



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2016년02월26일

(11) 등록번호 10-1598324

(24) 등록일자 2016년02월22일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04B 7/04 (2006.01) H04B 7/06 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01) H04L 25/03 (2006.01)

(52) CPC특허분류

H04B 7/0452 (2013.01)

H04B 7/0632 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2015-7002560(분할)

(22) 출원일자(국제) 2008년08월20일

심사청구일자 2015년02월25일

(85) 번역문제출일자 2015년01월29일

(65) 공개번호 10-2015-0018900

(43) 공개일자 2015년02월24일

(62) 원출원 특허 10-2010-7006265

원출원일자(국제) 2008년08월20일

심사청구일자 2013년07월23일

(86) 국제출원번호 PCT/US2008/073780

(87) 국제공개번호 WO 2009/026400

국제공개일자 2009년02월26일

(30) 우선권주장

11/894,394 2007년08월20일 미국(US)

(뒷면에 계속)

(56) 선행기술조사문헌

US20050101259 A1*

US20060023803 A1*

US20060098568 A1*

JP2005502258 A

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

리어렌 엘엘씨

미국 캘리포니아 샌프란시스코 스위트 110 브라이언트 스트리트 355 (우: 94107)

(72) 발명자

포렌자, 안토니오

미국, 텍사스 78722, 오스틴, 페어우드 로드 1201

헤스, 로버트, 더블유., 주니어

미국, 텍사스 78704, 오스틴, 바톤 힐스 드라이브 2143

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

청운특허법인

전체 청구항 수 : 총 21 항

심사관 : 이정수

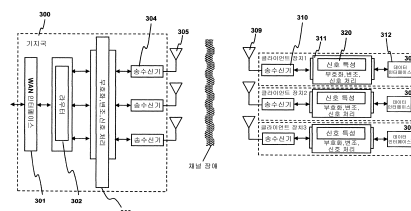
(54) 발명의 명칭 분산형 입력 분산형 출력 무선 통신을 위한 시스템 및 방법

(57) 요약

다중 사용자(MU)를 갖는 다중 안테나 시스템(MAS) 전송("MU-MAS")에서 주파수 및 위상 오프셋들을 보상하기 위한 시스템 및 방법이 개시된다. 상기 방법은 기지국의 각 안테나로부터 다수의 무선 클라이언트 장치들 중 하나로 혼련 신호를 전송하는 단계, 주파수 오프셋 보상 데이터를 생성하는 단계, 상기 기지국에서 상기 주파수 오프셋

(뒷면에 계속)

대표도 - 도3



3-안테나 기지국과 3단말-안테나 클라이언트 장치

보상 데이터를 수신하는 단계, 전송기에 상기 주파수 오프셋을 사전 소거하기 위해 상기 주파수 오프셋 보상 데이터에 기초한 MU-MAS 프리코더 가중치들을 계산하는 단계, 및 채널 특성 데이터에 기초한 다수의 MU-MAS 프리코더 가중치들을 계산하는 단계를 포함한다.

(52) CPC특허분류

H04B 7/0684 (2013.01)
H04B 7/0689 (2013.01)
H04B 7/0854 (2013.01)
H04J 11/0033 (2013.01)
H04L 25/0224 (2013.01)
H04L 25/03343 (2013.01)

(30) 우선권주장

11/894,362 2007년08월20일 미국(US)
 11/894,540 2007년08월20일 미국(US)

(72) 발명자

필먼, 스테펜, 지.

미국, 캘리포니아 94301, 팔로 알토, 해밀톤 애비뉴 1107

반더란, 로저

미국, 캘리포니아 94025, 멘로 파크, 마쿠센 드라이브 1134

스펙, 존

미국, 캘리포니아 94025, 멘로 파크, 아이비 드라이브 228

명세서

청구범위

청구항 1

다중 사용자(MU)를 갖는 다중 안테나 시스템(MAS) 전송("MU-MAS")에서 동상(in-phase) 및 직교(I/Q) 불균형을 보상하는 방법에 있어서,

기지국의 각 안테나와 다수의 무선 클라이언트 장치들 각각 사이에서 혼련 신호를 전송하고, 상기 기지국에서 채널 특성 데이터를 획득하는 단계;

상기 채널 특성 데이터에 기초하여 다수의 MU-MAS 프리코더 가중치들을 계산하는 단계로서, 상기 MU-MAS 프리코더 가중치들은 I/Q 이득 및 위상 불균형 또는 사용자 간 간섭으로 인한 간섭을 사전 소거하기 위해 계산되는, 계산 단계;

상기 기지국의 각 안테나에 대해 사전부호화된 데이터 신호들을 생성하기 위해 상기 MU-MAS 프리코더 가중치들을 사용하여 사전부호화하는 단계; 및

상기 사전부호화된 데이터 신호들을 상기 기지국의 각 안테나를 통해 각 클라이언트 장치로 전송하는 단계를 포함하는 보상 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 기지국은 광역 네트워크로 상기 무선 클라이언트 장치들을 커플링하는 액세스 포인트인 것을 특징으로 하는 보상 방법.

청구항 3

청구항 1에 있어서,

상기 보상 방법은,

잔여 간섭을 억제하기 위해 제로-포싱(ZF), 최소 평균 제곱 오차(MMSE) 또는 최대 우도(ML) 수신기를 사용하여 각 사용자 장치에서 데이터 스트림들을 복조하는 단계;

를 더 포함하는 보상 방법.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

사전부호화는 블록 대각화(BD) 기술들을 사용하여 수행되는 것을 특징으로 하는 보상 방법.

청구항 5

청구항 1에 있어서,

상기 MU-MAS의 안테나들은 분산형 안테나들인 것을 특징으로 하는 보상 방법.

청구항 6

청구항 5에 있어서,

상기 프리코더 가중치들은 사용자 간 간섭을 소거하나 반송파 간 간섭(inter-carrier interference, ICI)을 소거하지 않으며,

상기 무선 클라이언트 장치들은 상기 ICI를 소거하기 위해 필터들을 갖는 수신기들을 포함하는 것을 특징으로 하는 보상 방법.

청구항 7

MU-MAS 통신에 대해 동상 및 직교(I/Q) 불균형을 보상하는 시스템에 있어서,

부호화되고 변조된 정보 비트들을 생성하기 위해 다수의 무선 클라이언트 장치들 각각에 대한 정보 비트들을 부호화하고 변조하는 하나 이상의 부호화 변조 유닛들;

상기 부호화되고 변조된 정보 비트들을 복합 기호들로 맵핑하는 하나 이상의 맵핑 유닛들; 및

MU-MAS 사전부호화 가중치들을 계산하기 위해 기지국에서 획득된 채널 상태 정보를 이용하는 MU-MAS 사전부호화 유닛을 포함하며,

상기 MU-MAS 사전부호화 유닛은 I/Q 이득 및 위상 불균형 또는 사용자 간 간섭으로 인한 간섭을 사전 소거하기 위해 상기 가중치들을 사용하여 상기 맵핑 유닛들로부터 획득된 상기 복합 기호들을 사전부호화하는 보상 시스템.

청구항 8

청구항 7에 있어서,

상기 보상 시스템은,

상기 MU-MAS 사전부호화 유닛으로부터 상기 사전부호화된 신호들을 수신하고, OFDM 표준에 따라 상기 사전부호화된 신호들을 변조하는 하나 이상의 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 유닛들;

을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 보상 시스템.

청구항 9

청구항 8에 있어서,

상기 OFDM 표준은 역 고속 푸리에 변환(IFFT)을 계산하고 사이클릭 프리픽스를 추가하는 것을 포함하는 것을 특징으로 하는 보상 시스템.

청구항 10

청구항 9에 있어서,

상기 보상 시스템은,

아날로그 베이스 밴드 신호를 생성하기 위해 상기 OFDM 유닛들이 출력에 대해 디지털 대 아날로그(D/A) 변환을 수행하는 하나 이상의 D/A 유닛들; 및

상기 베이스 밴드 신호를 무선 주파수로 상향변환하고, 하나 이상의 해당 전송 안테나들을 사용하여 상기 신호들을 전송하는 하나 이상의 무선 주파수(RF) 유닛들;

을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 보상 시스템.

청구항 11

청구항 7에 있어서,

상기 MU-MAS 사전부호화 유닛은 최소 평균 제곱 오차(MMSE), 가중된 MMSE, 제로-포싱(ZF) 프리코더, 또는 블록 대각화(BD) 프리코더로 구현되는 것을 특징으로 하는 보상 시스템.

청구항 12

삭제

청구항 13

청구항 7에 있어서,

상기 MU-MAS의 안테나들은 분산형 안테나들을 포함하고,

상기 보상 시스템은 사전 부호화 가중치들을 계산하기 위해 채널 상태 정보를 사용하는 분산형 안테나의 사전부호화 유닛을 포함하며,

상기 분산형 안테나의 사전부호화 유닛은 I/Q 이득 및 위상 불균형 또는 사용자 간 간섭으로 인한 간섭을 사전 소거하기 위해 상기 가중치들을 사용하여 상기 맵핑 유닛들로부터 획득된 상기 복합 기호들을 사전부호화하는 것을 특징으로 하는 보상 시스템.

청구항 14

MU-MAS 통신에 대해 동상 및 직교(I/Q) 불균형을 보상하는 시스템에서 사용을 위한 무선 클라이언트 장치에 있어서,

하나 이상의 MU-MAS 전송기 유닛들로부터 전송된 신호들을 수신하고, 상기 신호들을 베이스 밴드로 하향변환하는 하나 이상의 RF 유닛들;

상기 하향변환된 신호들을 수신하고 상기 신호들을 아날로그 신호들에서 디지털 신호들로 변환하는 하나 이상의 아날로그 대 디지털(A/D) 변환 유닛들;

주파수 영역에서 상기 신호들을 보고하기 위해 상기 디지털 신호들에 대해 사이클릭 프리픽스를 제거하고 고속 푸리에 변환(FFT)을 수행하는 하나 이상의 OFDM 유닛들;

혼련 주기 동안 상기 하나 이상의 OFDM 유닛들로부터 출력된 신호를 수신하고 응답적으로 채널 추정 데이터를 계산하는 채널 추정 유닛; 및

상기 무선 클라이언트 장치로 전송하기 전에 사전부호화 신호들의 사용을 위해 상기 채널 추정 데이터 또는 혼련 신호를 기지국으로 전송하는 신호 생성기 유닛;

을 포함하는 무선 클라이언트 장치.

청구항 15

청구항 14에 있어서,

상기 채널 추정들은 상기 OFDM 유닛들에 대한 입력을 사용함으로써 시간 영역에서 계산되는 것을 특징으로 하는 무선 클라이언트 장치.

청구항 16

청구항 14에 있어서,

상기 신호 생성기 유닛은 상기 기지국으로 전송하기 전에 상기 채널 추정들을 양자화하기 위한 로직을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 클라이언트 장치.

청구항 17

청구항 14에 있어서,

상기 무선 클라이언트 장치는,

상기 OFDM 유닛들로부터 출력들을 수신하고 응답적으로 IQ 불균형을 계산하며, 상기 전송된 데이터의 추정을 획득하기 위해 상기 신호를 복조/복호화하는 수신기 유닛;

을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 클라이언트 장치.

청구항 18

청구항 17에 있어서,

상기 수신기 유닛은 최소 평균 제곱 오차(MMSE) 수신기, 제로-포싱(ZF) 수신기, 최대 우도(ML) 또는 맵(MAP) 수신기인 것을 특징으로 하는 무선 클라이언트 장치.

청구항 19

청구항 17에 있어서,

상기 수신기 유닛은 미리 톤들에 대해 I/Q 불균형에 의해 발생된 반송파 간 간섭(ICI)을 소거하는 MMSE 또는 ZF 필터를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 클라이언트 장치.

청구항 20

청구항 17에 있어서,

상기 수신기 유닛은 미리 톤들에 대한 기호들을 공동으로 검출하는 비선형 검출기(ML)를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 클라이언트 장치.

청구항 21

청구항 17에 있어서,

상기 채널 추정 유닛은 반송파 간 간섭(ICI)을 제거하기 위해 상기 수신기 유닛에 의해 사용가능한 계수들을 계산하는 것을 특징으로 하는 무선 클라이언트 장치.

청구항 22

청구항 13에 있어서,

상기 MU-MAS의 안테나들은 분산형 안테나들을 포함하고,

하나 이상의 RF 유닛들은 하나 이상의 분산형 안테나의 MU-MAS 전송기 유닛들로부터 전송된 신호들을 수신하고 상기 신호들을 베이스 밴드로 하향변환하는 것을 특징으로 하는 보상 시스템.

청구항 23

삭제

청구항 24

삭제

청구항 25

삭제

청구항 26

삭제

청구항 27

삭제

청구항 28

삭제

청구항 29

삭제

청구항 30

삭제

청구항 31

삭제

청구항 32

삭제

청구항 33

삭제

청구항 34

삭제

청구항 35

삭제

청구항 36

삭제

청구항 37

삭제

청구항 38

삭제

청구항 39

삭제

청구항 40

삭제

청구항 41

삭제

청구항 42

삭제

청구항 43

삭제

청구항 44

삭제

청구항 45

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 출원서는 2004년 7월 30일 출원된 제10/902,978호의 부분 계속 출원이다.

[0002] 본 발명은 일반적으로 통신 시스템 분야에 관한 것이다. 보다 자세하게, 본 발명은 시공간 부호화(space-time coding) 기술을 이용한 분산형 입력-분산형 출력 무선 통신을 위한 시스템 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

- [0003] 무선 기술에서 상대적으로 새로운 진전으로 공간 다중화 및 시공간 부호화가 알려져 있다. 한 특정 타입의 시공간 부호화는 몇몇 안테나가 각 말단에 사용되기 때문에 "다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output)"의 약자인 MIMO로 칭한다. 전송 및 수신을 위해 다중 안테나를 사용함으로써, 다중 독립형 전파가 동일한 주파수 범위 내에서 동시에 전송될 수 있다. 하기 문헌들은 MIMO의 개요를 제공한다.
- [0004] IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL.21, NO. 3, 2003년 4월: David Gesbert, Member, IEEE, Mansoor Shafi, Fellow, IEEE, Da-shan Shiu, Member, IEEE, Peter J. Smith, Member, IEEE 및 Ayman Nagueib, Senior Member, IEEE의 "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems".
- [0005] IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 50, NO. 12, 2002년 12월: David Gesbert, Member, IEEE, Helmut Bolcskei, Member, IEEE, Dhananjay A. Gore, 및 Arogyaswami J. Paulraj, Fellow, IEEE의 "Outdoor MIMO Wireless Channels: Models and Performance Prediction"
- [0006] 기본적으로, MIMO 기술은 공통 주파수 대역 내에서 병렬 공간 데이터 스트림을 생성하기 위해 공간 분배형 안테나들의 사용에 기초한다. 상기 전파는 개별 신호들이 동일한 주파수 대역 내에서 전송될지라도 수신기에서 분리되어 복조될 수 있는 그러한 방법으로 전송되며, 이는 통계학적 다중 독립형(이를테면, 효과적 분리형) 통신 채널들을 초래할 수 있다. 따라서, 다중 경로 신호들(이를테면, 시간에 맞춰 지연되고 진폭과 위상이 변경된 동일한 주파수에서의 다중 신호들)을 금지하기 위해 시도된 표준 무선 통신 시스템에 반해, MIMO는 제공된 주파수 대역 내에서 더 높은 처리율과 향상된 신호대잡음비를 달성하기 위해 상관없거나 약간 상관 있는 다중 경로 신호들에 좌우될 수 있다. 예를 들어, MIMO 기술은 종래 비-MIMO 시스템이 더 낮은 처리율만 달성할 수 있는 전력 및 신호대잡음비(SNR) 조건들에 비해 훨씬 더 높은 처리율을 달성한다. 상기 용량이 켈컴 인코포레이티드(켈컴은 무선 기술의 가장 큰 공급자들 중 하나임)의 웹사이트 http://www.cdmatech.com/products/what_mimo_delivers.jsp에서 "What MIMO Delivers"로 명칭된 페이지에서 기술된다: "MIMO는 채널당 또는 MHz 스펙트럼당 시스템의 2배 이상의 최고 데이터율을 전달함으로써 스펙트럼 용량을 증가시키는 유일한 다중 안테나 기술이다. 더 자세하게 하기 위해, 무선 LAN 또는 WiFi® 어플리케이션들에 대해 켈컴의 제4세대 MIMO 기술은 35MHz 스펙트럼에서 315Mbps 또는 8.8Mbps/MHz 속도를 전달한다. 이를 17MHz 스펙트럼에서 54Mbps 또는 3.18Mbps/MHz만을 전달하는(균일한 빔-형성 또는 다이버시티 기술인) 802.11a/g의 최고 용량과 비교된다."
- [0007] 전형적으로, MIMO 시스템은 몇 가지 이유들로 장치당 10개 미만(이에 따라 네트워크에서 10배 미만 처리율 상승)의 안테나들로 이루어진 실시 제한에 직면한다:
- [0008] 1. 물리적 제한: 소정 장치상의 MIMO 안테나는 각각이 통계학적 독립 신호를 수신하도록 그들 사이에 충분한 분리도(separation)를 가져야 한다. MIMO 처리율 상승은 파장의 균일한 부분으로 이격된 안테나에 의해 나타낼 수 있으며, 효율은 더 낮은 MIMO 처리율 승수들로 인해 안테나가 가까울수록 급속히 저하된다.
- [0009] 예를 들면, 하기의 참고 문헌들을 참조한다:
- [0010] [1]D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, 및 J. M. Kahn의 "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems", IEEE Trans. Comm., vol. 48, no. 3, pp. 502-513, 2000년 3월.
- [0011] [2]V. Pohl, V. Jungnickel, T. Haustein, 및 C. von Helmlolt의 "Antenna spacing in MIMO indoor channels", Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol 2, pp. 749-753, 2002년 5월.
- [0012] [3]M. Stoytchev, H. Safar, A.L. Moustakas, 및 S. Simon의 "Compact antenna arrays for MIMO applications", Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 3, pp. 708-711, 2001년 7월.
- [0013] [4]A. Forenza 및 R. W. Heath Jr.의 "Impact of antenna geometry on MIMO communication in indoor clustered channels", Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 2, pp. 1700-1703, 2004년 6월.
- [0014] 또한, 소형 안테나 간격에 있어, 상호 결합 효과는 MIMO 시스템들의 성능을 저하시킬 수 있다.
- [0015] 예를 들면, 하기의 참고문헌들을 참조한다:
- [0016] [5]M. J. Fakhereddin 및 K. R. Dandekar의 "Combined effect of polarization diversity and mutual coupling on MIMO capacity", Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 2, pp. 495-498, 2003년 6월.

