국(20)이 2개의 송신 안테나를 사용하고, 단말(10)이 2개의 수신 안테나를 사용하고, CDD(Cyclic Delay Diversity) 기법으로 데이터가 전송되는 것으로 가정하면, 인접 기지국(30)으로부터의 간섭 신호를 무시하였을 때, 단말(10)이 2개의 수신 안테나로 수신하는 데이터 신호는 다음 수학식 5와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 5

<33>
$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ xe^{j\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} + h_{12}e^{j\theta} \\ h_{21} + h_{22}e^{j\theta} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

<34> 여기서, 수신 신호 y_i와 수신기 잡음 신호 n_i($1 \le i \le 2$)에서 i는 수신 안테나 인덱스를 나타낸다. 송수신기 사이의 채널 신호 h_{ij}($1 \le i \le 2$, $1 \le j \le 2$)에서 i는 수신 안테나 인덱스, j는 송신 안테나 인덱스를 나타낸다. 서빙 기

지국에서 전송되는 신호는 x 이다. 이와 같이 수신된 신호에 MRC 기법을 적용할 경우 추정 신호 y_{MRC}는 다음의 수학식 6과 같이 표현할 수 있다.

수학식 6

$$y_{MRC} = \begin{bmatrix} \left(h_{11} + h_{12}e^{j\theta}\right)^* & \left(h_{21} + h_{22}e^{j\theta}\right)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$$

$$= \left(\left| h_{11} + h_{12}e^{j\theta} \right|^2 + \left| h_{21} + h_{22}e^{j\theta} \right|^2 \right) x + \left(h_{11} + h_{12}e^{j\theta}\right)^* n_1 + \left(h_{21} + h_{22}e^{j\theta}\right)^* n_2$$

<35>

<36> MRC 기법 이외에 추정 신호를 구하는 방법으로 선택 결합(selective combining) 기법, 동일 이득 결합(equal gain combining) 기법 등의 신호 결합 기법이 사용될 수 있다. 선택 결합 기법은 데이터를 선택적 결합하는 방식이고, 동일 이득 결합 기법은 각각의 데이터에 동일한 가중치를 주고 평균값을 통해 결합하는 방식이다.

<37> MRC 기법을 적용하여 구한 추정 신호는 인접 셀의 간섭 신호의 영향을 고려하지 않은 것이다. 그러나 실제 다중 셀 환경에서 셀 경계에 위치하는 단말은 인접 셀의 영향을 받게 되어 낮은 SINR을 가지게 된다. 즉, 다중셀 환경에서 셀 경계에 위치한 단말이 MRC 기법을 사용하는 경우 최적의 성능을 가질 수 없게 된다.

<38> 이러한 성능 열화를 최소화하기 위하여, 공간 비율-2(spatial rate-2) 이상의 공간 다중화 신호 복원을 위한 역다중화(spatial demultiplexing) 수신 기법을 이용한 셀간 역다중화(intercell spatial demultiplexing; 이하 ISD) 기법이 사용될 수 있다. 공간 다이버시티 기법이 적용된 전송 신호를 복원하기 위하여 셀 경계에서 셀간 역다중화 기법이 사용될 경우, 성능 열화의 결정적 요인이 되는 인접 셀의 간섭 신호를 효율적으로 제거할 수 있다.

<39> 도 2는 본 발명의 일 예에 따른 다중 안테나를 구비한 단말을 나타내는 블록도이다.

<40> 도 2를 참조하면, 단말(100)은 복조기(110), 채널추정기(120), 디맵퍼(130), 디코딩부(140) 및 수신 처리부(180)를 포함한다. 디코딩부(140)는 제1 MIMO 처리부(150), 제2 MIMO 처리부(160) 및 전송율 추정기(170)를 포함한다. 단말(100)는 Nr(Nr>1)개의 수신 안테나(190-1,...,190-Nr)를 포함한다. 단말(100)은 하향링크(downlink)에서 단말의 일부분일 수 있다. 단말(100)은 상향링크(uplink)에서 기지국의 일부분일 수 있다. 하향링크는 기지국에서 단말로의 전송을 의미하며, 상향링크는 단말에서 기지국으로의 전송을 의미한다.

<41> 수신 안테나(190-1,...,190-Nr)로부터 수신되는 수신신호는 STC(Space Time Code) 기법 및 CDD(Cyclic Delay Diversity) 기법에 의한 신호일 수 있다. 수신 안테나(190-1,...,190-Nr)로부터 수신되는 수신신호는 복조기(110)에 의해 복조된다. 채널 추정기(120)는 채널을 추정하고, 디맵퍼(130)는 입력심벌을 부호화된 데이터로 디맵핑한다. 디코딩부(140)는 부호화된 데이터를 디코딩하여 원래 데이터로 복원한다. 이때, 디코딩부(140)의 제1 MIMO 처리부(150)는 MRC(Maximal Ratio Combining) 기법, 선택 결합(selective combining) 기법 및 동일 이득 결합(equal gain combining) 기법 중 어느 하나를 이용하여 상기 부호화된 데이터를 디코딩할 수 있다.

