(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2013-0011294
(43) 공개일자 2013년01월30일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/04 (2006.01) *H04L 27/26* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2011-0072347
(22) 출원일자 2011년07월21일
심사청구일자 2011년07월21일

(71) 출원인
고려대학교 산학협력단
서울 성북구 안암동5가 1
(72) 발명자
고영채
서울특별시 성북구 정릉동 우성아파트 105동 807호
이현호
서울특별시 서초구 서리풀4길 36, 상지2차리츠빌 B동 203호 (서초동)
(74) 대리인
박영복, 김용인

전체 청구항 수 : 총 6 항

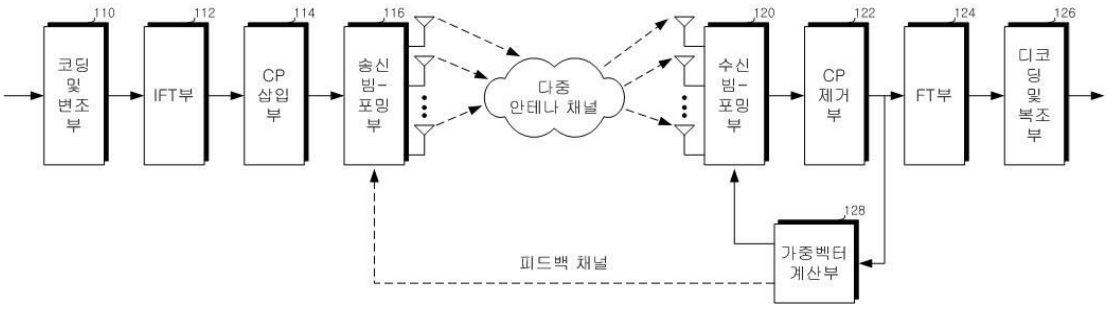
(54) 발명의 명칭 **다중 안테나 시스템에서의 빔-포밍 장치 및 방법**

(57) 요 약

본 발명은 다중 안테나를 사용하는 직교 주파수 분할 다중 방식의 통신 시스템에서 심볼 기반의 빔-포밍 장치 및 방법에 관한 것이다.

이를 위해 가중 벡터 계산부에서 다중 안테나를 통해 수신한 신호를 입력으로 하여 시간 영역의 채널 정보와 간섭 및 잡음에 대한 공 분산 행렬 정보를 기반으로 송신 가중 벡터를 계산하고, 상기 계산된 송신 가중 벡터를 이용하여 수신 가중 벡터를 계산한다. 상기 계산된 송신 가중 벡터와 수신 가중 벡터 중 적어도 하나는 송신부를 통해 송신장치로 피드백 한다.

대 표 도



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	ST090852M0211612
부처명	(재)서울특별시시정개발연구원
연구사업명	서울형산업기술개발지원사업
연구과제명	릴레이기반 위치 측위 기술 개발
주관기관	고려대학교 산학협력단
연구기간	2010.09.01 ~ 2011.08.31

특허청구의 범위

청구항 1

다중 안테나를 사용하여 직교주파수분할다중 방식을 지원하는 통신 시스템의 수신 빔-포밍 장치에 있어서,

다중 안테나를 통해 수신한 신호를 입력으로 하여 시간 영역의 채널 정보와 간섭 및 잡음에 대한 공 분산 행렬 정보를 기반으로 송신 가중 벡터를 계산하고, 상기 계산된 송신 가중 벡터를 이용하여 수신 가중 벡터를 계산하는 가중 벡터 계산부와,

상기 계산된 송신 가중 벡터와 수신 가중 벡터 중 적어도 하나를 송신장치로 피드백 하는 송신부를 포함하는 수신 빔-포밍 장치.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 가중 벡터 계산부는,

특정 서브커리어에 대응하여 시간 영역에서의 수신 신호 대 잡음 및 간섭비의 하계 값을 최대화 시키는 송신 가중 벡터를 예측하고, 상기 예측한 송신 가중 벡터를 이용하여 상기 특정 서브커리어에 대응하여 시간 영역에서의 수신 신호 대 잡음 및 간섭비를 최대화 시키는 수신 가중 벡터를 예측함을 특징으로 하는 수신 빔-포밍 장치.

청구항 3

제2항에 있어서, 상기 가중 벡터 계산부는,

상기 송신 가중 벡터를 $\hat{\mathrm{v}}=\Phi_{\max}\left[P_s/L\sum_{l=0}^{L-1}\mathrm{H}_l^{\mathrm{H}}\mathrm{R}_{\mathrm{w}}^{-1}\mathrm{H}_l\right]$ 에 의해 예측 또는 계산하고, 상기 수신 가중 벡터를 $\hat{\mathrm{u}}=\Phi_{\max}\left[P_s\mathrm{R}_{\mathrm{w}}^{-1}\sum_{l=0}^{L-1}\mathrm{H}_l\mathrm{v}\mathrm{v}^{\mathrm{H}}\mathrm{H}_l^{\mathrm{H}}\right]$ 에 의해 예측 또는 계산하며,

여기서 $\Phi_{\max}[\cdot]$ 은 행렬의 최대 고유 값 (Eigen value)에 대응하는 고유 벡터 (Eigen value)를 의미하고, P_s 는 서브커리어 평균 전력을 의미하고, R_{w} 는 $\mathrm{w}[k]$ 의 공 분산 행렬을 의미하며, H_l 은 l 번째 채널 탭 행렬을 의미함을 특징으로 하는 수신 빔-포밍 장치.

청구항 4

다중 안테나를 사용하여 직교주파수분할다중 방식을 지원하는 통신 시스템의 수신 빔-포밍 방법에 있어서,

다중 안테나를 통해 수신한 신호를 입력으로 하여 시간 영역의 채널 정보와 간섭 및 잡음에 대한 공 분산 행렬 정보를 기반으로 송신 가중 벡터를 계산하는 과정과,

상기 계산된 송신 가중 벡터를 이용하여 수신 가중 벡터를 계산하는 과정과,

상기 계산된 송신 가중 벡터와 수신 가중 벡터 중 적어도 하나를 송신장치로 피드백 하는 과정을 포함하는 수신 빔-포밍 방법.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 송신 가중 벡터는 특정 서브커리어에 대응하여 시간 영역에서의 수신 신호 대 잡음 및 간섭비의 하계 값을 최대화 시키는 송신 가중 벡터에 의해 예측하고,

상기 수신 가중 벡터는 상기 예측한 송신 가중 벡터를 이용하여 상기 특정 서브커리어에 대응하여 시간 영역에서의 수신 신호 대 잡음 및 간섭비를 최대화 시키는 수신 가중 벡터에 의해 예측함을 특징으로 하는 수신 빔-포밍 방법.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 송신 가중 벡터는 $\hat{\mathbf{v}}=\Phi_{\max}\left[P_s/L\sum_{l=0}^{L-1}\mathbf{H}_l^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\mathbf{w}}^{-1}\mathbf{H}_l\right]$ 에 의해 예측 또는 계산하고,

상기 수신 가중 벡터는 $\hat{\mathbf{u}}=\Phi_{\max}\left[P_s\mathbf{R}_{\mathbf{w}}^{-1}\sum_{l=0}^{L-1}\mathbf{H}_l\mathbf{v}\mathbf{v}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_l^{\mathrm{H}}\right]$ 에 의해 예측 또는 계산하며,

여기서 $\Phi_{\max}[\cdot]$ 은 행렬의 최대 고유 값 (Eigen value)에 대응하는 고유 벡터 (Eigen value)를 의미하고, P_s 는 서브커리어 평균 전력을 의미하고, $\mathbf{R}_{\mathbf{w}}$ 는 $\mathbf{w}[k]$ 의 공 분산 행렬을 의미하며, $\mathbf{H}_l$ 은 l 번째 채널 탭 행렬을 의미함을 특징으로 하는 수신 빔-포밍 방법.