- [0017] [7]P.N. Fletcher, M. Dean, 및 A. R. Nix의 "Mutual coupling in multielement array antennas and its influence on MIMO channel capacity", IEEE Electronics Letters, vol. 39, pp. 342-344, 2003년 2월.
- [0018] [8]V. Jungnickel, V. Pohl, 및 C. Von Helmholtz의 "Capacity of MIMO Systems with closely spaced antennas", IEEE Comm. Lett., vol. 7, pp. 361-363, 2003년 8월.
- [0019] [10]J. W. Wallace 및 M. A. Jensen의 "Termination-dependent diversity performance of coupled antennas: Network theory analysis", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 52, pp. 98-105, 2004년 1월.
- [0020] [13]C. Waldschmidt, S. Schulteis, 및 W. Wiesbeck의 "Complete RF system model for analysis of compact MIMO arrays", IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 53, pp. 579-586, 2004년 5월.
- [0021] [14]M. L. Morris 및 M. A. Jensen의 "Network model for MIMO systems with coupled antennas and noisy amplifiers", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 53, pp. 545-552, 2005년 1월.
- [0022] 게다가, 상기 안테나들이 서로 붐빔에 따라, 전형적으로 상기 안테나들은 더 작게 만들어져야 하며, 이는 안테나 효율에도 영향을 줄 수 있다.
- [0023] 예를 들면, 하기의 참고문헌을 참조한다:
- [0024] [15]H. A. Wheeler의 "Small antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-23, n. 4, pp. 462-469, 1975년 7월.
- [0025] [16]J. S. McLean의 "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 44, n. 5, pp. 672-676, 1996년 5월.
- [0026] 결국, 주파수가 낮고 파장이 길수록, 단일 MIMO 장치의 물리적 크기는 다루기 힘들 수 있다. 가장 심한 예로는 MIMO 장치 안테나가 서로 10미터 이상 이격되어야 하는 HF 대역에서이다.
- [0027] 2. 노이즈 제한. 각 MIMO 수신기/송신기 서브시스템은 소정 레벨의 노이즈를 생성한다. 더욱더 많은 이러한 서브시스템들이 서로 근접하게 배치됨에 따라, 노이즈 플로어(noise floor)는 증가 된다. 한편, 많은 안테나 MIMO 시스템에서 서로로부터 구별될 필요가 있는 더욱 다른 신호들이 증가할수록, 더욱 증가하는 낮은 노이즈 플로어가 요구된다.
- [0028] 3. 비용 및 전력 제한. 비용 및 전력 소모가 이슈가 아닌 MIMO 어플리케이션들이 있으나, 전형적인 무선 제품에서, 비용 및 전력 소모 모두 성공적인 제품의 발전에 있어 결정적인 제약이 된다. 개별적인 RF 서브시스템은 개별적인 아날로그-대-디지털(A/D) 및 디지털-대-아날로그(D/A) 변환기들을 포함하는 각 MIMO 안테나를 필요로 한다. 무어의 법칙(Intel co-founder Gordon Moore에 의해 작성된 경험적 관측으로, 최소 구성요소으로 된 집적 회로 상의 트랜지스터의 수는 약 24개월마다 2배의 비용이 든다: 출처: <http://www.intel.com/technology/mooreslaw/>)으로 스케일링 된 디지털 시스템들의 많은 양태들과 달리, 이러한 아날로그-집중 서브시스템들은 전형적으로 소정의 물리적 구조 크기와 전력 조건들, 및 소비와 전력에 있어 선형적인 스케일을 갖는다. 그래서, 많은 안테나 MIMO 장치는 단일 안테나 장치에 비해 매우 비싸고 전력 소모적일 것이다.
- [0029] 그 결과, 오늘날 완성된 대부분의 MIMO 시스템들은 2 내지 4개의 정도의 안테나들로 되어 있고, 처리율에 있어서 2 내지 4배 정도의 상승을 초래하며, 다중 안테나 시스템의 다양한 이점들로 인해 SNR에 있어 다소 상승된다. 10개까지의 안테나 MIMO 시스템들이 고려되었으나(특히, 파장이 짧을수록 그리고 안테나 간격이 가까울수록 그로 인해 더 높은 마이크로파 주파수에서), 매우 특화된 비용-집중형 어플리케이션들을 제외하고는 매우 비현실적이다.
- [0030] **가상 안테나 어레이들**
- [0031] MIMO-형 기술의 어느 한 특정 어플리케이션으로 가상 안테나 어레이가 있다. 이러한 시스템은 2003년 1월 15-17일 스페인 바르셀로나 EURO-COST, Scientific and Technical Research 분야에서 유럽 조약에 제시된 조사서에 제시된다: Center for Telecommunications Research, King's College London, UK: Mischa Dohler 및 Hamid Aghvami의 "A step towards MIMO: Virtual Antenna Arrays".
- [0032] 이 조사서에서 제시된 바와 같은 가상 안테나 어레이들은 (셀 폰들과 같은)협조적인 무선 장치들로 된 시스템들로, 협조적으로 동작하기 위해 그들 기지국에 그들의 주요 통신 채널보다 개별적인 통신 채널 상에서 서로 간에 (그리고 만약 그들이 서로에 충분히 가까울 경우) 통신한다(예컨대, 그들이 UHF 대역에서 GSM 셀룰러 폰들인 경

우, 이는 5Ghz의 산업 과학 및 의학(ISM) 무선 대역일 것이다). 이는 단일 안테나 장치들이, 예를 들어, 그들이 물리적으로 다중 안테나들로 된 하나의 장치인 것처럼 동작하기 위해(게다가 기지국의 범위 내에 있기 위해) 서로의 범위에 있는 몇몇 장치들 사이의 정보에 따라 처리율에 있어 MIMO와 같은 상승을 잠재적으로 달성하도록 한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0033]

하지만, 실제로 이러한 시스템은 구현하기가 매우 어렵고 이용에 제한이 있다. 우선, 불특정한 이용성의 제2 중계 링크에 의해, 개선된 처리율을 달성하도록 유지되어야 하는 장치당 최소한 두 개의 다른 통신 경로가 있다. 또한, 상기 장치들은 그들이 최소한 제2 통신 서브시스템에서 더 큰 계산적 요구들 가지므로 더 비싸고, 물리적으로 더 크며, 더 많은 전력을 소모한다. 게다가, 상기 시스템은 다양한 통신 링크들을 통해 잠재적으로 모든 장치들의 매우 복잡한 실시간 좌표에 좌우된다. 결국, 동시 채널 이용(예컨대, 동시 폰이 MIMO 기술을 이용한 전송을 요청함)이 늘어남에 따라, 각 장치에 대한 계산적 부담은 (채널 이용이 선형적으로 증가함에 따라 잠재적으로 기하급수적으로) 늘어나며, 이는 엄격한 전력 및 크기 제한을 갖는 휴대용 장치들에 대해 매우 비현실적일 수 있다.

과제의 해결 수단

[0034]

다중 사용자(MU)를 갖는 다중 안테나 시스템(MAS) 전송("MU-MAS")에 있어 주파수와 위상 오프셋을 보상하기 위한 시스템 및 방법이 기술된다. 예를 들면, 본 발명의 일 실시 예에 따른 방법은, 기지국의 각 안테나에서 주파수 오프셋 보상 데이터를 생성하기 위해 각 훈련 신호를 분석하는 하나 또는 다수의 클라이언트 각각으로 훈련 신호(training signal)를 전송하고, 상기 기지국에서 상기 주파수 오프셋 보상 데이터를 수신하는 단계; 전송기에서 주파수 오프셋을 사전 소거하기 위해 상기 주파수 오프셋 보상 데이터에 기초한 MU-MAS 프리코더 가중치들을 계산하는 단계; 상기 기지국의 각 안테나에 대해 사전부호화된 훈련 신호들을 생성하기 위해 상기 MU-MAS 프리코더 가중치들을 이용하여 훈련 신호를 사전부호화하는 단계; 기지국의 각 안테나에서 채널 특성 데이터를 생성하기 위해 각 훈련 신호를 분석하고, 상기 기지국에서 상기 채널 특성 데이터를 수신하는 각각의 다수의 무선 클라이언트 장치로 상기 사전부호화된 훈련 신호를 전송하는 단계; 상기 채널 특성 데이터 기초한 주파수와 위상 오프셋 및/또는 상호 사용자 인터페이스를 사전 소거하기 위해 계산된 다수의 MU-MAS 프리코더 가중치들을 계산하는 단계; 상기 기지국의 각 안테나에 대해 사전부호화된 데이터 신호들을 생성하기 위해 상기 MU-MAS 프리코더 가중치들을 이용하여 데이터를 사전부호화하는 단계; 및 각 개별 클라이언트 장치에 대한 상기 기지국의 각 안테나를 통해 상기 사전부호화된 데이터 신호들을 전송하는 단계를 포함한다.

발명의 효과

[0035]

본 발명에 의해, 다중 사용자(MU)를 갖는 다중 안테나 시스템(MAS) 전송("MU-MAS")에 있어 주파수와 위상 오프셋을 보상함으로써 더 소형화되고 저전력 특성을 갖는 분산형 입력 분산형 출력 무선 통신을 위한 시스템 및 방법을 제공할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0036]

도면과 함께, 하기의 상세 설명으로부터 본 발명을 더 잘 이해할 수 있다:

도 1은 종래 MIMO 시스템을 도시한다.

도 2는 다수의 단일-안테나 클라이언트 장치와 통신하는 N-안테나 기지국을 도시한다.

도 3은 3개의 단일-안테나 클라이언트 장치와 통신하는 3 안테나 기지국을 도시한다.

도 4는 본 발명의 일 실시 예에 사용된 훈련 신호 기술을 도시한다.

도 5는 본 발명의 일 실시 예에 따른 클라이언트 장치에서 기지국으로 전송된 채널 특성 데이터를 도시한다.

도 6은 본 발명의 일 실시 예에 따른 다중-입력 분산형-출력("MIDO") 하향 전송을 도시한다.

도 7은 본 발명의 일 실시 예에 따른 다중-입력 다중 출력("MIMO") 상향 전송을 도시한다.

도 8은 본 발명의 일 실시 예에 따른 처리율을 할당하기 위해 서로 다른 클라이언트 그룹들을 통한 기지국 사이

클러킹을 도시한다.

도 9는 본 발명의 일 실시 예에 따른 근접성에 기초한 클라이언트들의 그룹화를 도시한다.

도 10은 NVIS 시스템 내에서 사용된 본 발명의 실시 예를 도시한다.

도 11은 I/Q 보상 기능 유닛을 갖는 DIDO 전송기의 실시 예를 도시한다.

도 12는 I/Q 보상 기능 유닛을 갖는 DIDO 수신기이다.

도 13은 I/Q 보상에 의한 DIDO-OFDM 시스템들의 일 실시 예를 도시한다.

도 14는 I/Q 보상 유무에 따른 DIDO 2×2 성능의 일 실시 예를 도시한다.

도 15는 I/Q 보상 유무에 따른 DIDO 2×2 성능의 일 실시 예를 도시한다.

도 16은 다양한 QAM 콘스텔레이션에 대한 I/Q 보상 유무에 따른 SER(Symbol Error Rate)의 일 실시 예를 도시한다.

도 17은 다양한 사용자 장치 위치들에서 보상 유무에 따른 DIDO 2×2 성능의 일 실시 예를 도시한다.

도 18은 이상적인(i.i.d.) 채널일 경우 I/Q 보상 유무에 따른 SER의 일 실시 예를 도시한다.

도 19는 적응형 DIDO 시스템들의 전송기 프레임워크의 일 실시 예를 도시한다.

도 20은 적응형 DIDO 시스템들의 수신기 프레임워크의 일 실시 예를 도시한다.

도 21은 적응형 DIDO-OFDM의 방법의 일 실시 예를 도시한다.

도 22는 DIDO 측정값에 대한 안테나 배치의 일 실시 예를 도시한다.

도 23은 다차 DIDO 시스템들에 대한 어레이 구성의 실시 예들을 도시한다.

도 24는 다차 DIDO 시스템들의 성능을 도시한다.

도 25는 DIDO 측정값에 대한 안테나 배치의 일 실시 예를 도시한다.

도 26은 사용자 장치 위치의 함수로 4-QAM 및 $1/2$ FEC 비율에 의한 DIDO 2×2 성능의 일 실시 예를 도시한다.

도 27은 DIDO 측정값들에 대한 안테나 배치의 일 실시 예를 도시한다.

도 28은 DIDO 8×8 이 더 낮은 TX 전력 조건의 DIDO 2×2 보다 더 큰 SE를 산출하는 방법이 도시된다.

도 29는 안테나 선택에 의한 DIDO 2×2 성능의 일 실시 예를 도시한다.

도 30은 i.i.d. 채널들에서 다양한 DIDO 사전부호화 체제들의 평균 BER 성능을 도시한다.

도 31은 i.i.d. 채널들에서 추가 전송 안테나들 수의 함수로 ASeI의 SNR 이득을 도시한다.

도 32는 도 32는 i.i.d. 채널들에서 1 및 2 추가 안테나들을 갖는 BD 및 ASeI에 대한 사용자들(M) 수의 함수로 SNR 임계값들을 도시한다.

도 33은 다양한 각 확산(AS) 값에 의해, 동일한 각 방향에서 위치된 두 개의 사용자들에 대한 BER 대 사용자별 평균 SNR을 도시한다.

도 34는 도 33과 유사하나 사용자들 간 더 높은 각 분리도를 갖는 결과들을 도시한다.

도 35는 사용자들의 다양한 값들의 도달각(AOS들)의 평균 각들에 대한 AS 함수로 SNR 임계값을 도시한다.

도 36은 5개의 사용자들로 이루어진 바람직한 경우에 대한 SNR 임계값을 도시한다.

도 37은 두 개의 사용자의 경우, 1 및 2개의 추가 안테나들을 갖는 BD 및 ASeI의 SNR 임계값의 비교도이다.

도 38은 도 37과 유사하나, 5개의 사용자들로 이루어진 경우의 결과를 도시한다.

도 39는 다양한 AS 값들에 의한 BD 체제에 대한 SNR 임계값들을 도시한다.

도 40은 1 및 2개의 추가 안테나들을 갖는 BD 및 ASeI에 대한 $AS=0.1^\circ$ 인 공간적으로 상관 있는 채널에서의 SNR 임계값들을 도시한다.

도 41은 $AS=5^\circ$ 에 의한 둘 이상의 채널 시나리오에 대한 SNR 임계값들의 비교도이다.

도 42는 $AS=10^\circ$ 에 의한 둘 이상의 채널 시나리오에 대한 SNR 임계값들의 비교도이다.

도 43-44는 1 및 2개의 추가 안테나들을 갖는 BD 및 ASeI 체제들에 대한 사용자(M) 수 및 각 확산(AS)의 함수로 SNR 임계값을 도시한다.

도 45는 주파수 오프셋 추정기/보상기를 갖춘 수신기를 도시한다.

도 46은 본 발명의 일 실시 예에 따른 DIDO 2×2 시스템 모델을 도시한다.

도 47은 본 발명의 일 실시 예에 따른 방법을 도시한다.

도 48은 주파수 오프셋 유무에 따른 DIDO 2×2 의 시스템들의 SER 결과들을 도시한다.

도 49는 도 49는 SNR 임계값에 대해 다양한 DIDO 체제들의 성능을 비교한 도면이다.

도 50은 방법들의 다른 실시 예들에 필요한 오버헤드의 양을 비교한 도면이다.

도 51은 $f_{\max}=2\text{Hz}$ 이고 더 이상 정수 오프셋 정정이 없는 소형 주파수 오프셋을 갖는 시뮬레이션을 도시한다.

도 52는 정수 오프셋 추정기를 턴 오프할 때의 결과들을 도시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0037]

하기의 설명에서, 설명을 위해, 본 발명의 철저한 이해를 제공하기 위해 다양한 소정의 상세설명이 설명된다. 하지만, 본 발명이 소정의 이러한 특정 상세설명 없이 실시될 수 있다는 점이 본 발명에 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자들에게는 명백할 것이다. 다른 예들에서, 잘 공지된 구조와 장치들이 본 발명의 근본적인 원리들을 모호하게 하는 것을 피하기 위해 블록도 형태로 도시된다.

[0038]

도 1은 전송 안테나들(104)과 수신 안테나들(105)을 구비한 종래 MIMO 시스템을 나타낸다. 이러한 시스템은 이용가능한 채널에서 정상적으로 달성 가능한 처리율의 3배까지 달성할 수 있다. 과제에 대한 공개 문헌에 기술된 이러한 MIMO 시스템의 세부사항들을 구현하기 위한 수많은 다른 접근방법들이 있으며, 하기 설명은 하나의 이런 접근방법을 설명한다.