<42> 제2 MIMO 처리부(160)는 ISD(Intercell Spatial Demultiplexing) 기법으로 부호화된 데이터를 디코딩하여 디코딩된 신호를 출력할 수 있다. 제2 MIMO 처리부(160)는 수신신호에 ZF(zero-forcing) 또는 MMSE(Minimum Mean Squared Error)를 사용할 수 있다. 전송율 추정기(170)는 제2 MIMO 처리부(150)와 제2 MIMO 처리부(160)에서 각각 디코딩된 데이터의 유효 신호대 간섭비(effective signal to interference ratio) 또는 전송 효율(spectral efficiency)을 구할 수 있다. 전송율 추정기(170)의 출력이 유효 신호대 간섭비인 경우, 수신 처리부(180)는 제2 MIMO 처리부(150)와 제2 MIMO 처리부(160)의 유효 신호대 간섭비 중 어느 하나를 출력신호로 선택하여 출력한다. 또한, 전송율 추정기(170)의 출력이 전송효율인 경우, 수신 처리부(180)는 제1 MIMO 처리부(150)와 제2 MIMO 처리부(160)의 전송효율 중 어느 하나를 선택하여 데이터로 복원한다. 상기 복원된 데이터가 수신 데이터로서 수용(reception)된다.

<43> 이하에서, 서빙 기지국 2개의 송신 안테나를 통해 데이터 신호를 전송하고, 인접 기지국이 2개의 송신 안테나를 통해 간섭 신호를 전송한다고 가정한다. 2개의 수신 안테나를 가진 단말이 상기 2개의 수신 안테나 각각에서 수신한 수신신호에 대해 셀간 공간 역다중화(Intercell Spatial Demultiplexing)를 수행하는 방법을 설명함에 있어서, 상기 데이터 신호와 상기 간섭신호가 STC(Space Time Code) 기법에 의해 전송되는 경우와 CDD(Cyclic Delay Diversity) 기법에 의해 전송되는 경우를 나누어 설명하도록 한다.

<44> 먼저 신호가 STC 기법에 의해 전송되는 경우, 단말이 수신하는 수신신호의 벡터는 수학식 7과 같다.

수학식 7

$$\mathbf{y}=\mathbf{Hx}+\mathbf{n}\Rightarrow\begin{bmatrix}y_{11}\\ y_{12}^{*}\\ y_{21}\\ y_{22}^{*}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}h_{11} & h_{12} & g_{11} & g_{12}\\ h_{12}^{*} & -h_{11}^{*} & g_{12}^{*} & -g_{11}^{*}\\ h_{21} & h_{22} & g_{11} & g_{12}\\ h_{22}^{*} & -h_{21}^{*} & g_{22}^{*} & -g_{21}^{*}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ z_1\\ z_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_{11}\\ n_{12}^{*}\\ n_{21}\\ n_{22}^{*}\end{bmatrix}$$

<45>

<46> 여기서, 수신 신호 y_{ik}와 수신기 잡음 신호 $n_{ik}(1\le i\le 2,\ 1\le k\le 2)$에서 i는 수신 안테나 인덱스, k는 전송 시간 인덱스를 나타낸다. 또한 서빙 기지국과 단말간의 채널 신호 $h_{ij}(1\le i\le 2,\ 1\le j\le 2)$와, 간섭으로 작용하는 인접 기지국과 단말간의 채널 신호 $g_{ij}(1\le i\le 2,\ 1\le j\le 2)$에서 i는 수신 안테나 인덱스, j는 송신 안테나 인덱스를 나타낸다. 서빙 기지국에서 전송되는 데이터 신호는 $x_j(1\le j\le 2)$이며 인접 기지국에서 전송되는 간섭신호는 $z_j(1\le j\le 2)$이다. 이와 같이 수신된 2개의 신호에 셀간 공간 역다중화 기법을 적용할 경우의 추정 신호의 벡터 y_{ISD}는 다음의 수학식 8과 같을 수 있다.

수학식 8

$$\mathbf{y}_{ISD}=\mathbf{Wy}=\mathbf{x}+\mathbf{Wn},\qquad \mathbf{W}=\left(\mathbf{H}^{H}\mathbf{H}\right)^{-1}\mathbf{H}^{H}$$

$$\Rightarrow\begin{bmatrix}w_{11} & w_{12} & w_{13} & w_{14}\\ w_{21} & w_{22} & w_{23} & w_{24}\\ w_{31} & w_{32} & w_{33} & w_{34}\\ w_{41} & w_{42} & w_{43} & w_{44}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}y_{11}\\ y_{12}^{*}\\ y_{21}\\ y_{22}^{*}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ z_1\\ z_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}w_{11} & w_{12} & w_{13} & w_{14}\\ w_{21} & w_{22} & w_{23} & w_{24}\\ w_{31} & w_{32} & w_{33} & w_{34}\\ w_{41} & w_{42} & w_{43} & w_{44}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}n_{11}\\ n_{12}^{*}\\ n_{21}\\ n_{22}^{*}\end{bmatrix}$$