명 세 서

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 다중 안테나 시스템에서의 빔-포밍 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 다중 안테나 (MIMO: Multi Input Multi Output)를 사용하는 직교주파수분할다중 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식의 통신 시스템에서 심볼 기반의 빔-포밍 장치 및 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 현재 이동통신시스템은 초기의 음성 위주의 서비스를 제공하던 것에서 벗어나 데이터 서비스 및 멀티미디어 서비스 등을 제공하는 고속, 고품질의 무선 데이터 패킷 통신시스템으로 발전하고 있다. 현재 상용화가 진행되고 있는 HSDPA (High Speed Downlink Packet Access)와 1xEV-DV는 고속, 고품질 서비스에 대한 해법을 찾기 위한 노력의 대표적인 반증이라 볼 수 있다.

[0003] 이러한 이동통신시스템에서의 고속, 고품질 서비스를 저해하는 요인은 대체적으로 채널 환경에 기인한다. 예컨대 무선 채널 환경에서는 다중경로 간섭, 쉐도윙 (Shadowing), 전파 감쇄, 시변 잡음 등으로 인한 낮은 신뢰도를 나타낸다. 이것은 이동 통신에서 데이터 전송 속도를 높이는데 방해 요인으로 작용하는데, 이를 극복하기 위한 많은 기술들이 개발되어 왔다. 대표적인 예로써 신호의 왜곡과 잡음에 의한 영향을 억제하는 에러 컨트롤 코딩 기법과 페이딩을 극복하는 다이버시티 기술이 있다.

[0004] 통상적으로 이동통신시스템에서 다이버시티를 얻는 방법으로는 시간, 주파수, 다중 경로, 그리고 공간 다이버시티 등이 있다.

[0005] 상기 시간 다이버시티는 채널 부호화와 인터리빙을 결합하여 시간적으로 다이버시티를 얻는 것이다. 상기 주파수 다이버시티는 서로 다른 주파수로 송신된 신호들이 각기 다른 다중 경로 신호를 겪게 되어 다이버시티를 얻도록 하는 것이다. 그리고 상기 다중 경로 다이버시티는 다중 경로 신호들에 대해 서로 다른 페이딩 정보를 이용하여 신호를 분리함으로써 다이버시티를 획득한다. 상기 공간 다이버시티는 송신기나 수신기, 또는 양쪽 모두에 여러 개의 안테나들을 사용하여 서로 독립적인 페이딩 신호에 의해 다이버시티를 얻도록 한다. 상기 공간 다이버시티 방식은 안테나 어레이를 이용한다.

[0006] 상기 안테나 어레이를 이용하는 이동통신시스템, 즉 다중 안테나 시스템은 송/수신기에 복수의 안테나들이 구비된 시스템으로, 주파수 효율을 높이기 위한 공간 영역을 이용하는 시스템이다. 이와 같이 공간 영역을 활용하는 것이 제한적인 시간 영역과 주파수 영역을 활용하는 것에 비해 상대적으로 높은 전송 속도를 얻기에 용이하다.

[0007] 또한 다중 안테나 시스템이 제공하는 성능 (capacity)은 기존의 무선 시스템에서 달성할 수 있는 것보다 훨씬 높다. 이는 무선 통신 시스템의 성능을 크게 향상 시킬 수 있다.

[0008] 한편 상기 다중 안테나 시스템의 각 안테나들은 각기 독립적인 정보를 보냄으로 본질적으로 다중 입력 다중 출력 (MIMO: Multi Input Multi Output) 시스템에 해당된다. 상기 MIMO 안테나 시스템은 주파수대역이나 전송전력의 증가 없이 공간 다중화 (spatial multiplexing)과 시공간 코딩 (space-time coding) 등을 통해 신뢰성과

전송효율을 높이기 위해 사용된다.

[0009] 뿐만 아니라 고속, 고품질의 데이터 서비스를 위해서는 자원 사용 효율이 뛰어난 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 "OFDM"이라 칭함) 방식의 사용이 적극적으로 제안되고 있다. 따라서 제4세대 이동통신시스템에서는 OFDM 방식의 사용이 심도 있게 고려되고 있다. 상기 OFDM 방식을 사용하는 시스템은 다수의 사용자를 위한 다중 액세스 방식으로 모든 사용자들이 전체 시간을 함께 사용하면서 다른 서브커리어를 사용하는 OFDMA (OFDM-FDMA) 방법이 대표적이다.

[0010] 한편 무선 통신 시스템에서 MIMO 기법과 OFDM 기술을 결합하여 적용할 시에 주파수 선택적 채널 (frequency selective channel) 환경에서 높은 주파수 효율을 얻을 수 있음은 동일 기술 분야에서 잘 알려진 사실이다. 이하 MIMO 기법과 OFDM 기술의 결합이 적용된 무선 통신 시스템을 'MIMO-OFDM 통신 시스템'이라 칭한다.

[0011] 일반적으로 MIMO-OFDM 통신 시스템에서는 공간 다이버시티를 얻기 위하여 송신 빔-포밍과 수신 빔-포밍을 지원한다. 그리고 상기 MIMO-OFDM 통신 시스템에서의 빔-포밍을 위해서는 수신장치에 의해 측정되는 채널 특성에 관한 정보를 피드백 채널을 통해 송신장치로 제공하기 위한 기술이 이용되고 있다.

[0012] 이때 송신장치는 자원의 손실을 최소화하기 위해 피드백 채널을 통해 송신장치로 제공되는 피드백 정보의 량을 최소화하기 위한 방안 등에 대한 개발이 지속적으로 이루어지고 있다.

[0013] 이에 관한 관련 선행 기술로는 대한민국 공개특허공보로써, '공개번호 10-2010-0034505 (공개일자 2010년 04월 01일) (이하 "선행기술 1"이라 칭함)'와 '공개번호 10-2009-0085405 (공개일자 2009년 08월 07일) (이하 "선행기술 2"라 칭함)'이 존재한다.

