



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

(11) 공개번호 10-2020-0009157  
(43) 공개일자 2020년01월29일

- |   |   |
|---|---|
| <p>(51) 국제특허분류(Int. Cl.)<br/><i>H04B 7/06</i> (2017.01)</p> <p>(52) CPC특허분류<br/><i>H04B 7/06</i> (2013.01)<br/><i>H04B 7/0602</i> (2013.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2020-7002077(분할)</p> <p>(22) 출원일자(국제) 2013년05월17일<br/>심사청구일자 없음</p> <p>(62) 원출원 특허 10-2014-7035524<br/>원출원일자(국제) 2013년05월17일<br/>심사청구일자 2018년05월04일</p> <p>(85) 번역문제출일자 2020년01월21일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/US2013/041726</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2013/173809<br/>국제공개일자 2013년11월21일</p> <p>(30) 우선권주장<br/>13/475,598 2012년05월18일 미국(US)</p> | <p>(71) 출원인<br/><b>리어텐 엘엘씨</b><br/>미국 캘리포니아 마운틴 뷰 스위트 디 에스. 휘스만 로드 211 (우: 94041)</p> <p>(72) 발명자<br/><b>포렌자, 안토니오</b><br/>미국 94107 캘리포니아주 샌프란시스코 브라이언트 스트리트 355 스위트 110<br/><b>피트맨, 티모시 에이.</b><br/>미국 94107 캘리포니아주 샌프란시스코 브라이언트 스트리트 355 스위트 110<br/>(뒷면에 계속)</p> <p>(74) 대리인<br/><b>특허법인 남앤남</b></p> |
|---|---|

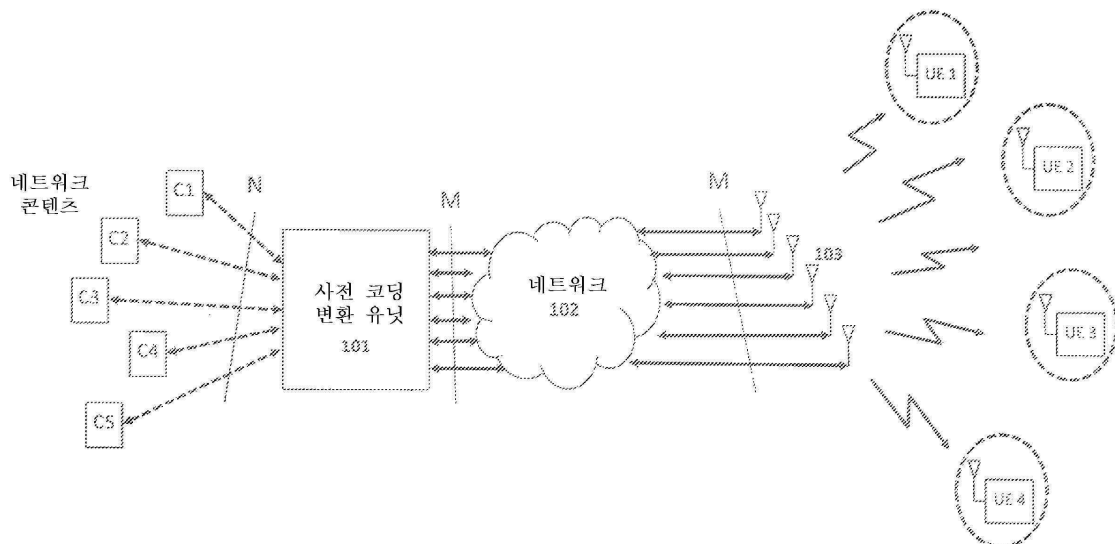
전체 청구항 수 : 총 36 항

(54) 발명의 명칭 **분산 입력 분산 출력 무선 시스템에서 공간 다이버시티를 향상시키기 위한 시스템 및 방법**

**(57) 요약**

다중 사용자(MU) 송신들을 이용하는 다중 안테나 시스템(MAS)("MU-MAS")에서 채널 선택성 지시자들을 이용함으로써 채널 공간 다이버시티를 향상시키기 위한 시스템들 및 방법들이 설명된다. 제안되는 방법들은 i) 안테나 선택; ii) 사용자 선택; iii) 송신 전력 균형화이다. 3개의 방법 모두 또는 이들의 임의의 조합은 실질적인 전파 시나리오들에서 DIDO 시스템들의 상당한 성능 이득들을 제공하는 것으로 밝혀졌다.

**대표도 - 도1**



(52) CPC특허분류

*H04B 7/0604* (2013.01)

(72) 발명자

**지라수타야순토른, 벤야부트**

미국 94107 캘리포니아주 샌프란시스코 브라이언트  
스트리트 355 스위트 110

**안드르제제위스키, 로버트 제이.**

미국 94107 캘리포니아주 샌프란시스코 브라이언트  
스트리트 355 스위트 110

**페를만, 스티븐 지.**

미국 94107 캘리포니아주 샌프란시스코 브라이언트  
스트리트 355 스위트 110

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS) 내에서 구현되는 방법으로서,

네트워크를 통해 다중 분산 기지 송수신기국(base transceiver station; BTS)들 또는 안테나들에 하나 또는 그 초과와 중앙 유닛(centralized unit)들을 통신적으로 커플링하는 단계 - 상기 네트워크는 유선 링크들, 무선 링크들 또는 이들의 조합을 포함함 -;

백홀 통신 채널로서 상기 네트워크를 이용하는 단계;

송신 안테나 선택, 사용자 선택 또는 송신 전력 균형을 이용하여 상기 MU-MAS 내의 채널 공간 다이버시티를 향상시키는 단계; 및

상기 다중 안테나들로부터 복수의 사용자 장치들에 의해 동시에 무선 전력을 수신하는 단계

를 포함하는,

방법.

#### 청구항 2

제1항에 있어서,

공간 선택성 지시자(SSI), 시간 선택성 지시자(TSI) 및/또는 주파수 선택성 지시자(FSI)가 상기 채널 다이버시티의 척도들로서 사용되는,

방법.

#### 청구항 3

제2항에 있어서,

BTS들 또는 송신 안테나들의 상이한 서브세트들을 정의하고, 상기 무선 링크들을 통한 송신을 위해 상기 SSI를 최적화하는 상기 서브세트를 선택하는 단계를 추가로 포함하는,

방법.

#### 청구항 4

제2항에 있어서,

선택 기준은 측정들로부터 도출된 SSI, TSI 및/또는 FSI 임계치들에 기초하는,

방법.

#### 청구항 5

제2항에 있어서,

모든 클라이언트 장치의 유효 채널 행렬의 최소 특이 값이 SSI로서 사용되는,

방법.

#### 청구항 6

제2항에 있어서,

모든 클라이언트 장치들로부터의 복합 채널 행렬의 최소 특이 값 또는 조건수(condition number)가 SSI로서 사용되는,

방법.

#### 청구항 7

제2항에 있어서,

일부 또는 모든 BTS들 또는 송신 안테나들로부터의 복소 채널 이득의 합계의 절대값이 TSI로서 사용되는,

방법.

#### 청구항 8

제2항에 있어서,

상기 SSI는 상기 복수의 사용자 장치들 각각의 주위의 공간에서 형상을 측정하고 예측하는데 사용되고, 각각의 형상은 상기 사용자 장치에 대한 독립적이고 그리고 동시적인 비-간섭 무선 전력을 전달하는,

방법.

#### 청구항 9

제2항에 있어서,

평균 SSI가 가변 채널 조건들에 기초하여 고정(BTS 또는 송신 안테나) 구성 및 (BTS 또는 송신 안테나) 선택 방법들 사이에서 적응적으로 선택하는 데 사용되는,

방법.

#### 청구항 10

제2항에 있어서,

상기 SSI의 시간 상관을 이용하여 최적의 BTS 또는 안테나 서브세트를 선택하면서 상기 방법의 계산 복잡성을 줄이는,

방법.

#### 청구항 11

제3항에 있어서,

SSI 임계치를 충족시키는 제1 서브세트가 발견되자마자 최적 BTS 또는 안테나 서브세트에 대한 검색을 중지하여 계산 복잡성을 줄이는,

방법.

#### 청구항 12

제3항에 있어서,

상기 방법의 계산 복잡성을 줄이기 위한 수단으로서 소정의 성능 기준에 기초하여 제한된 수의 BTS 또는 안테나 서브세트들만이 선택되는,

방법.

#### 청구항 13

제1항에 있어서,

다른 BTS들보다 큰 송신 전력을 갖는 BTS가 그의 송신 전력을 줄여서 모든 BTS들로부터 상기 클라이언트들로의 상기 전력을 균형화하는,

방법.

#### 청구항 14

제1항에 있어서,

다른 BTS들보다 큰 송신 전력을 갖는 BTS가 그의 전력 레벨을 변경 없이 유지하고, 상기 다른 BTS들이 그들의 송신 전력을 증가시켜 모든 BTS들로부터 상기 클라이언트 장치들로의 상기 전력을 균형화하는,

방법.

#### 청구항 15

제1항에 있어서,

공분산 행렬의 최대 자기 상관 계수(auto-correlation coefficient)가 송신 전력 불균형의 지시(indication)로서 사용되는,

방법.

#### 청구항 16

제15항에 있어서,

전력 균형 및 불균형 방법들 사이에서 선택하기 위해 자기 상관의 임계치들이 정의되며, 상기 임계치들은 소정의 성능 기준에 기초하여 획득되는,

방법.

#### 청구항 17

제16항에 있어서,

상기 선택은 이력 현상 루프(hysteresis loop)에 기초하며, 자기 상관의 다수의 임계치들이 상기 이력 현상에 대해 정의되는,

방법.

#### 청구항 18

제15항에 있어서,

상기 자기 상관은 송신 이득 값에 맵핑되고, 상기 값은 상기 BTS들의 전력을 조정하는 데 사용되는,

방법.

#### 청구항 19

다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS)으로서,

네트워크를 통해 다중 분산 송수신기국들 또는 안테나들에 통신적으로 커플링되는 하나 또는 그 초과 of 중앙 유닛들; 및

백홀 통신 채널로서 이용되는, 유선 링크들, 무선 링크들 또는 이들의 조합을 포함하는 상기 네트워크를 포함하고,

상기 MU-MAS는,

BTS 또는 송신 안테나 선택, 사용자 선택 및/또는 송신 전력 균형을 이용하여 채널 공간 다이버시티를 향상시키고,

상기 다중 BTS들 또는 안테나들로부터 복수의 사용자 장치들에 의해 동시에 무선 전력을 수신하는,

시스템.

#### 청구항 20

제19항에 있어서,

공간 선택성 지시자(SSI), 시간 선택성 지시자(TSI) 및/또는 주파수 선택성 지시자(FSI)가 상기 채널 다이버시티의 척도들로서 사용되는,

시스템.

#### 청구항 21

제20항에 있어서,

상기 MU-MAS는 BTS들 또는 송신 안테나들의 상이한 서브세트들을 정의하고, 상기 무선 링크들을 통한 송신을 위해 상기 SSI를 최적화하는 상기 서브세트를 선택하는,

시스템.

#### 청구항 22

제20항에 있어서,

선택 기준은 측정들로부터 도출된 SSI, TSI 및/또는 FSI 임계치들에 기초하는,

시스템.

#### 청구항 23

제20항에 있어서,

모든 클라이언트 장치의 유효 채널 행렬의 최소 특이 값이 SSI로서 사용되는,

시스템.

#### 청구항 24

제20항에 있어서,

모든 클라이언트 장치들로부터의 복합 채널 행렬의 최소 특이 값 또는 조건수가 SSI로서 사용되는,

시스템.

#### 청구항 25

제20항에 있어서,

일부 또는 모든 BTS들 또는 송신 안테나들로부터의 복소 채널 이득의 합계의 절대값이 TSI로서 사용되는,

시스템.

#### 청구항 26

제20항에 있어서,

상기 SSI는 상기 복수의 사용자 장치들 각각의 주위의 공간에서 형상을 측정하고 예측하는데 사용되고, 각각의 형상은 상기 사용자 장치에 대한 독립적이고 그리고 동시적인 비-간섭 무선 전력을 전달하는,

시스템.

#### 청구항 27

제20항에 있어서,

평균 SSI가 가변 채널 조건들에 기초하여 (BTS 또는 고정 송신 안테나) 구성 및 (BTS 또는 송신 안테나) 선택 시스템들 사이에서 적응적으로 선택하는 데 사용되는,

시스템.

#### 청구항 28

제20항에 있어서,

상기 SSI의 시간 상관을 이용하여 최적의 BTS 또는 안테나 서브세트를 선택하면서 상기 시스템의 계산 복잡성을 줄이는,

시스템.

#### **청구항 29**

제21항에 있어서,

SSI 임계치를 충족시키는 제1 서브세트가 발견되자마자 최적 BTS 또는 안테나 서브세트에 대한 검색을 중지하여 계산 복잡성을 줄이는,

시스템.

#### **청구항 30**

제21항에 있어서,

상기 시스템의 계산 복잡성을 줄이기 위한 수단으로서 소정의 성능 기준에 기초하여 제한된 수의 BTS 또는 안테나 서브세트들만이 선택되는,

시스템.

#### **청구항 31**

제19항에 있어서,

다른 BTS들보다 큰 송신 전력을 갖는 BTS가 그의 송신 전력을 줄여서 모든 BTS들로부터 상기 클라이언트 장치들의 상기 전력을 균형화하는,

시스템.

#### **청구항 32**

제19항에 있어서,

다른 BTS들보다 큰 송신 전력을 갖는 BTS가 그의 전력 레벨을 변경 없이 유지하고, 상기 다른 BTS들이 그들의 송신 전력을 증가시켜 모든 BTS들로부터 상기 클라이언트들로의 상기 전력을 균형화하는,

시스템.

#### **청구항 33**

제19항에 있어서,

공분산 행렬의 최대 자기 상관 계수가 송신 전력 불균형의 지시로서 사용되는,

시스템.

#### **청구항 34**

제33항에 있어서,

전력 균형 및 불균형 시스템들 사이에서 선택하기 위해 자기 상관의 임계치들이 정의되며, 상기 임계치들은 소정의 성능 기준에 기초하여 획득되는,

시스템.

#### **청구항 35**

제34항에 있어서,

상기 선택은 이력 현상 루프에 기초하며, 자기 상관의 다수의 임계치가 상기 이력 현상에 대해 정의되는,

시스템.

**청구항 36**

제35항에 있어서,

상기 자기 상관은 송신 이득 값에 맵핑되고, 상기 값은 상기 BTS들의 전력을 조정하는 데 사용되는, 시스템.

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 본 출원은 하기의 공개류 중인 미국 특허 출원들 및 허여된 특허들의 일부 계속 출원이다.

[0002] 미국 출원 제13/464,648호(발명의 명칭: "System and Methods to Compensate for Doppler Effects in Distributed-Input Distributed Output Systems"); 미국 출원 제12/917,257호(발명의 명칭: "Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering"); 미국 출원 제12/802,988호(발명의 명칭: "Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems"); 2012년 5월 1일자로 허여된 미국 특허 제8,170,081호(발명의 명칭: "System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements"); 미국 출원 제12/802,974호(발명의 명칭: "System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters"); 미국 출원 제12/802,989호(발명의 명칭: "System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client"); 미국 출원 제12/802,958호(발명의 명칭: "System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network"); 미국 출원 제12/802,975호(발명의 명칭: "System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems"); 미국 출원 제12/802,938호(발명의 명칭: "System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems"); 미국 출원 제12/630,627호(발명의 명칭: "System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications"); 2009년 10월 6일자로 허여된 미국 특허 제 7,599,420호(발명의 명칭: "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication"); 2009년 12월 15일자로 허여된 미국 특허 제7,633,994호(발명의 명칭: "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication"); 2009년 12월 22일자로 허여된 미국 특허 제7,636,381호(발명의 명칭: "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication"); 2012년 4월 17일자로 허여된 미국 특허 제8,160,121호(발명의 명칭: "System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications"); 미국 출원 제11/256,478호(발명의 명칭: "System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications")이며, 현재는 2010년 5월 4일자로 허여된 미국 특허 제7,711,030호; 2008년 8월 26일자로 허여된 미국 특허 제7,418,053호(발명의 명칭: "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication"); 미국 출원 제 10/817,731호(발명의 명칭: "System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave ("NVIS") Communication Using Space-Time Coding")이며, 현재는 2011년 2월 8일자로 허여된 미국 특허 제7,885,354호.

**배경 기술**

[0003] 종래 기술의 다중 사용자 무선 시스템들은 복잡성을 더하며, 주어진 사용자의 경험(예를 들어, 이용 가능 대역폭, 레이턴시(latency), 예측성, 신뢰성)이 영역 내의 다른 사용자들에 의한 스펙트럼의 이용에 의해 영향을 받는 상황을 유발하는 무선 네트워크들에 대한 제한들을 유발한다. 다수의 사용자에 의해 공유되는 무선 스펙트럼 내의 집계 대역폭에 대한 요구가 증가하고, 주어진 사용자에 대한 다중 사용자 무선 네트워크 신뢰성, 예측성 및 낮은 레이턴시에 의존할 수 있는 응용들의 성장이 증가하는 경우, 분명히 종래 기술의 다중 사용자 무선 기술은 많은 제한을 겪는다. 사실상, (예를 들어, 빌딩 벽들의 통과에 효율적인 파장들에서) 특정 타입의 무선 통신들에 적합한 스펙트럼의 제한된 가용성으로 인해, 종래 기술의 무선 기술들은 신뢰성 있고 예측 가능하고 레이턴시가 낮은 대역폭에 대한 증가하는 요구들을 충족시키기에는 불충분할 것이다.

**도면의 간단한 설명**



[0004]

특허 또는 출원 파일은 컬러로 작성된 적어도 하나의 도면을 포함한다. 컬러 도면(들)을 갖는 이러한 특허 또는 특허 공보의 사본들은 필요한 수수료의 지불 및 요청에 따라 미국 특허청에 의해 제공될 것이다.

도면들과 관련된 아래의 상세한 설명으로부터 본 발명의 보다 나은 이해가 얻어질 수 있다. 도면들에서:

<도 1>

도 1은 사전 코딩 변환 유닛으로 구성되는 다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS), 즉 MU-MAS의 일 실시예를 나타낸다.

<도 2>

도 2는 기지 송수신기 국(BTS)들이 중앙 프로세서(CP)에 직접 접속되는 일 실시예를 나타낸다.

<도 3>

도 3은 기지 송수신기 국(BTS)들이 기지국 네트워크를 통해 접속되는 일 실시예를 나타낸다.

<도 4>

도 4는 기지 송수신기 국(BTS)들이 네트워크를 통해 접속되는 다른 실시예를 나타낸다.

<도 5>

도 5는 3개의 모델을 갖는 DIDO 6x6 시스템들에 대한 시뮬레이션된 송신 공분산 행렬들을 나타낸다.

<도 6>

도 6은 다이버시티 수준의 누적 밀도 함수(CDF)는 물론, 심벌 에러 레이트(SER) 성능을 3개의 채널 모델에 대한 신호 대 잡음 비(SNR)의 함수로서 나타낸다.

<도 7>

도 7은 기지 송수신기 국들의 예시적인 분포를 나타낸다.

<도 8>

도 8은 공간 공분산 행렬의 최대 자기 상관 및 교차 상관 계수들의 함수로서 공간 선택성 지시자(SSI)를 나타낸다.

<도 9>

도 9는 3개의 채널 모델에 대한 예시적인 SSI 결과들을 나타낸다.

<도 10>

도 10은 위의 3개의 시나리오에서의 SSI의 누적 밀도 함수(CDF)의 비교를 나타낸다.

<도 11>

도 11은 하나의 측정 세트에 대한 DIDO 2x2 시스템 내의 클라이언트 장치들의 SNDR을 나타낸다.

<도 12>

도 12는 SNDR, TSI 및 SSI를 포함하는 결합 그래프(combined plot)들을 나타낸다.

<도 13>

도 13은 RX2가 높은 전력 불균형을 갖는 위치로부터 낮은 전력 불균형을 갖는 다른 위치로 이동하는 제2 채널 시나리오로부터의 결과들을 나타낸다.

<도 14>

도 14는 SSI가 증가함에 따라 심지어 RX1(고정 클라이언트)의 성능도 개선되는 것을 나타낸다.

<도 15>

도 15는 SNDR 대 평균 SSI (도 15a) 및 SSI의 표준 편차 (도 15b)를 나타낸다.

<도 16>

도 16은 클라이언트의 이동성 및 도플러 효과에 의해 유발되는 시간적 디프-페이드(deep-fade)로 인한 TSI의 표준 편차에 따라 SNDR이 어떻게 감소하는지를 나타낸다.

<도 17a>

도 17a는 최소 자기 상관 계수 및 최대 교차 상관 계수의 함수로서 그려진 식 7에서 정의되는 CN을 나타내며, 각각의 점은 100 msec의 데이터의 결과이다.

<도 17b>

도 17b는 CN으로서 정의되는 SSI의 CDF를 나타낸다.

<도 18>

도 18은 도 17a의 3차원 버전을 나타낸다.

<도 19>

도 19는 평균 CN의 함수로서의 평균 SNDR을 나타낸다.

<도 20>

도 20은 동일한 안테나별 송신 전력을 가정하여 i.i.d. 채널들에서의 상이한 차수의 DIDO 시스템들의 성능을 나타낸다.

<도 21>

도 21은 i.i.d. 채널들에서의 DIDO 4x4의 시뮬레이션된 성능을 나타낸다.

<도 22>

도 22는 식 9에서의 다이버시티 수준의 이득의 함수로서 SNR에서의 이득을 나타낸다.

<도 23>

도 23은 SNDR, ( $\lambda_{\min}$  으로 지시되는) SSI 및 (TX1, ..., M으로 지시되는 모든 송신기로부터의 복소 채널 이득의 절대값인) TSI의 트레이스들을 나타낸다.