[0039]

데이터가 도 1의 상기 MIMO 시스템으로 전송되기 전, 상기 채널은 "특성화"된다. 이는 처음에 각각의 상기 전송 안테나들(104)의 각각의 상기 전송 안테나(104)에서 각각의 상기 수신기들(105)로 "훈련 신호"를 전송함으로써 달성된다. 상기 훈련 신호는 D/A 변환기(미도시)에 의해 아날로그로 변환되고, 그 후 연속적으로 각 전송기(103)에 의해 베이스 밴드에서 RF로 변환된 부호화 및 변조 서브시스템(102)에 의해 생성된다. 그 RF 수신기(106)에 결합된 각 수신 안테나(105)는 각 훈련 신호를 수신하고 그것을 베이스 밴드로 변환한다. 상기 베이스 밴드 신호는 D/A 변환기(미도시)에 의해 디지털로 변환되고, 상기 신호 처리 서브시스템(107)은 상기 훈련 신호를 특성화한다. 각 신호의 특성은 예를 들어, 상기 수신기에 대한 내부 기준, 절대 기준, 상대적 기준, 특성 노이즈에 비례하는 위상과 진폭을 포함하는 많은 요소들 또는 기타 요소들을 포함할 수 있다. 전형적으로, 각 신호의 특성은 상기 신호가 상기 채널을 거쳐 전송될 때 상기 신호의 몇몇 양태들의 위상 및 진폭 변화들을 특성화하는 벡터로 규정된다. 예를 들어, 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation; "QAM")-변조된 신호에서, 상기 특성은 상기 신호의 몇몇 다중경로 이미지의 위상 및 진폭 오프셋의 벡터일 것이다. 또 다른 예로, 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing; "OFDM")-변조된 신호에서, 그것은 상기 OFDE 스펙트럼에서 개별적인 서브-신호들 중 몇몇 또는 모두의 위상 및 진폭 오프셋의 벡터일 것이다.

[0040]

상기 신호 처리 서브시스템(107)은 각 수신 안테나(105)와 해당 수신기(106)에 의해 수신된 채널 특성을 저장한다. 3개의 전송 안테나(104) 모두가 그들의 훈련 신호 전송을 완료된 후, 상기 신호 처리 서브시스템(107)은 상기 채널 특성 매트릭스 "H"로 지정된 3×3 매트릭스(108)를 초래하는 각각의 3개의 수신 안테나(105)에 대한 3개의 채널 특성을 저장할 것이다. 각 개별 매트릭스 요소 H_{ij} 는 상기 수신 안테나(105j)에 의해 수신된 바와 같은 전송 안테나(104i)의 훈련 신호 전송의 (전형적으로 상기에 기술된 바와 같은 벡터인) 채널 특성이다.

[0041]

이 지점에서, 상기 신호 처리 서브시스템(107)은 H^{-1} 을 생성하도록 상기 매트릭스 H(108)를 변환하고, 전송 안테나들(104)로부터 실제 데이터의 전송을 기다린다. 이용가능한 문헌에 기술된 다양한 종래 MIMO 기술은 상기 H 매트릭스(108)가 변환될 수 있을 보장하기 위해 이용될 수 있음을 유의해야 한다.

- [0042] 동작에 있어, 전송될 데이터의 페이로드(payload)가 데이터 입력 서브시스템(100)에 제공된다. 그 후, 부호화 및 변조 서브시스템(102)에 제공되기 전 분리기(splitter; 101)에 의해 3개의 부분들로 나뉜다. 예를 들어, 상기 페이로드가 "abcdef"에 대한 ASCII 비트일 경우, 분리기(101)에 의해 "ad", "be", 및 "cf"에 대한 ASCII 비트로 된 3개의 서브-페이로드로 나뉠 수 있을 것이다. 그 후, 각각의 3개의 서브-페이로드는 상기 부호화 및 변조 서브시스템(102)에 개별적으로 제공된다.
- [0043] 각각의 상기 서브-페이로드는 각 신호와 오차 정정 용량의 통계학적 독립성 모두에 적합한 부호화 시스템을 사용함으로써 개별적으로 부호화된다. 이는 제한하는 것은 아니나, 리드 솔로몬 부호화(Reed-Solomon coding), 비터비 부호화(Viterbi coding), 및 터보 부호(Turbo Codes)를 포함한다. 결국, 각각의 상기 3개의 부호화된 서브-페이로드는 상기 채널에 대한 적절한 변조 체계를 이용하여 변조된다. 변조 체계의 예들로는 차동 위상 천이 변조(differential phase shift key; "DPSK") 변조, 64-QAM 변조 및 OFDM이 있다. 여기서, MIMO에 의해 제공된 다이버시티(diversity) 이득은 상기 동일 채널을 이용한 SISO(Single Input-Single Output) 시스템에서 실현 가능한 것과 달리, 고차 변조 콘스텔레이션(constellation)을 허용한다는 점을 염두에 두어야 한다. 그 후, 각 부호화 및 변조된 신호는 D/A 변환 장치(미도시)에 의한 D/A 변환과 각 전송기(103)에 의한 RF 생성이 따르는 자체 안테나(104)를 통해 전송된다.
- [0044] 적당한 공간 다이버시티가 상기 전송 및 수신 안테나들 중에 존재한다고 가정하면, 각각의 상기 수신 안테나(105)는 안테나들(104)로부터 3개의 전송된 신호들의 각기 다른 조합을 수신할 것이다. 각 신호는 각 RF 수신기(106)에 의해 베이스 밴드로 하향 수신 및 변환되고, A/D 변환기(미도시)에 의해 디지털화된다. y_n 이 n 번째 수신 안테나(105)에 의해 수신된 신호이고, x_n 이 n 번째 전송 안테나(104)에 의해 전송된 신호이며, N 이 노이즈인 경우, 이는 하기 3개의 식에 의해 기술될 수 있다:
- [0045]
$$y_1 = x_1H_{11} + x_2H_{12} + x_3H_{13} + N$$
- [0046]
$$y_2 = x_1H_{21} + x_2H_{22} + x_3H_{23} + N$$
- [0047]
$$y_3 = x_1H_{31} + x_2H_{32} + x_3H_{33} + N$$
- [0048] 이것이 3개의 미지수를 갖는 3개의 방정식으로 된 시스템으로 주어지면, 그것은 x_1 , x_2 및 x_3 를 구하기 위한 상기 신호 처리 서브시스템(107)에 대한 선형 대수학 문제이다(N 이 상기 신호들의 복호화를 허용하기에 충분히 낮은 레벨임을 가정함).:
- [0049]
$$x_1 = y_1H_{11}^{-1} + y_2H_{12}^{-1} + y_3H_{13}^{-1}$$
- [0050]
$$x_2 = y_1H_{21}^{-1} + y_2H_{22}^{-1} + y_3H_{23}^{-1}$$
- [0051]
$$x_3 = y_1H_{31}^{-1} + y_2H_{32}^{-1} + y_3H_{33}^{-1}$$
- [0052] 일단 상기 3개의 전송된 신호들(x_n)이 이에 따라 구해지면, 그 후 그들은 분리기(101)에 의해 본래 분리되는 3개의 비트 스트림을 복구하기 위해 신호 처리 서브시스템(107)에 의해 변조, 복호화 및 오차-정정된다. 이러한 비트 스트림은 결합 장치(108)에서 결합되고, 상기 데이터 출력(109)으로부터 단일 데이터 스트림으로 출력한다. 상기 시스템의 견고성이 노이즈 장애를 극복할 수 있다고 가정하면, 상기 데이터 출력부(109)는 상기 데이터 입력부(100)로 도입되는 동일한 비트 스트림을 생성할 것이다.
- [0053] 일반적으로, 기술된 종래 시스템은 4개의 안테나, 그리고 10개까지도 실시되나, 본 명세서의 배경 기술에서 기술된 이유들로, 대량의 안테나들(예컨대, 25, 100 또는 1000)을 가지고선 불가능해진다.
- [0054] 전형적으로, 이러한 종래 기술 시스템에는 두 가지 방법이 있으며, 귀환 경로가 동일한 방법으로 정확하게 구현되거나, 반대로, 전송 및 수신 서브시스템들 모두를 구비한 통신 채널의 각 사이드로 구현된다.
- [0055] 도 2는 기지국(BS)(200)이 광역 통신망(Wide Area Network; WAN) 인터페이스(예컨대, T1 또는 기타 고속 접속을 통한 인터넷으로)(201)로 구성되고, 다수(N)의 안테나(202)로 제공된다. 당분간, 우리는 고정 위치로부터 클라이언트 세트와 무선으로 통신하는 소정의 무선국을 일컫는 것으로 용어 "기지국(Base Station)"을 사용한다. 기지국의 예들로는 무선랜(wireless local area networks; WLANs) 또는 WAN 안테나 송신탑 또는 안테나 어레이

에서의 액세스 포인트들(access points)이 있다. 각 단일 안테나를 구비한 다수의 클라이언트 장치(203-207)가 있으며, 이는 상기 기지국(200)에서 무선으로 제공된다. 상기 예를 위해, 그러한 기지국이 클라이언트 장치들(203-207)을 제공하고 있는 사무 환경에 위치되는 것으로 생각하기 가장 쉬우나, 이러한 구조는 기지국이 무선 클라이언트들을 제공하고 있는 인도어(indoor) 및 아웃도어(outdoor) 모두인, 다수의 어플리케이션에 적용될 것이다. 예를 들어, 상기 기지국은 셀룰러 폰 송신탑, 또는 텔레비전 방송 송신탑에 기반을 둘 수 있을 것이다. 일 실시 예에서, 본 출원서의 양수인에 의해 양도되며 여기에 참조로서 병합된, 2004년 4월 20일 출원된 일련번호 제10/817,731호, SYSTEM AND METHOD FOR ENHANCING NEAR VERTICAL INCIDENCE SKYWAVE("NVIS:") COMMUNICATION USING SPACE-TIME CODING으로 명칭된 동시 계류중인 출원서에 기술된 것처럼, 상기 기지국(200)은 그라운드에 위치되고, 전리층에서 신호들이 산란되도록 하기 위해 HF 주파수(예컨대, 24MHz까지의 주파수)에서 상향으로 전송되도록 구성된다.

- [0056] 상기에 설명된 상기 기지국(200)과 클라이언트 장치들(203-207)과 연관된 소정의 세부사항들은 본 발명의 근본적인 원리들을 수행하는데 요구되는 것이 아닌 단지 도시를 위한 것이다. 예를 들어, 상기 기지국은 디지털 비디오 분배에 사용되는 것과 같은 어플리케이션-특정 광역 통신망을 포함하는 WAN 인터페이스(201)를 통해 다양한 다른 타입의 광역 통신망으로 접속될 수 있다. 마찬가지로, 상기 클라이언트 장치들은 제한하는 것은 아니나 셀룰러 폰, 개인 휴대용 정보 단말기들(personal digital assistants; "PDAs"), 수신기들, 및 무선 카메라들을 포함하는 소정의 다양한 무선 데이터 처리 및/또는 통신 장치들일 수 있다.
- [0057] 일 실시 예에서, 상기 기지국이 종래 MIMO 송신수기였던 것과 같이, 상기 기지국의 안테나들(202)은 각각이 공간적으로 관련이 없는 전송 및 수신 신호들이 되도록 공간적으로 분리된다. 배경기술에서 기술된 바와 같이, $\lambda/6$ (이를 테면, $1/6$ 파장) 내에 성공적으로 이격되어 배치된 안테나가 MIMO로부터의 처리율에 있어 증가되는 경우의 실험이 수행되었으나, 일반적으로 말해, 이러한 기지국 안테나들이 더 멀리 이격되어 배치될수록 상기 시스템의 성능이 더 좋아지며, 최소한 $\lambda/2$ 인 것이 바람직하다. 물론, 본 발명의 근본적인 원리들은 안테나들 사이의 소정의 특정 분리도로 제한하지 않는다.
- [0058] 단일 기지국(200)이 훨씬 더 좋으며, 그 안테나들이 훨씬 더 멀리 이격되어 위치된다는 점을 유의한다. 예를 들어, HF 스펙트럼에서, 상기 안테나들은 10미터 이상(예컨대, 상기에 언급된 NVIS 실시 예에서) 이격될 수 있다. 이러한 안테나가 100개가 사용된다면, 상기 기지국의 안테나 어레이는 수십 평방 킬로미터를 차지할 수 있을 것이다.
- [0059] 공간적 다이버시티 기술에 덧붙여, 본 발명의 일 실시 예는 상기 시스템의 효율적 처리율을 증가시키기 위해 상기 신호를 편파시킨다. 편파(polarization)를 통한 채널 용량의 향상은 수년 동안 위성 텔레비전 공급업자들에 의해 사용되어 온 공지기술이다. 편광을 사용하면, 다수의(예컨대, 3개의) 기지국 또는 서로 매우 가까우나 공간적으로 여전히 관련성이 없는 사용자 안테나들을 갖는 것이 가능하다. 종래 RF 시스템이 대개 2차원(예컨대, x 및 y)의 다이버시티로부터 장점만을 가질지라도, 여기에 기술된 구조는 3차원(x , y 및 z) 편광의 다이버시티로부터 더 많은 장점을 가질 수 있다.
- [0060] 공간 및 편광 다이버시티에 덧붙여, 본 발명의 일 실시 예는 패턴 다이버시티를 통해 링크 성능을 개선하기 위해 근-직교 방사 패턴(near-orthogonal radiation patterns)을 갖는 안테나들을 사용한다. 패턴 다이버시티는 MIMO 시스템들의 용량과 오율 특성을 개선시킬 수 있으며, 다른 안테나 다이버시티 기술들에 걸친 그 장점들이 하기 문헌들에서 볼 수 있다:
- [0061] [17]L. Dong, H. Ling, 및 R. W. Heath Jr.의 "Multiple-input multiple-out wireless communication systems using antenna pattern diversity", Proc. IEEE Glob. Telecom. Conf., vol. 1, pp. 997-1001, 2002년 11월.
- [0062] [18]R. Vaughan의 "Switched parasitic elements for antenna diversity", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 47, pp.399-405, 1999년 2월.
- [0063] [19]P. Mattheijssen, M. H. A. J. Herben, G. Dolmans, 및 L. Leyten의 "Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds", IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 53, pp.1035-1042, 2004년 7월.
- [0064] [20]C. B. Dietrich Jr, K. Dietze, J. R. Nealy, 및 L. Stutzman의 "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals", Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol.49, pp.1271-1281, 2001년 9월.
- [0065] [21]A. Forenza 및 R. W. heanth, Jr.의 "Benefit of Pattern Diversity Via 2-element Array of Circular

Patch Antennas in Indoor Clustered MIMO Channels", IEEE Trans. on Communications, vol.54, no. 5, pp.943-954, 2006년 5월.

페턴 다이버시티를 사용하면, 다수의 기지국 또는 서로 매우 가까우나 공간적으로 여전히 상관이 되지 않은 사용자 안테나들을 갖는 것이 가능하다.

도 3은 도 2에 도시된 상기 기지국(200)과 클라이언트 장치들(306-308)의 일 실시 예의 추가 세부사항들을 제공한다. 단순화를 위해, 상기 기지국(300)은 3개의 안테나들(305)과 3개의 클라이언트 장치들(306-308)만으로 도시된다. 하지만, 여기에 기술된 본 발명의 실시 예들은 가상으로 제한 없는(이를 테면, 이용가능한 공간과 노이즈에 의해 제한됨) 다수의 안테나들(305) 및 클라이언트 장치들(306-308)로 구현될 수 있다.

도 3은 양쪽이 통신 채널의 각 사이트에 3개의 안테나들을 갖는 도 1에 도시된 종래 MIMO 구조와 유사하다. 종래 MIMO 시스템에서, 도 1의 우측에 3개의 안테나들은 모두 서로로부터 고정 거리에 있고, 각각의 상기 안테나들(105)로부터 수신된 신호들은 상기 신호 처리 서브시스템(107)에서 함께 처리된다는 것이 주요한 차이점이다. 그에 반해, 도 3에서, 도면의 우측에 3개의 안테나들(309)은 각기 다른 클라이언트 장치(306-308)에 각각 결합되며, 그 각각은 상기 기지국(305)의 범위 내 어느 곳에서든 분산될 수 있다. 이와 같이, 각 클라이언트 장치가 수신하는 신호는 그것의 부호화, 변조, 신호 처리 서브시스템(311)에서 다른 두 개의 수신된 신호들로부터 독립적으로 처리된다. 따라서, 다중-입력(이를 테면, 안테나들(105)) 다중-출력(이를 테면, 안테나들(104)) "MIMO" 시스템에 비해, 도 3은 이하에서 "MIDO" 시스템으로 일컫는, 다중 입력(예컨대, 안테나들(305)) 분산형 출력(이를 테면, 안테나들(305)) 시스템을 도시한다.

본 출원서는 학계 및 산업 질시에 더 잘 따르기 위해, 이전 출원서들보다 다양한 기술을 사용한다는 점을 유의한다. 이전에 인용된 2004년 4월 20일에 출원된 동시-계류중인 출원서, SYSTEM AND METHOD FOR ENHANCING NEAR VERTICAL INCIDENCE SKYWAVE("NVIS") COMMUNICATION USING SPACE-TIME CODING, 일련번호 제20/817,731호 및 2004년 7월 30일에 출원된 부분계속출원이 출원서, 출원 번호 제10/902,978호에서, (SIMO, MISO, DIMO 및 MIMO의 콘텍스트에서) "입력"과 "출력"의 의미는 상기 용어들이 이 출원서에 사용되는 방법으로부터 역전된다. 이전 출원서들에서, "입력"은 상기 수신 안테나들(예컨대, 도 3의 안테나들(309))로 입력되는 무선 신호들을 말하며, "출력"은 전송 안테나들(예컨대, 안테나들(305))에 의해 출력되는 무선 신호들을 말한다. 학계 및 무선 상업에서, "입력" 및 "출력"의 역 의미는 공통적으로 사용되며, 여기서 "입력"은 채널로 입력되는 무선 신호들(이를테면, 안테나들(305)로부터 전송된 무선 신호들)을 말하며, "출력"은 상기 채널로부터 출력된 무선 신호들(이를테면 안테나(309)에 의해 수신된 무선 신호들)을 말한다. 이 출원서는 상기 기술을 채택하는데, 이는 본 문단에서 이전에 언급된 출원서들의 반대이다. 따라서, 하기 전문용어 상용물들이 출원서들 사이에서 그려질 것이다.