[0014] 상기 선행기술 1에서는 *'OFDM 시스템에서 다중 안테나 빔을 생성하기 위한 채널 정보 궤환 장치 및 그 방법'*을 제안하고 있으며, 상기 선행기술 2에서는 *'다중안테나 시스템에서 빔포밍을 고려한 채널품질 정보를 결정하기 위한 장치 및 방법'*을 제안하고 있습니다.

[0015] 한편 MIMO-OFDM 통신 시스템에서의 빔-포밍의 대표적인 예로 송신 빔-포밍과 수신 빔-포밍을 모든 서브커리어(subcarrier)에 독립적으로 적용한다. 이를 '서브커리어 기반 빔-포밍 (subcarrier-wise beam-forming) 기법'이라 한다.

[0016] 상기 서브커리어 기반 빔-포밍 기법은 최적의 성능을 얻을 수 있다. 하지만 각 안테나 별로 이산 푸리에 변환 (DFT: Discrete Fourier Transform) 프로세서가 필요함에 따라, 높은 계산 복잡도를 가진다.

[0017] 또한 상기 서브커리어 기반 빔-포밍 기법은 모든 서브커리어에 최적화된 송신 가중 벡터 (transmit weight vector)를 송신기로 피드백 하여야 함에 따라, 피드백 부담이 서브커리어의 수에 비례하여 증가하게 된다.

[0018] 이에 반하여 송신기와 수신기에 DFT 프로세서 하나씩을 사용하는 심볼 기반 빔-포밍 (symbol-wise beam-forming) 기법은 서브커리어 기반 빔-포밍에 비해 복잡도와 피드백 부담을 확연히 줄일 수 있다.

[0019] 하지만 상기 심볼 기반 빔-포밍 기법은 반복 알고리즘 (iterative algorithm)을 기반으로 하여 송/수신 벡터 계산을 수행하기 때문에 여전히 높은 계산 복잡도를 보인다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0020] 본 발명의 실시 예에서는 MIMO-OFDM 통신 시스템에서의 저 복잡도 심볼 기반 빔-포밍 기법을 적용하기 위한 비 반복 알고리즘 (non-iterative algorithm)을 제안한다.

[0021] 또한 본 발명의 실시 예에서는 MIMO-OFDM 통신 시스템에서 비 반복 알고리즘을 사용하여 송/수신을 위한 빔-포밍을 수행하는 빔-포밍 장치 및 방법을 제안한다.

[0022] 또한 본 발명의 실시 예에서는 MIMO-OFDM 통신 시스템을 구성하는 수신장치에서 비 반복 알고리즘을 이용하여 계산한 가중 벡터를 송신장치로 피드백 하는 빔-포밍 장치 및 방법을 제안한다.

과제의 해결 수단

[0023] 본 발명의 실시 예에 따른 다중 안테나를 사용하여 직교주파수분할다중 방식을 지원하는 통신 시스템의 수신 빔-포밍 장치는, 다중 안테나를 통해 수신한 신호를 입력으로 하여 시간 영역의 채널 정보와 간섭 및 잡음에 대한

공 분산 행렬 정보를 기반으로 송신 가중 벡터를 계산하고, 상기 계산된 송신 가중 벡터를 이용하여 수신 가중 벡터를 계산하는 가중 벡터 계산부와, 상기 계산된 송신 가중 벡터와 수신 가중 벡터 중 적어도 하나를 송신장치로 피드백 하는 송신부를 포함한다.

[0024] 본 발명의 실시 예에 따른 다중 안테나를 사용하여 직교주파수분할다중 방식을 지원하는 통신 시스템의 수신 빔-포밍 방법은, 다중 안테나를 통해 수신한 신호를 입력으로 하여 시간 영역의 채널 정보와 간섭 및 잡음에 대한 공 분산 행렬 정보를 기반으로 송신 가중 벡터를 계산하는 과정과, 상기 계산된 송신 가중 벡터를 이용하여 수신 가중 벡터를 계산하는 과정과, 상기 계산된 송신 가중 벡터와 수신 가중 벡터 중 적어도 하나를 송신장치로 피드백 하는 과정을 포함한다.

발명의 효과

[0025] 본 발명의 실시 예는 심볼 기반 빔-포밍 기법을 사용하는 MIMO-OFDM 통신 시스템에서 반복 알고리즘이 아닌 비 반복 알고리즘을 이용함으로써, 성능 저하가 거의 발생하지 않지 않으면서도 계산의 복잡도를 획기적으로 줄일 수 있다.

[0026] 그 외에 본 발명의 실시 예로 인해 얻을 수 있거나 예측되는 효과에 대해서는 본 발명의 실시 예에 대한 상세한 설명에서 직접적 또는 암시적으로 개시하도록 한다. 즉 본 발명의 실시 예에 따라 예측되는 다양한 효과에 대해서는 후술될 상세한 설명 내에서 개시될 것이다.

도면의 간단한 설명

[0027] 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO-OFDM 통신 시스템 구조의 일 예를 보이고 있는 도면;

도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO-OFDM 통신 시스템의 수신장치에서 수신 빔-포밍을 위해 수행하는 제어 흐름을 보이고 있는 도면;

도 3은 종래 심볼 기반 빔-포밍을 위한 복소수 곱셈의 횟수와 본 발명의 실시 예에 따른 심볼 기반 빔-포밍을 위한 복소수 곱셈의 횟수를 실험 결과를 통해 비교한 도면;

도 4는 종래 심볼 기반 빔-포밍에 따른 신호 대 간접비와 본 발명의 실시 예에서의 심볼 기반 빔-포밍에 따른 신호 대 간섭비 간의 정전 용량을 비교한 도면;

도 5는 종래 심볼 기반 빔-포밍에 따른 공간 상관도와 본 발명의 실시 예에서의 심볼 기반 빔-포밍에 따른 공간 상관도 간의 정전 용량을 비교한 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0028] 하기에서 본 발명을 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다.

[0029] 그리고 후술 되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

[0030] 후술될 본 발명의 실시 예에서는 MIMO-OFDM 통신 시스템에서 반복 알고리즘이 아닌 비 반복 알고리즘을 기반으로 하는 심볼 기반 빔-포밍 기법을 지원한다.

[0031] 이를 위해 본 발명의 실시 예에서는 수신 신호로부터 시간 영역에서의 각 서브커리어 별 신호 대 간섭 잡음비(SINR: Signal-to-Interference plus Noise Ratio)의 하계 값 (lower bound value)을 최대화할 수 있는 송신 가중 벡터를 예측한다. 그리고 상기 예측된 송신 가중 벡터를 이용하여 시간 영역에서의 각 서브커리어 별 SINR을 최대화 시키기 위한 수신 가중 벡터를 예측한다.

[0032] 상술한 바와 같이 본 발명의 실시 예에서는 시간 영역의 채널 정보와 간섭 및 잡음의 공 분산 행렬 정보를 이용하여 송신 가중 벡터를 구하고, 이를 이용하여 수신 가중 벡터를 구함으로써, 반복 알고리즘을 사용하지 않고도 송/수신 가중 벡터를 최적화할 수 있다.