<도 24>

도 24는 도 23에서와 같이 동일 루트를 통해 그러나 2개의 여분의 안테나를 이용하여 획득된 결과들을 나타낸다.

<도 25 내지 도 28>

도 25 내지 도 28은 DIDO 4x2, 6x4, 8x6 및 10x8 시스템들에 대한 SSI의 시뮬레이션된 SER 성능 및 CDF를 나타낸다.

<도 29>

도 29는 (5초의 기간에 걸친) 평균 SNDR 대 평균 SSI를 나타낸다.

<도 30>

도 30은 DIDO 4x4 및 6x4에 대한 결과들을 나타낸다.

<도 31>

도 31은 DIDO 2x2 및 4x2에 대한 TSI의 표준 편차의 함수로서 평균 SNDR을 나타낸다.

<도 32>

도 32는 DIDO 4x4 및 6x4에 대한 결과들을 나타낸다.

<도 33>

도 33은 4개의 DIDO 시스템에 대한 순간 SSI의 CDF를 비교한다.

<도 34>

도 34는 약 20초의 데이터를 갖는 하나의 특정 측정 세트로부터의 결과들을 나타낸다.

<도 35>

도 35는 SSI 타겟이 -15 dB로 상승하고, 결과적으로 SER 성능이 개선되는 일 실시예를 나타낸다.

<도 36>

도 36은 타겟 SSI를 올림으로써 달성되는 개선을 나타낸다.

<도 37>

도 37은 다수의 UE가 하나의 BTS 주위에 클러스터링되는 예시적인 시나리오를 나타낸다.

<도 38>

도 38은 최대 자기 상관 계수의 상이한 값들에 대한 상이한 차수의 DIDO 시스템들의 SER 성능을 나타낸다.

<도 39>

도 39는 최대 자기 상관의 상이한 값들에 대한 SSI의 CDF를 나타낸다.

<도 40>

도 40은 MU-MAS 또는 DIDO 시스템에서 모든 BTS들에 걸쳐 송신 전력을 균형화하기 위한 방법의 일 실시예를 나타낸다.

<도 41>

도 41은 MU-MAS 또는 DIDO 시스템에서 모든 BTS들에 걸쳐 송신 전력을 균형화하기 위한 방법의 다른 실시예를 나타낸다.

<도 42>

도 42는 실질적인 실외 전파 시나리오들에서의 송신 전력 균형화 방법들의 성능을 나타낸다.

<도 43>

도 43은 전력 불균형을 갖는 그리고 갖지 않는 조건수의 분포를 나타낸다.

<도 44 내지 도 46>

도 44 내지 도 46은 3개의 상이한 예, 즉 i) 송신 전력 균형화 방법을 갖지 않는 DIDO 2x2; ii) 송신 전력 균형화 방법을 갖는 DIDO 2x2; iii) 안테나 선택 방법과 연계된 송신 전력 균형화 방법을 갖는 DIDO 4x2에 대한 채널 트레이스들(SNDR, SSI 및 TSI)을 나타낸다.

<도 47>

도 47은 특정 BTS가 송신 전력 불균형의 원인(source)인 시나리오를 나타낸다.

<도 48>

도 48은 불균형을 갖는 그리고 갖지 않는 조건수 분포를 나타낸다.

<도 49 내지 도 51>

도 49 내지 도 51은 상이한 알고리즘들에 대한 채널 트레이스들을 나타낸다.

<도 52>

도 52는 4개의 클라이언트를 갖는 DIDO 시스템들에 대한 SSI의 SER 및 CDF를 나타낸다.

<도 53>

도 53은 송신을 위해 선택된 BTS들 및 그들의 상대적 사용에 대한 통계치들을 나타낸다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0005] 많은 전술한 종래 기술의 한계들을 극복하기 위한 하나의 솔루션은 분산 입력 분산 출력(DIDO) 기술의 일 실시 예이다. DIDO 기술은 아래의 특허들 및 특허 출원들에서 설명되며, 이들 모두는 본 특허의 양수인에게 양도되었고, 참고로 포함된다. 이러한 특허들 및 출원들은 본 명세서에서 때때로 집합적으로 "관련 특허들 및 출원들"로서 지칭된다.
- [0006] 미국 출원 제13/464,648호(발명의 명칭: "System and Methods to Compensate for Doppler Effects in Distributed-Input Distributed Output Systems");
- [0007] 미국 출원 제12/917,257호(발명의 명칭: "Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering");
- [0008] 미국 출원 제12/802,988호(발명의 명칭: "Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems");
- [0009] 2012년 5월 1일자로 허여된 미국 특허 제8,170,081호(발명의 명칭: "System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements");
- [0010] 미국 출원 제12/802,974호(발명의 명칭: "System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters");
- [0011] 미국 출원 제12/802,989호(발명의 명칭: "System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client");
- [0012] 미국 출원 제12/802,958호(발명의 명칭: "System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network");
- [0013] 미국 출원 제12/802,975호(발명의 명칭: "System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems");
- [0014] 미국 출원 제12/802,938호(발명의 명칭: "System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems");
- [0015] 미국 출원 제12/630,627호(발명의 명칭: "System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications");
- [0016] 2009년 10월 6일자로 허여된 미국 특허 제7,599,420호(발명의 명칭: "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication");
- [0017] 2009년 12월 15일자로 허여된 미국 특허 제7,633,994호(발명의 명칭: "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication");
- [0018] 2009년 12월 22일자로 허여된 미국 특허 제7,636,381호(발명의 명칭: "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication");
- [0019] 2012년 4월 17일자로 허여된 미국 특허 제8,160,121호(발명의 명칭: "System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications");
- [0020] 미국 출원 제11/256,478호(발명의 명칭: "System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications");
- [0021] 2008년 8월 26일자로 허여된 미국 특허 제7,418,053호(발명의 명칭: "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication");
- [0022] 미국 출원 제10/817,731호(발명의 명칭: "System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave ("NVIS") Communication Using Space-Time Coding")
- [0023] 본 특허 출원의 크기 및 복잡성을 줄이기 위해, 관련 특허들 및 출원들 중 일부의 개시 내용은 아래에서 명확하게 설명되지 않는다. 상기 개시 내용의 충분한 상세한 설명에 대해서는 관련 특허들 및 출원들을 참고하라.

[0024] 1. 시스템 모델

[0025] 아래에서는, 도 1에 도시된 바와 같이, 사전 코딩 변환 유닛(101), 네트워크(102), 및 N개의 클라이언트 장치(UE1-UE4)와 무선 통신하는 M개의 송수신기 국(103)으로 구성되는 다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS), 즉 MU-MAS가 설명된다. 사전 코딩 변환 유닛(101)은 상이한 클라이언트 장치들용으로 의도된 상이한 네트워크 콘텐츠(예로서, 웹 서버들 또는 다른 네트워크 소스들(C1-C5)로부터 스트리밍되는 비디오, 웹페이지, 비디오 게임, 텍스트, 음성 등)를 갖는 정보의 N개 스트림을 수신한다. 이하, 소정의 음성, 데이터 또는 비디오 콘텐츠를 생성하기 위해 소정의 변조/코딩 스킴 또는 프로토콜에 따라 독립 스트림(standalone stream)으로서 복조 또는 디코딩될 수 있는 정보를 포함하는, 네트워크를 통해 전송되는 데이터의 임의의 스트림을 지칭하기 위해 "정보의 스트림"이라는 용어가 사용된다. 일 실시예에서, 정보의 스트림은 독립 스트림으로서 복조 또는 디코딩될 수 있는 네트워크 콘텐츠를 운반하는 비트들의 시퀀스이다. 일 실시예에서, 이러한 네트워크 콘텐츠는 네트워크를 통해 사전 코딩 변환 유닛(101)으로 전송된다. 유선 및 무선을 포함하는 임의의 타입의 네트워크 액세스 기술이 이용될 수 있다. 추가적으로, 네트워크는 근거리 네트워크(예로서, LAN, WLAN 등), 광역 네트워크, 인터넷 또는 이들의 임의의 조합일 수 있다.

[0026] 일 실시예에서, 사전 코딩 변환 유닛(101)은 각각의 클라이언트 장치(UE1-UE4)와 설정된 각각의 통신 채널에 대한 채널 상태 정보(CSI)를 처리하여 사전 코딩 변환을 생성한다. 다른 실시예에서는, 채널 품질 정보(예로서, 신호 대 잡음 비 등) 또는 통계 채널 정보(예로서, 공간 공분산 행렬 등)를 이용하여 사전 코딩 변환을 계산한다. 사전 코딩 변환은 선형(예로서, 제로-포싱(zero-forcing)[1], 블록 대각 행렬[2], 행렬 반전 등)이거나, 비선형(예로서, 더티-페이퍼(dirty-paper) 코딩[3-5] 또는 톰린슨-하라시마(Tomlinson-Harashima) 사전 코딩[6-7])일 수 있다.

[0027] 일 실시예에서, 사전 코딩 변환 유닛(101)은 사전 코딩 변환을 이용하여 네트워크 콘텐츠(C1-C5)로부터의 정보의 N개의 스트림을 비트들의 M개 스트림으로 (소정의 알고리즘에 따라) 결합한다. 이하, 정보의 임의의 유용한 비트를 반드시 포함하지는 않고, 따라서 네트워크 콘텐츠를 검색하기 위해 독립 스트림으로서 복조 또는 디코딩될 수 없는 비트들의 임의의 시퀀스를 지칭하기 위해 "비트들의 스트림"이라는 용어가 사용된다. 본 발명의 일 실시예에서, 비트들의 스트림은 사전 코딩 변환 유닛에 의해 생성되고 M개의 송수신기 국(103) 중 하나로 전송될 주어진 수의 비트들을 통해 양자화되는 복소 기저대역 신호이다. 일 실시예에서, 비트들의 M개 스트림은 (유선/무선, 인터넷, 광역 네트워크 또는 근거리 네트워크 또는 이들의 임의의 조합일 수 있는) 네트워크(102)를 통해 사전 코딩 변환 유닛으로부터 M개의 송수신기 국(103)으로 전송된다.

[0028] 마지막으로, M개의 송수신기 국(103)은 비트들의 스트림들을 클라이언트 장치들(UE1-UE4)로 전송하며, 이 클라이언트 장치들은 정보의 스트림들을 복원하고 네트워크 콘텐츠를 복조한다. 시스템 내의 클라이언트들의 수(K)는 임의의 값일 수 있다는 점에 유의한다. 예를 들어,  $K > M$ 인 경우, 여분의  $(K-M)$ 개의 클라이언트는 관련 특허들 및 출원들에서 그리고 종래 기술(예로서, TDMA, FDMA, OFDM, CDMA 등)에서 설명되는 상이한 기술들을 통해 다중화된다. 또한,  $K \leq M$ 이지만  $K < N$ 인 경우, 정보의 하나 초과 스트림이 클라이언트 장치들 중 일부에 대해 이용 가능하다. 그러한 클라이언트 장치들은 다수의 안테나를 구비하는 경우에 기존의 MIMO 또는 DIDO 기술들을 이용하여 정보의 다수의 스트림을 복조할 수 있다.

[0029] 본 발명의 하나의 중요한 특징은, MU-MAS가 정보의 스트림들을, 네트워크를 통해 송수신기 국들(103)로 전송되는 비트들의 스트림들로 변환하고, 따라서 클라이언트 장치들(UE1-UE4)이 모든 송수신기 국들로부터 동시에 비트들의 스트림들을 수신할 때 정보의 스트림을 복원할 수 있다는 것이다. 종래 기술과 달리, 네트워크를 통해 전송되는 비트들의 M개 스트림은 정보의 N개 스트림 중 일부 또는 전부의 조합들이라는 점에 유의한다. 따라서, 클라이언트 장치가 M개의 송수신기 국 중 단지 하나의 국으로부터 비트들의 스트림을 수신하는 경우(그 국으로부터 클라이언트로의 양호한 링크 품질 및 SNR을 가정하더라도), 그 정보는 완전히 쓸모없을 것이고, 원래의 네트워크 콘텐츠를 복원하는 것은 불가능할 것이다. 모든 클라이언트 장치는 M개의 송수신기 국들의 전부 또는 이들의 서브세트로부터 비트들의 스트림들을 수신함에 의해서만 정보의 스트림들을 복원하고 네트워크 콘텐츠(C1-C5)를 복조할 수 있다.

[0030] 본 발명의 일 실시예에서, MU-MAS는 도 2에 도시되고 위에서 참조된 관련 특허들 및 출원들에 설명된 바와 같이 중앙 프로세서(CP)(201), 기지 송수신기 국(BTS)들(203) 및 사용자 장비(UE들)(UE1-UE4)로 구성되는 분산 입력 분산 출력(DIDO) 시스템이다. BTS들은 CP(201)에 도 2에서와 같이 직접 접속되거나 도 3에 도시된 바와 같이 기지국 네트워크(BSN)(301)를 통해 접속될 수 있다. 다른 실시예에서, 네트워크 콘텐츠(C1-C5) 및 BTS들(203)은, 모두 유선/무선 근거리 네트워크, 광역 네트워크 및/또는 인터넷일 수 있는, 도 4에서와 동일한 네트워크

(401)를 통해 CP(201)에 접속된다.

[0031] 클라이언트 장치들이 수신된 정보의 스트림들로부터 네트워크 콘텐츠를 신뢰성 있게 복원하기 위해서는, 무선 채널이 충분한 수의 자유도를 가져야 하거나, 대등하게는 높은 공간 다이버시티를 가져야 한다. 공간 다이버시티는 송수신기 국들(203) 및 클라이언트 장치들(UE1-UE4)의 공간 분포뿐만 아니라 전파 환경 내의 다수의 경로의 공간 분포(또는 채널 각 폭(angular spread))에도 의존한다. 이하에서는, 본 출원에서 나중에 설명되는 기술들 및 방법들에서 사용될 무선 채널의 공간 다이버시티를 평가하기 위한 상이한 기준들이 설명된다.

[0032] 2. 다이버시티 기준들 및 채널 모델들

[0033] 타겟 클라이언트 k에서 수신된 신호는 아래 식에 의해 주어진다.

### 수학식 1

[0034] 
$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^K \mathbf{W}_u \mathbf{s}_u + \mathbf{n}_k$$

[0035] 여기서,  $k=1, \dots, K$ 이고, 이때 K는 클라이언트들의 수이다. 더욱이,  $\mathbf{r}_k \in \mathbb{C}^{R \times M}$ 은 클라이언트 장치들에서 M개의 송신 DIDO 안테나 및 R개의 수신 안테나를 가정할 때 클라이언트 k에서의 수신 데이터 스트림들을 포함하는 벡터이고;  $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트 k로의 송신 데이터 스트림들의 벡터이고;  $\mathbf{s}_u \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트 u로의 송신 데이터 스트림들의 벡터이고;  $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{R \times M}$ 은 클라이언트 k의 R개의 수신 안테나에서의 추가 백색 가우스 잡음(AWGN)의 벡터이고;  $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{R \times M}$ 은 클라이언트 k에서의 M개의 송신 DIDO 안테나로부터 R개의 수신 안테나로의 DIDO 채널 행렬이고;  $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{M \times R}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트 k에 대한 DIDO 사전 코딩 가중치들의 행렬이고;  $\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{M \times R}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트 u에 대한 DIDO 사전 코딩 가중치들의 행렬이다.

[0036] 일반성의 손실 없이 표기법을 간소화하기 위해, 모든 클라이언트들은 R개의 수신 안테나를 구비하고, M개의 DIDO 분산 안테나가 존재하는 것으로 가정하며, 이때  $M \geq (R \cdot K)$ 이다. M이 수신 안테나들의 총 수보다 큰 경우, 여분의 송신 안테나들은 타겟 클라이언트들에 대한 간섭을 사전 제거하거나, 또는 미국 특허 제7,599,420호, 제7,633,994호, 제7,636,381호 및 특허 출원 제12/143,503호를 포함하는 관련 특허들 및 출원들에 설명되는 다이버시티 스킴들을 통해 동일 클러스터 내의 클라이언트들에 대한 링크 강건성(link robustness)을 개선하는 데 사용된다.

[0037] DIDO 사전 코딩 가중치들은 클라이언트간 간섭을 사전 제거하도록 계산된다. 예를 들어, 미국 특허 제7,599,420호, 제7,633,994호, 제7,636,381호 및 특허 출원 제12/143,503호 및 [2]를 포함하는 관련 특허들 및 출원들에 설명된 블록 대각 행렬(BD) 사전 코딩이 클라이언트간 간섭을 제거하는 데 사용될 수 있으며, 따라서 주요 클러스터에서 하기의 조건이 충족된다.

### 수학식 2

[0038] 
$$\mathbf{H}_k \mathbf{W}_u = \mathbf{0}^{R \times R}; \quad \forall u = 1, \dots, K; \text{ 이때 } u \neq k.$$

[0039] 조건 2를 수학식 1에 대입하면, 타겟 클라이언트 k에 대한 수신된 데이터 스트림들이 얻어지며, 여기서는 사용자간 간섭이 제거된다.

### 수학식 3

[0040] 
$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k$$

[0041] 사용자 k의 유효 채널 행렬은 아래와 같이 정의된다.

수학식 4

[0042]  $\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k$

[0043] 본 발명의 일 실시예는 다이버시티 기준을 수학식 4의 유효 채널 행렬들의 최소 특이 값들의 모든 클라이언트들에 대한 최소로서 정의한다.

수학식 5

[0044]  $\lambda_{\min} = \min_{k=1, \dots, K} \lambda_{\min}^{(k)}(\tilde{\mathbf{H}}_k)$

[0045] 다른 실시예는 아래와 같이 모든 클라이언트로부터의 채널 행렬들을 구획함으로써 얻어지는 복합 DIDO 채널 행렬의 최소 또는 최대 특이 값 또는 조건수를 사용한다.

수학식 6

[0046]  $\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix}$

[0047] 조건수(CN)는 하기와 같이 복합 DIDO 채널 행렬의 최대 및 최소 특이 값들 사이의 비로서 정의된다.

수학식 7

[0048]  $CN = \frac{\lambda_{\max}(\tilde{\mathbf{H}})}{\lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{H}})}$

[0049] 이어서, 본 출원에서 설명되는 시스템 및 방법들의 성능을 현실의 전파 조건들에서 시뮬레이션하는 데 사용될 상이한 채널 모델들을 정의한다. 공지된 크로네커(Kronecker) 구조[8,9]를 이용하고, 교차 상관 엔트리들  $r_{i,j} = \rho_c^{|i-j|}$  (이때,  $i \neq j$ ) 및 하기의 식에 의해 주어지는 자기 상관 엔트리들을 갖는 공간 공분산 행렬을 모델링한다.

수학식 8

[0050] 
$$r_{i,i} = \begin{cases} \rho_a & i = 1 \\ \frac{(N - \rho_a)(N - i + 1)}{\sum_{n=1}^{N-1} n} & i > 1 \end{cases}$$

[0051] 수학식 8의 모델의 이점은 공간 공분산 행렬의 대각 엔트리들을 단 하나의 파라미터  $\rho_a$ 의 함수로서 나타내는 것을 가능하게 한다는 점이다.

[0052] 송신 공간 공분산 행렬에 대한 3개의 상이한 채널 모델, 즉 i) 독립적인 동일 분산 모델들을 근사화하는  $\rho_c = 0.00001, \rho_a = 1$  을 갖는 "i.i.d. 모델"; ii) 안테나들이 동일한 송신 전력을 갖고, (예로서, MIMO 시스템들에서의 코너 사례와 같이) 서로 근접하여 높은 교차 상관 계수들을 생성하는 무선 시스템들을 시뮬레이

선하기 위한,  $\rho_c = 0.8, \rho_a = 1$  을 갖는 "고도 교차 상관 모델"; iii) 낮은 공간 상관을 생성하기 위해 넓은 영역에 걸쳐 안테나들이 분산되지만, 하나의 안테나가 (DIDO 시스템들에서의 코너 사례와 같이) 모든 클라이언트들에 대한 그의 근접으로 인해 나머지 모든 안테나들보다 큰 전력을 갖는 무선 시스템들을 시뮬레이션하기 위한,  $\rho_c = 0.00001, \rho_a = 5.9$  를 갖는 "고도 자기 상관 모델"을 정의한다. 이러한 3개의 모델을 갖는 DIDO 6x6 시스템들에 대한 시뮬레이션된 송신 공분산 행렬들이 도 5에 도시된다. 아래에 제공되는 모든 결과들에서는, 클라이언트들이 넓은 영역에 걸쳐 서로 여러 파장 떨어져 분포되는 것으로 가정하므로 수신 공분산 행렬이 항등 행렬인 것으로 가정한다.

[0053] 도 6은 다이버시티 기준(즉, 최소 특이 값)의 누적 밀도 함수(CDF)뿐만 아니라 심벌 에러 레이트(SER) 성능을 전술한 3개의 채널 모델에 대한 신호 대 잡음 비(SNR)의 함수로서 나타낸다. "고도 교차 상관 모델" 및 "고도 자기 상관 모델"에서의 SER 성능은 공간 다이버시티의 부족으로 인해 저하된다는 점에 유의한다. "고도 교차 상관 모델"에서, 다이버시티의 부족은 MIMO 어레이의 송신 안테나들에 걸치는 높은 공간 상관성에 기인한다. "고도 자기 상관 모델"에서, 다이버시티의 감소는 송신 안테나들 중 하나의 송신 안테나와 나머지 송신 안테나들 간의 송신 전력 불균형에 기인한다. "고도 교차 상관 모델"에서 공간 다이버시티를 개선하기 위한 한 가지 방법은 안테나들을 멀리 이격시키는 것인데, 이는 실제의 MIMO 시스템들에서는 금지될 수 있다. "고도 자기 상관 모델"에서는, 본 특허 출원에서 나중에 설명되는 바와 같이, 분산된 안테나들 간의 송신 전력을 균형화함으로써 다이버시티가 증가될 수 있다.