10/817,731 및 10/902,978 현 출원서

SIMO = MISO

$$\text{MISO} = \text{MISO}$$

$$\text{DIMO} = \text{MISO}$$

MIDO = MISO

도 3에 도시된 MIDO 구조는 조정의 다수의 전송 안테나들에 대한 SISO 시스템에 걸쳐 MIMO와 같은 유사한 용량 증가를 달성한다. 하지만, MIMO 및 도 3에 도시된 특정 MIDO 실시 예 사이의 한가지 차이는 다수의 기지국 안테나들에 의해 제공된 용량 증가를 달성하기 위해, 각 MIDO 클라이언트 장치(306-308)가 단일 수신 안테나만을 필요로 하며, 반면에 MIMO에 있어서는 각 클라이언트 장치가 달성되기를 희망하는 다중 용량만큼 최소한 많은 수신 안테나들을 필요로 한다는 점이다. 대개 얼마나 많은 안테나가 (배경 기술에 설명된 바와 같은) 클라이언트 장치에 배치될 수 있는지에 대한 실시 제한이 주어지면, 이는 전형적으로 4 내지 10개의 안테나들(및 4배 내지 10배의 다중 용량) 사이로 MIMO 시스템들을 제한한다. 상기 기지국(300)은 전형적으로 고정된 전력 위치로부터 많은 클라이언트 장치들을 제공하고 있으므로, 10보다 훨씬 더 많은 안테나들로 그것을 확장하도록 실시되며, 공간적 다이버시티를 달성하기 위해 적당한 거리에 의해 상기 안테나들을 분리시킨다. 도시된 바와 같이, 각 안테나는 송수신기(304)와 처리 전원부의 부호화, 변조 및 신호 처리 섹션(303)을 구비하고 있다. 중요한 것은, 본 실시 예에서, 아무리 많은 기지국(300)이 확장된다 하더라도, 각 클라이언트 장치(306-308)는 단지 하나의 안테나(309)를 필요로 할 것이고, 그래서 개별적인 사용자 클라이언트 장치(306-308)에 대한 비용은 낮을 것이며, 기지국(300)의 비용은 사용자들 중 대량 기지국 중에서 공유될 수 있다.

- [0076] 상기 기지국(300)에서 상기 클라이언트 장치들(306-308)로의 MIMO 전송이 달성될 수 있는 방법의 예가 도 4 내지 6에 도시된다.
- [0077] 본 발명의 일 실시 예에서, MIMO 전송을 시작하기 전에, 상기 채널이 특성화된다. MIMO 시스템과 마찬가지로, 훈련 신호가 각각의 안테나들(405)에 의해 하나씩 (여기에 기술된 실시 예에서) 전송된다. 도 4는 제1 훈련 신호 전송만을 도시하였으나, 3개의 안테나(405)가 있는 경우 총 3번의 개별 전송들이 있게 된다. 각 훈련 신호는 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템(403)에 의해 생성되고, D/A 변환기를 통해 아날로그로 변환되며, 각 RF 송수신기(404)를 통해 RF로 전송된다. 다양한 다른 부호화, 변조 및 신호 처리 기술들이 제한하는 것은 아니나 상기에 기술된 것들(예컨대, 리드 솔로몬, 비터비 부호화; QAM, DPSK, QPSK 변조,...등)을 포함하여 사용될 수 있다.
- [0078] 각 클라이언트 장치(406-408)는 그 안테나(409)를 통해 훈련 신호를 수신하고, 송수신기(410)에 의해 베이스 밴드로 상기 훈련 신호를 변환한다. A/D 변환기(미도시)는 상기 신호를 디지털로 변환하며, 그곳에서 상기 신호가 각 부호화, 변조 및 신호 처리 서브 시스템(411)에 의해 처리된다. 그 후, 신호 특성 로직(signal characterization logic; 320)이 (예컨대, 상기에 기술된 바와 같이 위상 및 진폭 왜곡을 확인하는) 결과 신호를 특성화하고, 메모리에 특성을 저장한다. 이러한 특성화 공정은 각 클라이언트 장치가 오히려 n 개의 안테나들 보다는 하나의 안테나에 대한 특성 벡터만을 계산하는 것이 주요한 차이인 종래 MIMO 시스템들과 유사하다. 예를 들어, 클라이언트 장치(406)의 상기 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템(420)은 (전송된 메시지에서 그것을 수신함으로써 제조와 동시에는, 또는 또 다른 초기화 공정을 통해서든) 상기 훈련 신호의 공지된 패턴으로 초기화된다. 안테나(405)가 이와 같은 공지된 패턴을 갖는 상기 훈련 신호를 전송할 때, 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템(420)은 상기 훈련 신호의 가장 강력한 수신 패턴을 찾기 위해 상관 방식을 사용하며, 그것은 위상 및 진폭 오프셋을 저장한 후, 그것은 상기 수신 신호로부터 상기 패턴을 차감한다. 다음, 그것은 상기 훈련 신호와 상관 있는 두 번째 강한 수신 패턴을 찾고, 위상 및 진폭 오프셋을 저장한 후, 상기 수신 신호로부터 상기 두 번째 강한 패턴을 차감한다. 이러한 공정은 소정의 고정된 수의 위상 및 진폭 오프셋들이 저장(예컨대, 8)되거나, 검출가능한 훈련 신호 패턴이 소정의 노이즈 플로어 아래로 강해질 때까지 계속된다. 위상/진폭 오프셋의 상기 벡터는 벡터(413)의 요소(H_{11})가 된다. 동시에, 클라이언트 장치들(407 및 408)에 대한 부호화 변조 및 신호 처리 서브시스템은 그들의 벡터 요소들(H_{21} 및 H_{31})을 생성하도록 동시 처리를 구현한다.
- [0079] 특성이 저장되는 메모리는 플래시 메모리 또는 하드 드라이브와 같은 비휘발성 메모리 및/또는 랜덤 액세스 메모리 (예컨대, SDRAM, RDAM)와 같은 휘발성 메모리일 수 있다. 게다가, 다른 클라이언트 장치들은 특성 정보를 저장하도록 동시에 다른 타입의 메모리를 사용할 수 있다 (예컨대, PDA들이 플래시 메모리를 사용할 수 있는 반면 노트북 컴퓨터들은 하드 드라이브를 사용할 수 있다). 본 발명의 근본적인 원리들은 상기 다양한 클라이언트 장치들 또는 상기 기지국 상의 소정 특정 타입의 저장 매커니즘에 제한되지 않는다.
- [0080] 상기에 언급된 바와 같이, 사용된 체제에 따라, 각 클라이언트 장치(406-408)는 하나의 안테나만을 가지므로, 각각은 H 매트릭스의 1×3 행(413-415)만을 저장한다. 도 4는 제1 열의 1×3 행(413-415)이 상기 3개의 기지국 안테나들(405)의 첫 번째에 채널 특성 정보가 저장되어 온 제1 훈련 신호 전송 후의 단계를 도시한다. 남아있는 두 개의 열들은 남아있는 2개의 기지국 안테나들로부터 다음 2개의 훈련 신호 전송의 채널 특성을 따라 저장된다. 도시를 위해 상기 3개의 훈련 신호들이 개별적인 시간에 전송된다는 점을 유의한다. 상기 3개의 훈련 신호 패턴들은 서로 상관없는 것처럼 선택될 경우, 그들은 훈련 시간을 감소시켜 동시에 전송될 수 있다.
- [0081] 도 5에 표시된 바와 같이, 모든 3개의 파일럿 전송이 완료된 후, 각 클라이언트 장치(506-508)는 저장되었던 H 매트릭스의 1×3 행(513-515)을 기지국(500)으로 다시 전송한다. 단순화하기 위해, 하나의 클라이언트 장치(506)만이 도 5에 그 특성 정보를 전송하는 것으로 도시된다. 충분한 오차 정정 부호화(예컨대, 리드 솔로몬, 비터비, 및/또는 터보 부호들)와 결합된 채널에 대한 적당한 변조 체제(예컨대, DPSK, 64QAM, OFDM)는 상기 기지국(500)이 상기 행(513-515)에서 데이터를 정확하게 수신하는 것을 보장하는데 사용될 수 있다.
- [0082] 모든 3개의 안테나들(505)이 도 5에 신호를 수신하는 것으로 도시되었으나, 각 1×3 행(513-515) 전송을 수신하기 위해 상기 기지국(500)의 단일 안테나 및 송수신기로도 충분하다. 하지만, 각 전송을 수신하기 위해 많은 또는 모든 안테나들(505) 및 송수신기들(504)을 사용하는 것은 소정 조건들 하에서 단일 안테나(505) 및 송수신기(504)를 사용하는 것보다 더 좋은 신호대잡음비("SNR")를 낼 수 있다.
- [0083] 기지국(500)의 상기 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템(503)이 각 클라이언트 장치(507-508)로부터 상기 1×3 행(513-515)을 수신함에 따라, 그것을 3×3 H 매트릭스(516)에 저장한다. 상기 클라이언트 장치들과 함께,

상기 기지국은 상기 매트릭스(516)를 저장하기 위해 제한하는 것은 아니나 휘발성 대용량 저장 메모리들(예컨대, 하드 드라이브들) 및/또는 휘발성 메모리들(예컨대, SDRAM)을 포함하는 다양한 저장 기술들을 사용할 수 있다. 도 5는 상기 기지국(500)이 클라이언트 장치(509)로부터 상기 1×3 행(513)을 수신하고 저장해온 단계를 도시한다. 상기 1×3 행들(514 및 515)은 그들이 남아있는 클라이언트 장치들로부터 수신됨에 따라 전체 H 매트릭스(516)가 저장될 때까지 전송되고 저장될 수 있다.

[0084] 이제, 기지국(600)에서 클라이언트 장치들(606-608)로의 MIMO 전송의 일 실시 예는 도 6을 참조하여 기술될 것이다. 각 클라이언트 장치(606-608)는 독립적인 장치이기 때문에, 전형적으로 각 장치는 각기 다른 데이터 전송을 수신하고 있다. 이와 같이, 기지국(600)의 일 실시 예는 WAN 인터페이스(601) 및 상기 WAN 인터페이스(601)로부터 다중 데이터 스트림(비트 스트림으로 포맷됨)을 얻고 각 클라이언트 장치(606-608)로 계획된 개별 비트 스트림들(u_1-u_3)로 각각 그들을 라우팅하는 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템(603) 사이에 통신되게 위치한 라우터(602)를 포함한다. 다양한 공지된 라우팅 기술들은 이러한 목적을 위해 상기 라우터(602)에 의해 사용될 수 있다.

[0085] 그 후, 도 6에 도시된 3개의 비트 스트림들(u_1-u_3)은 상기 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템(603)으로 라우팅되고 통계학적으로 다른 오차 정정 스트림(예컨대, 리드 솔로몬, 비터비, 또는 터보 부호들)로 부호화되며, (DPSK, 64QAM 또는 OFDM과 같은)상기 채널에 대한 적당한 변조 체제를 사용하여 변조된다. 게다가, 도 6에 도시된 실시 예는 신호 특성 매트릭스(616)에 기초한 각각의 상기 안테나들(605)부터 전송된 신호들을 유일하게 부호화하기 위한 신호 사전부호화 로직(630)을 포함한다. 보다 자세하게, (도 1에서 실시된 바와 같은) 개별 안테나로 각각의 상기 3개의 부호화 및 변조된 비트 스트림들을 라우팅하는 것보다, 일 실시 예에서, 상기 사전부호화 로직(630)이 3개의 신규 비트 스트림들($u'_1-u'_3$)을 생성하는 H 매트릭스(616)의 역으로 도 6의 상기 3개의 비트 스트림들(u_1-u_3)을 증배하는 것이 더 낫다. 그 후, 상기 3개의 사전부호화 비트 스트림들은 D/A 변환기(미도시)에 의해 아날로그로 변환되고, 송수신기들(604)과 안테나들(605)에 의해 RF로 전송된다.

[0086] 상기 비트 스트림들이 상기 클라이언트 장치들(606-608)에 의해 수신되는 방법을 설명하기 전에, 상기 사전부호화 모듈(630)에 의해 수행된 동작들이 기술될 것이다. 상기 도 1로부터의 MIMO 예와 마찬가지로, 각각의 상기 3개의 소스 비트 스트림들에 대한 상기 부호화 및 변조 신호는 u_n 으로 지정될 것이다. 도 6에 도시된 실시 예에서, 각 u_i 는 상기 라우터(602)에 의해 라우팅된 상기 3개의 비트 스트림들 중 하나로부터의 데이터를 포함하며, 이러한 각 비트 스트림은 상기 3개의 클라이언트 디바이스들(606-608) 중 하나로 계획된다.

[0087] 하지만, 도 2의 MIMO 예와는 달리, 각 x_i 가 각 안테나(104)에 의해 전송되는 경우, 도 6에 도시된 본 발명의 실시 예에서, 각 u_i 는 각 클라이언트 장치 안테나(609)에서 수신된다(게다가 어떠한 노이즈(N)라도 상기 채널 내에 존재한다). 이러한 결과를 달성하기 위해, 각각의 상기 3개의 안테나들(605)의 출력(각각을 우리가 v_i 로 지정할 것임)은 u_i 와 각 클라이언트 장치에 대한 채널을 특성화하는 H 매트릭스의 함수이다. 일 실시 예Dp서, 각 v_i 는 하기식들로 구현됨으로써 상기 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템(603) 내에서 상기 사전부호화 로직(630)에 의해 계산된다:

[0088]
$$v_1 = u_1 H_{11}^{-1} + u_2 H_{12}^{-1} + u_3 H_{13}^{-1}$$

[0089]
$$v_2 = u_1 H_{21}^{-1} + u_2 H_{22}^{-1} + u_3 H_{23}^{-1}$$

[0090]
$$v_3 = u_1 H_{31}^{-1} + u_2 H_{32}^{-1} + u_3 H_{33}^{-1}$$

[0091] 따라서, MIMO와 달리, 상기 신호들이 상기 채널에 의해 변환된 후 각 x_i 가 수신기에서 계산되는 경우, 여기에 기술된 본 발명의 실시 예들은 상기 신호들이 상기 채널에 의해 변화되기 전 전송기에서 각 v_i 를 푼다. 각 안테나(609)는 다른 안테나들(609)에 계획된 다른 u_{n-1} 비트 스트림들로부터 이미 분리된 u_i 를 수신한다. 각 송수신기(610)는 각 수신 신호를 베이스 밴드로 변환하며, 여기서 그것은 A/E 변환기(미도시) 및 각 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템(611)에 의해 디지털화되며, 그것으로 계획된 x_i 비트 스트림을 변조하고 복호화하며, 상기 클라이언트 장치에 의해(예컨대, 상기 클라이언트 장치상의 어플리케이션에 의해) 사용될 데이터 인터페이스

(612)로 그 비트 스트림을 보낸다.