[0033] 이하 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 설명하도록 한다. 이때 본 발명의 실시 예에서 동일한 구성

에 대해서는 동일한 참조번호를 사용하는 것을 원칙으로 한다.

[0034] 도 1은 본 발명의 실시 예를 적용할 MIMO-OFDM 통신 시스템 구성의 일 예를 보이고 있다.

[0035] 도 1을 참조하면, MIMO-OFDM 통신 시스템은 크게 송신장치와 수신장치 및 상기 송신장치와 수신장치 간의 통신을 지원하는 다중 안테나 채널로 구성된다. 예컨대 상기 다중 안테나 채널은 송신장치와 수신장치가 구비하는 다중 안테나를 사용하여 무선 망을 통해 통신을 수행하기 위한 모든 무선 채널이 될 수 있다. 이때 무선 망으로는 3G, 4G, 무선 랜 등을 모두 포함하는 의미로 사용할 것이다.

[0036] 상기 송신장치는 코딩 및 변조부 (110), 역 푸리에 변환부 (이하 "IFT부"라 칭함) (112), 주기적 전치부호 삽입부 (이하 "CP 삽입부"라 칭함) (114), 송신 빔-포밍부 (116) 및 다중 안테나를 포함한다.

[0037] 상기 수신장치는 다중 안테나, 수신 빔-포밍부 (120), 주기적 전치부호 제거부 (이하 "CP 제거부"라 칭함) (122), 푸리에 변환부 (이하 "FT부"라 칭함) (124), 디코딩 및 복조부 (126) 및 가중 벡터 계산부 (128)를 포함한다.

[0038] 먼저 송신장치에 대해 설명하면, 코딩 및 변조부 (110)는 전송을 위해 입력되는 데이터를 소정의 부호화 율에 의해 부호화하고, 상기 부호화에 의해 획득한 부호화 비트 열을 소정의 변조방식에 의해 변조하여 변조 심볼을 생성한다. 이때 사용되는 부호화 율과 변조방식은 하나의 부호화 율과 변조방식으로 고정되거나 채널 환경에 따라 변경될 수도 있다. 또한 상기 부호화 율과 변조방식은 무선 통신 기술에서는 너무도 자명한 기술임에 따라 구체적인 설명은 생략하도록 한다.

[0039] IFT부 (112)는 상기 코딩 및 변조부 (110)로부터 입력되는 변조 심볼에 대한 IFT를 수행한다. 즉 주파수 영역에서의 변조 심볼을 시간 영역의 변조 심볼로 변환한다. 상기 IFT 기법은 이산 역 푸리에 변환 (IDFT) 기법과 고속 역 푸리에 변환 (IFFT) 기법이 대표적인 예이다. 본 발명의 실시 예를 위해서는 상기 두 가지 IFT를 모두 사용할 수 있으나 하기의 설명에서는 설명의 편의를 위해 IDFT 기법을 사용하는 것에 한정하여 설명할 것이다. 하지만 본 발명의 실시 예가 IDFT에 한정되는 것으로 해석되어서는 안될 것이다.

[0040] CP 삽입부 (114)는 상기 IFT부 (112)로부터 입력되는 시간 영역의 변조 심볼에 CP를 삽입하여 출력한다. 일반적으로 상기 CP의 삽입은 인접한 변조 심볼 또는 타임 슬롯 간의 간섭을 방지하기 위해 사용된다.

[0041] 송신 빔-포밍부 (116)는 상기 CP 삽입부 (114)로부터 제공되는 변조 심볼을 수신장치로부터의 피드백 정보(feed-back information)를 기반으로 빔-포밍하여 다중 송신 안테나를 통해 전송한다. 상기 수신장치로부터의 피드백 정보를 기반으로 빔-포밍을 수행하는 것은 MIMO-OFDM 통신 시스템에서 통상적을 사용되는 기술을 동일하게 사용할 수 있다. 하지만 본 발명의 실시 예를 위해 상기 수신장치로부터의 피드백 정보는 송신 빔-포밍을 위해 필요한 송신 가중 벡터 ($\mathbf{v}$)를 직접 포함하거나 상기 송신 가중 벡터 ($\mathbf{v}$)를 획득하기 위해 요구되는 산출 정보를 포함하도록 한다. 예컨대 상기 산출 정보로는 수신 가중 벡터 ($\mathbf{u}$) 또는 다중 안테나 채널 각각의 채널 품질에 관한 정보가 될 수 있다. 상기 다중 안테나 채널 각각의 채널 품질에 관한 정보의 대표적인 예로는 다중 안테나 채널 각각에 대해 측정된 SINR이 될 수 있다.

[0042] 하지만 상기 송신 가중 벡터 ($\mathbf{v}$)가 피드백 정보로 직접 제공되지 않는 경우, 송신장치는 수신장치로부터의 피드백 정보를 사용하여 송신 빔-포밍을 위한 송신 가중 벡터 ($\mathbf{v}$)를 산출하기 위한 절차를 수행할 필요가 있다.

[0043] 상기 송신장치에 의해 송신 빔-포밍을 통해 송신된 신호는 다중 안테나 채널을 통해 수신장치에 구비된 다중 안테나를 통해 수신될 것이다.

[0044] 다음으로 수신장치에 대해 설명하면, 수신 빔-포밍부 (120)는 다중 안테나를 통해 다중 안테나 채널로 수신되는 신호에 대한 수신 빔-포밍을 수행한다. 이때 상기 수신 빔-포밍을 위해 상기 수신 빔-포밍부 (120)는 수신 가중 벡터 ($\mathbf{u}^H$)를 사용한다. 상기 수신 빔-포밍을 위해 사용할 수신 가중 벡터 ($\mathbf{u}^H$)는 가중 벡터 계산부 (128)에 의해 계산되어 제공될 수 있다. 이에 대한 구체적인 설명은 후술하도록 한다.

[0045] CP 제거부(122)는 상기 수신 빔-포밍부 (120)에 의한 수신 빔-포밍을 통해 제공되는 변조 심볼에 삽입된 CP를 제거한다. 상기 변조 심볼로부터 CP를 제거하는 것은 OFDM 기법에 의해 데이터를 송/수신하는 통신 시스템에서는 일반적이다.

[0046] FT 부 (124)는 상기 CP 제거부 (122)에 의해 CP가 제거된 변조 심볼에 대한 FT를 수행한다. 즉 시간 영역에서의 변조 심볼을 주파수 영역의 변조 심볼로 변환한다. 상기 FT 기법은 이산 푸리에 변환 (DFT) 기법과 고속 푸리에 변환 (FFT) 기법이 대표적인 예이다. 본 발명의 실시 예를 위해서는 상기 두 가지 FT를 모두 사용할 수 있으나

하기의 설명에서는 설명의 편의를 위해 DFT 기법을 사용하는 것에 한정하여 설명할 것이다. 하지만 본 발명의 실시 예가 DFT에 한정되는 것으로 해석되어서는 안될 것이다.