[0054] DIDO 시스템들에서 다양한 전파 조건들에 대해 다이버시티 기준이 수집되었다. 실험 캠페인에서, 도 7에 도시된 바와 같이, 팔로 알토 시내의 상이한 빌딩들 내에 설치된 DIDO BTS들이 사용되었다. 다양한 전파 시나리오들에서 그리고 팔로 알토 시내 주변의 송신 BTS들 및 수신 안테나 위치들의 상이한 조합들을 이용하여 DIDO 2x2 시스템들에 대해 수학식 5에서 "공간 선택성 지시자"(SSI)를 측정함으로써 시작하였다.

[0055] 도 8은 공간 공분산 행렬의 최대 자기 상관 및 교차 상관 계수들의 함수로서 SSI를 나타낸다. 각각의 점은 5초의 기간에 걸쳐 공간 공분산 행렬을 평균함으로써 얻어지며, 이는 실험들에서 고려되는 속도(즉, 정지 클라이언트들뿐만 아니라 3 mph로 이동하는 클라이언트들)에서 페이딩 효과를 평균하기에 충분하다. (높은 채널 공간 선택성을 나타내는) SSI의 최대 값들은 최대 교차 상관이 "0" (즉, 안테나들 간의 큰 물리적 간격 또는 높은 채널 각 쪽으로 인한 송신 안테나들 간의 낮은 공간 상관성)이고, 최대 자기 상관이 "1" (즉, 송신 안테나들 간의 양호한 전력 균형)일 때 얻어진다는 점에 유의한다. 이러한 2개의 사례로부터 벗어나는 임의의 시나리오는 SSI의 낮은 값들 및 낮은 공간 다이버시티를 생성한다.

[0056] 도 9는 전술한 3개의 채널 모델에 대한 SSI 결과들을 나타낸다. 도 9a의 "i.i.d." 사례는 DIDO BTS들이 서로 물리적으로 너무 멀리 떨어진 시나리오들을 나타내고, "고도 교차 상관" 사례는 클라이언트들이 커버리지 영역 내의 임의의 장소로 이동할 수 있게 하면서 송신 안테나들을 1 파장 이격시킴으로써 얻어졌으며, "고도 자기 상관" 사례는 도 7에서 모든 클라이언트들을 안테나(10) 근처에 배치하여 이 안테나가 다른 송신기보다 큰 송신 전력을 갖게 함으로써 얻어졌다. 모든 그래프 내의 핑크색 원은 자기 및 교차 상관 계수들의 평균을 나타낸다. 도 9b에서, 평균 교차 상관은 작은 안테나 간격으로 인해 도 9a로부터 증가하고, 평균 자기 상관은 송신 전력 균형으로 인해 감소한다. 반대로, 도 9c에서, 평균 자기 상관은 송신 전력 불균형으로 인해 증가하며, 평균 교차 상관은 BTS들 간의 더 큰 안테나 간격으로 인해 감소한다.

[0057] 도 10은 위의 3개의 시나리오에서의 SSI의 누적 밀도 함수(CDF)를 비교한다. i.i.d. 사례는 나머지 2개의 채널 조건을 능가하는 최상의 성능을 제공한다.

[0058] 다음으로, DIDO 시스템들의 신호 대 잡음 플러스 왜곡 비(SNDR) 및 SER 성능이 공간 및 시간 변화의 함수로서 어떻게 변하는지를 분석한다. 공간 변화들은 위에서 정의된 SSI를 통해 측정된다. 시간 변화들은 "시간 선택성 지시자"(TSI)를 통해 측정된다. 본 발명의 일 실시예는 DIDO 시스템 내의 일부 또는 모든 송신 안테나들로부터의 복소 채널 이득의 합계의 절대값으로서 TSI를 정의한다. 채널 변화들, 디프-페이드 레이트 또는 지속기간을 추적하는 임의의 다른 기준이 TSI로서 사용될 수 있다. 도 11의 최상위 행은 하나의 측정 세트에 대한 DIDO 2x2 시스템 내의 양 클라이언트 장치의 SNDR을 나타낸다. 두 번째 행은 TSI를 나타내며, 클라이언트 1의 TSI는 그의 정지 상태로 인해 평탄한 반면, 클라이언트 2의 TSI는 클라이언트의 이동성으로 인해 시간이 지남에 따라 페이드된다는 점에 유의한다. 세 번째 행은 2개의 송신기 각각에 대한 SSI뿐만 아니라 자기 상관 계수들을 나타낸다. 2개의 자기 상관 계수가 "1"에 가까울 때, SSI가 증가한다는 점에 유의한다.

[0059] 도 12는 위의 결과들 모두를 하나의 그래프 상에 결합한다. 제1 수신기(즉, RX1)의 경우, SNDR 트레이스



(trace)는 클라이언트가 정지해 있고 TSI가 평탄한 경우에도 페이드된다는 점에 유의한다. 사실상, RX2의 이동성으로 인해, SSI는 시간이 지남에 따라 변하며, 이러한 변화들은 RX1에 대해서도 SNDR 페이드들을 생성한다. 더욱이, SSI는 TSI와 무관하게 페이드될 수 있다는 점에 유의한다. 사실상, TSI 페이드들은 다수의 경로의 파괴적 간섭으로 인한 양 송신기로부터의 열악한 신호 품질을 지시하지만, DIDO 채널은 여전히 다수의 공간 데이터 스트림을 지원하기에 충분한 공간 자유도(즉, 큰 SSI)를 가질 수 있다. 대안적으로, SSI 페이드들은 DIDO 채널 행렬이 특이 값을 갖고 다수의 병렬 데이터 스트림을 지원할 수 없지만, 모든 송신 안테나들로부터의 신호 품질이 여전히 양호하여 큰 TSI를 생성할 수 있다는 것을 나타낸다. 본 발명은 TSI, SSI 또는 이 2개의 기준의 조합을 이용하여 채널 다이버시티를 평가하고 시스템 파라미터들을 조정하여 다이버시티를 향상시킨다.

[0060] SSI는 DIDO 시스템들에서 코히런스의 영역들을 측정하고 예측하는 데 사용될 수 있다. 예를 들어, 본 발명의 일 실시예는 SSI를 측정하고, 시간 경과에 따라 계속 그를 추적하고, 그의 미래의 거동을 예측한다. 그러한 예측에 기초하여, 송신 및 수신 시스템 파라미터들 둘 모두(예로서, 송신에 사용할 BTS들의 수 또는 데이터 스트림들을 수신하기 위한 클라이언트 장치들의 수)를 적응시킨다.

[0061] 도 13은 RX2가 높은 전력 불균형을 갖는 위치로부터 낮은 전력 불균형을 갖는 다른 위치로 이동하는 제2 채널 시나리오로부터의 결과들을 나타낸다. 이러한 변화의 결과는 SSI 개선이다. 도 14는 동일 측정 시나리오에 대한 요약을 나타내며, SSI가 증가함에 따라 심지어 RX1(정지 클라이언트)의 성능도 개선된다는 점에 유의한다.

[0062] 전과 조건들의 대형 세트에서 SSI와 대비하여 SNDR 성능을 비교하였다. 도 15는, 도 15a에서 SNDR 대 평균 SSI를, 그리고 도 15b에서 SNDR 대 SSI의 표준 편차를 나타낸다. 각각의 점은 5초의 기간에 걸쳐 수집된 하나의 측정치를 나타낸다. 적색 실선은 모든 측정 지점들의 선형 회귀를 나타내며, 여기서 측정치들 중 상위 및 하위 10%는 회귀 계산으로부터 배제되었다. 도 15a에서 평균 SNDR은 무선 채널에서 이용 가능한 큰 공간 밀도로 인해 평균 SSI의 함수로서 증가한다는 점에 유의한다. 예를 들어, 큰 전력 불균형에 의해 특성화되는 시나리오들은 낮은 평균 SSI를 생성하고, 이는 낮은 SNDR로 이어진다. 더욱이, 도 15b에서 평균 SNDR은 클라이언트 이동성으로 인한 SSI의 빈번한 디프-페이드들로 인해 SSI의 표준 편차의 함수로서 감소한다. 실제의 시스템들에서 SSI의 평균 및 표준 편차는 효율적인 메모리 이용 및 계산 복잡성의 감소를 위해 망각 인자(forgetting factor)를 이용하는 실행 평균 기술들 또는 방법들을 통해 계산될 수 있다는 점에 유의한다.

[0063] 도 16은 시간 채널 변화들에 대한 유사한 결과들을 나타낸다. SNDR은 클라이언트의 이동성 및 도플러 효과에 의해 유발되는 시간적인 디프-페이드로 인해 TSI의 표준 편차에 따라 감소한다.

[0064] 본 발명의 다른 실시예는 조건수(CN)를 SSI로서 사용한다. 수학식 7에서 정의되는 CN은 도 17b에서 최소 자기 상관 계수 및 최대 교차 상관 계수의 함수로서 도시되며, 여기서 모든 점은 100 msec의 데이터의 결과이다. 유효 채널 행렬의 최소 특이 값과 달리, 더 낮은 CN은 높은 공간 다이버시티를 갖는 채널들을 나타낸다. 도 17a는 CN으로서 정의되는 SSI의 CDF를 나타낸다. 도 18은 도 17a의 3차원 버전을 나타낸다.

[0065] 도 19는 평균 SNDR을 평균 CN의 함수로서 나타낸다. 모든 점은 20초의 데이터에 대한 평균을 나타낸다. SNDR은 평균 CN의 값이 증가함에 따라 저하된다는 점에 유의한다.

[0066] 3. 송신 안테나 선택을 위한 방법들

[0067] 무선 링크에서 공간 자유도를 증가시키기 위한 한 가지 방법은 시스템 내의 클라이언트들의 수보다 많은 송신 안테나를 추가하고, 소정의 SSI 성능 타겟을 충족시키는 안테나들 중에서 선택하는 것이다. 이러한 알고리즘은 [10] 및 본 출원인의 이전 미국 특허 제7,636,381호에 설명된 바와 같이 송신 안테나 선택으로 알려져 있다. 일 실시예에서, 송신 안테나 서브세트들의 모든 가능한 조합이 먼저 식별된다. 이어서, 안테나 세트들 각각에 대해 SSI가 계산된다. 마지막으로, 다이버시티 기준 또는 SSI를 최대화하는 세트가 최적의 송신 안테나 서브세트로서 선택된다.

[0068] 도 20은 동일한 안테나별 송신 전력을 가정하여 i.i.d. 채널들에서의 상이한 차수의 DIDO 시스템들의 성능을 나타낸다. SSI는 CDF가 좌측으로 시프트되어 2x2로부터 8x8로 진행함에 따라 송신 안테나들의 수를 증가시키기 위해 저하되지만, SER 성능은 임의의 차수의 DIDO에 대해 유사하다.

[0069] 도 21은 i.i.d. 채널들에서의 DIDO 4x4의 시뮬레이션된 성능을 나타낸다. 안테나 선택은 타겟 SER에 따라 상당한 SNR 이득을 제공한다. 예를 들어, 1%의 SER 타겟에서, 2개의 여분의 안테나를 추가함으로써 이득이 12 dB이거나, 0.1%의 타겟에서 그러한 이득은 18 dB까지 증가한다. 또한, 도 21b는 SSI의 CDF가 향상된 공간 다이버시티로 인해 안테나 선택에 따라 향상된다는 것을 나타낸다. 도 21에서는 유효 채널 행렬의 최소 특이 값의 (모든 가능한 송신 안테나 서브세트들에 걸친) 최대치가 도시된다는 점에 유의한다. 도 21b에서는 CDF의 평균 값

이 하기와 같이 데시벨 단위로 정의된다.

**수학식 9**

$$D_{dB} = 20 \log_{10} \left( E \left\{ \max(\lambda_{min}) \right\} \right)$$

[0070]

[0071]

도 22는 수학식 9의 다이버시티 기준의 이득의 함수로서 SNR 이득을 나타낸다. 표 a)의 값들은 도 21a의 시뮬레이션된 SER 성능으로부터 얻어진다. 도 22b에서 2개의 이득 사이에는 선형에 가까운 관계가 존재한다는 점에 유의한다. 본 발명의 일 실시예에서, 평균 SSI는 선택 알고리즘을 이용할지의 여부를 결정하는 데 사용된다. 사실상, SSI가 모든 안테나 서브세트들에 대해 계산되어야 하므로, 안테나 선택 알고리즘들은 추가적인 계산 복잡성을 요구한다. 어떤 채널 조건들에서 안테나 선택 알고리즘이 실제로 필요한지를 이해하는 것은 불필요할 때 알고리즘을 턴오프하는 것을 가능하게 하여, 시스템의 계산 복잡성을 개선한다. 예를 들어, 평균 SSI가 소정의 임계치를 초과하는 경우, 안테나 선택 알고리즘을 트리거할 필요가 없으며, 고정된 수의 안테나가 송신을 위해 사용된다. 평균 SSI가 (예를 들어, 클라이언트의 이동성으로 인해) 감소하는 경우, 알고리즘은 무선 링크를 통한 송신을 위해 최상의 안테나 서브세트가 선택되도록 안테나 선택 알고리즘을 트리거할 것이다.

[0072]

SSI 임계치는 실제의 측정들로부터의 실험 데이터를 분석함으로써 사전에 계산될 수 있다. 예를 들어, 도 23은 SNDR, ( $\lambda_{min}$ 으로 지시되는) SSI 및 (TX1, ..., M으로 지시되는 모든 송신기로부터의 복소 채널 이득의 절대값인) TSI의 트레이스들을 나타낸다. 모든 트레이스들을 동일 그래프 내에 맞추면서 중첩(overlap)을 피하기 위해 TSI 트레이스들로부터 20 dB를 의도적으로 뺐다는 점에 유의한다. 이러한 실험에서, 제1 클라이언트(RX1)는 정지 상태인 반면, 제2 RX2는 이동한다. 심지어 정지 클라이언트의 경우에도 SNDR 트레이스는 SSI 트레이스에서의 페이드들로 인해 시간 경과에 따라 변한다는 점에 유의한다. 특히, SSI가 -10 dB 아래로 떨어질 때마다, SNDR은 디프-페이드들을 겪는다. -10 dB를 SSI에 대한 임계치로서 선택한다. 본 발명은 이러한 SSI 값으로 한정되지 않으며, 상이한 성능 기준들에 기초하여 다른 값들이 선택될 수 있다. 이동 클라이언트의 경우, SSI 페이드들 또는 TSI 페이드들에 의해 디프-페이드들이 유발된다. 전술한 바와 같이, 이러한 두 가지 타입의 페이드들은 상관되지 않으며 상이한 시간들에 발생할 수 있다.

[0073]

도 24는 도 23에서와 동일한 루트를 통해, 그러나 2개의 여분의 안테나를 이용하여, 획득된 결과들을 나타낸다. 순간 채널은 고속 페이딩 효과로 인해 실험마다 상이하기 때문에, SNDR 트레이스는 도 24의 트레이스와 정렬되지 않는다는 점에 유의한다. 2개의 여분의 안테나를 추가하고 송신 안테나 선택 알고리즘을 실행함으로써, SSI 트레이스로부터 디프-페이드들을 제거하고 양 클라이언트의 SNDR 성능을 개선하는 것이 가능하다는 점에 유의한다. 도 24a는 정지 클라이언트가 어떠한 SNDR 디프 페이드도 겪지 않는다는 것을 나타낸다. 도 24b는 이동 클라이언트의 SNDR 페이드들이 TSI에만 기인하는 반면, SSI 페이드들이 완전히 제거된다는 것을 나타낸다.

[0074]

본 발명의 일 실시예는 사전 정의된 임계치보다 높은 SSI를 제공하는 제1 안테나 서브세트에 도달할 때까지 가용 송신 안테나 서브세트들을 통해 스캐닝한다. 그러한 서브세트가 발견되면, 검색이 중지되며, 이로써 알고리즘의 계산 복잡성이 감소한다.

[0075]

도 23 및 도 24에서, SSI는 높은 이득의 기간들과 교대하는 디프 페이드의 기간들을 갖는 구조화된 거동을 나타낸다는 것이 밝혀졌다. SSI의 연속 샘플들 간의 이러한 시간 상관성은 안테나 서브세트 선택 알고리즘의 복잡성을 줄이는 데 이용될 수 있다. 일 실시예에서는, SSI가 디프 페이드를 겪고 그 값이 사전 정의된 임계치 아래로 떨어질 때까지 동일한 안테나 서브세트가 유지된다. 다른 실시예에서, 시스템은 과거에 선택된 안테나 서브세트의 통계치를 계속 추적하며, 미래의 송신을 위해 그러한 것들만을 선택한다.

[0076]

시스템의 계산 복잡성을 줄이기 위한 다른 방법은 안테나 선택 방법을 이용하여 선택될 송신 안테나들의 조합들의 수를 줄이는 것이다. 도 25 내지 도 28은 DIDO 4x2, 6x4, 8x6 및 10x8 시스템들에 대한 SSI의 시뮬레이션된 SER 성능 및 CDF를 나타낸다. 이러한 모든 시스템들은 클라이언트들의 수보다 2개 여분의 안테나들을 이용한다. 상이한 수( $N_s$ )의 안테나 서브세트들에 대한 성능이 도시된다. 임의의 DIDO 차수에 대해, 안테나 서브세트들의 모든 가능한 조합들을 이용하여 동일 시스템의 SER 성능에 근접하기 위해 10개 이하의 송신 안테나 서브세트들로 충분하다는 점에 유의한다. 안테나 서브세트들의 수를 줄이는 것은 모든 안테나 서브세트들에 대해 SSI가 계산될 필요가 없으므로 계산 복잡성의 상당한 감소를 생성할 수 있다. 본 발명의 일 실시예는 시스템 성능을 이상적인 성능에 가깝게 유지하면서 시스템의 계산 복잡성을 줄이기 위한 수단으로서 제한된 수의 서브세트

들을 선택한다.

[0077] 본 발명의 일 실시예는 SSI와 TSI의 조합을 이용하여 최적의 안테나 서브세트를 선택한다. 예를 들어, 최대 SSI 및 TSI를 제공하는 안테나 서브세트가 선택된다. 다른 실시예는 사전 정의된 임계치를 초과하는 SSI를 제공하는 모든 안테나 서브세트들을 식별하는 제1 선택 단계를 정의한다. 이어서, 제2 선택 단계가 가장 큰 TSI를 생성하는 서브세트를 선택한다. 대안적으로, TSI에 대해 다른 임계치가 정의되고, SSI 및 TSI 임계치들 둘 모두를 충족시키는 서브세트가 선택된다.

[0078] 단일 캐리어 시스템들에 대한 전술한 모든 방법들 및 결과들은 "주파수 선택성 지시자"(FSI)를 정의함으로써 다중 캐리어 및/또는 OFDM 시스템들로 직접 확장될 수 있다. 예를 들어, OFDM 시스템들에서, 모든 톤(tone)은 주파수 평탄 채널을 경험한다. 게다가, 전술한 모든 방법들은 톤 기준(tone-by-tone basis)으로 적용될 수 있다. 다른 실시예에서는, SSI, TSI 및 FSI의 상이한 조합들을 이용하여, 전술한 기준들에 따라 최적의 안테나 서브세트를 선택한다.

[0079] 마지막으로, 다양한 전파 조건들에서의 안테나 선택 알고리즘들의 성능을 도시한다. 도 29는 (5초의 기간에 걸친) 평균 SNDR 대 평균 SSI를 나타낸다. 큰 평균 SSI는 높은 공간 다이버시티를 갖는, 이로써 큰 평균 SNDR을 생성하는 채널들을 지시한다. DIDO 2x2로부터 4x2로 진행하는 안테나 선택에 사용되는 2개의 여분의 안테나는 평균 SNDR 및 SSI 둘 모두를 증가시킨다는 점에 유의한다. DIDO 4x4 및 6x4에 대한 유사한 결과들이 도 30에 도시된다.

[0080] 도 31은 DIDO 2x2 및 4x2에 대한 TSI의 표준 편차의 함수로서 평균 SNDR을 나타낸다. 높은 표준 편차는 SNDR 성능을 저하시키는 도플러 효과로 인한 큰 시간 선택성을 지시한다. DIDO 4x4 및 6x4에 대한 유사한 결과들이 도 32에 도시된다.

[0081] 마지막으로, 도 33은 전술한 4개의 DIDO 시스템 모두에 대한 순간 SSI의 CDF를 비교한다. 4x4는 고차 DIDO로 스위칭할 때의 자유도의 감소로 인해 2x2보다 나쁜 CDF 성능을 갖는다는 점에 유의한다. 둘 모두의 사례에서, 송신 선택 알고리즘들을 이용하여 2개의 여분의 안테나를 추가하는 것은 SSI 성능의 상당한 개선을 제공한다.

[0082] 4. 사용자 선택을 위한 방법들

[0083] 일 실시예에서, 공간 다이버시티는 DIDO 채널들에서 사용자 선택을 통해 향상된다. 이러한 실시예에서, 시스템에서 이용 가능한 주어진 수의 송신 안테나들에 대해 무선 채널에서 충분한 자유도가 존재하지 않는 경우, 시스템은 하나 또는 다수의 클라이언트로의 송신을 중지한다. 이러한 기술은 SSI를 이용하여 무선 링크에서의 공간 다이버시티를 측정할 수 있다. SSI가 사전 정의된 임계치 아래로 떨어질 때, 하나 또는 다수의 클라이언트가 중지된다.

[0084] 본 발명의 일 실시예에서는, 가장 빠르게 이동하는 클라이언트가 중지된다. 사실상, 가장 높은 도플러 효과를 경험하는 클라이언트가 디프-페이드들을 겪을 가능성이 가장 높다. 다른 실시예는 TSI 및 FSI를 이용하여 더 낮은 채널 품질을 갖는 클라이언트를 선택하고, 그 클라이언트를 중지한다. 클라이언트가 중지될 때, 그 기간 동안 송신되는 비트들은 손상되며, 그러한 비트들은 순방향 에러 정정(FEC) 코딩을 통해 복구될 수 있다. 다른 실시예는 TDMA, FDMA, OFDMA 또는 CDMA와 같은 대안적인 다중화 기술을 이용하여, 중지된 클라이언트들을 서빙한다.