- [0092] 여기에 기술된 본 발명의 실시 예들은 다양한 다른 부호화 및 변조 체제들을 사용하여 실시될 수 있다. 예를 들어, OFDM 실시 예에서, 주파수 스펙트럼이 다수의 서브-밴드들로 분리되는 경우, 여기에 기술된 기술들은 각 개별 서브-밴드를 특성화하도록 사용될 수 있다. 하지만, 상기에 언급된 것처럼, 본 발명의 근본적인 원리들은 소정의 특정 변조 체제로 제한되지 않는다.
- [0093] 상기 클라이언트 장치들(606-608)이 PDA들, 노트북 컴퓨터들, 및/또는 무선 전화들과 같은 휴대용 데이터 처리 장치들인 경우, 상기 채널 특성은 상기 클라이언트 장치들이 어느 한 위치에서 다른 위치로 이동할 수 있으므로 자주 변할 수 있다. 이와 같이, 본 발명의 일 실시 예에서, 상기 기지국에서의 채널 특성 매트릭스(616)는 계속 업데이트 된다. 일 실시 예에서, 상기 기지국(600)은 주기적으로(예컨대, 매 250 ms) 신규 훈련 신호를 각 클라이언트 장치로 송출하고, 각 클라이언트 장치는 상기 채널 특성이 (예컨대, 상기 채널에 영향을 주도록 환경이 변하는 경우 또는 클라이언트 장치가 이동하는 경우) 정확하게 유지되도록 그 채널 특성 벡터를 상기 기지국(600)으로 계속 다시 전송한다. 일 실시 예에서, 상기 훈련 신호는 각 클라이언트 장치에 보낸 실제 데이터 신호 내에서 인터리빙된다. 전형적으로, 상기 훈련 신호들은 상기 데이터 신호들보다 훨씬 더 낮은 처리율이며, 그래서 이는 상기 시스템의 전체 처리율에 거의 충격을 주지 않을 것이다. 따라서, 이 실시 예에서, 채널 특성 매트릭스(616)는 상기 기지국이 각 클라이언트와 활발히 통신함에 따라 계속 업데이트 될 수 있으며, 이로써 상기 클라이언트 장치들이 어느 한 위치에서 다음으로 이동함 따라 또는 상기 채널에 영향을 주기 위해 환경이 변하는 경우 정확한 채널 특성을 유지시킨다.
- [0094] 도 7에 도시된 본 발명의 일 실시 예는 상향 통신 채널(이를 테면, 클라이언트 장치들(706-708)에서 기지국(700)으로의 채널)을 개선하기 위한 MIMO 기술들을 사용한다. 이 실시 예에서, 각각의 상기 클라이언트 장치들로부터의 채널은 상기 기지국 내에서 상향 채널 특성 로직(741)에 의해 계속 분석되고 특성화된다. 보다 자세하게, 각각의 상기 클라이언트 장치들(706-708)은 훈련 신호를 상기 채널 특성 로직(741)이 (예컨대, 전형적인 MIMO 시스템에서와 같이) $N \times M$ 채널 특성 매트릭스(741)를 생성하도록 분석하는 기지국(700)으로 전송하며, 여기서 N 은 클라이언트 장치들의 수이고, M 은 상기 기지국에 의해 사용된 안테나들의 수이다. 도 7에 도시된 실시 예는 상기 기지국과 상기 기지국(700)에 저장된 3×3 채널 특성 매트릭스(741)를 초래하는 3개의 클라이언트 장치들(706-708)에서 3개의 안테나들(705)을 사용한다. 도 7에 도시된 MIMO 상향 전송은 데이터를 상기 기지국(700)으로 다시 전송하기 위해, 그리고, 도 5에 도시된 바와 같이 상기 기지국(700)으로 다시 채널 특성 벡터들을 전송하기 위해 둘 다 상기 클라이언트 장치들에 의해 사용될 수 있다. 그러나, 각 클라이언트의 채널 특성 벡터가 개별 시간으로 전송되는 도 5에 도시된 실시 예와 달리, 도 7에 도시된 방법은 다수의 클라이언트 장치들에서 다시 상기 기지국(700)으로의 동시 전송을 허용하며, 이로써 귀환 채널 처리율에 채널 특성 벡터들의 충격을 극적으로 감소시킨다.
- [0095] 상기에 언급된 바와 같이, 각 신호의 특성은 예를 들어, 수신기에 대한 내부 기준에 비례하는 위상 및 진폭, 절대 기준, 상대적 기준, 특성 노이즈 또는 다른 요소들 포함하는 많은 요소들을 포함할 수 있다. 예를 들어, 직교진폭변조(quadrature amplitude modulation; "QAM")-변조된 신호에서, 특성은 몇몇의 상기 신호의 다중경로 이미지들의 위상 및 진폭 오프셋들의 벡터일 것이다. 다른 예에서와 같이, 직교주파수분할다중(orthogonal frequency division multiplexing; "OFDM")-변조된 신호에서, 그것은 OFDM 스펙트럼에서 개별적인 서브-신호들 중 몇몇 또는 모두의 위상 및 진폭 오프셋들의 벡터일 수 있을 것이다. 상기 훈련 신호는 D/A 변환기(미도시)에 의해 아날로그로 변환되고, 그 후 각 클라이언트 장치의 전송기(709)에 의해 베이스 밴드에서 RF로 변환된 각 클라이언트 장치의 부호화 및 변조 서브시스템(711)에 의해 생성될 수 있다. 일 실시 예에서, 상기 훈련 신호들이 동기화되도록 보장하기 위해, 클라이언트 장치들은 상기 기지국에 의한 요청 시에만 (예컨대, 라운드 로빈 방식으로) 훈련 신호들을 전송한다. 게다가, 훈련 신호들은 각 클라이언트 장치로부터 보낸 실제 데이터 신호와 함께 전송되거나 그 안에서 인터리빙될 수 있다. 따라서, 상기 클라이언트 장치들(706-708)이 이동적인 경우조차, 상기 훈련 신호들은 상기 상향 채널 특성 로직(741)에 의해 계속 전송되고 분석될 수 있으며, 이로써 상기 채널 특성 매트릭스(741)가 최신의 것으로 유지하도록 보장한다.
- [0096] 본 발명의 상술한 실시 예들에 의해 지원된 총 채널 용량은 최소(N , M)으로 정의될 수 있으며, 여기서 M 은 클라이언트 장치들의 수이고, N 은 기지국 안테나들의 수이다. 즉, 상기 용량은 상기 기지국 측이든 상기 클라이언트 측이든 안테나들의 수에 의해 제한된다. 이와 같이, 본 발명의 일 실시 예는 불과 최소(N , M) 안테나들로 주어진 시간에 전송/수신되고 있다.
- [0097] 전형적인 시나리오에서, 상기 기지국(700)상의 안테나들(705)의 수는 클라이언트 장치들(706-708)의 수 미만일

것이다. 바람직한 시나리오가 3개의 안테나들(802)을 가진 기지국과 통신하는 5개의 클라이언트 장치들(804-808)을 나타내는 도 8에 도시된다. 이 실시 예에서, 클라이언트 장치들(804-805)의 총 수를 결정하고 (예컨대, 상기에 기술된 바와 같은) 요한 채널 특성 정보를 수집한 후, 기지국(800)은 통신하기 위한 3개의 클라이언트 (최소(N, M)=3이므로 이 예에서는 3개의 클라이언트들)로 이루어진 제1 그룹을 선택한다. 지정된 시간 주기 동안 상기 제1 그룹의 클라이언트들(810)과 통신한 후, 상기 기지국은 통신하기 위한 3개의 클라이언트들(811)의 또 다른 그룹을 선택한다. 상기 통신 채널을 고르게 분산시키기 위해, 기지국(800)은 상기 제1 그룹에 포함되지 않은 2개의 클라이언트 장치들(807, 808)을 선택한다. 게다가, 여분의 안테나가 사용가능하기 때문에, 상기 기지국(800)은 상기 제1 그룹에 포함된 추가적인 클라이언트 장치(806)를 선택한다. 일 실시 예에서, 상기 기지국(800)은 클라이언트 그룹들 사이에서 각 클라이언트가 동일한 양의 처리율 초과 시간을 효과적으로 할당하도록 하는 방식으로 순환한다. 예를 들어, 처리율을 고르게 할당하기 위해, 상기 기지국은 잇따라 (이를 테면, 클라이언트 장치(806)가 첫 번째 두 사이클 동안 상기 기지국과의 통신에 속하기 때문에) 클라이언트 장치(806)를 제외한 3개의 클라이언트 장치들의 소정의 조합을 선택할 수 있다.

[0098] 일 실시 예에서, 표준 데이터 통신들에 덧붙여, 상기 기지국은 훈련신호를 각각의 상기 클라이언트 장치들로 전송하고 훈련 신호들과 각각의 상기 클라이언트 장치들로부터 신호 특성 데이터를 수신하기 위해 전송한 기술들을 사용할 수 있다.

[0099] 일 실시 예에서, 소정의 클라이언트 장치들 또는 클라이언트 장치들로 이루어진 그룹들은 각기 다른 레벨이 처리율으로 할당될 수 있다. 예를 들어, 클라이언트 장치들은 상대적으로 더 높은 우선순위의 클라이언트 장치들이 상대적으로 우선순위가 더 낮은 클라이언트 장치들보다 더 많은 통신 주기(이를 테면, 더 많은 처리율)를 갖는 것이 보장될 수 있도록 우선 처리될 수 있다. 클라이언트 장치의 "우선순위"는 예를 들어, (예컨대, 사용자들이 추가 처리율에 대해 더 많이 지불할 용의가 있는) 무선 서비스에 대한 사용자 가입의 지정 레벨 및/또는 상기 클라이언트 장치로/로부터 통신되고 있는 (예컨대, 전화상의 오디오 및 비디오와 같은 실시간 통신이 이메일과 같은 비-실시간으로 우선순위를 넘겨받을 수 있는) 데이터 타입을 포함하는 다수의 변수들에 기초하여 선택될 수 있다.

[0100] 기지국의 일 실시 예에서 각 클라이언트 장치에 의해 필요로 하는 전류 부하(Current Load)에 기초한 처리율을 극적으로 할당한다. 예를 들어, 클라이언트 장치(804)가 라이브 비디오를 스트리밍하고 있고 다른 장치들(805-806)이 이메일과 같은 비-실시간기능들을 수행하고 있는 경우, 상기 기지국(800)은 상기 클라이언트(804)에 상대적으로 더 많은 처리율을 할당할 수 있다. 하지만, 본 발명의 근본적인 원리들은 소정의 특정 처리율 할당 기술로 한정되지 않다는 점을 유의해야 한다.

[0101] 도 9에 도시된 바와 같이, 2개의 클라이언트 장치들(907, 908)은 매우 근접해 있을 수 있어 상기 클라이언트들에 대한 채널 특성이 효과적으로 동일할 수 있다. 그 결과, 기지국은 상기 3개의 클라이언트 장치들(907, 908)에 대한 효과적으로 상응한 채널 특성 벡터들을 수신하고 저장할 것이며, 따라서 각 클라이언트 장치에 대해 유일한 공간적으로 분산된 신호들을 생성할 수 없을 것이다. 따라서, 일 실시 예에서, 상기 기지국은 서로 매우 근접해 있는 소정의 둘 이상의 클라이언트 장치들이 각기 다른 그룹들에 할당되도록 보장할 것이다. 도 9에서, 예를 들면, 기지국(900)은 클라이언트 장치들(907 및 908)이 각기 다른 그룹들에 있도록 하여, 우선 클라이언트 장치들(904, 905 및 908)의 제1 그룹(910)과 통신하고; 그런 다음 클라이언트 장치들(905, 906, 907)의 제2 그룹과 통신한다.

[0102] 대안적으로, 일 실시 예에서, 상기 기지국(900)은 클라이언트 장치들(907 및 908) 모두와 잇따라 통신하나, 공지된 채널 다중 기술들을 사용하여 통신 채널을 다중화한다. 예를 들어, 상기 기지국은 클라이언트 장치들(907 및 908) 사이에 단일, 공간적으로 상관된 신호를 분할하기 위해 시분할 다중화(time division multiplexing; "TDM"), 주파수 분할 다중화(frequency division multiplexing; "FDM") 또는 코드 분할 다중 접속(code division multiple access; "CDMA") 기술들을 사용할 수 있다.

[0103] 상기에 기술된 각 클라이언트 장치가 단일 안테나를 구비하고 있으나, 본 발명의 근본적인 원리들은 처리율을 증가시키기 위해 다중 안테나를 가진 클라이언트 장치들을 이용해 사용될 수 있다. 예를 들어, 상기에 기술된 무선 시스템들에 사용될 때, 2개의 안테나들을 가진 클라이언트는 (이를 테면, 상기 안테나들 사이에서 공간적이고 각도가 충분하다는 것을 가정하면) 처리율에 있어 2배 상승이 실현될 것이며, 3개의 안테나들을 가진 클라이언트는 처리율에 있어 3배 상승이 실현되는 식이 될 것이다. 상기 기지국은 다중 안테나들을 가진 클라이언트 장치들을 통해 사이클링 될 때 동일한 일반적인 규칙들을 적용할 수 있다. 예를 들어, 그것은 각 안테나를 개별 클라이언트로 취급하여 그것이 소정의 다른 클라이언트인 것처럼 (예컨대, 각 클라이언트가 적당한 또는 상응하

는 통신 주기로 제공되도록) 그 "클라이언트"에게 처리율을 할당할 수 있다.

[0104] 상기에 언급된 것처럼, 본 발명의 일 실시 예는 준수직입사공중파(Near Vertical Incidence Skywave; "NVIS") 시스템 내에서 신호대잡음비와 처리율을 증가시키기 위해 상기에 기술된 MIMO 및/또는 MIMO 신호 전송 기술들을 사용한다. 도 10을 참조하면, 본 발명의 일 실시 예에서, N개의 안테나들(1002)의 매트릭스를 구비한 제1 NVIS 기지국(1001)은 M개의 클라이언트 장치들(1004)과 통신하도록 구성된다. 상기 NVIS 안테나들(1002)과 다양한 클라이언트 장치들(1004)의 안테나들은 지상파 간섭 효과들을 최소화하기 위해 약 수직으로 15도 내에서 위로 신호들을 전송한다. 일 실시 예에서, 상기 안테나들(1002)과 클라이언트 장치들(1004)은 상기 NVIS 스펙트럼 내에서 지정된 주파수에서 상기에 기술된 다양한 MIMO 및 MIMO 기술들을 사용하여 다중 독립 데이터 스트림들(1006)(예컨대, 23MHz에서 또는 그 미만의 반송파 주파수이나, 전형적으로 10MHz 미만에서)을 지원하며, 이로써 상기 지정된 주파수에서(이를테면, 통계학적으로 독립 데이터 스트림들의 수에 비례하는 요소로) 상기 처리율을 상당히 증가시킨다.

[0105] 소정의 기지국을 제공하는 상기 NVIS 안테나들은 물리적으로 서로로부터 멀리 이격될 수 있다. 10MHz 미만의 장파장들과 상기 신호들이 이동된 (왕복 30 마일 만크의) 장거리가 주어지면, 100 야드 및 심지어 마일씩 떨어진 상기 안테나들의 물리적 분리도는 다이버시티에 있어 장점들을 제공할 수 있다. 이러한 상황들에서, 개별적인 안테나 신호들은 종래 유선 또는 무선 통신 시스템들을 사용하여 처리될 중앙집중화된 위치로 다시 가져올 수 있다. 대안적으로, 각 안테나는 그 신호들을 처리하고, 그런 다음 중앙집중화된 위치로 상기 데이터를 다시 통신하기 위해 종래 유선 또는 무선 통신 시스템들을 사용하는 국소 설비를 가질 수 있다. 본 발명의 일 실시 예에서, NVIS 기지국(1001)은 인터넷(1010) (또는 다른 광대역 네트워크)에 대한 광대역 링크(1015)를 가지며, 이로써 원격, 고속, 무선 네트워크 접속을 가진 클라이언트 장치들(1003)을 제공한다.

[0106] 일 실시 예에서, 기지국 및/또는 사용자들은 다이버시티와 증가된 처리율을 제공하는 동안 어레이 크기 및/또는 사용자들의 거리를 줄이기 위해 상기에 기술된 편파/패턴 다이버시티 기술들을 이용할 수 있다. 일례로, HF 전송을 갖는 MIMO 시스템에서, 사용자들은 동일한 위치에 있을 수 있으며 아직 그들의 신호들은 편파/패턴 다이버시티로 인해 상관되지 않는다. 특히, 패턴 다이버시티를 사용함으로써, 한 사용자는 지상파를 통해 기지국과 통신하는 반면 다른 사용자는 NVIS를 통해 통신한다.

[0107] 본 발명의 추가 실시 예들

[0108] I. I/Q 불균형에 의한 DIDO-OFDM 사전부호화

[0109] 본 발명의 일 실시 예는 직교 주파수분할 다중화(OFDM)에 의한 분산형-입력 분산형-출력(DIDO) 시스템들에서 위상 및 변조(I/Q) 불균형을 보상하는 시스템 및 방법을 사용한다. 간단하게, 이 실시 예에 따르면, 사용자 장치들은 기지국에 대한 채널과 피드백 정보를 추정한다; 상기 기지국은 I/Q 불균형에 의해 생성된 반송파 간과 사용자 간 간섭을 소거하기 위한 사전부호화 매트릭스를 계산한다; 그리고 병렬 데이터 스트림들이 DIDO 부호화를 통해 다중 사용자 장치들로 전송된다; 사용자 장치들은 간존 간섭을 억제하기 위해 제로-포싱(zero-forcing; ZF), 최소 평균 제곱 오차(minimum mean-square error; MMSE) 또는 최대 우도(maximum likelihood; ML) 수신기를 통해 데이터를 복조한다.