[0047] 디코딩 및 복조부 (126)는 상기 주파수 영역에서의 변조 심볼을 소정의 복조 방식에 의해 복조하고, 상기 복조를 통해 출력되는 부호화 비트 열에 대한 디코딩을 수행한다. 상기 복조 방식과 디코딩 기법은 송신장치에서 사용된 변조방식 및 코딩 기법 및 부호화 율을 고려하여 수행될 수 있다.

[0048] 가중 벡터 계산부 (128)는 상기 FT가 수행되기 전인 시간 영역에서의 변조 심볼을 입력으로 하고, 상기 시간 영역의 변조 심볼을 사용하여 수신 가중 벡터 (**u**) 및 송신 가중 벡터 (**v**)를 계산한다. 상기 가중 벡터 계산부 (128)는 송신장치로 제공할 피드백 정보의 종류가 따라 상기 송신 가중 벡터 (**v**)에 대한 계산을 선택적으로 수행할 수도 있다. 예컨대 상기 송신 가중 벡터 (**v**)를 피드백 정보에 직접 포함시키지 않을 시에는 상기 송신 가중 벡터 (**v**)에 대한 계산을 수행하지 않을 수 있다.

[0049] 하지만 본 발명에서 제안하는 실시 예에서는 수신 가중 벡터 (**u**)를 계산하기 위해 송신 가중 벡터 (**v**)를 이용함에 따라, 상기 송신 가중 벡터 (**v**)를 계산하는 것이 바람직하다.

[0050] 상기 가중 벡터 계산부 (128)는 상기 계산한 수신 가중 벡터 (**u**)를 상기 수신 빔-포밍부 (120)로 제공하며, 상기 계산한 송신 가중 벡터 (**v**)를 피드백 정보에 포함시켜 피드백 채널을 통해 상기 송신장치로 제공한다.

[0051] 한편 상기 가중 벡터 계산부 (128)에서 수신 가중 벡터 (**u**)를 계산하기 위해 수행하는 구체적인 동작은 하기에서 도 2에서 보이고 있는 제어 흐름을 참조한 설명으로 대신하도록 한다. 그 이유로는 본 발명의 실시 예에서는 기존의 심볼 기반 빔-포밍에서 이용하는 반복 알고리즘이 아닌 비 반복 알고리즘을 사용하기 때문이다.

[0052] 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO-OFDM 통신 시스템의 수신장치에서 수신 빔-포밍을 위해 수행하는 제어 흐름을 보이고 있다. 즉 도 2에서는 본 발명의 실시 예에 따라 MIMO-OFDM 통신 시스템의 수신장치에서 송신 및 수신 빔-포밍을 위해 요구되는 송/수신 가중 벡터를 예측하는 절차를 보이고 있다.

[0053] 도 2를 참조하면, 수신장치는 210단계에서 시간 영역에서의 정보를 획득한다. 즉 상기 수신장치는 FT를 수행하기 전의 수신 신호로부터 송신 및 수신 가중치 벡터를 예측하기 위해 요구되는 정보를 획득한다.

[0054] 보다 구체적으로 설명하면, n번째 서브커리어에서의 수신 신호는 하기 <수학식 1>로 표현될 수 있다.

수학식 1

[0055] $$y_n = \mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_n\mathbf{v}s_n + \mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_n$$

[0056] 여기서 **v**는 송신 가중 벡터, **u**는 수신 가중 벡터, $\mathbf{H}_n$은 n번째 서브커리어에 해당하는 채널 주파수 응답, s_n은 n번째 서브커리어에 해당하는 데이터 심볼, $\mathbf{w}_n$은 n번째 서브커리어에 해당하는 간섭과 잡음 신호의 합을 의미한다.

[0057] 상기 <수학식 1>에서 n번째 서브커리어에 해당하는 간섭과 잡음 신호의 합을 의미하는 $\mathbf{w}_n$은 하기 <수학식 2>로 정의할 수 있다.

수학식 2

[0058] $$\mathbf{w}_n = \mathbf{h}_{\mathrm{int},n}x_{\mathrm{int},n} + \mathbf{z}_n$$

[0059] 여기서 $\mathbf{h}_{\mathrm{int},n}$는 간섭원과 수신단 사이의 채널 주파수 응답을 나타내며, $\sum_{l=0}^{L_{int}-1}\mathbf{h}_{\mathrm{int},l}e^{j2\pi ln/N}$로 정의할 수 있다. 이때 $\mathbf{h}_{\mathrm{int},l}$은 $\sigma_{\mathrm{int},l}^2\mathbf{R}_{\mathrm{int},r,l}$의 상관 행렬을 가지며, $\mathbf{R}_{\mathrm{int},r,l}$는 $\rho_{\mathrm{int},r,l}$과 $\overline{\varphi}_{\mathrm{DoA,int},l}$를 이용하여 정의할 수 있다.

[0060] 한편 간섭 성분 $x_{\text{int},n}$ 은 평균이 0이고, 분산이 $\mathbb{E}[|x_{\text{int},n}|^2]=\sigma_{\text{in}}^2$ 인 독립 동일 분포 가우시안 변수로 가정한다. 그리고 z_n 은 평균이 0이고, 상관 행렬이 $\sigma_z^2 \mathrm{I}_{M_r}$ 인 독립 동일 분포 가우시안 벡터로 가정한다.

[0061] 상기 <수학식 1>로 정의된 n번째 서브커리어에서의 수신 신호에 역 이산 푸리에 변환 (IDFT: Inverse DFT)를 취하면 하기 <수학식 3>을 얻을 수 있다. 즉 상기 <수학식 1>로 정의되는 주파수 영역에서의 수신 신호를 IDFT을 통해 시간 영역으로 변환된 수신 신호는 하기 <수학식 2>로 정의할 수 있다.

수학식 3

[0062] $$y[k]=\sum_{l=0}^{L-1}\mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_l\mathbf{v}s[k-l]+\mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}[k]$$

[0063] 여기서 $\mathbf{H}_l$ 은 l 번째 채널 탭 행렬 (matrix)를 의미한다. 그리고 상기 <수학식 3>은 다중 안테나에 의해 형성되는 MIMO 채널의 공간 상관도를 고려하기 위하여 크로네커 모델 (Kronecker model)을 기반으로 한 L개의 채널 탭을 가진 채널을 가정하였다.

[0064] 상기 l 번째 채널 탭 행렬은 $\mathbf{H}_l \sim CN(\mathbf{0},\mathbf{R}_l)$ 의 분포를 따른다. 여기서 평균 행렬은 모든 행렬 요소가 0으로 되어 있는 행렬이고, 상관 행렬은 $\mathbf{R}_l=\sigma_l^2\mathbf{R}_{t,l}\otimes\mathbf{R}_{r,l}$ 이다. 이때 σ_l^2 는 $\sum_{l=0}^{L-1}\sigma_l^2=1$ 을 만족하는 평균 전력 지연 프로 파일이고, $\otimes$ 는 Kronecker product을 나타낸다.