[0085] 도 34는 약 20초의 데이터를 갖는 하나의 특정 측정 세트로부터의 결과들을 나타낸다. 첫 번째 행은 RX1(정지 클라이언트) 및 RX2(이동 클라이언트)로 표시되는 2개의 클라이언트에 대해 측정된 SNDR 트레이스를 나타내고; 두 번째 행은 4-QAM 배열(constellation)들을 신뢰성 있게 복조하기 위해 10 dB로 고정된 타겟을 갖는 시뮬레이션된 SNDR이고; 세 번째 행은 시뮬레이션된 SER이고; 마지막으로, 네 번째 행은 SSI 및 자기 상관 계수들을 나타낸다. RX1이 정지한 경우에도 그의 SNDR은 낮은 SSI에 의해 지시되는 바와 같이 공간 다이버시티의 부족으로 인해 타겟 아래로 떨어진다. SSI 타겟이 너무 낮은 경우(즉, 도면에서 -20 dB), 사용자 선택 알고리즘은 결코 트리거되지 않으며, RX1은 심한 SER 저하를 겪는다.

[0086] 도 35는 SSI 타겟이 -15 dB로 상승되고, 그 결과 SER 성능이 향상되는 예를 나타낸다. 도 36에서와 같이 타겟 SSI를 -10 dB로 더 상승시킴으로써 추가적인 향상이 달성되며, 이 경우에 RX1에 대한 SER은 측정 기간 전반에서 0으로 감소한다. 이 경우, SSI 임계치는 SER 성능에 기초하여 결정되지만, 본 발명은 그에 한정되지 않으며, 임의의 다른 성능 기준이 그에 대해 사용될 수 있다.

[0087] 5. 송신 전력 균형을 위한 방법들

- [0088] 클라이언트들의 대부분 또는 전부가 하나의 BTS 주변에 있고 나머지 모든 BTS들로부터 멀리 있어서, 하나의 BTS가 나머지 BTS들보다 송신 전력이 높을 때, 송신 전력 불균형이 발생한다. 송신 전력 불균형은 채널 공간 다이버시티를 줄이며(즉, SSI를 감소시키며), 이로써 시스템 성능에 악영향을 준다. (정사각형으로 식별되는) 다수의 UE(3701)가 (원으로 식별되는) 하나의 특정 BTS(3702) 주위에 클러스터링되고 나머지 BTS들로부터 멀리 떨어져 배치되는 하나의 예시적인 시나리오가 도 37에 도시된다. 이러한 시나리오는 예를 들어 클라이언트들의 그룹이 하나의 위치에서의 이벤트에 참여하고, 모든 다른 BTS들이 멀리 떨어져 있을 때 발생할 것이다. 본 발명의 일 실시예는 모든 BTS들로부터 모든 클라이언트들에서 수신되는 전력이 균형화되도록 BTS들의 전력을 적응적으로 조정한다. 본 발명의 일 실시예에서, 모든 다른 BTS들보다 높은 전력을 갖는 BTS의 전력은 클라이언트들에 의해 수신되는 전력이 모든 다른 BTS들로부터 수신되는 전력과 균형을 이룰 때까지 감소된다. 본 발명의 다른 실시예에서, 모든 다른 BTS들로부터의 전력은 모든 BTS들로부터 모든 클라이언트로 수신되는 전력 레벨이 균형화될 때까지 증가된다.
- [0089] 채널 상호성을 이용하는 TDD 시스템들에서, 다운링크에 대한 채널 상태 정보(CSI)는 업링크로부터 얻어진다. 업링크 훈련 신호는 BTS의 수신기에서의 ADC에 의해 양자화되며, 따라서 ADC의 비트들의 수에 따라 제한된 동적 범위를 갖는다. 모든 클라이언트들이 BTS들 중 하나의 BTS 주위에 클러스터링되는 경우, 그 BTS에 대한 CSI는 모든 다른 BTS들로부터의 CSI보다 훨씬 큰 진폭을 가질 것이며, 따라서 DIDO 채널 행렬이 특이 값을 갖게 하고, 링크의 공간 자유도를 제한할 것이다. 이는 송신 전력 불균형의 결과이다. 채널 상호성을 이용하지 않는 FDD 시스템들 또는 TDD 시스템들에서는, ADC를 또한 구비하는 클라이언트 장치들의 수신기에서 동일한 문제가 발생한다. 더욱이, CSI는 무선 링크를 통해 전송되기 전에 양자화되거나, 제한된 피드백 기술들을 통해 비트들에 맵핑되는 것이 필요할 수 있다. 그러한 양자화는 CSI에 대한 동적 범위를 더 제한하며, BTS들 중 하나가 나머지보다 전력이 높을 때 전력 불균형을 생성한다. 본 명세서에서 설명되는 본 발명의 실시예는 MU-MAS 및 DIDO 시스템들에서 전력 불균형을 방지하기 위한 기술들을 이용한다.
- [0090] 도 13에 도시된 바와 같이, 송신 전력 불균형을 식별하기 위한 한 가지 방법은 자기 상관 계수( $\rho_{aa}$ )를 주시하는 것이며; 자기 상관 값이 (송신 공간 공분산 행렬이 BTS들의 수와 동일한 트레이스를 이용하여 정규화되는 것으로 가정할 때) BTS들의 수에 접근할 때, 시스템은 송신 전력 불균형을 겪는다. 예를 들어, 전력 불균형을 갖는 DIDO 4x4 시스템에서, 하나의 자기 상관 계수는 "4"에 가까울 것이며, 모든 다른 자기 상관 계수들은 0에 가까울 것이다. 반대로, 완전히 균형화된 시스템에서는, 모든 자기 상관 계수들이 "1"일 것이다.
- [0091] 송신 전력 불균형은 시스템의 성능에 악영향을 준다. 예를 들어, 도 38은 최대 자기 상관 계수의 상이한 값들에 대한 상이한 차수의 DIDO 시스템들의 SER 성능을 나타낸다. 최대 자기 상관값이 "1"로 감소함에 따라, SER 성능은 이상적인 i.i.d. 사례에 접근한다. 이러한 SER 결과들은 균형 시스템들과 불균형 시스템들을 구별하는 임계치들을 정의하는 데 사용될 수 있다. 이러한 자기 상관 임계치들은 수치적 방법, 분석적 방법 또는 경험적 방법을 통해 결정될 수 있다. 예를 들어, 도 38에서, 임계치들은 SER 성능이 이상적인 i.i.d. 성능으로부터 3 dB 을 초과하여 저하되지 않도록 선택된다. 그러나, 본 발명은 이러한 성능 기준으로 한정되지 않으며, 시스템 성능을 측정하는 임의의 다른 기준들이 사용될 수 있다. 본 발명의 다른 실시예는 도 38의 표에서와 같이 자기 상관 계수에 대해 2개의 상이한 임계치를 정의하는 이력 현상 루프를 이용한다.
- [0092] 도 39는 최대 자기 상관의 상이한 값들에 대한 SSI의 CDF를 나타낸다. 최대 자기 상관의 증가는 공간 다이버시티의 감소로 인해 SSI 성능의 저하를 유발한다는 점에 유의한다.
- [0093] 본 발명의 실시예들은 MU-MAS 또는 DIDO 시스템에서 모든 BTS들에 걸쳐 송신 전력을 균형화하기 위한 상이한 방법들을 제안한다. 이러한 방법들은 규칙적인 레이트로 실행될 수 있다. 일 실시예에서, 제안되는 방법들은 실행 사이클마다 실행된다. 그러나, 사용되는 시스템의 제약들에 따라서는 더 낮은 레이트가 사용될 수 있다. 이하, 이러한 방법들이 상세히 설명된다.
- [0094] 본 발명의 일 실시예는 각각의 BTS의 송신 전력을 자기 상관 임계치들 내로 유지하면서 최대 가능 레벨로 유지하고자 하는 것이다. 도 38에 도시된 바와 같이, 2개의 상이한 임계치가 정의된다. 상위 임계치 MAX\_AUTO\_CORR은 자기 상관 값이 공간 다이버시티의 상당한 저하로 이어지는 지점을 나타낸다. 자기 상관 값이 이 임계치를 초과하는 경우, 시스템 성능의 큰 저하가 발생할 것이다.
- [0095] 하위 임계치 MIN\_AUTO\_CORR은 시스템이 전력 설정들을 너무 자주 변경하는 것을 방지하기 위한 버퍼로서 작용한다. 주어진 BTS가 MIN\_AUTO\_CORR 아래의 자기 상관 값을 갖는 경우, 이는 (송신 이득이 아직 그의 최대치로 설정되지 않은 것으로 가정할 때) 그의 송신 이득 값을 안전하게 증가시킬 수 있다. 송신 이득은 RF 체인 내의

전력 증폭기의 아날로그 이득 및/또는 DAC의 소정 레벨에 대응하는 디지털 이득일 수 있다는 점에 유의한다. 자기 상관값이 MIN\_AUTO\_CORR과 MAX\_AUTO\_CORR 사이에 있는 경우에는 어떠한 조치(action)도 취해지지 않는다. 이 예에서 전력이 증가하는 경우, 이것은 자기 상관값이 MAX\_AUTO\_CORR을 초과할 때까지 자기 상관값을 증가시킬 것이고, 그 지점에서 전력은 MAX\_AUTO\_CORR 아래로 떨어질 때까지 감소하는 등등일 것이다. 이러한 효과는 전력이 꾸준히 변화하게 할 것이며, 이는 비효율적이고, 잠재적으로는 성능 저하를 유발할 수 있다.

[0096] 방법의 일 실시예가 도 40에 도시되며, 그의 관련 의사 코드가 하기와 같이 기술된다.

```

BEGIN
  INITIALIZE txGain for each BTS
  SET highestAutoCorrNum = 0
  SET K = 0
  REPEAT WHILE K < number of BTSs
    IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN
      SET maxAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
      SET N = K
    END IF
    INCREMENT K
  END REPEAT
  IF highestAutoCorrNum > MAX_AUTO_CORR AND
  txGain for BTS N > MIN_TX_GAIN THEN
    Decrease the txGain for BTS N by TX_GAIN_STEP
    Set radio TX gain for BTS N = txGain for BTS N
  SET K = 0
  REPEAT WHILE K < number of BTSs
    IF txGain for BTS K < MAX_TX_GAIN AND
    auto correlation number for BTS K < MIN_AUTO_CORR THEN
      INCREASE txGain for BTS K by TX_GAIN_STEP
      SET radio TX gain for BTS K to txGain for BTS K
    END IF
    INCREMENT K
  END REPEAT
END

```

[0097]

[0098] 요약하면, 이러한 방법은 먼저 어느 BTS가 가장 높은 상관값을 갖는지를 결정한다. 그러한 상관값은 대응하는 BTS의 인덱스와 함께 저장된다. 이어서, 가장 높은 상관값이 상위 임계치를 초과하는 경우, 송신 이득이 감소된다. 송신 이득은 정의된 최소 미만으로 감소되지 않을 것이다. 이어서, 각각의 BTS에 대해, 가장 높은 상관값이 가장 낮은 값보다 작은 경우에 송신 이득이 증가된다. 가장 높은 자기 상관값이 2개의 임계치 사이에 있는 경우, 어떠한 조치도 취해지지 않는다. 이것은 제안되는 방법의 타겟 동작 모드이다.

[0099] 도 40의 특정 상세들을 참조하면, 4001에서, 변수 highestAutoCorrNumber 및 K가 0으로 초기화된다. 단계 4002 및 4004는 루프가 각각의 BTS에 대해 반복되는 것을 보장한다. 4002에서 K의 현재 값이 현재 BTS들의 수보다 작은 경우, 4003에서 BTS K에 대한 자기 상관값이 현재의 가장 높은 자기 상관값보다 큰지에 대한 결정이 이루어진다. 그러한 경우, 4005에서 변수 highestAutoCorrNumber가 BTS K에 대한 자기 상관값으로 설정되고(즉, BTS K는 가장 높은 자기 상관값을 가짐), 제어 변수 N이 K와 동일하게 설정된다.

[0100] 4006에서, highestAutoCorrNumber가 최대 자기 상관(MAX\_AUTO\_CORR)보다 크고, BTS N에 대한 송신 이득(txGain)이 최소 송신 이득(MIN\_TX\_GAIN)보다 큰 경우, 4008에서 BTS N에 대한 송신 이득이 지정된 단차 크기(TX\_GAIN\_STEP)를 이용하여 감소되고, BTS N의 라디오의 txGain이 새로운 txGain 값으로 설정된다.

[0101] 4009에서, 제어 값 K가 0과 동일하게 설정된다. 단계 4010은 각각의 BTS가 단계 4011 및 단계 4012의 루프에 의해 처리되는 것을 보장한다. 즉, K가 현재 BTS들의 수보다 작은 경우(즉, 모든 BTS들이 분석되지 않은 경우), 4011에서 BTS K에 대한 자기 상관값이 최소 자기 상관(MIN\_AUTO\_CORR)보다 작고, BTS K에 대한 txGain이 최대의 허용 가능한 송신 이득 값(MAX\_TX\_GAIN)보다 작은지에 대한 결정이 이루어진다. 둘 모두의 조건이 충족되는 경우, 4012에서 BTS K에 대한 송신 이득이 사전 정의된 단차 크기(TX\_GAIN\_STEP)만큼 증가되고, BTS K의

라디오 상에서 새로운 txGain이 설정된다. 제어 값 K는 4013에서 증가되고, 4010에서 K가 BTS들의 수와 동일한 경우(즉, 각각의 BTS가 분석된 경우), 프로세스는 종료된다.

[0102] 본 발명의 다른 실시예에서, 자기 상관 값들은 송신 이득 값들에 맵핑된다. 일 실시예는 아래에 설명되는 선형 맵핑을 이용한다. 선형 맵핑은 구현이 간단하지만, 시스템 성능에 대한 자기 상관의 악영향은 선형적으로 스케일링되지 않는다. 통상적으로, 시스템 성능은 자기 상관 값이 그의 최대값의 일정 분율(some fraction)에 도달한 후에만 상당히 영향을 받는다. 예컨대, DIDO 2x2 성능은 최대 자기 상관이 1.95(또는 그의 최대값의 97.5%)를 초과할 때만 크게 영향을 받는다. 다른 맵핑 알고리즘은 선형 함수가 아니라 이러한 범위들에서 동작하도록 설계된 지수 함수 또는 다른 멱함수를 이용할 수 있다.

[0103] 방법의 일 실시예가 도 41에 도시되며, 그의 의사 코드는 하기와 같이 기술된다.

```
BEGIN
    INITIALIZE txGain for each BTS
    SET K = 0
    REPEAT WHILE K < number of BTSs
        SET autoCorr = auto correlation number for BTS K
        SET txGain for BTS K =
            (MAX_TX_GAIN - MIN_TX_GAIN)*(1 - autoCorr/nTX) + MIN_TX_GAIN
        INCREMENT K
    END REPEAT
```

[0104]

[0105] 이러한 방법은 자기 상관 값을 취하며, 이를 송신 이득 값으로 직접 스케일링한다. 이 방법의 복잡성의 대부분은 DIDO의 상이한 차수들 및 MIN\_TX\_GAIN과 MAX\_TX\_GAIN의 상이한 값을 가능하게 하는 것이다. 예를 들어, A와 B 사이의 범위에 걸치는 송신 이득을 갖는 DIDO 2x2 시스템에 대한 가장 간단한 형태의 방정식은 아래와 같을 것이다.

[0106] [수학식 9]

$$(B - A) * \left(1 - \frac{p_a}{2}\right)$$

[0107]

[0108] 예를 들어, 2(DIDO 2x2에 대한 가장 높은 값)의 자기 상관 값은 그러한 BTS에 대한 송신 이득이 A=0(가장 낮은 송신 전력)으로 설정되게 할 것이며, 0(DIDO 2x2에 대한 가장 낮은 값)의 자기 상관 값은 그러한 BTS에 대한 송신 이득이 B=30(가장 높은 송신 전력)으로 설정되게 할 것이다. 이러한 양 사례들은 극단적인 전력 불균형을 나타낸다는 점에 유의해야 한다. 제1 사례( $p_a = 2.0$ )에서는, 이러한 BTS가 UE들에 걸쳐 너무 강하게 수신되고 있다. 제2 사례( $p_a = 0.0$ )에서는, 다른 BTS가 너무 강하게 수신되고 있다. 둘 모두의 BTS들에 대해  $p_a = 1.0$ 을 갖는 완전히 균형화된 시스템은 필요에 따라 송신 이득이 (디폴트 값인) 15로 유지되게 할 것이다.

[0109] 도 41의 상세들을 참조하면, 4101에서, 제어 변수 K가 0으로 초기화된다. 4102에서, K가 관찰되는 BTS들의 수보다 작은 경우, 4103에서 설명되는 동작들이 수행된다. 구체적으로, 변수 autoCorr이 BTS K에 대한 현재의 자기 상관 값과 동일하게 설정된다. 추가적으로, BTS K에 대한 변수 txGain은 최대 송신 이득 값과 최소 송신 이득 값 사이의 차이(MAX\_TX\_GAIN - MIN\_TX\_GAIN)를  $(1 - \text{autoCorr}/nTX)$ 와 곱하여 최소 송신 이득 값(MIN\_TX\_GAIN)에 더한 값과 동일하게 설정된다. 이어서, 제어 변수 K는 K = BTS들의 수가 될 때까지 증가된다. 이어서, 프로세스가 종료된다.

[0110] 전술한 양 방법들은 단일 단계 내에서 모든 BTS의 송신 이득을 조정하도록 설계된다. 본 발명의 다른 실시예는 단지 2개의 BTS의 전력을 항상 조정하는 방법을 정의한다. 그러나, 이러한 방법의 경우, 소정의 시나리오들에서 BTS들 중 하나 이상이 오랜 기간 동안 낮은 송신 전력 설정으로 유지될 수 있다. 따라서, 실제의 시스템에서, 이러한 방법은 (도 40에서와 같이 임계치들을 이용하는) 방법 1과 유사한 알고리즘과 결합될 것이며, 이 경우에 각각의 BTS의 전력은 그 BTS에 대한 자기 상관 값이 MIN\_AUTO\_CORR보다 낮은 경우에 증가된다.

[0111] 전술한 방법 3에 대한 의사 코드는 하기와 같다.

```

BEGIN
  INITIALIZE txGain for each BTS
  SET highestAutoCorrNum = 0
  SET lowestAutoCorrNum = MAX_AUTO_CORR
  SET K = 0
  REPEAT WHILE K < number of BTS
    IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN
      SET highestAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
      SET highestIdx = K
    ELSE IF auto correlation number for BTS K < lowestAutoCorrNum THEN
      SET lowestAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
      SET lowestIdx = K
    END IF
    INCREMENT K
  END REPEAT
  DECREASE txGain for BTS highestIdx by TX_GAIN_STEP
  IF txGain for BTS highestIdx < MIN_TX_GAIN THEN
    SET txGain for BTS highestIdx = MIN_TX_GAIN
  END IF
  SET radio TX gain for BTS highestIdx = txGain for BTS highestIdx
  INCREASE txGain for BTS lowestIdx by TX_GAIN_STEP
  IF txGain for BTS lowestIdx > MAX_TX_GAIN THEN
    SET txGain for BTS lowestIdx = MAX_TX_GAIN
  END IF
END

```

[0112]

[0113] 요약하면, 이러한 방법은 먼저 최대 및 최소 자기 상관 값들을 결정하고, 대응하는 BTS에 대한 인덱스들을 기록한다. 이어서, 가장 높은 자기 상관을 갖는 BTS의 송신 이득은 TX\_GAIN\_STEP만큼 감소되며, 가장 낮은 자기 상관을 갖는 BTS의 송신 이득은 TX\_GAIN\_STEP만큼 증가된다.

[0114] 마지막으로, 실질적인 실외 전파 시나리오들에서의 송신 전력 균형화 방법들의 성능이 설명된다. 고려되는 제1 시나리오가 도 42에 도시된다. 송신 전력 불균형은 BTS10에 근접하는 2개의 클라이언트(UE00, UE01)에 의해 유발된다. 전력 불균형을 갖는 그리고 갖지 않는 조건수의 분포가 도 43에 도시된다.

[0115] 도 44 내지 도 46은 3개의 상이한 사례, 즉 i) 송신 전력 균형화 방법을 갖지 않는 DIDO 2x2; ii) 송신 전력 균형화 방법을 갖는 DIDO 2x2; iii) 안테나 선택 방법과 연계된 송신 전력 균형화 방법을 갖는 DIDO 4x2에 대한 채널 트레이스들(SNDR, SSI 및 TSI)을 나타낸다. SSI 임계치는 -10 dB로 설정된다. 송신 전력 균형화 및 안테나 선택 방법들은 SSI 트레이스, 결과적으로 SNDR 성능의 개선을 돕는다는 점에 유의한다.

[0116] 상이한 시나리오가 도 47에 도시되며, 여기서 BTS06은 송신 전력 불균형의 원인이다. 도 48은 불균형을 갖는 그리고 갖지 않는 조건수 분포를 나타내며, 도 49 내지 도 51은 전술한 바와 같은 상이한 알고리즘에 대한 채널 트레이스들을 나타낸다. 다시 한 번, 송신 전력 균형화 및 안테나 선택 방법들 둘 모두는 SSI 및 SNDR 성능을 개선한다.

[0117] 본 발명의 다른 실시예는 송신 전력 균형화 및 안테나 선택 알고리즘들의 조합을 이용한다. 이러한 방법에서는, 가장 높은 자기 상관 계수를 제공하는 여분의 안테나가 제거되며, 통상적인 안테나 선택 알고리즘이 나머지 여분의 안테나들에 적용된다. 예를 들어, 도 52는 4개의 클라이언트를 갖는 DIDO 시스템들에 대한 SSI의 SER 및 CDF를 나타낸다. DIDO 6x4의 성능은 시스템이 송신 전력 불균형을 겪을 때 상당히 저하된다. 큰 자기 상관 계수를 생성하는 BTS를 제거함으로써, DIDO 5x4에 대한 SER 곡선에 의해 도시되는 바와 같이 시스템 성능이 상당히 향상된다.