[0110] 하기에 상세히 설명된 바와 같이, 본 발명이 이 실시 예의 중요한 특징들의 일부는 제한하는 것은 아니다 다음을 포함한다:

[0111] OFDM 시스템들에서 (I/Q 부정합으로 인한) 미러 톤(mirror tones)으로부터 반송파 간 간섭(inter-carrier interference; ICI)을 소거하도록 사전부호화하는 단계;

[0112] DIDO-OFDM 시스템들에서 (I/Q 부정합으로 인한) 사용자 간 간섭과 ICI를 소거하도록 사전부호화하는 단계;

[0113] DIDO-OFDM 시스템들에서 ZF 수신기를 통해 (I/Q 부정합으로 인한) ICI를 소거하기 위한 기술들;

[0114] DIDO-OFDM 시스템들에서 (전송기에서의) 사전부호화 및 (수신기에서의) ZF 또는 MMSE 필터를 통해 (I/Q 부정합으로 인한) 사용자 간 간섭 및 ICI를 소거하기 위한 기술들;

[0115] DIDO-OFDM 시스템들에서 (전송기에서의) 사전부호화 및 (수신기에서의) 최대 우도(ML) 검출기와 같은 비선형 검출기를 통해 (I/Q 부정합으로 인한) 사용자 간 간섭과 ICI를 소거하기 위한 기술들;

[0116] OFDM 시스템들에서 (I/Q 부정합으로 인한) 미러 톤으로부터 반송파 간 간섭(ICI)을 소거하기 위한 채널 상태 정보에 기초한 사전부호화의 사용;

- [0117] DIDO-OFDM 시스템들에서 (I/Q 부정합으로 인한) 미리 톤으로부터 반송파 간 간섭(ICI)을 소거하기 위해 채널 상태 정보에 기초한 사전부호화의 사용;
- [0118] 기지국에서의 I/Q 부정합 인식 DIDO 프리코더 및 사용자 단말에서의 I/Q-인식 DIDO 수신기의 사용;
- [0119] 기지국에서의 I/Q 부정합 인식 DIDO 프리코더, 사용자 단말에서의 I/Q 인식 DIDO 수신기, 및 I/Q 인식 채널 추정기의 사용;
- [0120] 기지국에서의 I/Q 부정합 인식 DIDO 프리코더, 사용자 단말에서의 I/Q 인식 DIDO 수신기, I/Q 인식 채널 추정기, 및 사용자 단말에서 기지국으로 채널 상태 정보를 전송하는 I/Q 인식 DIDO 피드백 생성기의 사용;
- [0121] 기지국에서의 I/Q 부정합 인식 DIDO 프리코더 및 사용자 선택, 적응형 부호화 및 변조, 시공간 주파수 맵핑, 또는 프리코더 선택을 포함하는 기능들을 수행하기 위해 I/Q 채널 정보를 사용하는 I/Q 인식 DIDO 구성기의 사용;
- [0122] 블록 대각화(block diagonalization; BD) 프리코더를 사용한 DIDO-OFDM 시스템들에서 ZF 수신기를 통해 (I/Q 부정합으로 인한) ICI를 소거하는 I/Q 인식 DIDO 수신기의 사용;
- [0123] DIDO-OFDM 시스템들에서 (전송기에서의) 사전부호화 및 (수신기에서의) 최대 우도 검출기와 같은 비선형 검출기를 통해 (I/Q 부정합으로 인한) ICI를 소거하는 I/Q 인식 DIDO 수신기의 사용; 및
- [0124] DIDO-OFDM 시스템들에서 ZF 또는 MMSE 필터를 통해 (I/Q 부정합으로 인한) ICI를 최소화하는 I/Q 인식 DIDO 수신기의 사용.
- [0125] a 배경기술
- [0126] 전형적인 무선 통신 시스템들의 전송 및 수신 신호들은 동상 및 직교(I/Q) 성분들로 구성된다. 실제 시스템들에서, 상기 동상 및 직교 성분들은 혼합 및 베이스 밴드 동작에서의 결함으로 인해 왜곡될 수 있다. 이러한 왜곡들은 I/Q 위상, 이득 및 지연 부정합으로 나타난다. 위상 불균형은 완벽하게 직교하지 않는 변조기/복조기에서의 사인 및 코사인에 의해 발생된다. 이득 불균형은 동상 및 직교 성분들 사이의 다른 증폭들에 의해 발생된다. 아날로그 회로에서 상기 I-및 Q-레일 사이의 지연 차로 인해 지연 불균형이라 불리는 추가 왜곡이 있을 수 있다.
- [0127] 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템에서, I/Q 불균형은 미리 톤들로부터 반송파 간 간섭(ICI)을 일으킨다. 상기 효과가 문헌들에서 연구되어 왔으며, 단일-입력 단일-출력 SISO-OFDM 시스템들에서 I/Q 부정합을 보상하기 위한 방법들이 M. D. Benedetto 및 P. Mandarini의 "Analysis personal communications, pp. 175-186, 2000년; S. Schuchert 및 R. Hasholzner의 "A novel I/Q imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals", IEEE Transaction on Consumer Electronic, 2001년 8월; M. Valkama, M. Renfors, 및 V. Koivunen의 "Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers", IEEE Trans. Sig. Proc., 2001년 10월; R. Rao 및 B. Daneshrad의 "Analysis of I/Q mismatch and a cancellation scheme for OFDM systems", IST Mobile Communication Summit, 2004년 6월; A. Tarighat, R. Bagheri, 및 A. H. Sayed의 "Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers", Signal Processing, IEEE Transactions on[또한 Acoustics, Speech, 및 Signal Processing, IEEE Transactions on 참조], vol. 53, pp. 3257-3268, 2005년 8월에서 제시되었다.
- [0128] 다중-입력 다중-출력 MIMO-OFDM 시스템들에 대한 이러한 작업의 확장이 R. Rao 및 B. Daneshrad의 "I/Q mismatch cancellation for MIMO OFDM systems", in Persoanl, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004년; PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on, vol. 4, 2004, pp. 2710-2714, R.M.Rao, W.Zhu, S. Lang, C. Oberli, D. Browne, J. Bhatia, J.F. Frigon, J. Wang, P; Gupta, H. Lee, D.N. Liu, S. G. Wong, M. Fitz, B. Daneshrad 및 O. Takeshita의 "Multinatenna testbeds for research and eduction in wireless communications", IEEE Communications Magazine, vol. 42, no. 12, 99. 72-81, 2004년 12월; S. Lang, M. R. Rao, 및 B. Daneshrad의 "Design and development of a 5.25GHz software defined wireless OFDM communication platform의 "IEEE Communications Magazine, vol. 42, no. 6, pp. 6-12, 2004년 6월, for spatial multiplexing(SM) andin A. Tarighat 및 A. H. Sayed의 "MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances", IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 53, pp. 3583-3596, 2005년 9월, for orthogonal space-time block codes(OSTBC)에서 제시되었다.
- [0129] 불행하게도, 현재 분산형-입력 분산형-출력(DIDO) 통신 시스템에서 I/Q 이득 및 위상 불균형 오차를 정정하는

방법에 대한 문헌이 없다. 하기에 기술된 본 발명의 실시 예들은 이러한 문제점들에 대한 해법을 제공한다.

[0130] DIDO 시스템들은 종래 SISO 시스템들에서와 같이 동일한 무선 자원들(이를 테면, 동일한 슬롯 주기 및 주파수 대역)을 이용하는 동안, 하향링크 처리율을 향상시키기 위해 다중 사용자들에게 (사전부호화를 통한) 병렬 데이터 스트림들을 전송하는 분산형 안테나들을 가진 하나의 기지국으로 구성된다. DIDO 시스템들에 대한 상세한 설명은 2004년 7월 30일에 출원된 S.G. Perlman 및 T. Cotter의 "System and Method for Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications", 일련번호 제10/902, 978호("종래 출원서")에 제공되고, 본 출원서의 양도인에게 양도되었으며, 여기에 참조로서 병합된다.

[0131] DIDO 프리코더들을 구현하기 위한 많은 방법들이 있다. 한 방법으로 Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, 및 M. Haardt의 "Zero forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels", IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 52, pp. 461-174, 2004년 2월, K. K. Wong, R. D. Murch, 및 K. B. Letaief의 "A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems", IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 2, pp. 773-786, 2003년 7월; L. U. Choi 및 R. D. Murch의 "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach", IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 3, pp. 20-24, 2004년 1월; Z. Shen, J.G. Andrews, R. W. Heath, 및 2005년 9월 IEEE Trans. Sig. Proc.에 공개를 위해 허용된 B. L. Evans의 "Low complexity user selection algorithms for multiuser MIMO systems with block diagonalization"; 2005년 10월 IEEE Trans. Wireless Comm.에 제출된 Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, 및 B. L. Evans의 "Sum capacity of multiuser MIMO broadcast channels with block diagonalization"; 2005년 IEEE Trans. on Signal Processing에 허용된 R. Chen, R. W. Heath, 및 J. G. Andrews의 "Transmit selection diversity for unitary precoded multiuser spatial multiplexing systems with linear receivers"에 기술된 블록 대각화(BD)가 있다.

[0132] DIDO-OFDM 시스템들에서, I/Q 부정합은 두 가지 결과들, ICI 및 사용자 간 간섭을 일으킨다. 전자는 SISO-OFDM 시스템들에서와 같이 미리 톤으로부터의 간섭으로 인한 것이다. 후자는 I/Q 부정합이 사용자들을 가로지르는 간섭을 일으키는 DIDO 프리코더의 직교성(orthogonality)을 파괴한다는 점에 원인이 있다. 이러한 유형의 간섭 둘 다 여기에 기술된 방법들을 통해 전송기 및 수신기에서 소거될 수 있다. DIDO-OFDM 시스템들에서 I/Q 보상에 대한 세 가지 방법들이 기술되고 그들의 성능은 I/Q 부정합 유무에 따른 시스템들에 대해 비교된다. DIDO-OFDM 프로토타입에 의해 수행된 시뮬레이션과 실제 측정에 기초한 결과들이 제공된다.

[0133] 본 실시 예들은 종래 출원서의 연장이다. 특히, 이러한 실시 예들은 종래 출원서의 하기 특징들에 관한 것이다.

[0134] I/Q가 가로 놓인 종래 출원서에 기술된 바와 같은 시스템은 이득 및 위상 불균형에 의해 영향을 받는다.

[0135] 채널 추정에 사용된 훈련 신호들이 전송기에서 I/Q 보상을 가진 DIDO 프리코더를 계산하는데 사용된다; 그리고

[0136] 신호 특성 데이터는 I/Q 불균형으로 인한 왜곡을 계산하고 이 문서에서 제안된 방법에 따라 DIDO 프리코더를 계산하기 위해 전송기에서 사용된다.

[0137] b. 본 발명의 실시 예들

[0138] 우선, 본 발명의 수학적 모델 및 프레임워크가 기술될 것이다.

[0139] 해결 방법을 제시하기 전에, 코어 매스매티컬(core mathematical) 개념을 설명하는 것이 유용하다. 우리는 그것을 I/Q 이득 및 위상 불균형을 가정하는 것으로 설명한다 (위상 지연은 설명에 포함되지 않으나 DIDO-OFDM 버전의 알고리즘에서 자동으로 다룬다). 기본 개념을 설명하기 위해, 우리는 두 개의 복소수 $s = s_I + js_Q$ 및 $h = h_I + jh_Q$ 를 곱하고, $x = h * s$ 라 하는 것으로 제한한다. 우리는 동상 및 직교 성분들을 나타내기 위해 아래 첨자들을 사용한다. $x_I = s_I h_I - s_Q h_Q$ 및 $x_Q = s_I h_Q + s_Q h_I$ 로 다시 칭한다.

[0140] 이는 매트릭스 형태로 다음과 같이 다시 쓰여 질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x_I \\ x_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_I & -h_Q \\ h_Q & h_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix}$$

[0142] 채널 매트릭스 (H)에 의한 단위 변환(unitary transformation)을 유의한다. 이제 s는 전송 기호이고 h는 채널로 제한한다. I/Q 이득 및 위상 불균형의 존재는 다음과 같은 비-단위 변환(non-unitary transformation)을 생성함

으로써 모델링될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x_I \\ x_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix}. \quad (A)$$

비결은 그것이 다음과 같이 쓰이는 것이 가능하다는 것을 인식하는 것이다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & h_{12} + h_{21} \\ h_{12} + h_{21} & h_{22} - h_{11} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & -(h_{12} + h_{21}) \\ h_{12} + h_{21} & h_{11} - h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

이제, (A)를 다시 쓰면,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_I \\ x_Q \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & -(h_{12} + h_{21}) \\ h_{12} + h_{21} & h_{11} - h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ s_Q \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & -(h_{12} + h_{21}) \\ h_{12} + h_{21} & h_{11} - h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_I \\ -s_Q \end{bmatrix} \quad (5) \end{aligned}$$

$$\mathcal{H}_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{22} & h_{12} - h_{21} \\ -(h_{12} - h_{21}) & h_{11} + h_{22} \end{bmatrix} \quad \text{및}$$

$$\mathcal{H}_c = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{22} & -(h_{12} + h_{21}) \\ h_{12} + h_{21} & h_{11} - h_{22} \end{bmatrix} \quad \text{로 정의하자.}$$

이러한 매트릭스 둘 다 단위 구조를 가지며, 이에 따라 다음과 같은 복합 스칼라에 의해 등가 표현될 수 있다.

$$h_e = h_{11} + h_{22} + j(h_{21} - h_{12}) \quad \text{및}$$

$$h_c = h_{11} - h_{22} + j(h_{21} + h_{12})$$

이러한 모든 관측들을 사용하면, 우리는 두 채널, 등가 채널(h_e) 및 공액 채널(H_c)을 갖는 스칼라 형태의 실제 방정식으로 다시 놓을 수 있다. 그런 다음, (5)에서의 실제 변형식은 $x = h_e s + h_c s^*$ 가 된다.

우리는 등가 채널로서 제1 채널 및 공액 채널로서 제2 채널로 칭한다. 상기 등가 채널은 I/Q 이득 및 위상 불균형이 없는 경우 관측될 채널이다.

유사한 논거를 사용하며, I/Q 이득 및 위상 불균형을 갖는 분산-시간 MIMO $N \times M$ 시스템의 입력-출력 관계식은 (그 매트릭스 대안을 수립하기 위한 스칼라 등가식을 사용하여) 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{x}[t] = \sum_{\ell=0}^L \mathbf{h}_e[\ell] \mathbf{s}[t-\ell] + \mathbf{h}_c[\ell] \mathbf{s}^*[t-\ell]$$

여기서, t 는 분산 시간 지수이고, $h_e, h_c \in \mathbb{C}^{M \times N}$, $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_N]$, $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_M]$ 이며, L 은 채널 탭(channel taps) 수이다.

DIDO-OFDM 시스템들에서, 주파수 영역에서의 수신 신호가 표현된다. $\text{FFT}_k\{\mathbf{s}[t]\} = \mathbf{S}[k]$ 이고, 그 다음 $\text{FFT}_k\{\mathbf{s}^*[t]\} = \mathbf{S}^*[-k] = \mathbf{S}^*[K-k]$, 여기서 $k=0, 1, \dots, K-1$ 인 경우, 신호들 및 시스템들로부터 다시 호출한다. OFDM에 의해, 부반송파 k 에 대한 MIMO-OFDM 시스템에 대한 등가 입력-출력 관계식은 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{x}}[k] = \mathbf{H}_e[k] \bar{\mathbf{s}}[k] + \mathbf{H}_c[k] \bar{\mathbf{s}}^*[K-k] \quad (1)$$

여기서, $k=0,1,\dots,K-1$ 는 OFDM 부반송파 지수이고, $\mathbf{H}_e$ 및 $\mathbf{H}_c$ 는 등가 및 공액 채널 매트릭스를 나타내는 것이며, 각각 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{H}_e[k] = \sum_{\ell=0}^L \mathbf{h}_e[\ell] e^{-j \frac{2\pi k \ell}{K}} \quad \text{및}$$

$$\mathbf{H}_c[k] = \sum_{\ell=0}^L \mathbf{h}_c[\ell] e^{-j \frac{2\pi k \ell}{K}}$$

식 (1)에서 제2 기여도는 미리 톤으로부터 간섭이다. 이는 하기의 적층형 매트릭스 시스템을 구성함으로써 다룰 수 있다 (공액들을 주의한다).

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}[k] \\ \bar{\mathbf{x}}^*[K-k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e[k] & \mathbf{H}_c[k] \\ \mathbf{H}_c^*[K-k] & \mathbf{H}_e^*[K-k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}[k] \\ \bar{\mathbf{s}}^*[K-k] \end{bmatrix}$$

여기서, $\bar{\mathbf{s}} = [\bar{s}_1, \bar{s}_2]^T$ 및 $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{x}_1, \bar{x}_2]^T$ 은 각각 주파수 영역에서 전송 및 수신 기호의 벡터이다.

이 방법을 사용하면, 실제 매트릭스는 DIDO 동작에 사용하도록 수립된다. 예를 들어, DIDO 2×2 입력-출력 관계식에 의해 (각 사용자가 단일 수신 안테나를 갖는 것으로 가정하면) 제1 사용자 장치는 (노이즈가 없는 경우에) 다음과 같이 본다

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_1[k] \\ \bar{x}_1^*[K-k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e^{(1)}[k] & \mathbf{H}_c^{(1)}[k] \\ \mathbf{H}_c^{(1)*}[K-k] & \mathbf{H}_e^{(1)*}[K-k] \end{bmatrix} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \bar{s}_1[k] \\ \bar{s}_1^*[K-k] \\ \bar{s}_2[k] \\ \bar{s}_2^*[K-k] \end{bmatrix} \quad (2)$$

반면에, 제2 사용자는 다음과 같이 관측한다

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_2[k] \\ \bar{x}_2^*[K-k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_e^{(2)}[k] & \mathbf{H}_c^{(2)}[k] \\ \mathbf{H}_c^{(2)*}[K-k] & \mathbf{H}_e^{(2)*}[K-k] \end{bmatrix} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \bar{s}_1[k] \\ \bar{s}_1^*[K-k] \\ \bar{s}_2[k] \\ \bar{s}_2^*[K-k] \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{H}_e^{(m)}, \mathbf{H}_c^{(m)} \in \mathbb{C}^{1 \times 2}$ 는 매트릭스 $\mathbf{H}_e$ 및 $\mathbf{H}_c$ 의 m 번째 열을 각각 나타내고, $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ 는

DIDO 사전부호화 매트릭스 이다. 식 (2) 및 (3)으로부터, 사용자 m 의 수신 기호 $\bar{x}_m[k]$ 은 I/Q 불균형에 의해 발생된 두 개 소스의 간섭, 미리 톤(이를 테면, $\bar{s}_m^*[K-k]$)으로부터의 반송파 간 간섭 및 사용자 간 간섭(이를 테면, $\bar{s}_p[k]$ 및 $p \neq m$ 인 $\bar{s}_p^*[K-k]$)에 의해 영향을 받는다. 식 (3)의 DIDO 사전부호화 매트릭스 $\mathbf{W}$ 는 이러한 두 개의 간섭 용어들을 소거하도록 설계된다.

수신기에 적용된 결합 검출(joint detection)에 따라 여기에 사용될 수 있는 DIDO 프리코더의 몇몇 다른 실시

예들이 있다. 일 실시 예에서, 블록 대각화(BD)가 사용된다 (예를 들어, $H_e^{(m)}$ 보다는) 복합 채널 $[H_e^{(m)}, H_c^{(m)}]$ 로부터 계산된, Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, 및 M. Haardt의 "Zeroforcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels", IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 52, pp. 461-471, 2004년 2월. K. K. Wong, R. D. Murch, 및 K. B. Letaief의 "A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems"의 IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 2, pp. 773-786, 2003년 7월. L. U. Choi 및 R. D. Murch의 "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach", IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 3, pp. 20-24, 2004년 1월. 2005년 9월, IEEE TR문 Sig. Proc.에 공개가 허용된 Z. Shen, J. G. Andrews, R. W. heath, 및 B. L. Evans의 "Low complexity user selection algorithms for multiuser MIMO systems with block diagonalization", 2005년 10월 IEEE Trans. Wireless Comm.에 제출된 S. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, 및 B. L. Evans의 "Sum capacity of multiuser MIMO broadcast channels with block diagonalization"을 참조한다). 그래서, 현 DIDO 시스템은 다음과 같도록 프리코더를 선택한다.

$$H_w \Delta \begin{bmatrix} H_e^{(1)}[k] & H_c^{(1)}[k] \\ H_e^{(1)*}[K-k] & H_c^{(1)*}[K-k] \\ H_e^{(2)}[k] & H_c^{(2)}[k] \\ H_e^{(2)*}[K-k] & H_c^{(2)*}[K-k] \end{bmatrix} W = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_{1,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{2,1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_{2,2} \end{bmatrix} \Delta \begin{bmatrix} H_w^{(1,1)} & H_w^{(1,2)} \\ H_w^{(2,1)} & H_w^{(2,2)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서, $\alpha_{i,j}$ 는 상수이며, $H_w^{(i,j)} \in C^{2 \times 2}$ 이다. 이 방법은 상기 프리코더를 사용하기 때문에 장점이 있으며, I/Q 이득 및 위상 불균형의 효과들이 전송기에서 완전히 소거되므로 전과 동일한 DIDO 프리코더의 다른 양태들을 유지하는 것이 가능하다.