[0065] 상기 l 번째 채널 탭 행렬은 하기 <수학식 4>로 표현될 수 있다.

수학식 4

[0066] $$\mathbf{H}_l=\sigma_l\mathbf{R}_{r,l}^{1/2}\mathbf{G}_l\mathbf{R}_{t,l}^{\mathrm{T}/2},\quad l=0,1,\cdots,L-1$$

[0067] 여기서 $\mathbf{R}_{t,l}\in\mathbb{C}^{M_t\times M_t}$ 와 $\mathbf{R}_{r,l}\in\mathbb{C}^{M_r\times M_r}$ 는 각각 송, 수신 상관 행렬을 나타낸다. 그리고 $\mathbf{G}_l\in\mathbb{C}^{M_r\times M_t}$ 는 평균이 0이고, 분산이 1인 독립 동일 분포 가우시안 변수로 이루어진 행렬이다.

[0068] 상기 <수학식 4>에서 $\mathbf{H}_l$ 의 (a,b)번째 행렬 요소는 b번째 송신 안테나와 a번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다.

[0069] 따라서 송신 상관 행렬 $\mathbf{R}_{t,l}$ 와 수신 상관 행렬 $\mathbf{R}_{r,l}$ 각각의 (a,b)번째 행렬 요소는 하기 <수학식 5>로 표현될 수 있다.

수학식 5

[0070] $$[\mathbf{R}_{t,l}]_{(a,b)}=\rho_{t,l}^{|b-a|}e^{j2\pi(a-b)d_t\sin(\varphi_{\mathrm{DoD},l})}$$

$$[\mathbf{R}_{r,l}]_{(a,b)}=\rho_{r,l}^{|b-a|}e^{j2\pi(a-b)d_r\sin(\varphi_{\mathrm{DoA},l})}$$

[0071] 여기서 $\rho_{t,l}$, $\rho_{r,l}$, d_t, d_r, $\overline{\varphi_{\mathrm{DoD},l}}$ 와 $\overline{\varphi_{\mathrm{DoA},l}}$ 각각은 송/수신 상관 계수, 정규화된 송/수신 안테나 간의 거리, 평균 출발 방향/도착 방향 (DoD/DoA)을 의미한다.

[0072] 상술한 동작에 의해 시간 영역에서의 정보를 획득하면, 상기 수신장치는 212단계에서 OFDM 복조 전의 신호를 대상으로 SINR의 하계 값을 계산한다. 여기서 상기 OFDM 복조 전의 신호는 시간 영역, 즉 FT를 수행하기 전의 수신 신호를 의미한다.

[0073] 하기 <수학식 6>은 OFDM 복조 전, 즉 시간 영역 (time domain) 상의 SINR을 정의하고 있다.

수학식 6

[0074] $$\mathrm{SINR}_{\mathrm{pr}}(\mathbf{u},\mathbf{v})=\frac{\mathbb{E}\left[\left|\sum_{l=0}^{L-1}\mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_l\mathbf{v}s[k-l]\right|^2\right]}{\mathbb{E}\left[\left|\mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}[k]\right|^2\right]}=\frac{P_s\sum_{l=0}^{L-1}\left|\mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_l\mathbf{v}\right|^2}{\mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\mathbf{w}}\mathbf{u}}=\frac{\mathbf{u}^{\mathrm{H}}\left(P_s\sum_{l=0}^{L-1}\mathbf{H}_l\mathbf{v}\mathbf{v}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_l^{\mathrm{H}}\right)\mathbf{u}}{\mathbf{u}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\mathbf{w}}\mathbf{u}}$$

[0075] 여기서 P_s 는 서브커리어 평균 전력, $\mathbf{R}_{\mathbf{w}}$ 는 $\mathbf{w}[k]$ 의 공분산 행렬을 의미한다.

[0076] 한편 OFDM 복조 전에 SINR을 최대화 시키는 송신 가중 벡터와 수신 가중 벡터를 비 반복 알고리즘을 이용하여 구하게 된다.

[0077] 상기 <수학식 6>으로 정의된 OFDM 복조 전의 수신 SINR에 대한 하계 (lower bound) 값은 하기 <수학식 7>에 의해 정의된다.

수학식 7

[0078] $$\mathrm{SINR}_{\mathrm{pr}}(\mathbf{u},\mathbf{v})\geq\mathbf{v}^{\mathrm{H}}\left(P_s/L\sum_{l=0}^{L-1}\mathbf{H}_l^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\mathbf{w}}^{-1}\mathbf{H}_l\right)\mathbf{v}$$

[0079] 상기 수신장치는 214단계에서 상기 계산된 수신 SINR의 하계 값을 최대화하기 위한 송신 가중 벡터 (**v**)를 찾는다.

[0080] 일 예로 상기 <수학식 7>로 정의된 수신 SINR의 하계 값을 최대화 시키는 송신 가중 벡터는 하기 <수학식 8>에 의해 예측할 수 있다.

수학식 8

[0081] $$\hat{\mathbf{v}}=\Phi_{\max}\left[P_s/L\sum_{l=0}^{L-1}\mathbf{H}_l^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\mathbf{w}}^{-1}\mathbf{H}_l\right]$$

[0082] 여기서 $\Phi_{\max}[\cdot]$ 은 행렬의 최대 고유 값 (Eigen value)에 대응하는 고유 벡터 (Eigen value)를 의미한다.

[0083] 상기한 바에 의해 송신 가중 벡터 (**v**)를 예측하면, 상기 수신장치는 216단계에서 앞서 예측한 송신 가중 벡터 (**v**)를 이용하여 수신 가중 벡터 (**u**)를 예측한다.

[0084] 일 예로 상기 <수학식 8>에 의해 예측된 송신 가중 벡터 **v**를 이용하면, 하기 <수학식 9>에 의해 OFDM 복조 전에 수신 SINR을 최대화 시키는 수신 가중 벡터를 예측할 수 있다.

수학식 9

[0085] $$\hat{\mathbf{u}} = \Phi_{\max}\left[P_s \mathbf{R}_{\mathbf{w}}^{-1} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{v}\mathbf{v}^{\mathrm{H}} \mathbf{H}_l^{\mathrm{H}}\right]$$

[0086] 도 2에서는 도시하지 않았으나 상기 수신장치는 송신 및 수신 가중 벡터의 계산이 완료되면, 그 결과를 기반으로 피드백 정보를 구성한다. 상기 피드백 정보는 송신장치에서 전송할 신호에 대한 빔-포밍을 수행하기 위해 요구되는 정보를 결정하기 위해 사용된다. 따라서 상기 피드백 정보는 송신장치가 빔-포밍을 수행하는데 필요한 정보로 구성하는 것이 바람직할 것이다.

[0087] 예컨대 상기 피드백 정보는 상기 214단계에서 계산된 송신 가중 벡터를 포함하거나 송신장치에서 송신 가중 벡터를 계산하기 위해 필요한 정보를 포함할 수 있다. 일 예로 상기 송신장치에서 송신 가중 벡터를 계산하기 위해 필요한 정보는 각 서브커리어 별로 측정된 SINR 값이 될 수 있다.