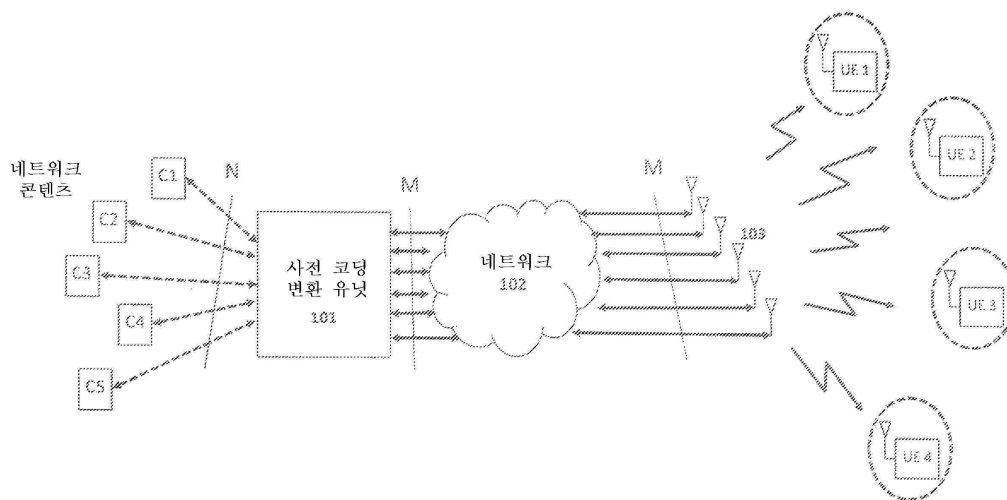
[0118] 마지막으로, 도 53은 송신을 위해 선택된 BTS들 및 그들의 상대적인 사용의 통계치들을 나타낸다. 마지막 그래프는 송신 전력 균형화 및 안테나 선택을 이용하는 DIDO 5x4가 BTS1의 제로 사용(zero usage)을 갖는다는 것을 나타내는데, 그 이유는 그 BTS가 높은 자기 상관 값의 결과로서 제거되었기 때문이다.

[0119] 6. 참고 문헌들

- [0120] [1] R. A. Monziano and T. W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, New York: Wiley, 1980.
- [0121] [2] K. K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems," IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 2, pp. 773-786, Jul 2003;
- [0123] \* [3] M. Costa, "Writing on dirty paper," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 29, No. 3, Page(s): 439 - 441, May 1983.
- [0124] [4] U. Erez, S. Shamai (Shitz), and R. Zamir, "Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference," Proceedings of International Symposium on Information Theory, Honolulu, Hawaii, Nov. 2000.
- [0125] [5] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel," IEEE Trans. Info.Th., vol. 49, pp. 1691-1706, July 2003.
- [0126] [6] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," Electronics Letters, Page(s): 138 - 139, March 1971.
- [0127] [7] H. Miyakawa and H. Harashima, "A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference," Transactions of the Institute of Electronic
- [0128] [8] D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," IEEE Trans. Comm., vol. 48, no. 3, pp. 502-513, Mar. 2000.
- [0129] [9] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. 20, no.6, pp. 1211-1226, Aug. 2002.
- [0130] [10] R. Chen, R. W. Heath, Jr., and J. G. Andrews, "Transmit Selection Diversity for Unitary Precoded Multiuser Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 55, no. 3, pp. 1159-1171, March 2007.

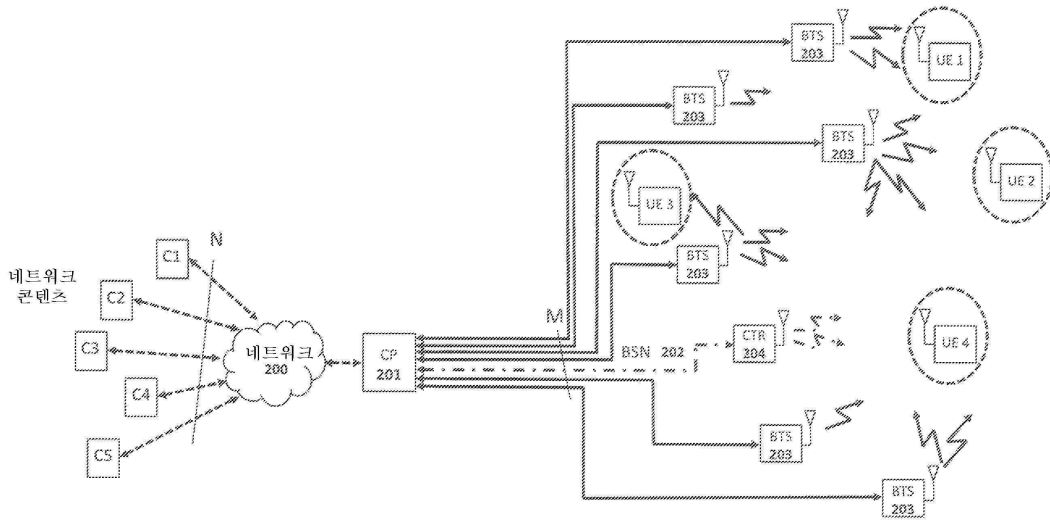
도면

도면1

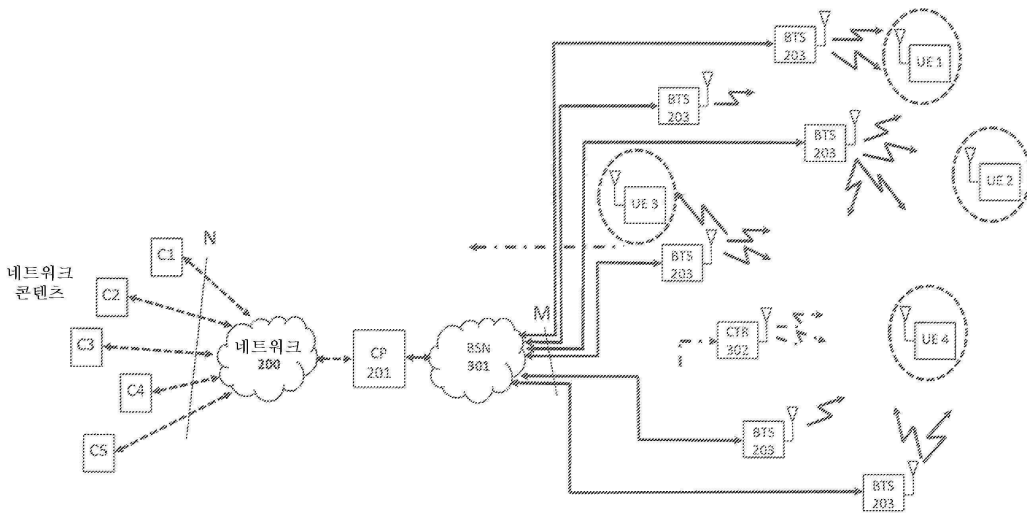




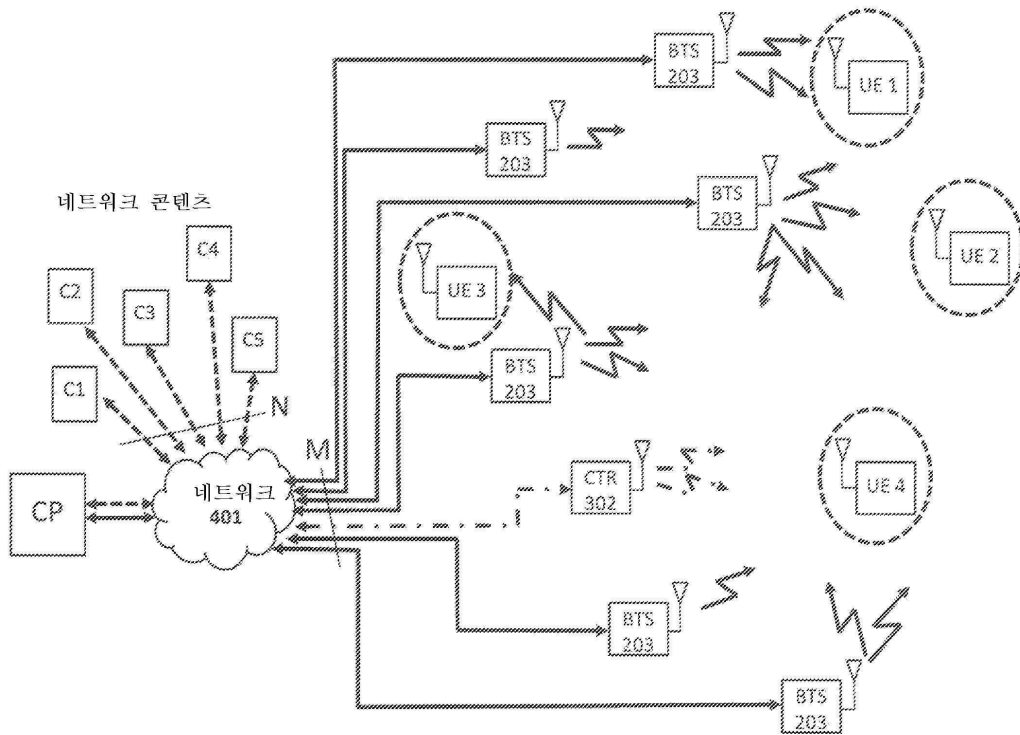
도면2



도면3



도면4



도면5

- \* i.i.d. 채널 모델(낮은 TX 공간 상관, 낮은 전력 불균형)

$$\rho_c = 0.00001, \rho_a = 1$$

1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	1.6667	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	1.3333	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.6667	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.3333

- \* 높은 교차 상관(높은 TX 공간 상관, 낮은 전력 불균형)

$$\rho_c = 0.8, \rho_a = 1$$

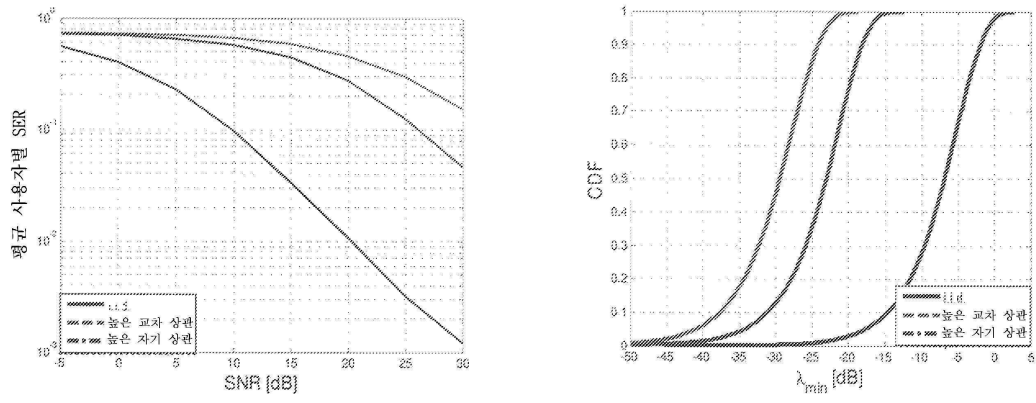
1.0000	0.8000	0.6400	0.5120	0.4096	0.3277
0.8000	1.6667	0.8000	0.6400	0.5120	0.4096
0.6400	0.8000	1.3333	0.8000	0.6400	0.5120
0.5120	0.6400	0.8000	1.0000	0.8000	0.6400
0.4096	0.5120	0.6400	0.8000	0.6667	0.8000
0.3277	0.4096	0.5120	0.6400	0.8000	0.3333

- \* 높은 자기 상관(낮은 TX 공간 상관, 높은 전력 불균형)

$$\rho_c = 0.00001, \rho_a = 5.9$$

5.9000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0333	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0267	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0200	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0133	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0067