또한, IQ 불균형으로 인한 ICI를 사전소거하지 않고 사용자 간 간섭을 사전 소거하는 DIDO 프리코더들을 설계하는 것이 가능하다. 이 방법에 의해, (전송기 대신) 수신기는 하기에 기술된 수신 필터들 중 하나를 사용함으로써 IQ 불균형을 보상한다. 그 후, 식(4)의 사전부호화 설계 기준은 다음과 같이 변경될 수 있다.

$$H_w \Delta \begin{bmatrix} H_e^{(1)}[k] & H_c^{(1)}[k] \\ H_e^{(1)*}[K-k] & H_c^{(1)*}[K-k] \\ H_e^{(2)}[k] & H_c^{(2)}[k] \\ H_e^{(2)*}[K-k] & H_c^{(2)*}[K-k] \end{bmatrix} W = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & 0 & 0 \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{3,3} & \alpha_{3,4} \\ 0 & 0 & \alpha_{4,3} & \alpha_{4,4} \end{bmatrix} \Delta \begin{bmatrix} H_w^{(1,1)} & H_w^{(1,2)} \\ H_w^{(2,1)} & H_w^{(2,2)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_1[k] = \begin{bmatrix} H_w^{(1,1)} & H_w^{(1,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}_1[k] \\ \bar{\mathbf{s}}_2[k] \end{bmatrix} \quad (6)$$

및

$$\bar{\mathbf{x}}_2[k] = \begin{bmatrix} H_w^{(2,1)} & H_w^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}_1[k] \\ \bar{\mathbf{s}}_2[k] \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0178]

여기서, m 번째 전송 기호에 대한 $\bar{\mathbf{s}}_m[k] = [\bar{s}_m[k], \bar{s}_m^*[K-k]]^T$ 및 $\bar{\mathbf{x}}_m[k] = [\bar{x}_m[k], \bar{x}_m^*[K-k]]^T$ 는 사용자 m 에 대한 수신 기호 벡터이다.

[0179]

수신측에서, 전송 기호 벡터 $\bar{\mathbf{s}}_m[k]$ 을 추정하기 위해, 사용자 m 은 ZF 필터를 사용하며, 상기 추정된 기호 벡터는 다음과 같이 주어진다.

[0180]

$$\hat{\mathbf{s}}_m^{(ZF)}[k] = [(H_w^{(m,m)\dagger} H_w^{(m,m)})^{-1} H_w^{(m,m)\dagger}] \bar{\mathbf{x}}_m[k] \quad (8)$$

[0181]

상기 ZF 필터가 이해하는데 가장 쉬운 것인 반면, 상기 수신기는 본 발명에 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자들에게 소정의 많은 다른 필터들을 적용할 수 있다. 대중적인 선택은 다음과 같은 MMSE 필터이다.

[0182]

$$\hat{\mathbf{s}}_m^{(MMSE)}[k] = (H_w^{(m,m)\dagger} + \rho^{-1} I)^{-1} H_w^{(m,m)} H_w^{(m,m)\dagger} \bar{\mathbf{x}}_m[k] \quad (9)$$

[0183]

여기서, ρ 는 신호대잡음비이다. 대안적으로, 상기 수신기는 최대 우도 기호 검출(또는 구 복호기 또는 반복 변화)을 수행할 수 있다. 예를 들면, 제1 사용자는 ML 수신기를 사용하고 하기의 최적식을 풀 수 있을 것이다.

[0184]

$$\hat{\mathbf{s}}_m^{(ML)}[k] = \arg \min_{\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2 \in \mathcal{S}} \left\| \bar{\mathbf{y}}_1[k] - \begin{bmatrix} H_w^{(1,1)} & H_w^{(1,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1[k] \\ \mathbf{s}_2[k] \end{bmatrix} \right\| \quad (10)$$

[0185]

여기서, $\mathcal{S}$ 는 모든 가능한 벡터들($\mathbf{s}$)의 세트이고, 콘스텔레이션 크기에 좌우된다. 상기 ML 수신기는 수신기에서 더한 복잡도를 요하는 것을 없애 더욱 우수한 성능을 준다. 제2 사용자에게 유사한 방정식 세트를 적용한다.

[0186]

식 (6) 및 (7)에서 $H_w^{(1,2)}$ 및 $H_w^{(2,1)}$ 은 전부 제로를 갖는 것으로 가정된다. 이러한 가정은 전송 프리코더가 식(4)의 기준에서처럼 사용자 간 간섭을 완전히 소거할 수 있을 경우에만 유지된다. 마찬가지로, $H_w^{(1,1)}$ 및 $H_w^{(2,2)}$ 은 전송 프리코더가 반송파 간 간섭을 (이를 테면, 미러 톤으로부터) 완전히 소거할 수 있을 경우에만 대각 매트릭스들이다.

[0187]

도 13은 기지국(BS) 내의 IQ-DIDO 프리코더(1302), 전송 채널(1304), 사용자 장치 내의 채널 추정 로직(1306), 및 ZF, MMSE 또는 ML 수신기(1308)를 포함하는 I/Q 보상을 갖는 DIDO-OFDM 시스템들에 대한 프레임워크의 일 실시 예를 도시한다. 상기 채널 추정 로직(1306)은 훈련 기호들을 통해 채널들 $H_e^{(m)}$ 및 $H_c^{(m)}$ 을 추정하고, 이러한 추정값들을 AP 내의 프리코더(1302)로 피드백한다. 상기 BS는 사용자 간 간섭뿐만 아니라 I/Q 이득 및 위상 불균형으로 인한 간섭을 사전 소거하기 위해 DIDO 프리코더 가중치(매트릭스 $\mathbf{W}$)를 계산하고, 상기 무선 채널(1304)을 통해 사용자들에게 상기 데이터를 전송한다. 사용자 장치 m 은 잔존 간섭을 소거하고 상기 데이터를 복호화하기 위해 유닛(1304)에 의해 제공된 채널 추정값들을 이용하여 ZF, MMSE 또는 ML 수신기(1308)를 사용한다.

[0188]

하기 세 가지 실시 예들은 상기 I/Q 보상 알고리즘을 구현하는데 사용될 수 있다.

[0189]

방법 1 - TX 보상: 이 실시 예에서, 전송기는 식(4)이 기준에 따라 사전부호화 매트릭스를 계산한다. 수신기에 서, 사용자 장치들은 "단순화된(simplified)" ZF 수신기를 사용하며, 여기서 $H_w^{(1,1)}$ 및 $H_w^{(2,2)}$ 은 대각 매트릭스들이 될 것으로 가정된다. 따라서, 식(8)은 다음과 같이 단순화된다.

[0190]

$$\hat{\mathbf{s}}_m[k] = \begin{bmatrix} 1/\alpha_{m,1} & 0 \\ 0 & 1/\alpha_{m,2} \end{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_m[k]. \quad (10)$$

[0191]

방법 2- RX 보상: 이 실시 예에서, 전송기는 식(4)의 기준에 따라 반송파 간 및 사용자 간 간섭을 소거하지 않

고, 2005년 IEEE Trans. on Signal Processing에 허용된 R. Chen, R. W. Heath, 및 J. G. Andrews의 "Transmit selection diversity for unitary precoded multiuser spatial multiplexing systems with linear receivers"에 기술된 종래 BD 방법에 기초한 사전부호화 매트릭스를 계산한다. 이 방법에 의해, 식(2) 및 (3)에서의 상기 사전부호화 매트릭스는 다음과 같이 단순화된다.

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{1,1}[k] & 0 & w_{1,2}[k] & 0 \\ 0 & w_{1,1}^*[K-k] & 0 & w_{1,2}^*[K-k] \\ w_{2,1}[k] & 0 & w_{2,2}[k] & 0 \\ 0 & w_{2,1}^*[K-k] & 0 & w_{2,2}^*[K-k] \end{bmatrix}. \quad (12)$$

상기 수신기에서, 상기 사용자 장치들은 식(8)에서와 같이 ZF 필터를 사용한다. 이 방법은 상기 방법 1에서처럼 상기 전송기에서 간섭을 사전 소거하지 않는다는 점을 유의한다. 따라서, 그것은 상기 수신기에서 반송파 간 간

섭을 소거하나, 사용자 간 간섭을 소거할 수 없다. 게다가, 방법 2에서, 상기 사용자들은 $H_e^{(m)}$ 및

$H_c^{(m)}$ 둘 다의 피드백을 필요로 하는 방법 1과 반대로, 상기 DDO 프리코더를 계산하기 위해 상기 전송기에 대한 벡터 $H_e^{(m)}$ 만을 피드백하는 것을 필요로 한다. 따라서, 방법 2는 저속 피드백 채널들을 갖는 DDO 시스템들에 특히 적합하다. 한편, 방법 2는 식(11)보다는 식(8)에서 상기 ZF 수신기를 계산하기 위해 상기 사용자 장치에서 약간 더 높은 계산적 복잡도를 필요로 한다.

방법 3 - TX-RX 보상: 일 실시 예에서, 상기에 기술된 두 가지 방법들이 결합된다. 상기 전송기는 식(4)에서처럼 사전부호화 매트릭스를 계산하고, 상기 수신기들은 식(8)에 따라 전송 기호들을 추정한다.

위상 불균형이든, 이득 불균형이든, 또는 지연 불균형이든 I/Q 불균형은 무선 통신 시스템들에서 신호 품질에 유해한 저하를 생성한다. 이런 이유로, 과거 회로 하드웨어는 매우 낮은 불균형을 갖도록 설계되었다. 하지만, 상기에 기술한 바와 같이, 사전송 전부호화 및/또는 특정 수신기의 형태로 디지털 신호 처리를 사용하여 이러한 문제점을 정정하는 것이 가능하다. 본 발명의 일 실시 예는 몇몇 신규 기능적 유닛들을 갖는 시스템을 포함하며, 그 각각은 OFDM 통신 시스템 또는 DDO-OFDM 통신 시스템에서 I/Q 정정의 구현을 위해 중요하다.

본 발명의 일 실시예는 OFDM 시스템에서 (I/Q 부정합으로 인한) 미러 톤들로부터 반송파 간 간섭(ICI)을 소거하기 위한 채널 상태 정보에 근거한 사전부호화를 사용한다. 도 11에 도시된 바와 같이, 이 실시 예에 따른 DDO 전송기는 사용자 선택기 유닛(1102), 다수의 부호화 모듈 유닛(1104), 해당하는 다수의 맵핑 유닛(1106), DDO IQ-인식 사전부호화 유닛(1108), 다수의 RF 전송기 유닛(1114), 사용자 피드백 유닛(1112) 및 DDO 구성 유닛(1110)을 포함한다.

상기 사용자 선택기 유닛(1102)은 상기 피드백 유닛(1112)에 의해 획득된 피드백 정보에 기초한 다수의 사용자들(U_1 - U_M)과 연관된 데이터를 선택하며, 각각의 상기 다수의 부호화 모듈 유닛(1104)에 이 정보를 제공한다. 각 부호화 모듈 유닛(1104)은 각 사용자의 정보 비트들을 부호화 및 변조하고, 그들을 상기 맵핑 유닛(1106)으로 보낸다. 상기 맵핑 유닛(1106)은 복잡한 기호들로 상기 입력 비트들을 맵핑하고 상기 DDO IQ-인식 사전부호화 유닛(1108)으로 결과들을 보낸다. 상기 DDO IQ-인식 사전부호화 유닛(1108)은 상기 DDO IQ-인식 사전부호화 가중치들을 계산하기 위해 그리고 상기 사용자들로부터 상기 피드백 유닛(1112)에 의해 획득된 입력 기호들을 사전부호화하는 상기 사용자들로부터 상기 피드백 유닛(1112)에 의해 획득된 채널 상태 정보를 사용한다. 각각의 부호화된 데이터 스트림은 상기 DDO IQ-인식 사전부호화 유닛(1108)에 의해 IFFT를 계산하고 사이클릭 프리픽스(cyclic prefix)를 추가하는 상기 OFDM 유닛(1115)으로 보내진다. 이 정보는 디지털 대 아날로그 변환으로 동작하고 그것을 상기 RF 유닛(1114)으로 보내는 D/A 유닛(1116)으로 보내진다. 상기 RF 유닛(1114)은 중간/무선 주파수로 베이스 밴드 신호를 상향변환하고 그것을 상기 전송 안테나에 보낸다.

상기 프리코더는 I/Q 불균형을 보상하기 위해 정규 및 미러 톤들에 대해 함께 동작한다. 많은 프리코더 설계 기준이 ZF, MMSE, 또는 가중된 MMSE 설계를 포함하여 사용될 수 있다. 바람직한 실시 예에서, 상기 프리코더는 I/Q 부정합으로 인한 ICI를 완전히 제거하고, 이에 따라 상기 수신기가 소정의 추가 보상을 수행하지 않도록 한

다.

- [0199] 일 실시 예에서, 상기 프리코더는 사용자 간 간섭을 완전히 소거하는 반면 추가 수신기 처리를 필요로 하는 각 사용자에게 대한 I/Q 효과들을 완전히 소거하지 않는 블록 대각화 기준을 사용한다. 다른 실시 예에서, 상기 프리코더는 I/Q 불균형으로 인한 사용자 간 간섭과 ICI 둘 다를 완전히 소거하기 위해 제로-포싱(zero-forcing) 기준을 사용한다. 이 실시 예는 상기 수신기에서 종래 DIDO-OFDM 프로세서를 사용할 수 있다.
- [0200] 본 발명의 일 실시 예는 DIDO-OFDM 시스템에서 (I/Q 부정합으로 인한) 미리 톤들로부터 반송파 간 간섭(ICI)를 소거하기 위한 채널 상태 정보에 근거한 사전부호화를 사용하며, 각 사용자는 IQ-인식 DIDO 수신기를 사용한다. 도 12에 도시된 바와 같이, 본 발명의 일 실시 예에서, 상기 수신기(1202)를 포함하는 시스템은 다수의 RF 유닛(1208), 해당하는 다수의 A/D 유닛(1210), IQ-인식 채널 추정기 유닛(1204) 및 DIDO 피드백 생성기 유닛(1206)을 포함한다.
- [0201] 상기 RF 유닛들(1208)은 상기 DIDO 전송기 유닛들(1114)로부터 전송된 신호들을 수신하고, 상기 신호들을 베이스 밴드로 하향변환하며, 상기 하향변환된 신호들을 상기 A/D 유닛들(1210)로 제공한다. 그 후, 상기 A/D 유닛들(1210)은 상기 신호를 아날로그에서 디지털로 변환하고 그것을 상기 OFDM 유닛들(1213)로 보낸다. 상기 OFDM 유닛들(1213)은 상기 사이클릭 프리픽스를 제거하고 상기 신호를 주파수 영역으로 리포트하기 위해 상기 FFT를 동작시킨다. 훈련 주기 동안, 상기 OFDM 유닛들(1213)은 상기 주파수 영역에서 채널 추정값들을 계산하는 IQ-인식 채널 추정 유닛(1204)으로 출력을 보낸다. 대안적으로, 상기 채널 추정값들은 시간 영역에서 계산될 수 있다. 데이터 주기 동안, 상기 OFDM 유닛들(1213)은 상기 출력을 IQ-인식 수신기 유닛(1202)으로 보낸다. 상기 IQ-인식 수신기 유닛(1202)은 IQ 수신기를 계산하고 상기 데이터 (1214)를 획득하기 위해 상기 신호를 복조/복호화한다. 상기 IQ-인식 채널 추정 유닛(1204)은 상기 채널 추정값들을 상기 채널 추정값들을 양자화하고 그것을 피드백 제어 채널(1112)을 통해 상기 전송기로 다시 보낼 수 있는 상기 DIDO 피드백 생성기 유닛(1206)으로 보낸다.
- [0202] 도 12에 도시된 상기 수신기(1202)는 ZF, MMSE, 최대 우도, 또는 MAP 수신기를 포함하여 본 발명에 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자들에게 공지된 많은 기준 하에서 동작할 수 있다. 바람직한 일 실시 예에서, 상기 수신기는 상기 미리 톤들에 대한 IQ 불균형에 의해 생성된 ICI를 소거하기 위해 MMSE 필터를 사용한다. 또 다른 바람직한 실시 예에서, 상기 수신기는 상기 미리 톤들에 대한 기호들을 공동으로 검출하기 위해 최대 우도 조사와 같은 비선형 검출기를 사용한다. 이 방법은 더 많은 복잡도를 없애 향상된 성능을 갖는다.
- [0203] 일 실시 예에서, IQ-인식 채널 추정기(1204)는 ICI를 제거하기 위한 수신기 계수들을 결정하는데 사용된다. 따라서, 우리는 (I/Q 부정합으로 인한) 미리 톤들, IQ-인식 DIDO 수신기, 및 IQ-인식 채널 추정기로부터 반송파 간 간섭(ICI)을 소거하기 위한 채널 상태 정보에 근거한 사전부호화를 사용하는 DIDO-OFDM 시스템을 청구한다. 상기 채널 추정기는 종래 훈련 신호를 사용할 수 있거나 동상 및 직교 신호들 상에 보낸 특별히 구성된 훈련 신호들을 사용할 수 있다. 많은 추정 알고리즘들이 최소 제곱법, MMSE, 또는 최대 우도를 포함하여 구현될 수 있다. 상기 IQ-인식 채널 추정기는 상기 IQ-인식 수신기에 대한 입력을 제공한다.
- [0204] 채널 상태 정보는 채널 가역성(channel reciprocity)을 통해 또는 피드백 채널을 통해 기지국으로 제공될 수 있다. 본 발명의 일 실시 예는 I/Q-인식 프리코더와, 사용자에서 상기 기지국으로 채널 상태 정보를 전달하기 위한 I/Q-인식 피드백 채널을 갖춘 DIDO-OFDM 시스템을 포함한다. 상기 피드백 채널은 물리적 또는 논리적 제어 채널일 수 있다. 상기 피드백 정보는 상기 사용자 단말에서 DIDO 피드백 생성기를 사용하여 생성될 수 있는 것으로, 또한 청구한다. 상기 DIDO 피드백 생성기는 상기 I/Q 인식 채널 추정기의 출력을 입력으로 취한다. 이는 채널 계수들을 양자화할 수 있거나 본 발명에 속하는 분야에서 공지된 많은 제한된 피드백 알고리즘들을 사용할 수 있다.
- [0205] 사용자들의 할당, 변조 및 부호화율, 시공간 주파수 부호 슬롯들에 대한 맵핑은 상기 DIDO 피드백 생성기의 결과들에 따라 변할 수 있다. 따라서, 일 실시 예는 상기 DIDO IQ-인식 프리코더를 구성하고, 변조율, 부호화율, 전송을 위해 허용된 사용자들의 서브셋, 및 그들의 시공간 주파수 부호 슬롯들에 대한 맵핑을 선택하기 위해 하나 이상의 사용자들로부터 IQ-인식 채널 추정을 사용하는 IQ-인식 DIDO 구성기를 포함한다.
- [0206] 제시된 보상 방법들의 수행을 평가하기 위해, 3개의 DIDO 2×2 시스템들이 다음과 같이 비교될 것이다:
- [0207] 1. I/Q 부정합이 있는 경우: I/Q 부정합을 보상하지 않고, (DC 및 엡지 톤들을 제외한) 모든 톤들에 걸쳐 전송한다.
- [0208] 2. I/Q 보상이 있는 경우: 상기에 기술한 "방법 1"을 사용함으로써 모든 톤들에 걸쳐 전송하고 I/Q 부정합을 보