<47>

<48> 여기서, y_{ISD}는 준최적화된 방법의 하나로 ZF(Zero-Forcing) 기법에 의해 구해진다. W는 가중치 행렬이고, W로 H^{-1}을 택하게 되면, 수신측 단말은 특별한 동작이 요구되지 않는다. 단, 이 경우 H는 역행렬 H^{-1}가 항상 존재하기 위해서는 Non-Singular 이어야 한다는 조건을 만족해야한다. Non-Singular의 조건을 만족시키는 행렬 중의 하나가 유니터리(Unitary) 행렬이므로 H는 유니터리 행렬로 구성될 수 있다.

<49> 다음으로 상기 2개의 신호가 CDD 기법에 의해 전송되는 경우, 단말이 수신하는 신호의 벡터는 수학식 9와 같다.

수학식 9

$$\mathbf{y}=\mathbf{Hx}+\mathbf{n}\Rightarrow\begin{bmatrix}y_1\\ y_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}h_{11}+h_{12}e^{j\theta} & g_{11}+g_{12}e^{j\theta}\\ h_{21}+h_{22}e^{j\theta} & g_{21}+g_{22}e^{j\theta}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x\\ z\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_1\\ n_2\end{bmatrix}$$

<50>

<51> 여기서, 수신 신호 y_i와 수신기 잡음 신호 $n_i(1\le i\le 2)$에서 i 는 수신 안테나 인덱스를 나타내고, 서빙 기지국과 단말간의 채널 신호 $h_{ij}(1\le i\le 2,\ 1\le j\le 2)$와, 인접 기지국과 단말간의 채널 신호 $g_{ij}(1\le i\le 2,\ 1\le j\le 2)$에서 i는 수신 안테나 인덱스, j는 송신 안테나 인덱스를 나타낸다. 서빙 기지국에서 전송되는 데이터 신호는 x 이며 인접 기지국에서 전송되는 간섭신호는 z 이다. 이와 같이 수신된 수신신호 y에 셀간 공간 역다중화 기법을 적용할 경우 신호벡터 y_{ISD}는 다음의 수학식 10과 같다.

수학식 10

$$\mathbf{y}_{ISD} = \mathbf{W}\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{W}\mathbf{n}, \qquad \mathbf{W} = \left(\mathbf{H}^{H}\mathbf{H}\right)^{-1}\mathbf{H}^{H}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

<52>

<53> 여기서, y_{ISD}는 준최적화된 방법의 하나로 ZF(Zero-Forcing) 기법에 의해 구해진다.

<54> 한편, 셀간 공간 역다중화 기법 중 MMSE (Minimum Mean Square Error) 기법을 적용할 경우, 추정 신호의 벡터 y_{ISD}는 다음의 수학식 11과 같다.

수학식 11

$$y_{ISD} = \left(H^{H}H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} I_{Nt} \right)^{-1} H$$

<55>

<56> 이하에서, 상술한 단말(100)을 이용하여 다중셀 환경에서의 셀간 간섭에 따라 적응적으로 수신 기법을 선택하여 수신 성능을 향상시킬 수 있는 수신 방법에 대하여 설명한다.

<57> MMSE 기법을 사용하면 신호간 간섭현상을 제거할 수 있다.

<58> 도 3은 본 발명의 일 예에 따른 다중 안테나 시스템에서 단말이 셀간 공간 역다중화를 수행하는 방법을 설명하는 블록도이다. 단말은 2개의 수신 안테나를 포함하며, 서빙 기지국은 2개의 송신 안테나를 통해 STBC 기법 또는 CDD 기법을 이용하여 데이터 신호를 전송하고 인접 기지국은 2개의 송신 안테나를 통해 STBC 기법 또는 CDD 기법을 이용하여 간섭신호를 전송한다. 즉, 도 3의 다중 안테나 시스템은 다중셀 환경의 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 시스템이다.

<59> 도 3을 참조하면, 서빙 기지국이 STBC 기법을 이용하여 전송한 데이터 신호는 단말의 2개 수신 안테나로 수신되는 동안 채널 $\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$을 겪는다(CDD 기법의 경우 채널 $\begin{bmatrix} a & \\ & a\,e^{jk\theta} \end{bmatrix}$를 겪는다. k는 부반송파 인덱스, Θ는 순환 지연값). 인접 기지국이 전송한 간섭신호는 단말의 2개의 수신 안테나로 수신되는 동안 채널 $\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$을 겪는다(CDD 기법의 경우 채널 $\begin{bmatrix} b & \\ & b\,e^{jk\theta} \end{bmatrix}$를 겪는다). 채널 추정기(120)는 서빙 기지국과 단말간의 채널인 서빙채널에 관한 채널값을 추정한다. 채널 추정기(120)는 인접 기지국과 단말간의 채널인 인접채널에 관한 채널값을 추정한다.