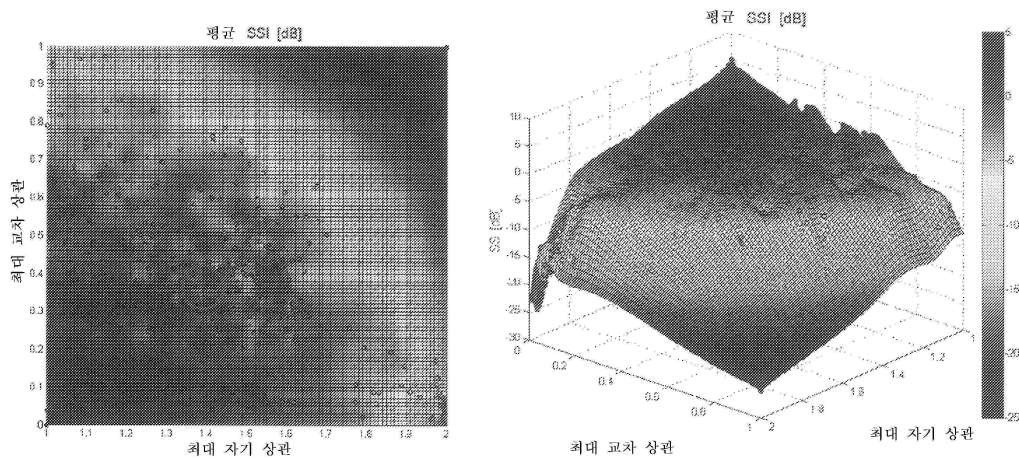
도면6



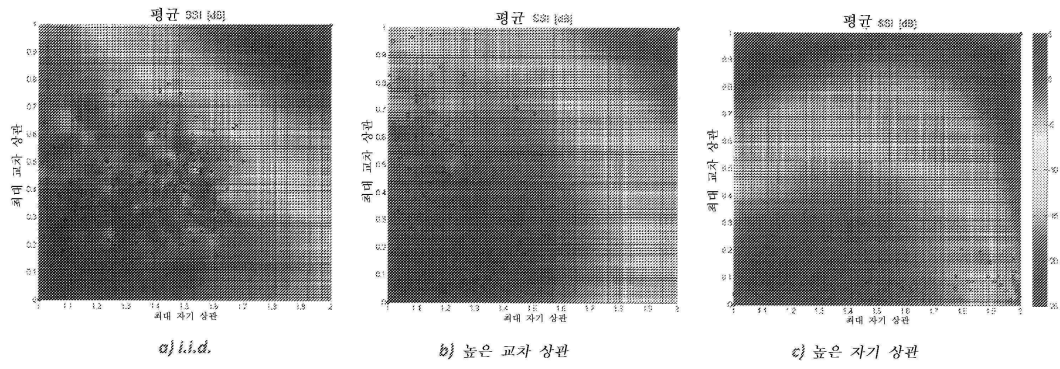
도면7



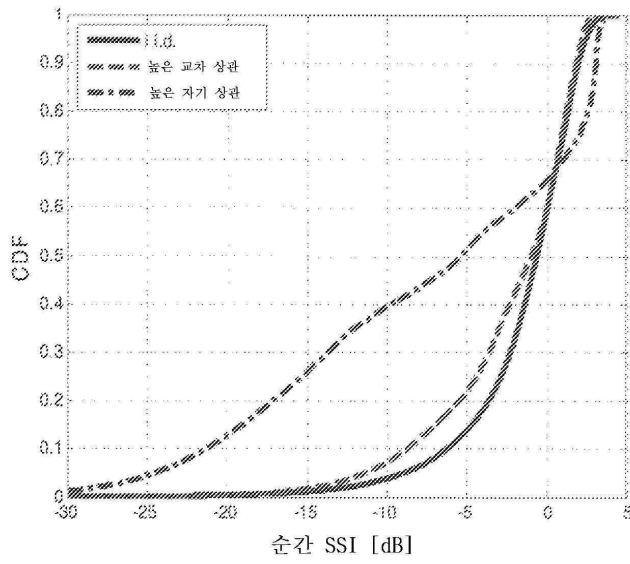
도면8



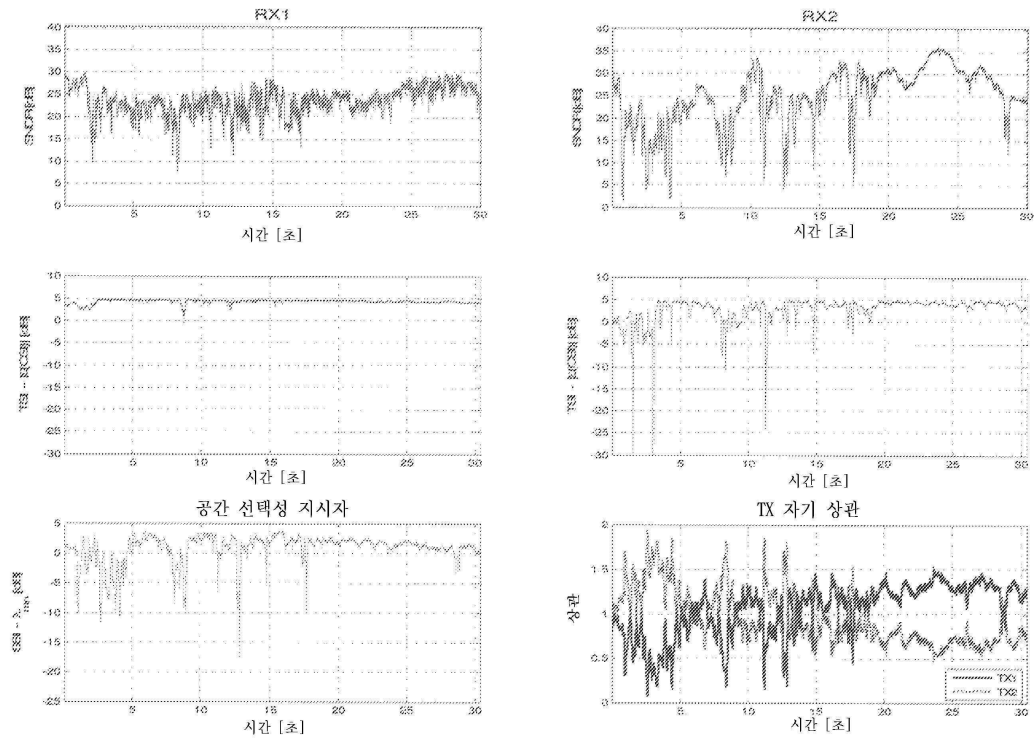
도면9



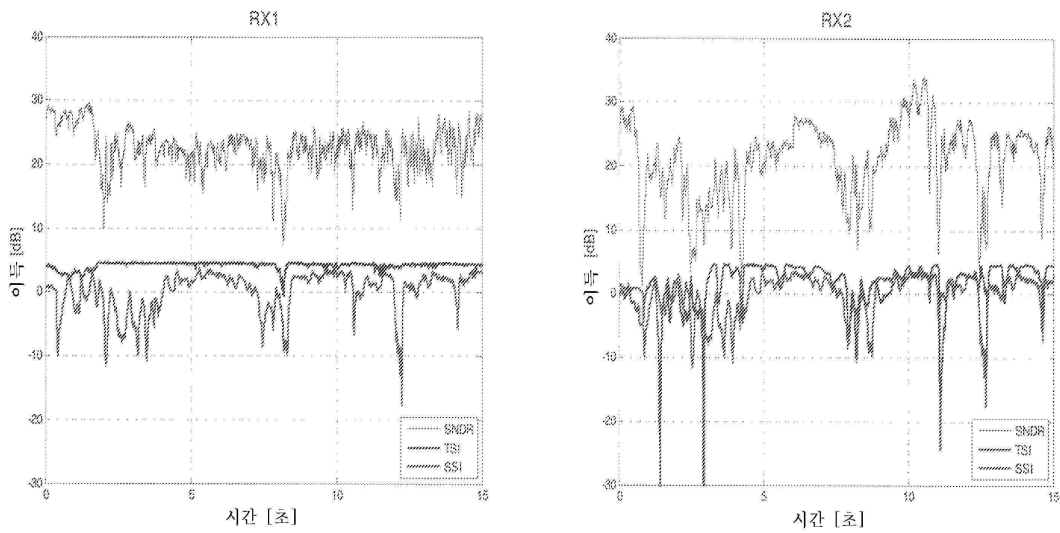
도면10



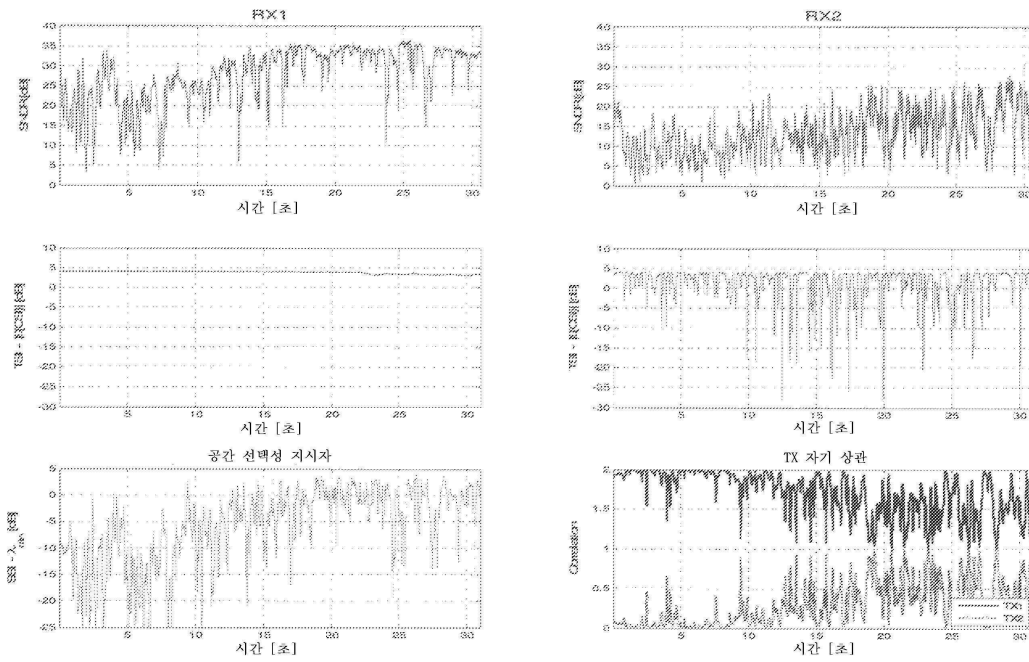
도면11



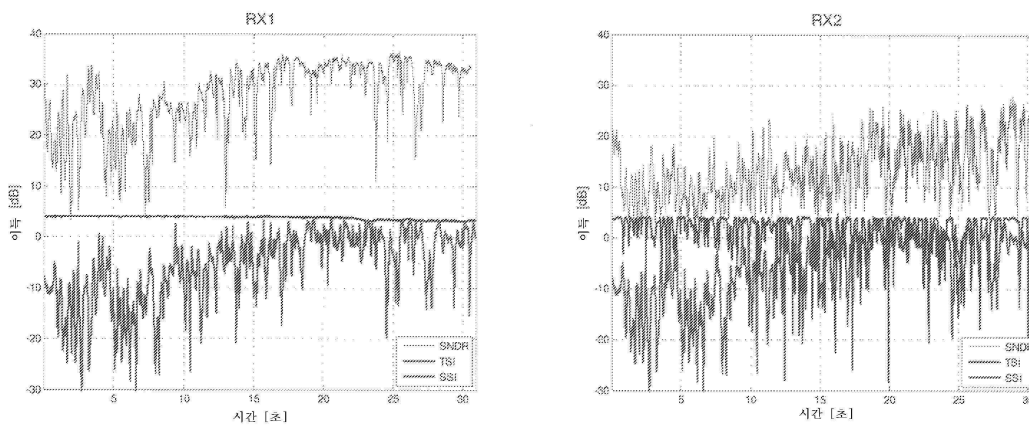
도면12



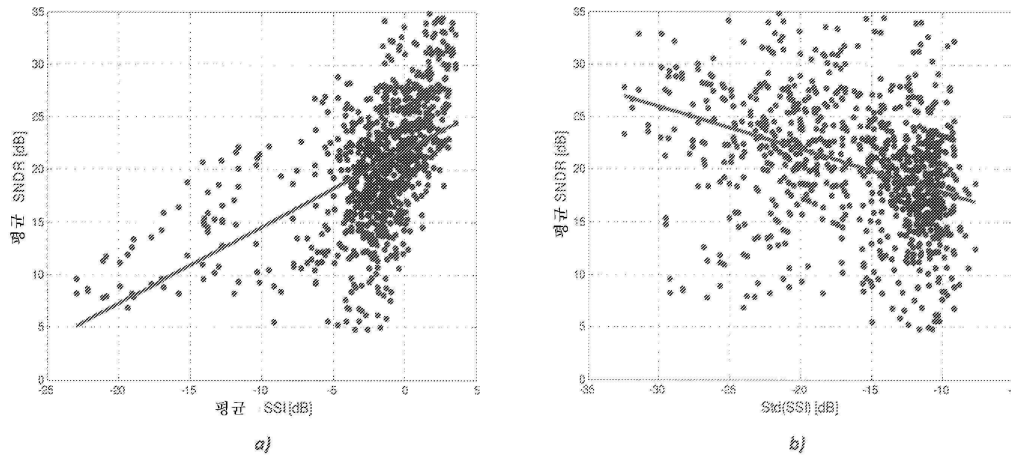
도면13



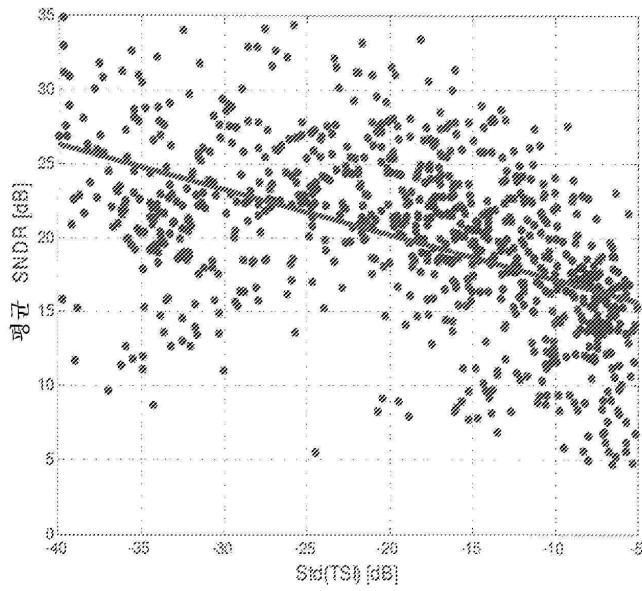
도면14



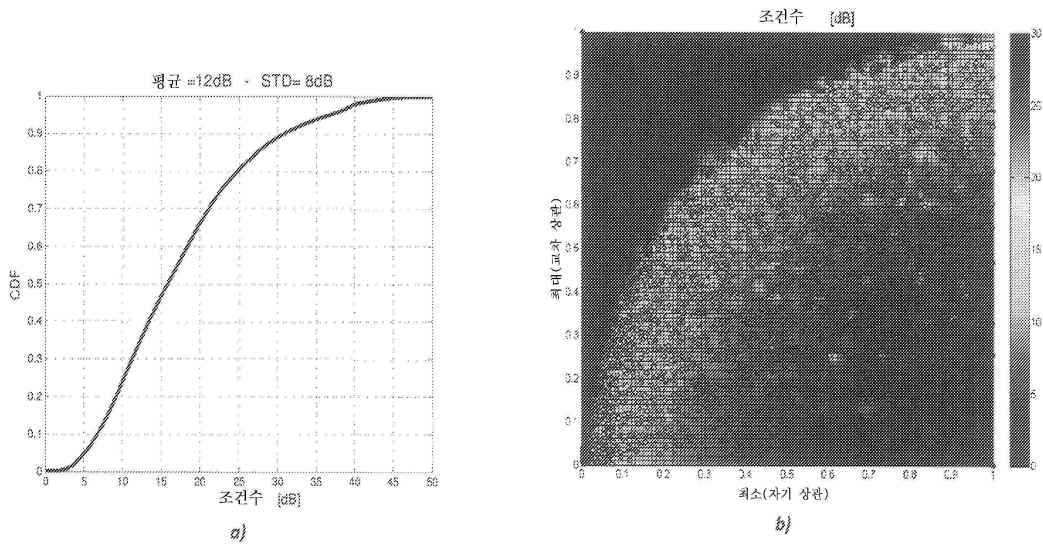
도면15



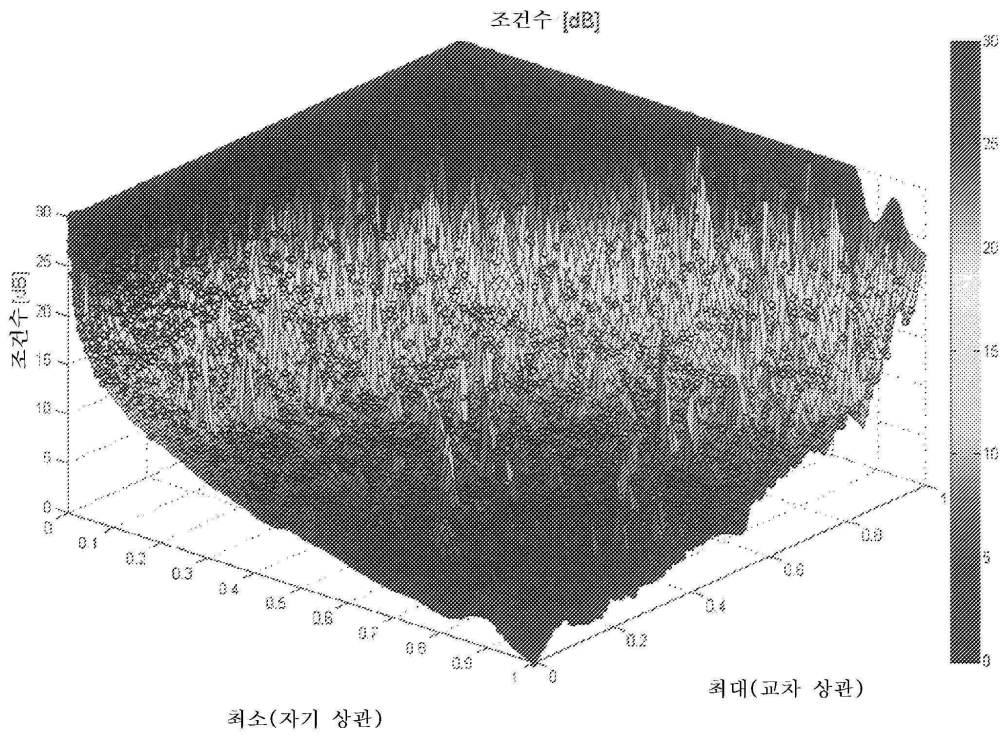
도면16



도면17

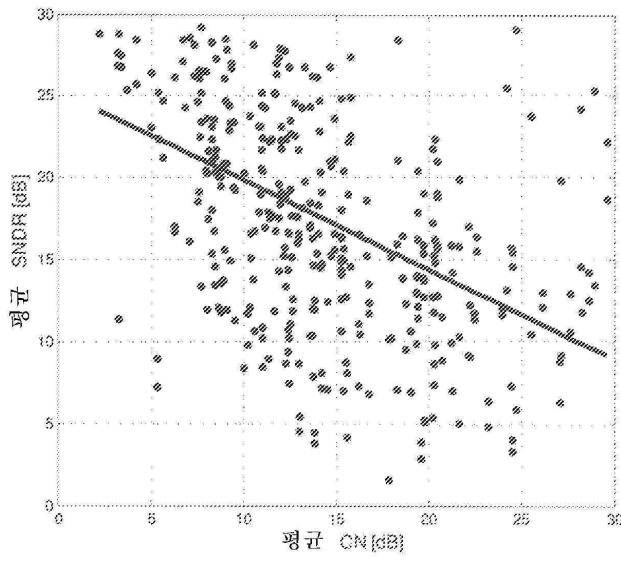


도면18

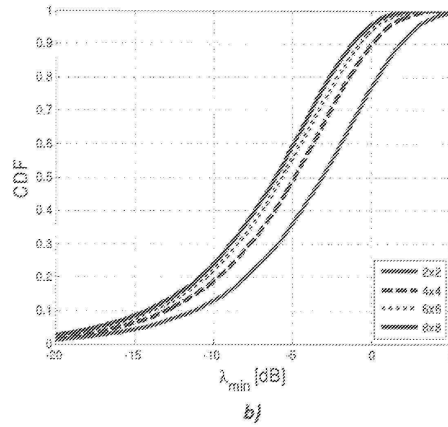
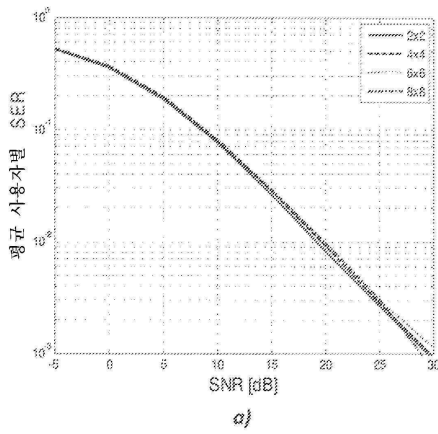




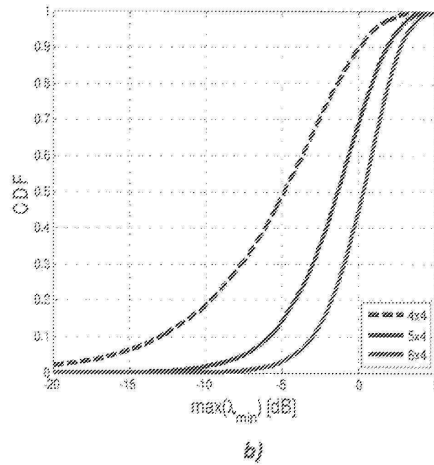
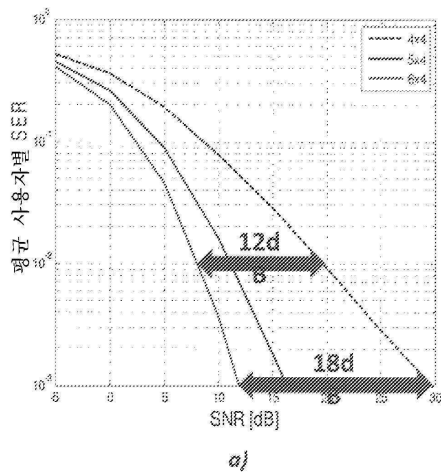
도면19



도면20



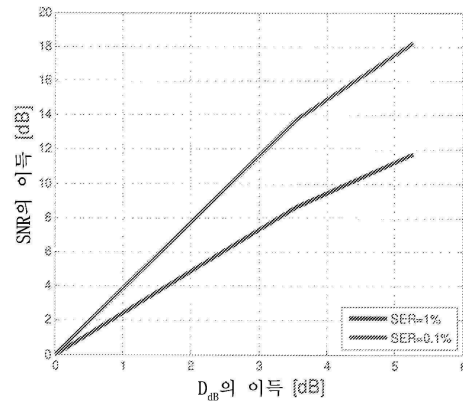
도면21



도면22

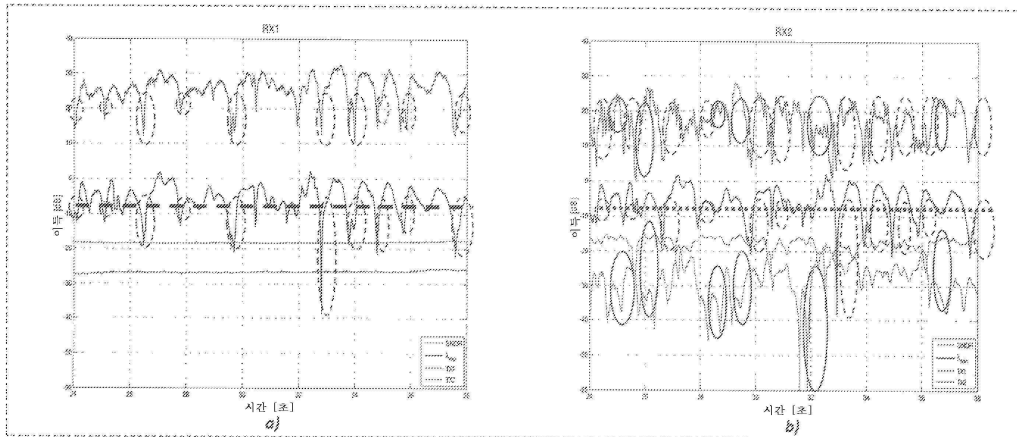
DIDO 차수	4x4	5x4	6x4
$D_{dB}$	-5	-1.5	0.3
SNR [dB] (SER=1%)	19.7	11.1	8.0
SNR [dB] (SER=0.1%)	30	16.3	11.8

a)



b)

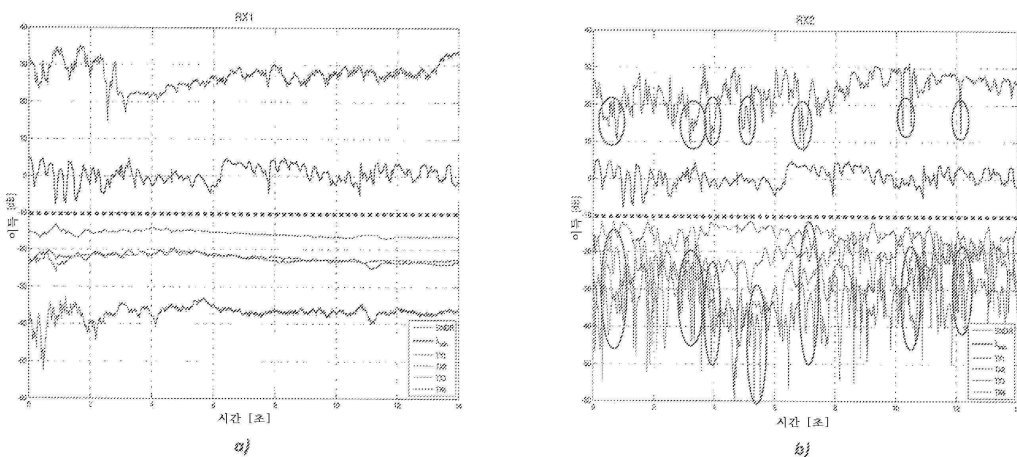
도면23



a)

b)

도면24

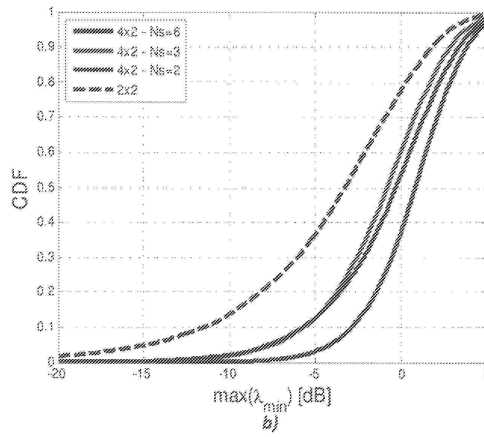
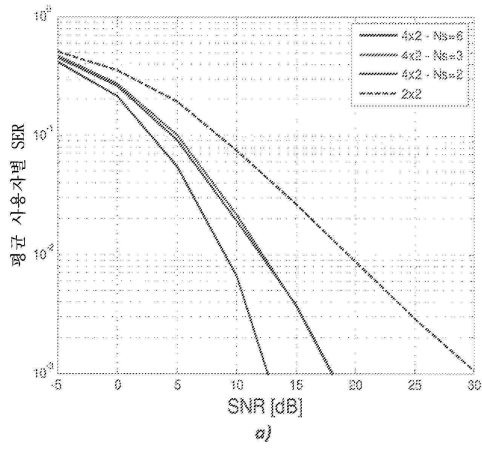


a)

b)

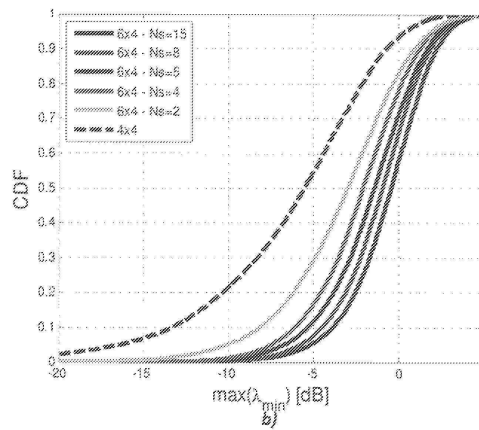
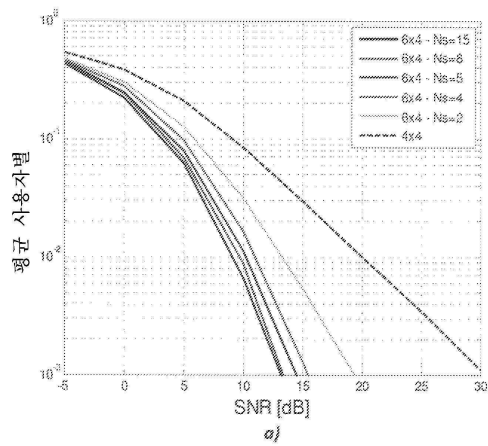
도면25