[0088] 앞에서 살펴본 도 2에 따른 절차에 의해 시간 영역의 채널 정보와 간섭 및 잡음의 공 분산 행렬 정보를 이용하여 송신 가중 벡터를 구하고, 이를 이용하여 수신 가중 벡터를 구할 수 있다. 따라서 본 발명의 실시 예에서 제안한 송신 및 수신 가중 벡터를 구하는 방안은 반복 알고리즘을 사용하지 않음으로써, 송/수신 가중 벡터의 최적화가 가능한다.

[0089] 도 3은 종래 심볼 기반 빔-포밍을 위한 복소수 곱셈의 횟수와 본 발명의 실시 예에 따른 심볼 기반 빔-포밍을 위한 복소수 곱셈의 횟수를 실험 결과를 통해 비교한 일 예를 보이고 있다.

[0090] 도 3에 의하면, 동일한 채널 탭을 가지는 채널 환경 (L=2 또는 10)에서 같은 송/수신 안테나 수를 가지는 경우, 기존 심볼 기반 빔-포밍 기법을 사용할 때에 비해 본 발명의 실시 예로 제안한 저 복잡도 심볼 기반 빔-포밍 기법을 사용할 시에 복소수 곱셈 횟수를 줄일 수 있음을 보이고 있다. 상기 복소수 곱셈 횟수를 줄일 수 있다는 것은 계산 복잡도를 줄일 수 있음을 암시하는 것이라 할 수 있다.

[0091] 일 예로 L이 10이고, 송/수신 안테나의 수가 7인 경우를 가정할 때, 기존 심볼 기반 빔-포밍 기법에서는 복소수 곱셈 횟수가 7회인데 반하여 본 발명의 실시 예에서 제안하는 저 복잡도 심볼 기반 빔-포밍 기법에서는 복소수 곱셈 횟수가 1회임을 확인할 수 있다.

[0092] 도 4는 종래 심볼 기반 빔-포밍에 따른 신호 대 간접비와 본 발명의 실시 예에서의 심볼 기반 빔-포밍에 따른 신호 대 간섭비 간의 정전 용량을 비교한 일 예를 보이고 있다.

[0093] 도 4에 의하면, 기존 심볼 기반 빔-포밍 기법을 사용할 때와 본 발명의 실시 예로 제안한 저 복잡도 심볼 기반 빔-포밍 기법을 사용할 시에 SINR의 변화에 따른 10% 정전 용량의 변화가 거의 동일하게 나타남을 확인할 수 있다.

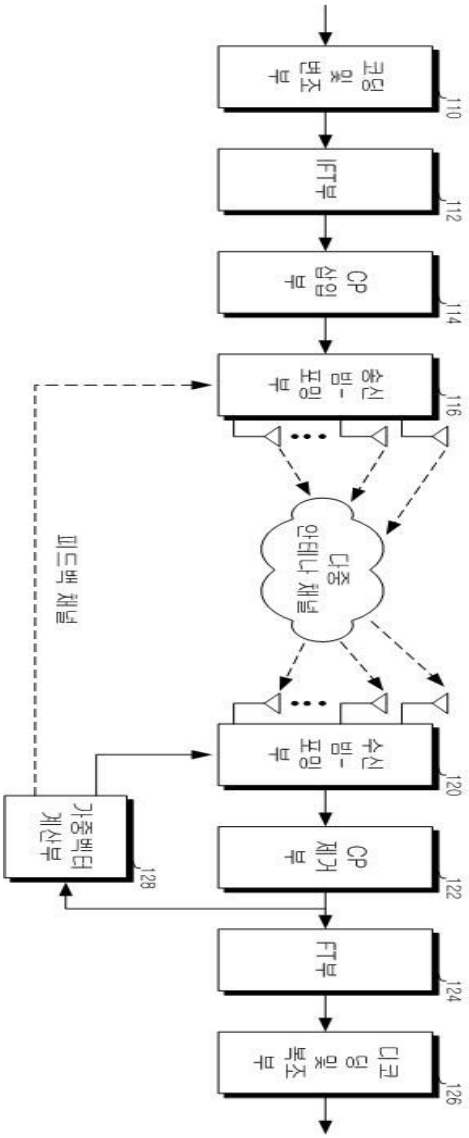
[0094] 도 5는 종래 심볼 기반 빔-포밍에 따른 공간 상관도와 본 발명의 실시 예에서의 심볼 기반 빔-포밍에 따른 공간 상관도 간의 정전 용량을 비교한 예를 보이고 있다.

[0095] 도 5에 의하면, 기존 심볼 기반 빔-포밍 기법을 사용할 때와 본 발명의 실시 예로 제안한 저 복잡도 심볼 기반 빔-포밍 기법을 사용할 시에 공간 상관도의 변화에 따른 10% 정전 용량의 변화가 거의 동일하게 나타남을 확인할 수 있다.

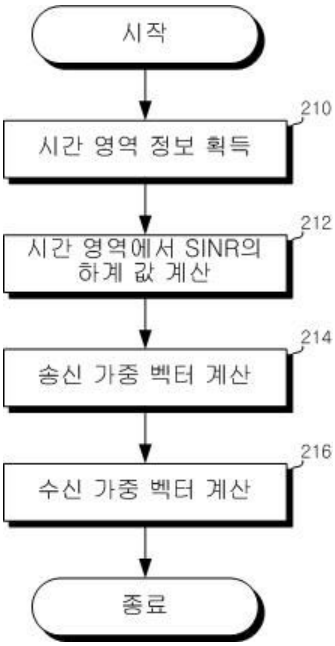
[0096] 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허 청구의 범위뿐만 아니라 이 특허 청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면