<60> 단말은 상기 서빙채널을 겪은 상기 데이터 신호와 상기 인접채널을 겪은 상기 간섭신호를 모두 수신신호로서 수신한다. 제1 MIMO 처리부(150)는 상기 수신신호로부터 상기 데이터 신호로 추정되는 신호인 제1 추정신호인 y_{MRC}를 구한다. 이때 상기 제1 MIMO 처리부(150)는 상기 추정된 채널값을 이용한다. 제2 MIMO 처리부(160)는 셀간 공간 다중화(ISD)에 따라, 상기 간섭신호를 고려하여 상기 수신신호로부터 제2 추정신호인 $y_{ISD}= [y_{ISD,0}\ ,\ y_{ISD,1}]^{T}$를 구한다.

<61> 여기서 상기 제2 MIMO 처리부(160)는 상기 추정된 채널값들을 이용한다. $y_{ISD,0}$은 서빙 기지국으로부터 수신되는 데이터 신호에 대한 추정값, $y_{ISD,1}$은 인접 기지국으로부터 수신되는 간섭 신호에 대한 추정값을 의미한다. 이하,

$(.)_{MRC}$는 MRC 기법을 적용한 제1 추정신호이고, $(.)_{ISD}$는 ISD 기법을 적용한 제2 추정신호이다. 즉, 제2 MIMO 처리부(160)의 출력인 제2 추정신호는 데이터 신호에 관한 추정값과 간섭신호에 관한 추정값을 모두 포함한다.

<62> 전송율 추정기(170)는 y_{MRC}와 $y_{ISD,0}$을 이용하여 유효 신호대 간섭비를 구할 수 있다. 전송율 추정기(170)는 추정신호 y_{MRC}에 대한 유효 신호대 간섭비 μ_{MRC}와 추정신호 $y_{ISD,0}$에 대한 유효 신호대 간섭비 μ_{ISD}를 구할 수 있다.

전송율 추정기(170)는 평균 유효 신호대 간섭비(Mean effective signal to interference ratio) $\bar{\mu}_{MRC}$, $\bar{\mu}_{ISD}$를 다음 수학식 12와 같이 구할 수 있다.

수학식 12

$$\bar{\mu}_{MRC} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\mu_{MRC,k}, \qquad \bar{\mu}_{ISD} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\mu_{ISD,k}$$

<63>

<64> k번째 유효 신호대 간섭비를 $\mu_{MRC,k}$와 $\mu_{ISD,k}$라 할 때, $\bar{\mu}_{MRC}$ 와 $\bar{\mu}_{ISD}$ 는 n개의 수신 신호에 대한 평균 유효 신호대 간섭비이다.

<65> 전송율 추정기(170)는 유효 신호대 간섭비 μ_{MRC}와 μ_{ISD}를 이용하여 다음 수학식 13과 같이 전송 효율 η_{MRC}, η_{ISD}을 구할 수 있다.

수학식 13

$$\eta_{MRC} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\log_2(1+\mu_{MRC,k}), \qquad \eta_{ISD} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\log_2(1+\mu_{ISD,k})$$

<66>

<67> k번째 유효 신호대 간섭비를 $\mu_{MRC,k}$와 $\mu_{SD,k}$라 할 때, η_{MRC}, η_{ISD}는 n개의 수신 신호에 대한 전송 효율이다.

<68> 수신 처리부(180)는 평균 유효 신호대 간섭비 또는 전송 효율을 이용하여 출력 신호를 선택한다. 평균 유효 신호대 간섭비를 이용하는 경우 출력 신호 y_{out}은 다음 수학식 14과 같이 선택될 수 있다.

수학식 14

$$\begin{cases} y_{out} = y_{MRC}, & \bar{\mu}_{MRC} > \bar{\mu}_{ISD} \\ y_{out} = y_{ISD}, & \bar{\mu}_{MRC} < \bar{\mu}_{ISD} \end{cases}$$

<69>

<70> $\bar{\mu}_{MRC}$ 가 $\bar{\mu}_{ISD}$ 보다 큰 경우에는 출력 신호 y_{out}는 추정 신호 y_{MRC}가 되고, $\bar{\mu}_{ISD}$가 $\bar{\mu}_{MRC}$보다 큰 경우에는 출력 신호 y_{out}는 추정 신호 y_{ISD}가 된다. 즉, 수신 처리부(180)는 MRC 기법으로 구한 추정 신호와 ISD 기법으로 구한 추정 신호 중에서 평균 유효 신호대 간섭비가 좋은 기법의 추정 신호를 출력 신호로 선택하여 출력할 수 있다. MRC 기법과 ISD 기법의 평균 유효 신호대 간섭비가 동일한 경우에는 출력 신호로 y_{MRC}와 y_{SD} 중 어느 것이나 선택할 수 있다.

<71> 전송 효율을 이용하는 경우 출력 신호 y_{out}은 다음 수학식 15와 같이 선택될 수 있다.