- 상이한 수의 안테나 세트를 갖는 2x UE들의 예



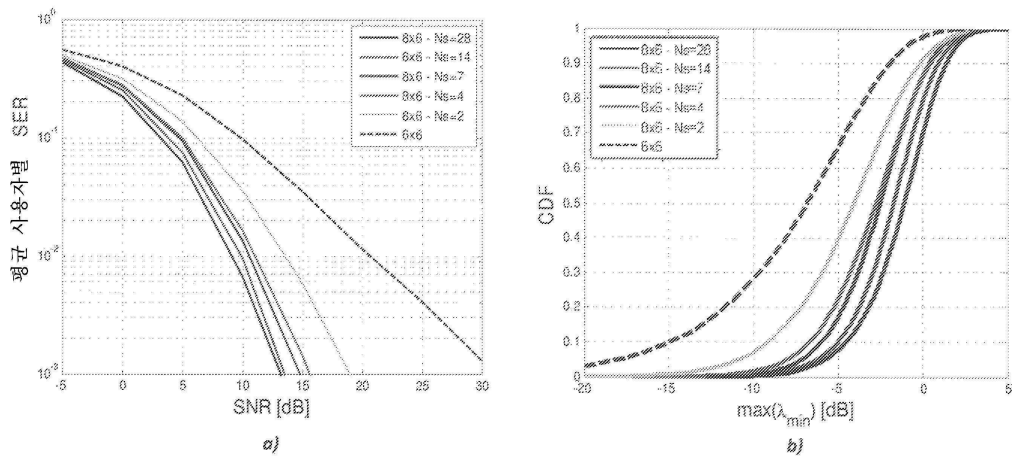
도면26

- 상이한 수의 안테나 세트를 갖는 4x UE들의 예



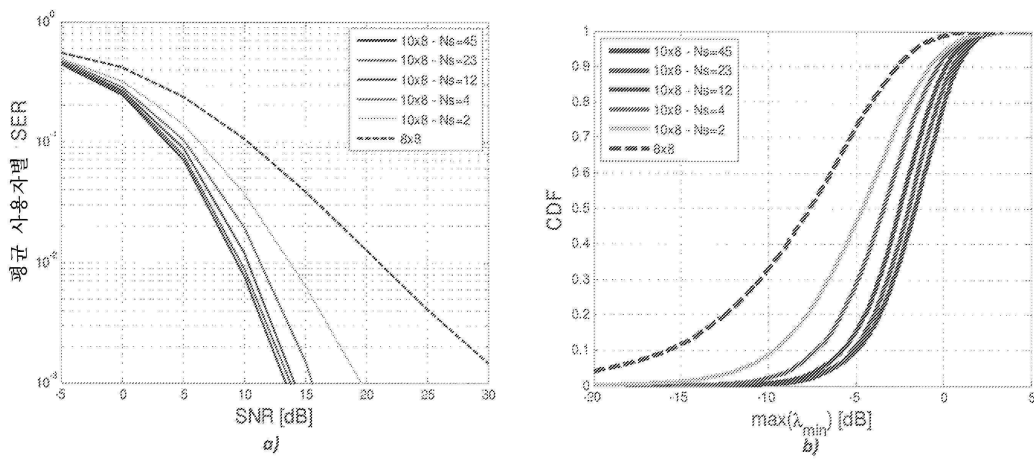
도면27

- 상이한 수의 안테나 세트를 갖는 6x UE들의 예

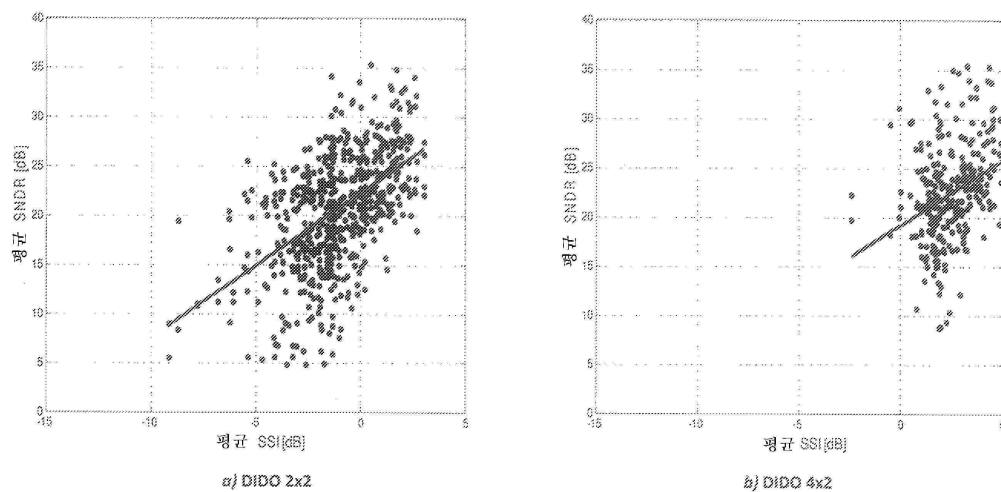


도면28

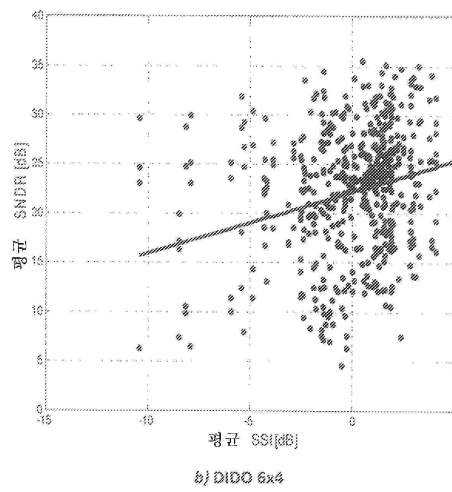
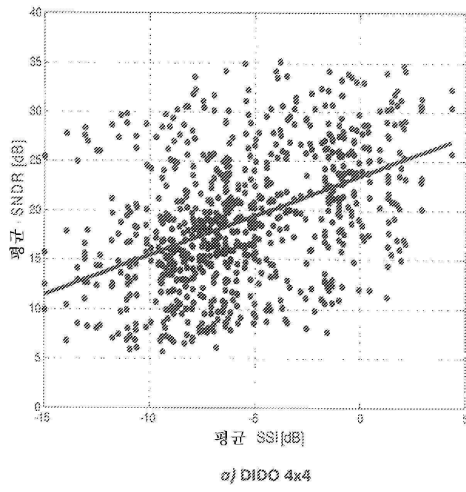
- 상이한 수의 안테나 세트를 갖는 8x UE들의 예



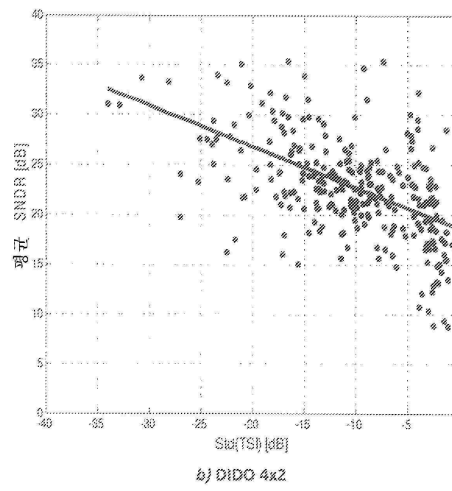
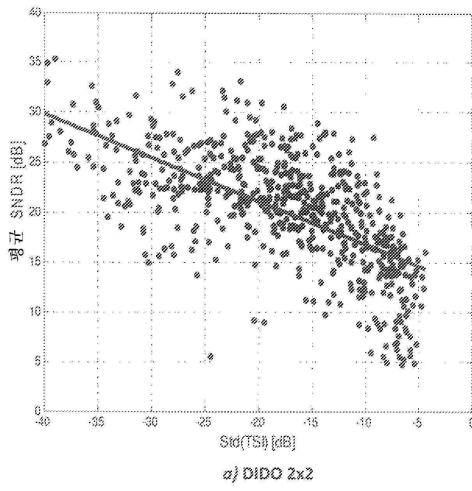
도면29



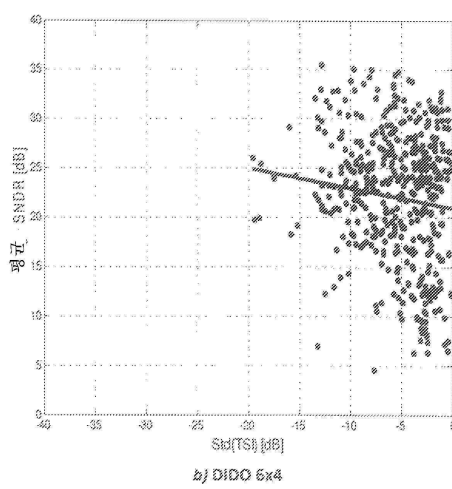
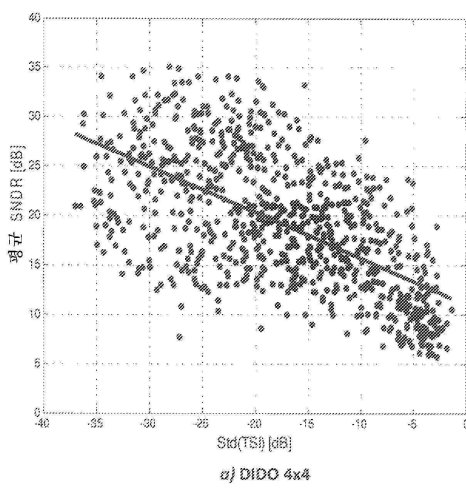
도면30