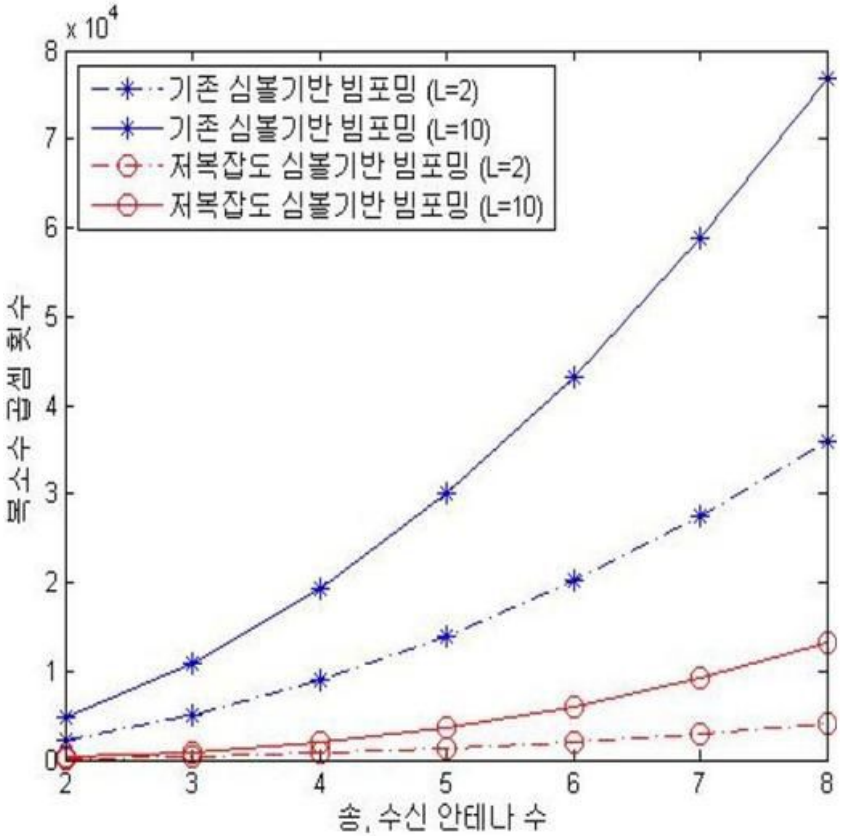
도면1


코딩 및 변조부
110
IFT부
112
CP 삽입부
114
송신 빔-포밍부
116
다중 안테나 채널
피드백 채널
수신 빔-포밍부
120
CP 제거부
122
FT부
124
디코딩 및 복조부
126
가중벡터 계산부
128

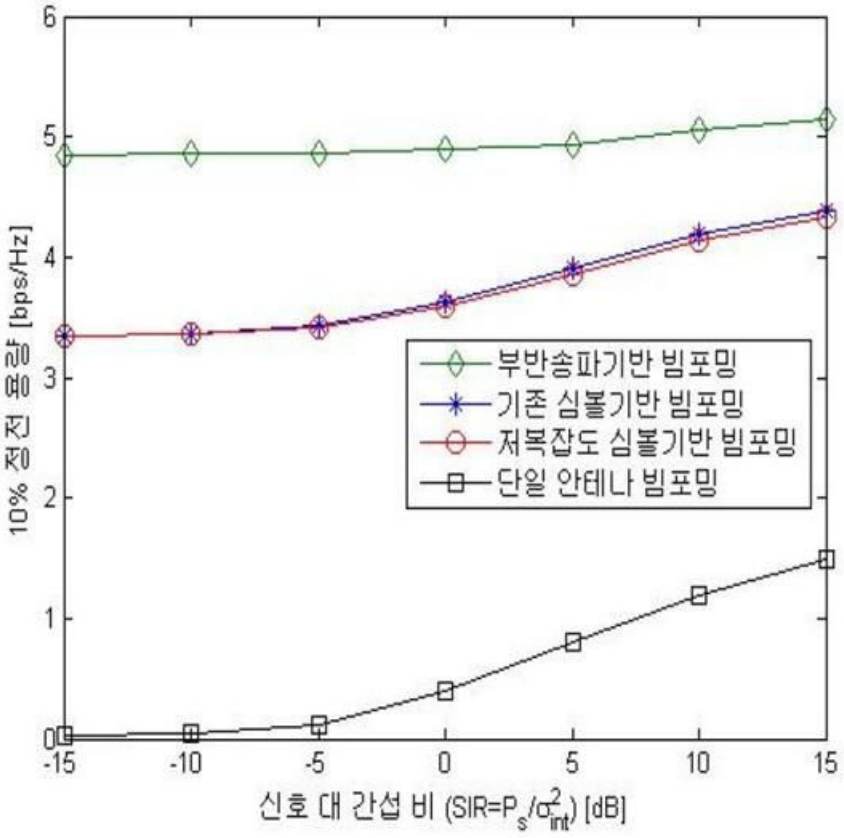
도면2


시작
210
시간 영역 정보 획득
212
시간 영역에서 SINR의 하계 값 계산
214
송신 가중 벡터 계산
216
수신 가중 벡터 계산
종료

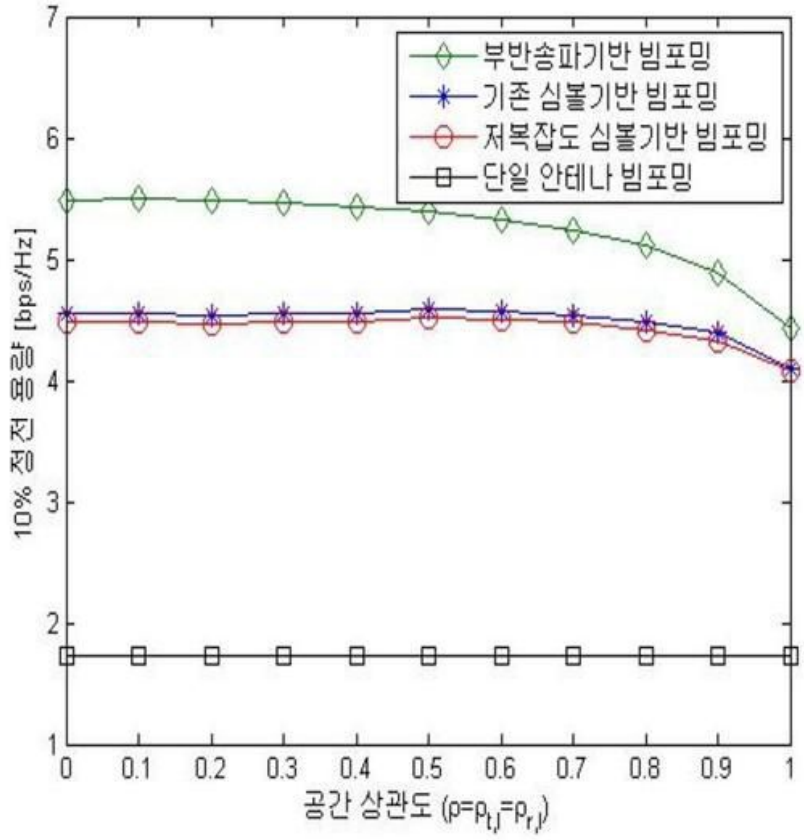
도면3


x 10^4
기존 심볼기반 빔포밍 (L=2)
기존 심볼기반 빔포밍 (L=10)
저복잡도 심볼기반 빔포밍 (L=2)
저복잡도 심볼기반 빔포밍 (L=10)
시스템 용량
송, 수신 안테나 수

도면4


10% 정전 용량 [bps/Hz]
신호 대 간섭 비 (SIR=P_s/σ^2_{int}) [dB]
부반송파기반 빔포밍
기존 심볼기반 빔포밍
저복잡도 심볼기반 빔포밍
단일 안테나 빔포밍

도면5


10% 정전 용량 [bps/Hz]
공간 상관도 ($\rho=\rho_{t,j}=\rho_{r,j}$)
부반송파기반 빔포밍
기존 심볼기반 빔포밍
저복잡도 심볼기반 빔포밍
단일 안테나 빔포밍