수학식 15

$$\begin{cases} y_{out} = y_{MRC}, & \eta_{MRC} > \eta_{ISD} \\ y_{out} = y_{ISD}, & \eta_{MRC} < \eta_{ISD} \end{cases}$$

<72>

<73> η_{MRC}가 η_{ISD}보다 큰 경우에는 출력 신호 y_{out}는 추정 신호 y_{MRC}가 되고, η_{ISD}가 η_{MRC}보다 큰 경우에는 출력 신호 y_{out}는 추정 신호 y_{SD}가 된다. 즉, 수신 처리부(180)는 MRC 기법으로 구한 추정 신호와 ISD 기법으로 구한 추정 신호 중에서 전송 효율이 좋은 기법의 추정 신호를 출력 신호로 선택하여 출력할 수 있다. MRC 기법과 ISD 기법의 전송 효율이 동일한 경우에는 출력 신호로 y_{MRC}와 y_{ISD} 중 어느 것이나 선택할 수 있다.

<74> 이상에서 단말이 2개의 수신 안테나를 가지는 것으로 설명하였으나, 이는 제한이 아니며 예시에 불과하다. 단말은 2 이상의 수신 안테나를 가질 수 있으며, 기지국도 2개 이상의 전송 안테나를 가질 수 있다.

<75> 단말은 수신 안테나의 수에 따라 다수의 인접 기지국으로부터의 수신되는 간섭 신호를 제거하고 서빙 기지국의 데이터 신호를 검출할 수 있다. 즉, 각 하나의 송신 안테나를 가지는 하나의 서빙 기지국과 n-1개의 인접 기지국이 데이터 신호 및 간섭 신호를 전송하는 경우, n개의 수신 안테나를 가진 단말은 인접 기지국의 간섭 신호를 제거하고 서빙 기지국의 데이터 신호를 검출할 수 있다(n은 자연수). 이는 n개의 송신 안테나와 n개의 수신 안테나를 이용하는 n × n MIMO 시스템에서 공간 다중화된 신호를 SD 기법으로 검출하는 것과 같은 원리이다. 따라서, n개의 수신 안테나를 가지는 단말은 ISD 기법을 사용하여 추정신호 $y_{ISD}= [y_{ISD,0}, y_{ISD,1}, y_{ISD,2}, ..., y_{ISD,n-1}]^T$를 구할 수 있으며, 이 중에서 서빙 기지국이 전송한 데이터 신호의 추정값 $y_{ISD,0}$을 검출할 수 있다.

<76> 이하, 상술한 단말(100)의 수신 성능에 대한 시뮬레이션 결과에 대하여 설명한다.

<77> 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따는 수신기의 수신 성능의 시뮬레이션을 위한 다중 셀 환경의 일 예를 도시한 블록도이다.

<78> 도 4를 참조하면, 다중 셀은 7개의 셀로 구성되고 각 셀마다 하나씩의 기지국이 위치하는데, 7개의 기지국은 하나의 서빙 기지국(B_0)과 주변으로 6개의 인접 기지국($B_1,...,B_6$)이며, 각 기지국 간의 거리는 2로 서로 동일한 것으로 가정한다. 서빙 기지국(B_0)과 단말과의 거리를 d라 하면, 하나의 인접 기지국(B_1)과 단말과의 최소 거리는 2-d가 된다.

<79> 이하, 이러한 조건의 다중 셀 환경에서의 유효 신호대 간섭비 및 전송 효율과 그 이득에 대하여 설명한다.

<80> 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 단말에서 MRC 기법과 ISD 기법을 사용한 경우의 유효 신호대 간섭비를 도시한 그래프이다. 도 4의 다중 셀 환경을 가정하여 서빙 기지국과 단말 간의 거리 d에 따른 유효 신호대 간섭비를 구한 시뮬레이션 결과이다.

<81> 도 5를 참조하면, MRC 기법을 사용한 경우의 유효 신호대 간섭비 곡선과 ISD 기법을 사용한 경우의 유효 신호대 간섭비 곡선은 모드 변경점(C)에서 교차한다. 모드 변경점(C)은 수신기에서 출력 신호가 y_{MRC}에서 y_{ISD} 로, 또는 y_{ISD}에서 y_{MRC}로 바뀌는 지점을 의미한다. 여기서, 모드 변경점(C)은 0.6에서 0.7 사이 값을 가진다. 서빙 기지국과 단말과의 거리 d가 모드 변경점(C)보다 작은 경우에는 MRC 기법의 유효 신호대 간섭비가 ISD 기법의 유효 신호대 간섭비보다 더 크다. 그리고 d가 모드 변경점(C)보다 큰 경우에는 ISD 기법의 유효 신호대 간섭비가 MRC 기법의 유효 신호대 간섭비보다 더 크다.

<82> 따라서, 단말의 위치가 모드 변경점(C) 이내에 있는 경우 수신기는 MRC 기법을 사용하여 출력 신호를 생성하고, 단말의 위치가 모드 변경점(C) 밖에 있는 경우 수신기는 ISD 기법을 사용하여 출력 신호를 생성한다. 즉, 단말은 모드 변경점(C)을 기준으로 사용하는 수신 기법을 적응적 변경하여 더 좋은 품질의 출력 신호를 생성할 수 있다.