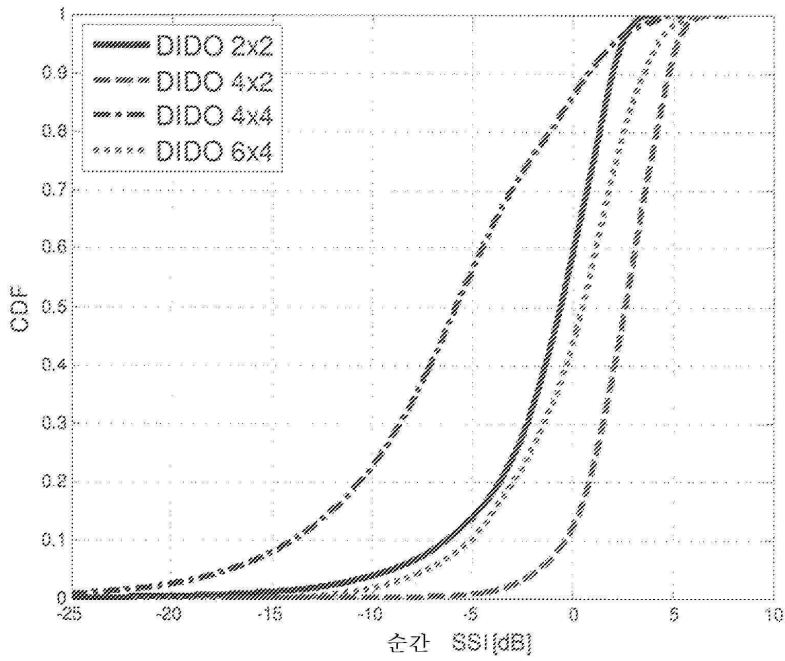
도면31



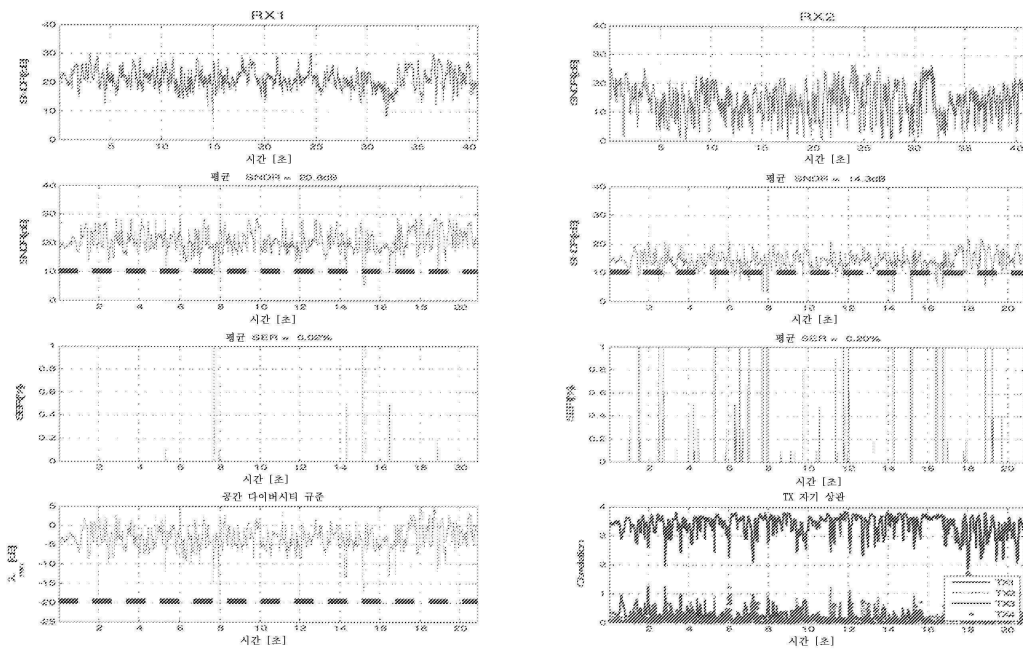
도면32



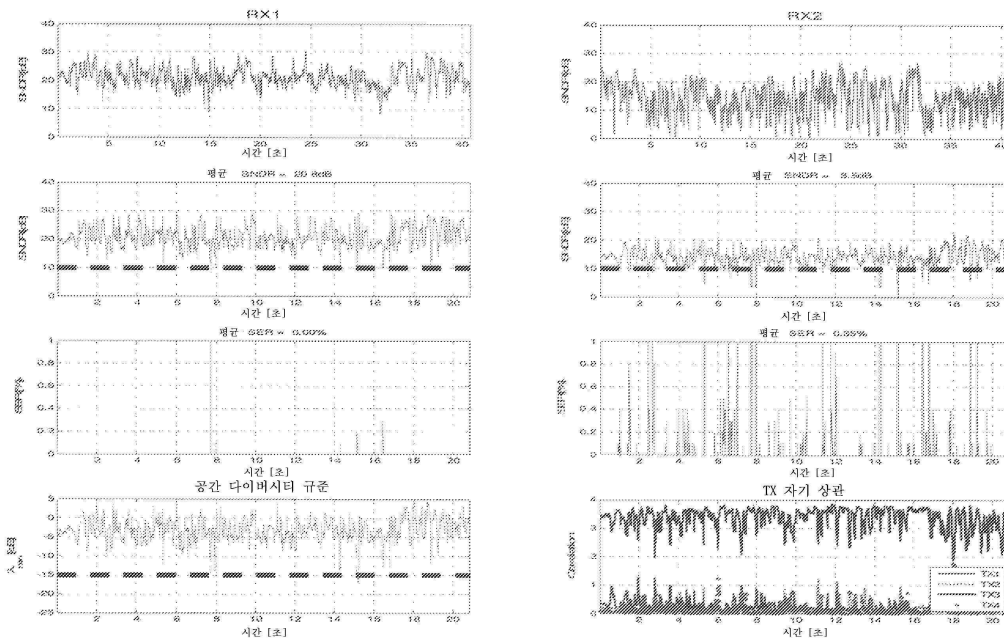
도면33



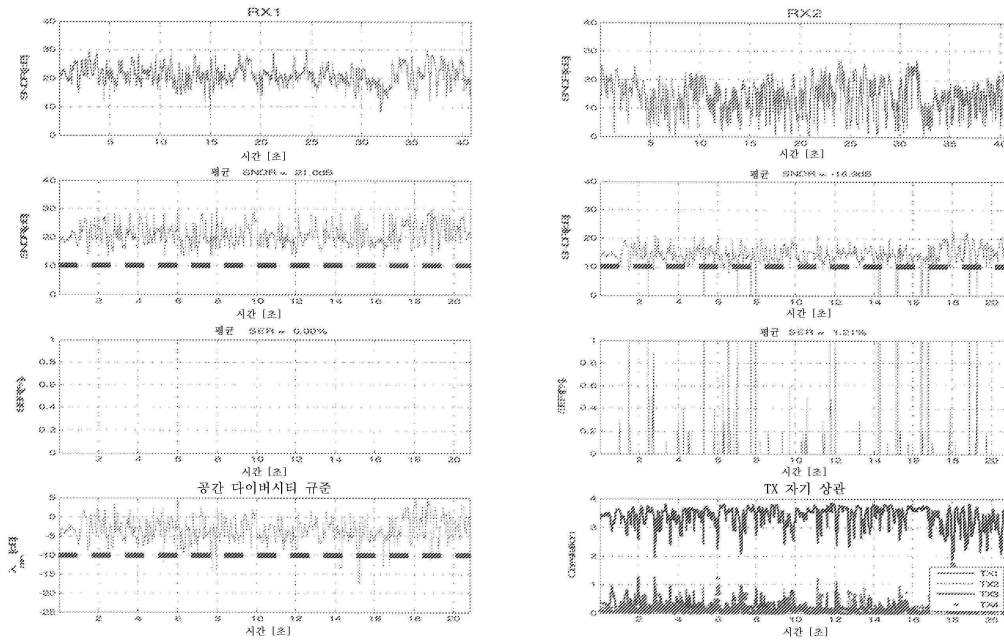
도면34



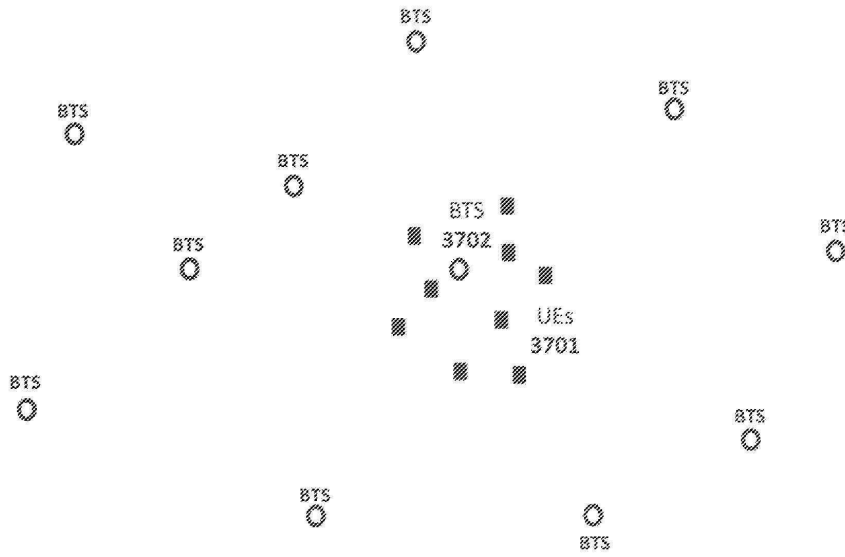
도면35



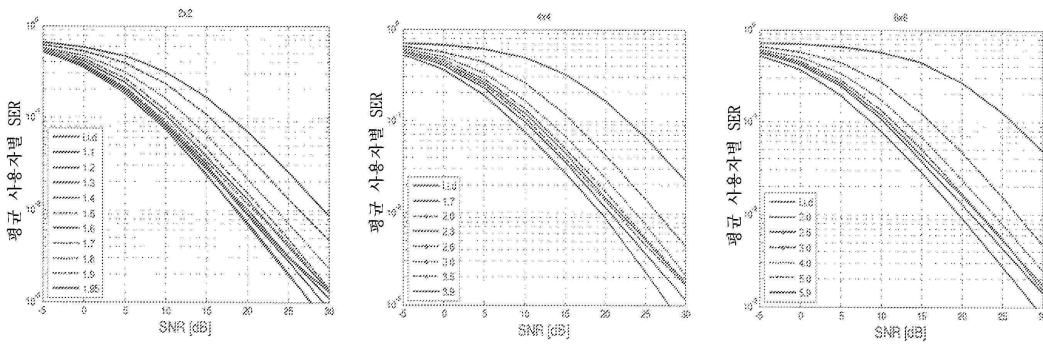
도면36



도면37



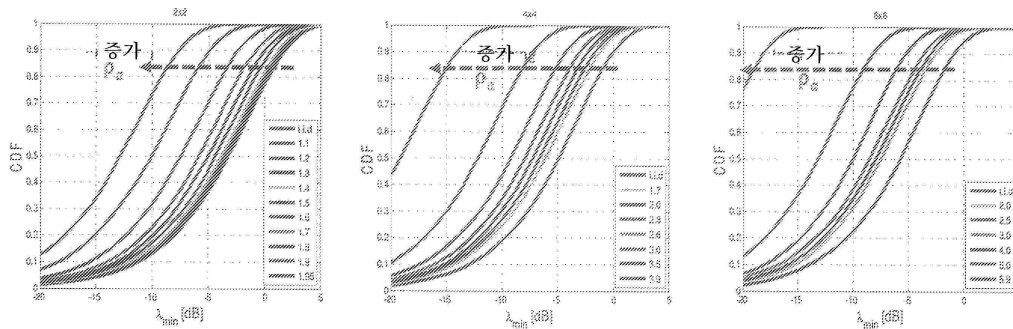
도면38



입계치들	2x2	4x4	6x6
MAX_AUTO_CORR	1.4	1.7	2.0
MIN_AUTO_CORR	1.7	2.6	3.0

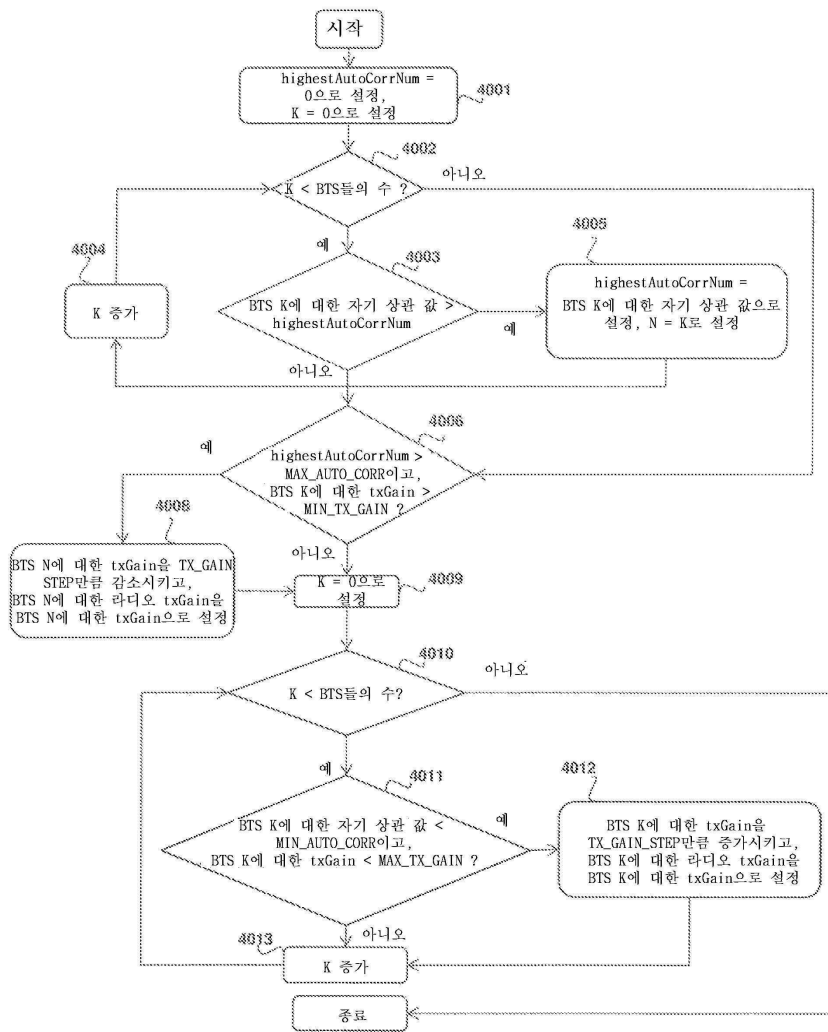
도면39

• 최소 특이 값

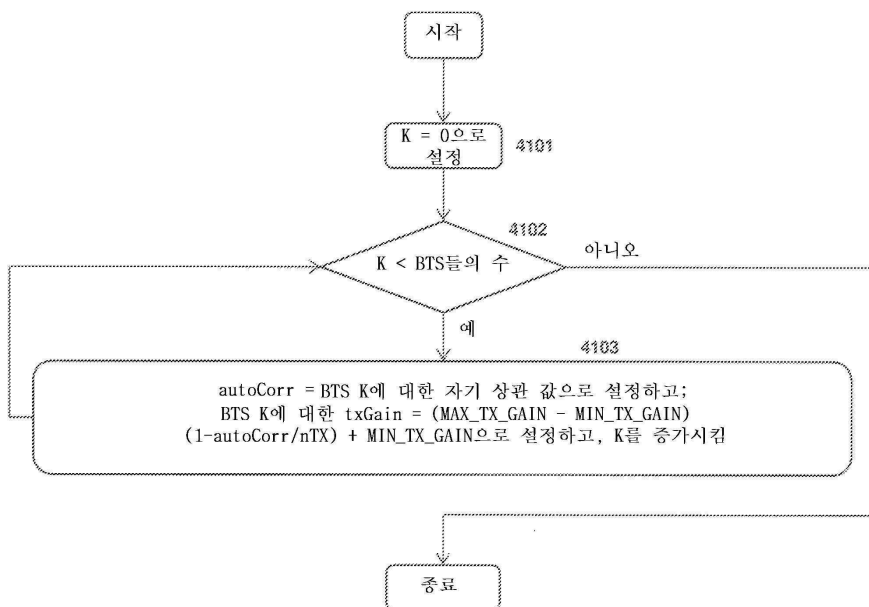




도면40

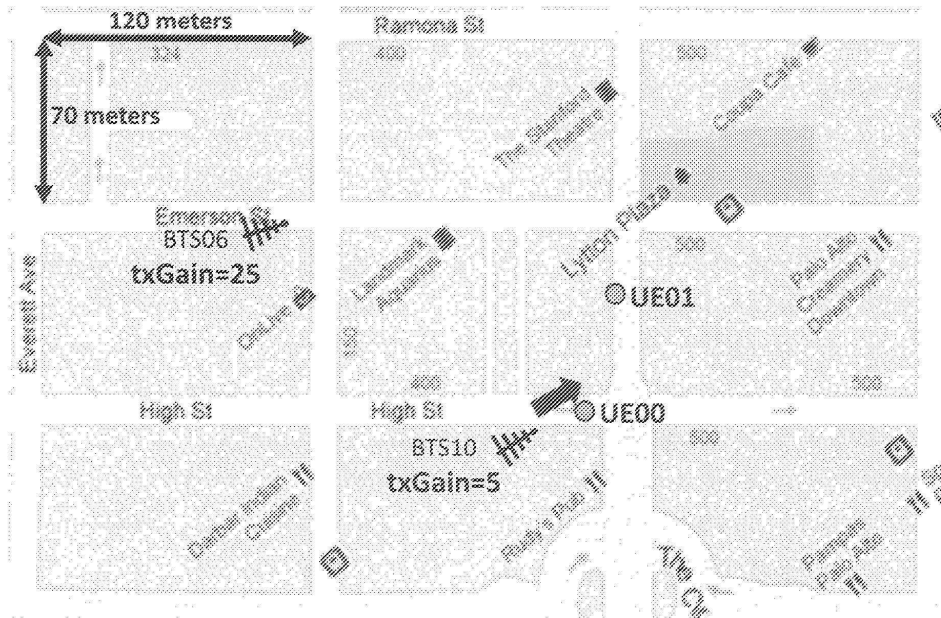


도면41



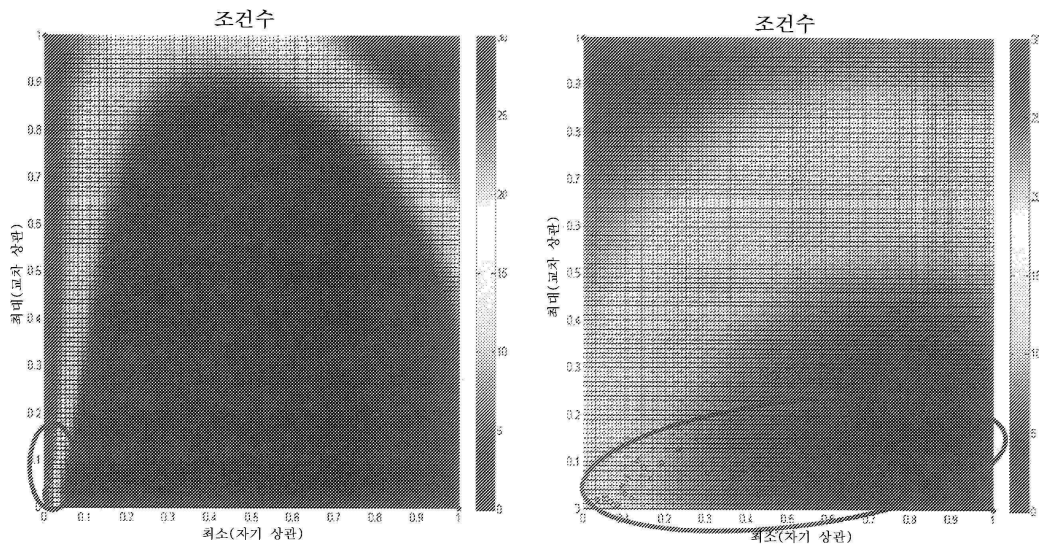
도면42

시나리오 1



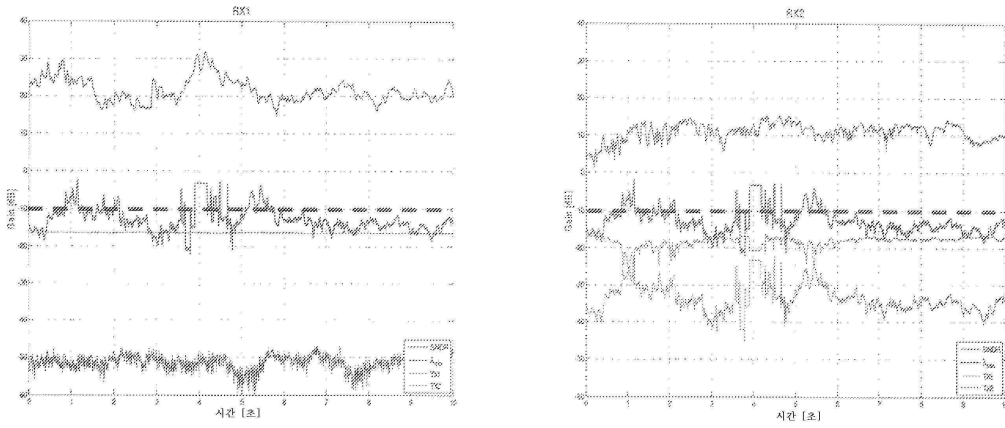
도면43

시나리오 1: 조건수



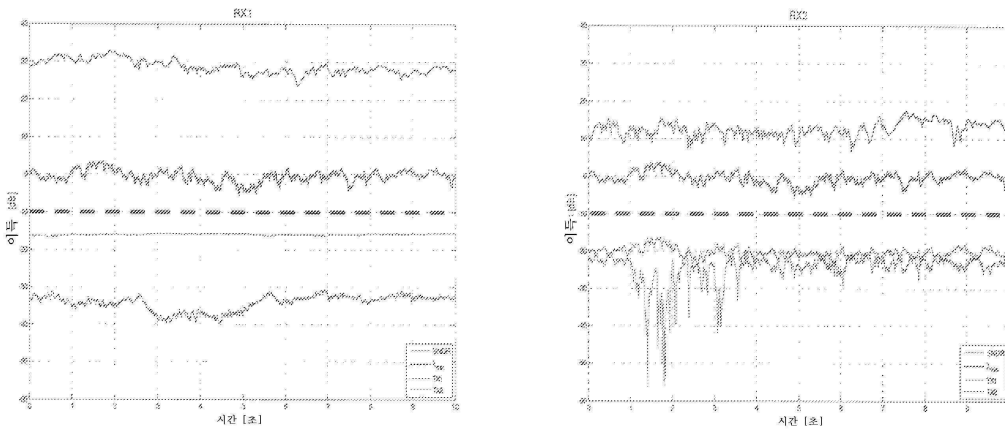
도면44

시나리오 1: TX 균형을 갖지 않는 DIDO 2x2



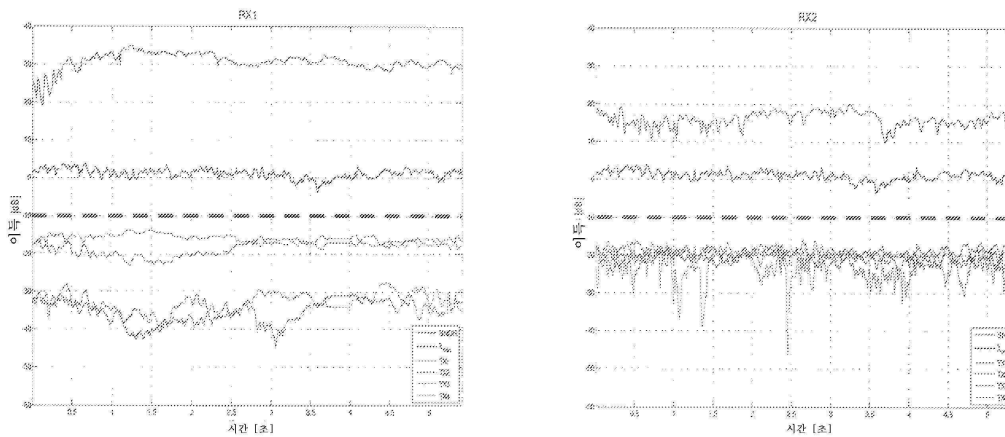
도면45

시나리오 1: TX 균형을 갖는 DIDO 2x2



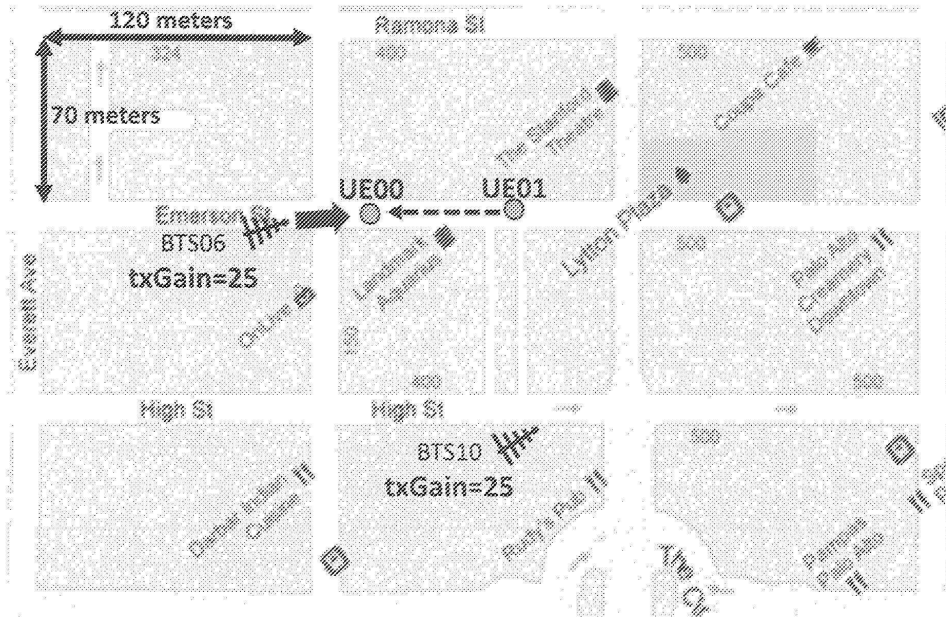
도면46

시나리오 1: TX 균형을 갖는 DIDO 4x2



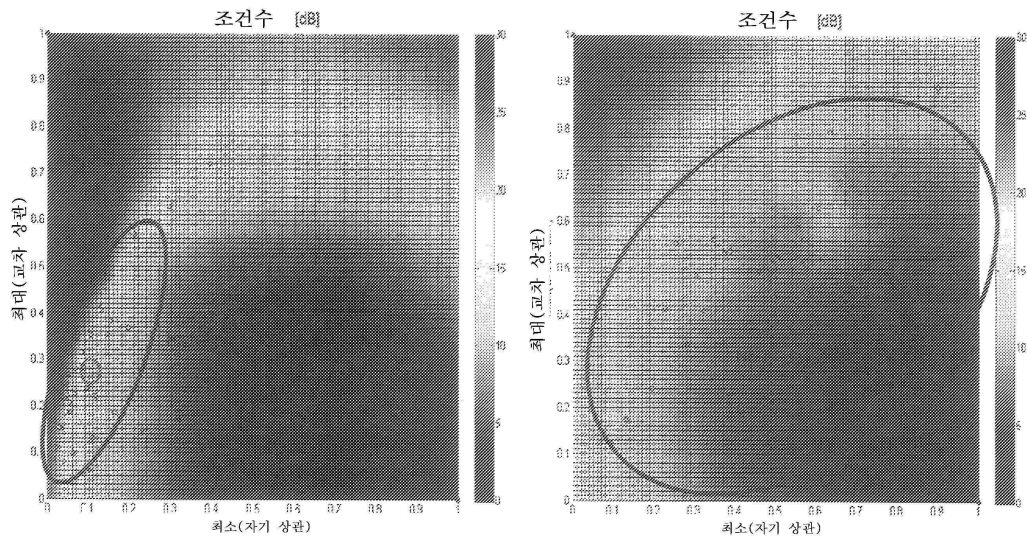
도면47

시나리오 2



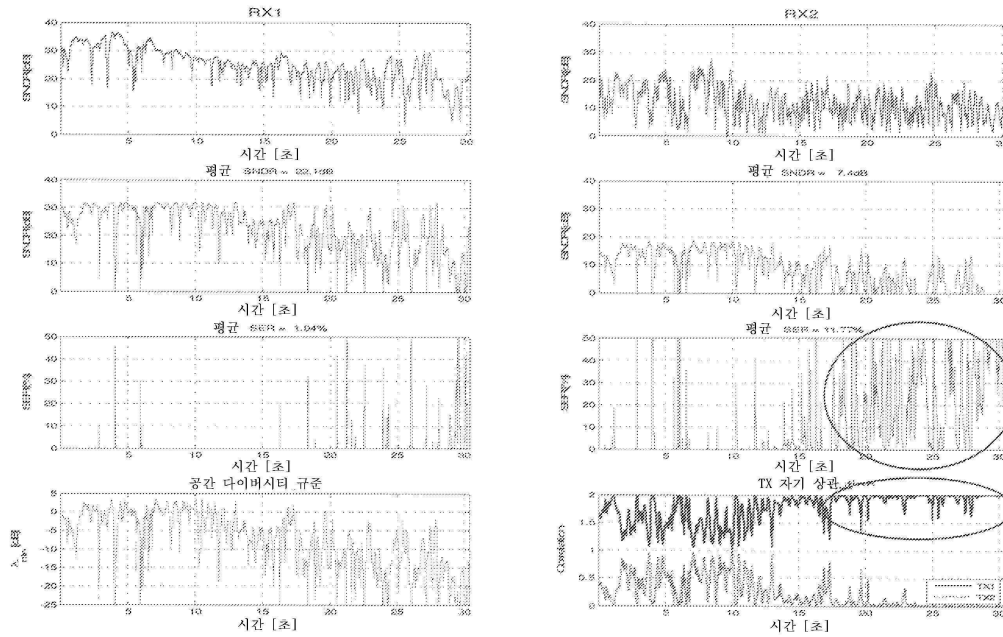
도면48

시나리오 2: 조건수



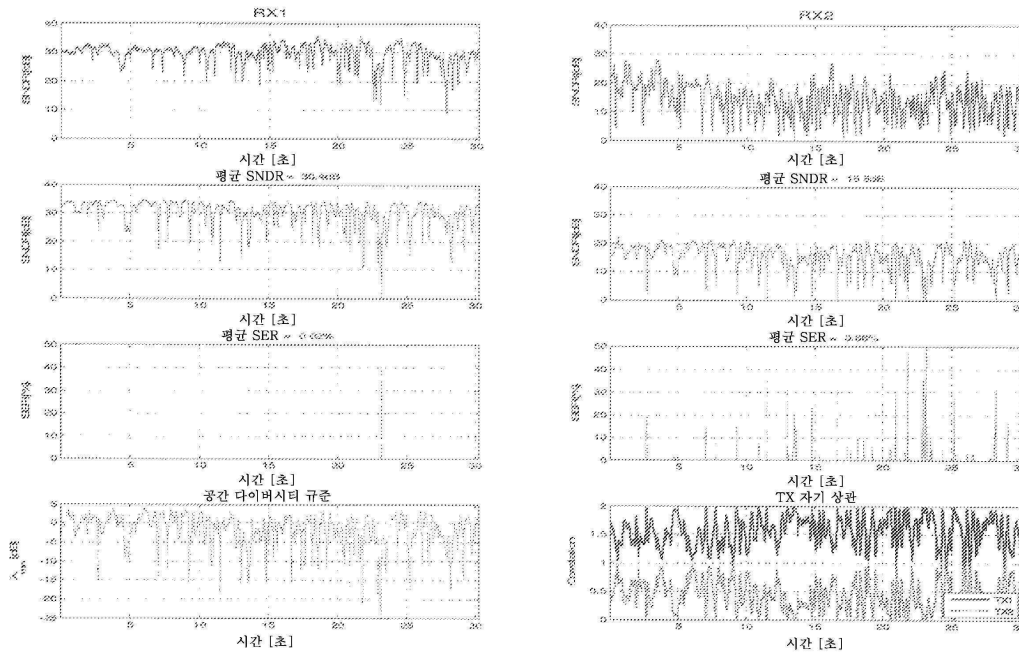
도면49

시나리오 2: TX 균형을 갖지 않는 DIDO 2x2



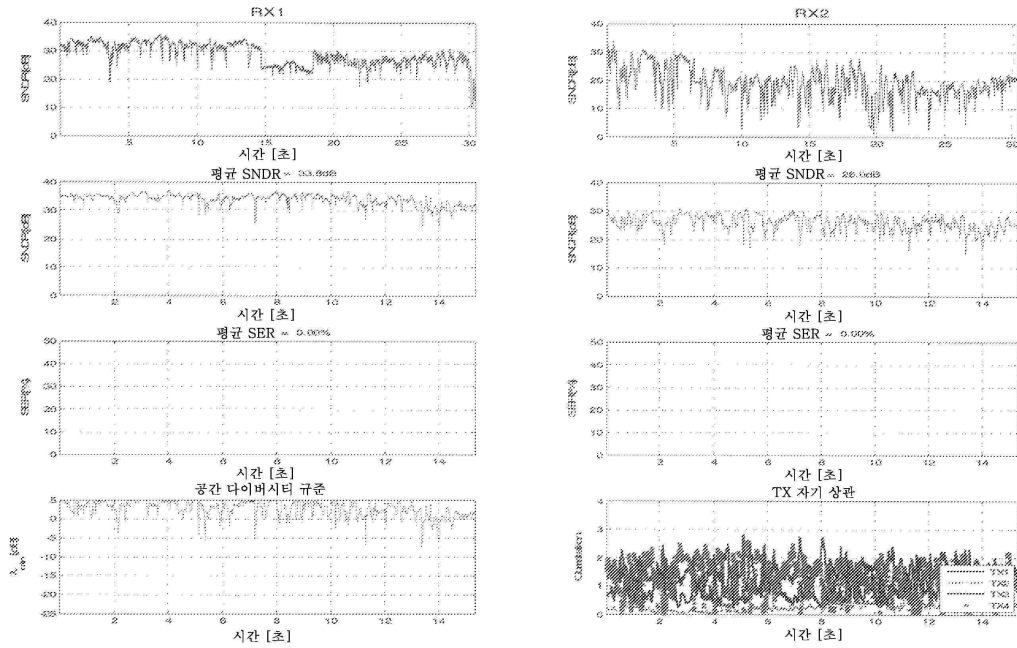
도면50

시나리오 2: TX 균형을 갖는 DIDO 2x2



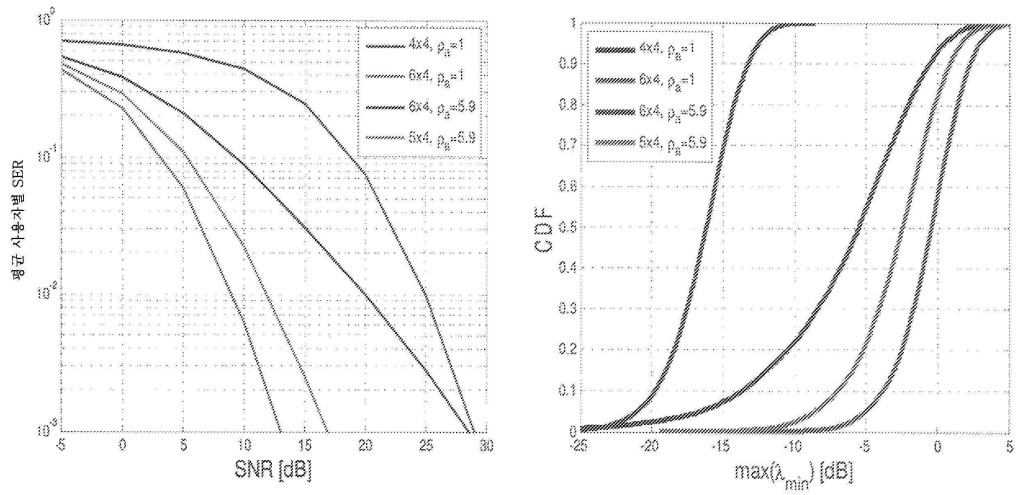
도면51

시나리오 2: TX 균형화를 갖는 DIDO 4x2



도면52

TX 전력 불균형을 갖는 안테나 선택



도면53

TX 전력 불균형을 갖는 안테나 선택