<83> 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 단말에서 MRC 기법과 ISD 기법을 사용한 경우의 전송 효율을 도시한 그래프이다. 도 4의 다중 셀 환경을 가정하여 서빙 기지국과 단말 간의 거리 d에 따른 전송 효율을 구한 시뮬레이션 결과이다.

<84> 도 6을 참조하면, MRC 기법을 사용한 경우의 전송 효율 곡선과 SD 기법을 사용한 경우의 전송 효율 곡선은 모드 변경점(C)에서 교차한다. 서빙 기지국과 단말과의 거리 d가 모드 변경점(C)보다 작은 경우에는 MRC 기법의 전송 효율이 SD 기법의 전송 효율보다 더 크다. 그리고 d가 모드 변경점(C)보다 큰 경우에는 SD 기법의 전송 효율이 MRC 기법의 전송 효율보다 더 크다.

<85> 단말의 위치가 모드 변경점(C) 이내에 있는 경우 수신기는 MRC 기법을 사용하여 출력 신호를 생성하고, 단말의 위치가 모드 변경점(C) 밖에 있는 경우 수신기는 SD 기법을 사용하여 출력 신호를 생성한다. 즉, 단말은 MRC 기

법의 전송 효율과 SD 기법의 전송 효율을 서로 비교하여 더 좋은 품질의 출력 신호를 생성할 수 있는 수신 기법을 선택할 수 있다. 단말은 서빙 기지국과 단말 간의 거리에 따라 수신 기법을 적응적으로 선택할 수 있다.

<86> 유효 신호대 간섭비를 이용하여 수신 기법을 선택하는 경우의 시뮬레이션 결과(도4)와 전송 효율을 이용하여 수신 기법을 선택하는 경우의 시뮬레이션 결과(도5)를 서로 비교하면, 모드 변경점(C)의 위치만 약간의 차이가 있을 뿐이며 모드 변경점을 기준으로 단말이 기지국과 가까이 있는 경우에는 MRC 기법을 사용하고 기지국과 멀리 있는 경우에는 SD 기법을 사용하여 출력 신호를 생성할 수 있다. 이로써, 하나의 MRC 기법 하나만을 사용하여 수신 신호를 검출하는 경우에 비하여 셀 경계 부근에서 더욱 효과적으로 수신 신호를 검출할 수 있다.

<87> 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 유효 신호대 간섭비의 이득 및 전송 효율의 이득을 도시한 그래프이다. 도4의 다중 셀 환경을 가정하여 상술한 수신기로 얻을 수 있는 유효 신호대 간섭비 이득(gain)과 전송 효율 이득을 구한 시뮬레이션 결과이다.

<88> 도 6을 참조하면, 서빙 기지국과 단말 간의 거리에 따라 수신 기법을 적응적으로 선택함에 따라, 유효 신호대 간섭비 이득과 송전 효율 이득 모두 셀 경계로 갈수록 높아지는 것을 알 수 있다. 특히, 유효 신호대 간섭비 이득은 셀 경계에서 매우 높게 나타난다. 시뮬레이션 결과, 셀 경계에서 유효 신호대 간섭비 이득은 173.93%, 전송 효율 이득은 40.08%로 나타났다.

<89> 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.

<90> 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.

<91> 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

<92> 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 다중 셀 환경의 무선통신 시스템을 도시한 블록도이다.

<93> 도 2는 본 발명의 일 예에 따른 다중 안테나를 가진 수신기를 나타내는 블록도이다.

<94> 도 3은 본 발명의 일 예에 따른 다중 안테나 시스템에서 셀간 공간 역다중화를 수행하는 방법을 설명하는 블록도이다.

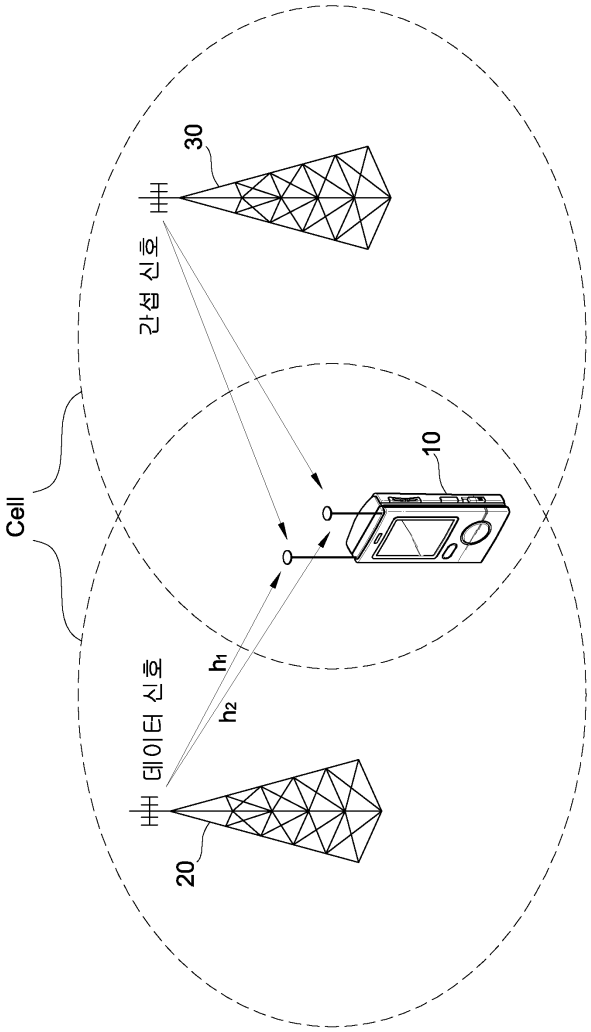
<95> 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따는 수신기의 수신 성능의 시뮬레이션을 위한 다중 셀 환경의 일 예를 도시한 블록도이다.

<96> 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기에서 MRC 기법과 ISD 기법을 사용한 경우의 유효 신호대 간섭비를 도시한 그래프이다.

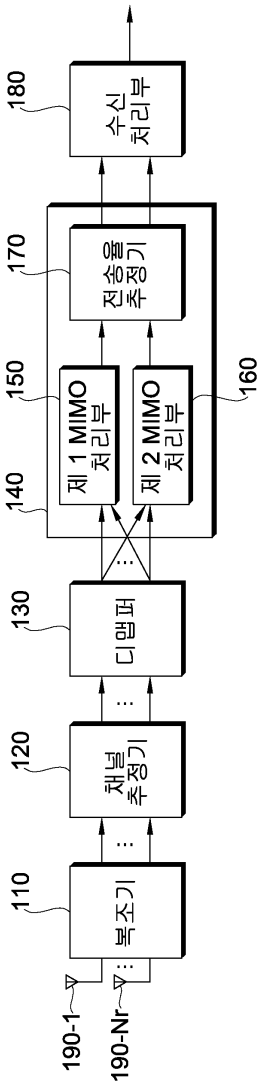
<97> 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기에서 MRC 기법과 ISD 기법을 사용한 경우의 전송 효율을 도시한 그래프이다.

도면

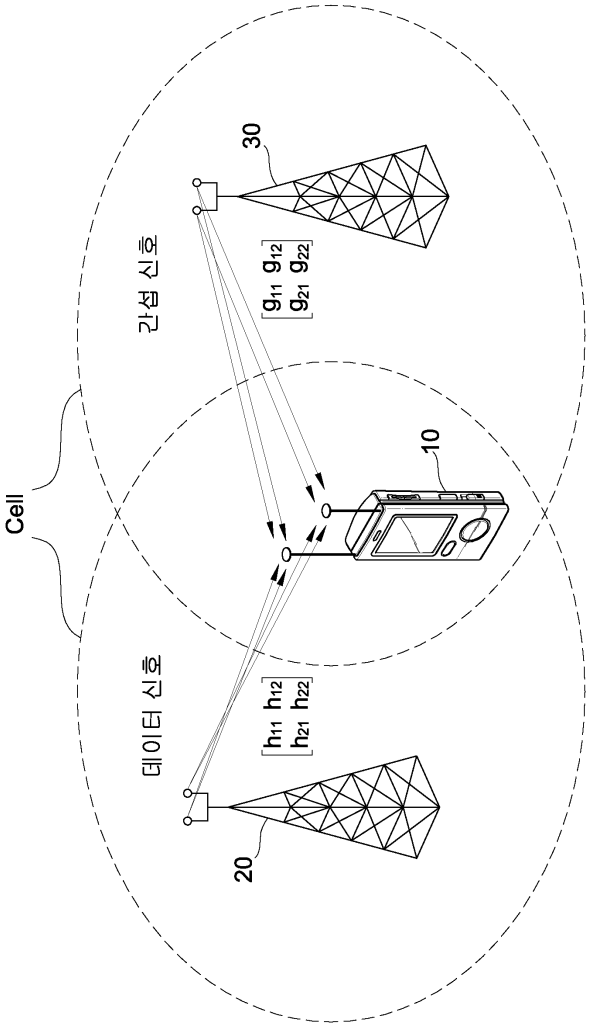
도면1



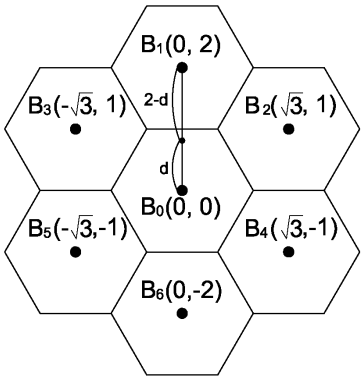
도면2


180
수신 처리부
170
전송율 추정기
150
제 1 MIMO 처리부
제 2 MIMO 처리부
160
140
130
디맵퍼
120
채널 추정기
110
복조기
190-1
190-Nr

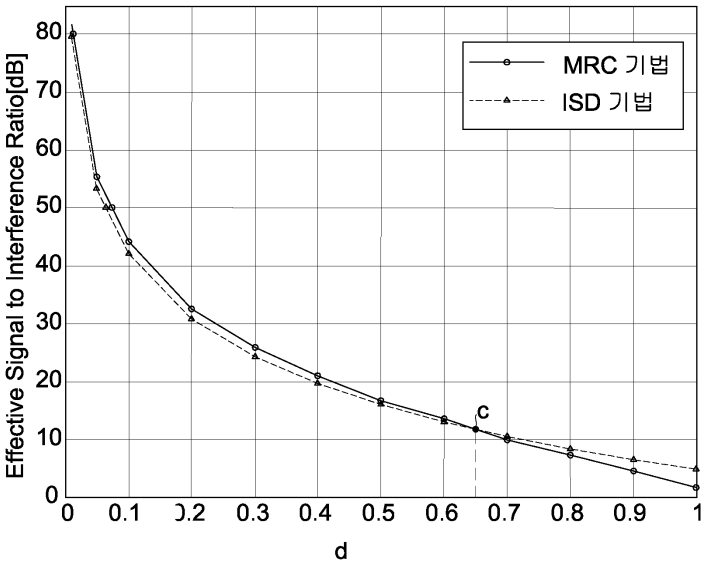
도면3


Cell
30
간섭 신호
$\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$
10
데이터 신호
$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$
20

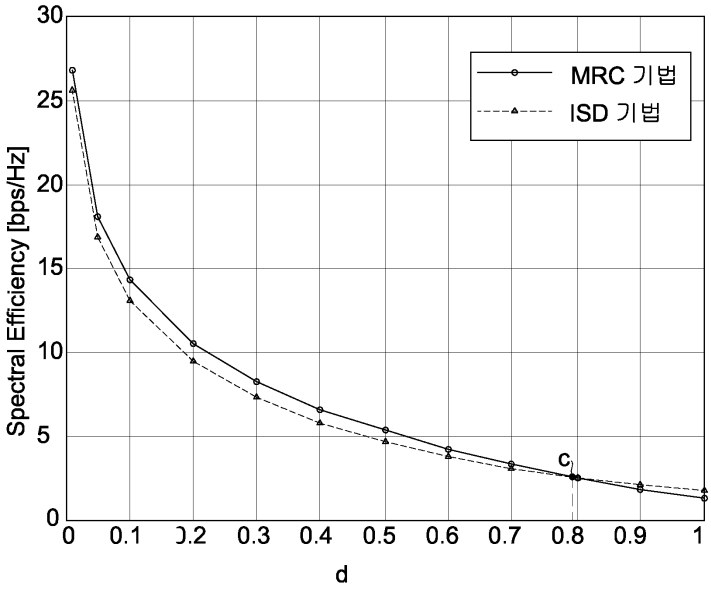
도면4


B1(0, 2)
2-d
B3(-√3, 1)
B2(√3, 1)
d
B0(0, 0)
B5(-√3,-1)
B4(√3,-1)
B6(0,-2)

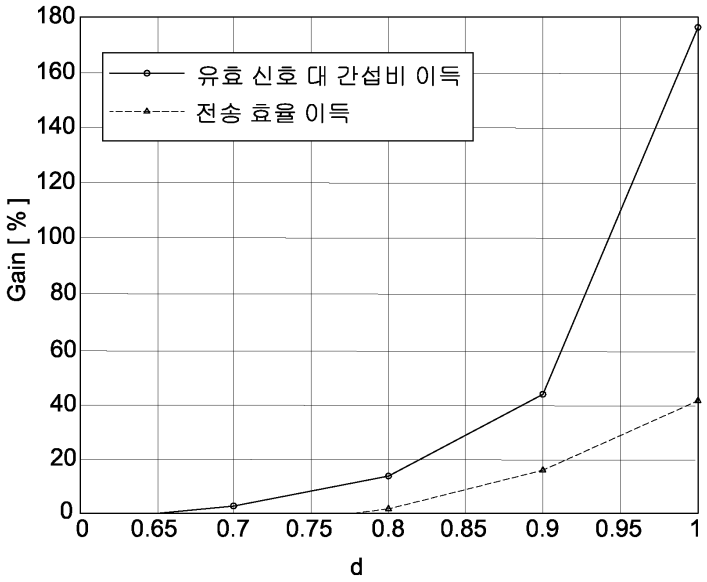
도면5


Effective Signal to Interference Ratio[dB]
80
70
60
50
40
30
20
10
0
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
d
c
MRC 기법
ISD 기법

도면6


Spectral Efficiency [bps/Hz]
30
25
20
15
10
5
0
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
d
c
MRC 기법
ISD 기법

도면7


180
160
140
120
100
80
60
40
20
0
Gain [%]
유효 신호 대 간섭비 이득
전송 효율 이득
0
0.65
0.7
0.75
0.8
0.85
0.9
0.95
1
d