상한다.

- [0209] 3. 이상적인 경우: I/Q 부정합으로 발생된 사용자 간 그리고 반송파 간(이를 테면, 미리 톤들로부터의) 간섭을 막기 위해 홀수 톤들에만 걸쳐 데이터를 전송한다.
- [0210] 이하, 실제 전파 시나리오들에서 DIDO-OFDM 프로토타입에 의한 측정값들로부터 획득된 결과들이 제시된다. 도 14는 상기에 기술된 3개의 시스템들로부터 획득된 64-QAM 콘스텔레이션들을 도시한다. 이러한 콘스텔레이션들은 동일한 사용자들의 위치들 및 고정 평균 신호대잡음비($\sim 45\text{dB}$)에 의해 획득된다. 제1 콘스텔레이션(1401)은 I/Q 불균형에 의해 발생된 미리 톤들로부터의 간섭으로 인해 매우 잡음이 많다. 제2 콘스텔레이션(1402)은 I/Q 보상으로 인해 약간 향상된 것을 나타낸다. 상기 제2 콘스텔레이션(1402)은 반송파 간 간섭(ICI)을 야기하는 위상 잡음 가능성으로 인해 콘스텔레이션(1403)에 도시된 바와 같은 이상적인 경우만큼 깨끗하지 않다는 것의 유의한 다.
- [0211] 도 15는 64-QAM 및 부호화를 3/4를 갖추고 I/Q 부정합 유무에 따른 DIDO 2×2 시스템들의 평균 SER(Symbol Error Rate)(1501) 및 사용자별 유효처리율(1502) 성능을 나타낸다. OFDM 대역폭은 64톤들을 갖는 250KHz이고, 사이클릭 프리팩스 길이가 $L_{cp}=4$ 이다. 이상적인 경우에 우리는 톤들의 서브셋에만 걸쳐 데이터를 전송하므로, SER 및 유효처리율 성능은 다른 경우들에 대한 공정한 비교를 보장하기 위해 (총 전력 전송보다는) 평균 톤별 전송 전력의 함수로 평가된다. 게다가, 하기 결과들에서, 우리는 우리의 목표가 다양한 체제들의 (절대적인 것보다는) 상대적인 성능을 비교하기 위한 것이므로, 규격화된 값들의 (데시벨로 표현된) 전송 전력을 사용한다. 도 15는 I/Q 불균형의 존재 시 상기 SER는 목표 SER($\sim 10^{-2}$)에 도달하지 않고, 일관되게 A. Tarighat 및 A. H. Sayed의 "MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances", IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 53, pp. 3583-3596, 2005년 9월에 보고된 결과들로 포화된다. 이러한 포화 효과는 TX 전력이 증가함에 따라 (미리 톤들로부터의) 신호와 간섭 전력 둘 다 증가한다는 사실 때문이다. 하지만, 상기 제시된 I/Q 보상 방법을 통해, 간섭을 소거하고 더 좋은 SER 성능을 획득하는 것이 가능하다. 높은 SNR에서 SER에서의 약간의 증가는 64-QAM 변조에 필요로 하는 더 큰 전송 전력으로 인해 DAC에서 진폭 포화 효과들 때문인 것을 유의한다.
- [0212] 더욱이, I/Q 보상이 있는 경우의 SER 성능은 이상적인 경우에 매우 가깝다. 이러한 두 경우 사이의 TX 전력에서의 2dB 갭(gap)은 인접한 OFDM 톤들 사이에 추가 간섭을 야기하는 위상 잡음 가능성 때문이다. 결국, 유효처리량 곡선(1502)은 우리가 (이상적인 경우로 말하자면) 홀수 톤들만 사용하는 것보다 모든 데이터 톤들을 사용하므로, 그것은 상기 I/Q 방법이 이상적인 경우와 비교하여 적용될 때만큼의 데이터를 두 번 전송하는 것이 가능하다는 것을 나타낸다.
- [0213] 도 16은 I/Q 보상 유무에 따른 다양한 QAM 콘스텔레이션의 SER 성능을 나타내는 그래프이다. 우리는 이 실시 예에서, 상기 제시된 방법이 64-QAM 콘스텔레이션에 특히 유용하다는 점을 관측한다. 4-QAM 및 16-QAM에 있어, I/Q 보상에 대한 방법은 상기 제시된 방법이 데이터 전송과 미리 톤들로부터의 간섭 소거 둘 다 가능하게 하는 더 큰 전력을 필요로 할 수 있으므로, I/Q 부정합이 있는 경우보다 더 나쁜 성능을 초래한다. 게다가, 4-QAM 및 16-QAM은 콘스텔레이션 지점들 간 더 큰 최소 거리로 인해 64-QAM만큼 I/Q 부정합에 의한 영향을 받지 않는다. A. Tarighat, R. Bagheri, 및 A. H. Sayed의 "Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers", Signal Processing, IEEE Transactions on [또한 Acoustic, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on을 참조], vol. 53, pp. 3257-3268, 2005년 8월을 참조한다. 또한, 이는 4-QAM 및 16-QAM에 대한 이상적인 경우에 대해 I/Q 부정합을 비교함으로써 도 16에서 관측될 수 있다. 따라서, (미리 톤들로부터의) 간섭 소거를 갖는 DIDO 프리코더에 의해 요구된 추가 전력은 4-QAM 및 16-QAM의 경우에 대한 I/Q 보상의 작은 이점도 타당하지 않다. 이러한 논제는 상기에 기술된 I/Q 보상에 대한 방법들 2 및 3을 사용함으로써 교정될 수 있음을 유의한다.
- [0214] 결국, 상기에 기술된 3가지 방법들은 다양한 전파 조건들에서 측정된다. 또한, 참고를 위해, I/Q 부정합 존재 시 SER 성능이 기술된다. 도 17은 두 개의 각기 다른 사용자들의 위치에서, 450.5MHz의 반송주파수와 250KHz의 대역폭에서 64-QAM에 의한 DIDO 2×2 시스템에 대해 측정된 SER를 도시한다. 위치 1에서, 상기 사용자들은 다양한 실험실과 NLOS(Non-Line of Sight; 비 가시거리) 조건들에서 BS로부터 $\sim 6\lambda$ 이다. 위치 2에서, 상기 사용자들은 LOS(Line of Sight; 가시거리)에서 BS로부터 $\sim \lambda$ 이다.
- [0215] 도 17은 모든 3개의 보상 방법들이 보상이 없는 경우를 항상 능가하는 것을 나타낸다. 게다가, 방법 3은 소정의 채널 시나리오에서 다른 두 개의 보상 방법들을 능가한다는 점의 엄두에 두어야 한다. 방법 1과 2의 상대적인 성능은 전파 조건들에 좌우된다. 이는 방법 1이 일반적으로 I/Q 불균형에 의해 발생된 사용자 간 간섭을 (전송

기에서) 사전 소거하므로 방법 2를 증가하는 실측 캠페인들을 통해 관측된다. 이러한 사용자 간 간섭이 최소일 때, 방법 2는 I/Q 보상 프리코더로 인해 전력 손실을 겪지 않으므로, 도 17의 그래프(1702)에 도시된 바와 같이 방법 1을 증가할 수 있다.

[0216] 지금까지, 다양한 방법들이 도 17에서와 같은 제한된 전파 시나리오들 세트만을 고려하여 비교되어 왔다. 이하에서, 이상적인 i.i.d.(independent and identically-distributed; 독립형 및 독립-분산형) 채널에서 이러한 방법들의 상대적인 성능이 측정된다. DIDO-OFDM 시스템들은 전송 및 수신측에서 I/Q 위상 및 이득 불균형이 있는 경우로 시뮬레이션된다. 도 18은 전송측에서 이득 불균형만 있는 경우(이를 테면, 제1 전송 체인의 I 레일상에서 0.8 이득을 갖고 다른 레일상에서는 이득 1을 갖는) 상기 제시된 방법들의 성능을 나타낸다. 이는 방법 3이 모든 다른 방법들을 증가하는 것으로 관측된다. 또한, 방법 1은 도 17의 그래프(1702)의 위치 2에서 획득된 결과들과 반대로, i.i.d. 채널들에서 방법 2보다 더 좋은 성능을 수행한다.

[0217] 따라서, 상기에 기술된 DIDO-시스템들에서 I/Q 불균형을 보상하기 위해 주어진 3개의 신규 방법들에서, 방법 3은 다른 제시된 보상 방법들을 증가한다. 저속 피드백 채널들을 갖는 시스템들에서, 방법 2는 더욱 악화된 SER 성능을 없애 상기 DIDO 프리코더에 요구된 피드백 양을 줄이는데 사용될 수 있다.

[0218] II. 적응형 DIDO 전송 체제

[0219] 분산형-입력 분산형-출력(DIDO) 시스템들의 성능을 향상시키기 위한 시스템 및 방법의 또 다른 실시 예가 이제 기술될 것이다. 이러한 방법은 소정 목표 오차율을 만족시키는 동안 처리율을 증가시키기 위해 채널 조건들의 변화를 추적함으로써 무선 자원을 각기 다른 사용자 장치들로 동적으로 할당한다. 상기 사용자 장치들은 채널 품질을 추정하고 그것을 기지국(BS)으로 피드백한다; 상기 기지국은 사용자 장치들 중 최상 세트, DIDO 체제, 변조/부호화 체제(MCS) 다음 전송을 위한 어레이 구성을 선택하기 위해 상기 사용자 장치들로부터 획득된 채널 품질을 처리한다; 상기 기지국은 사전부호화를 통해 다중 사용자 장치들로 병렬 데이터를 전송하고 신호들이 수신기에서 복조된다.

[0220] 또한, DIDO 무선 링크에 대한 자원들을 효과적으로 할당하는 시스템이 기술된다. 상기 시스템은 사용자들 중 최상 세트, DIDO 체제, 변조/부호화 체제(MCS) 및 다음 전송을 위한 어레이 구성을 선택하기 위해 상기 사용자들로부터 수신된 피드백을 처리하는 DIDO 구성기를 갖는 DIDO 기지국; DIDO 피드백 신호를 생성하기 위한 채널 및 다른 상응하는 파라미터들을 측정하는 DIDO 시스템에서 수신기; 및 사용자들에서 상기 기지국으로 피드백 정보를 전달하기 위한 DIDO 피드백 제어 채널을 포함한다.

[0221] 하기에 자세히 기술된 바와 같이, 본 발명의 상기 실시 예의 소정의 중요 특징들은 제한하는 것은 아니나 다음과 같은 것을 포함한다:

[0222] SER을 최소화하고 사용자 또는 하향링크별 스펙트럼 효율을 최대화하기 위해 사용자들의 수, DIDO 전송 체제들(이를 테면, 안테나 선택 또는 다중화), 변조/부호화 체제(MCS) 및 채널 품질 정보에 기초한 어레이 구성들을 적응되게 선택하기 위한 기술들;

[0223] DIDO 체제들과 MCS들의 조합에 EK라 DIDO 전송 모드들의 세트를 규정하기 위한 기술들;

[0224] 채널 조건들에 따라 각기 다른 타임 슬롯들, OFDM 톤들 및 DIDO 서브스트림에 대해 각기 다른 DIDO 모드를 할당하기 위한 기술들;

[0225] 채널 품질에 기초한 각기 다른 사용자들에 대해 각기 다른 DIDO 모드들을 동적으로 할당하기 위한 기술들;

[0226] 제때 계산된 링크 품질 메트릭들(link-quality metrics)에 기초한 적응형 DIDO 스위칭을 가능하게 하는 기준;

[0227] 록업 테이블들에 기초한 적응형 DIDO 스위칭을 가능하게 하는 기준.

[0228] SER을 최소화하거나 사용자 또는 하향링크별 스펙트럼 효율을 최대화하기 위해 사용자들의 수, DIDO 전송 체제(이를 테면 안테나 선택 또는 다중화), 변조/부호화 체제(MCS) 및 채널 품질 정보에 기초한 어레이 구성들을 적응되게 선택하도록, 도 19에서와 같이, 기지국에서 DIDO 구성기를 갖는 DIDO 시스템;

[0229] 도 20에서와 같이, 기지국에서 DIDO 구성기를 갖고 각 사용자 장치에서 DIDO 피드백 생성기를 갖지며, 상기 DIDO 구성기로 입력될 피드백 메시지를 생성하기 위해 추정된 채널 상태 및/또는 수신기에 추정된 SNR과 같은 다른 파라미터들을 사용하는 DIDO 시스템.

[0230] 기지국에서의 DIDO 구성기, DIDO 피드백 생성기, 및 상기 사용자들에서 상기 기지국으로 DIDO-특정 구성 정보

를 전달하기 위한 DIDO 피드백 제어 채널을 갖는 DIDO 시스템.

[0231]

a. 배경기술

[0232]

다중-입력 다중-출력(MIMO) 시스템들에서, 직교 시공간 블록 부호들(orthogonal space-time block codes; OSTBC)과 같은 다이버시티 체제들(V. Tarokh, H. Jafarkhani, 및 A. R. Calderbank의 "Spacetime block codes from orthogonal designs", IEEE Trans. Info. Th., vol. 45, pp. 1456-467, 1999년 7월을 참조한다) 또는 안테나 선택(R. W. Heath Jr., S. Sandhu, 및 A. J. Paulraj의 "Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers"의 IEEE Trans. Comm., vol. 5, pp. 142-144, 2001년 4월을 참조한다)은 더 좋은 커버리지(coverage)로 변환하는 증가된 링크 견고성을 제공하여 채널 페이딩(channel fading)을 방지하도록 예상된다. 한편, 공간 다중화(spatial multiplexing; SM)는 시스템 처리율을 향상시키기 위한 수단으로 다중 병렬 데이터 스트림들의 전송을 가능하게 한다. G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, 및 P. W. Wolniansky의 "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multielement arrays", IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. 17, no. 11, pp. 1841-1852, 1999년 11월을 참조한다. 이러한 이점들은 L. Zheng 및 D. N.C. Tse의 "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple antenna channels", IEEE Trans. Info. Th., vol. 49, no. 5, pp. 1073-1096, 2003년 5월에서 나온 이론적인 다이버시티/다중화 트레이드오프들에 따라, MIMO 시스템들에서 동시에 달성될 수 있다. 일 실시예는 채널 조건들의 변화를 추적함으로써 다이버시티 및 다중화 전송 체제들 사이에 적응되게 스위칭하는 것이다.

[0233]

이제까지 다수의 적응형 MIMO 전송 기술들이 제시되어 왔다. R. W. Heath 및 A. J. Paulraj의 "Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems", IEEE Trans. Comm., vol. 53, no. 6, pp. 962-968, 2005년 6월에서 다이버시티/다중화 스위칭 방법이 임시 채널 품질 정보에 기초한 고정 비율 전송에 대한 BER(Bit Error Rate; 비트 오차율)을 향상시키도록 설계되었다. 대안적으로, 통계학적 채널 정보는 S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, 및 R. W. Heath, Jr.의 "Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks", IEEE Comm. Mag., vol. 2, pp. 108-115, 2002년 6월("Catreux")의 경우에서와 같이 적응을 가능하도록 사용될 수 있으며, 피드백 오버헤드 및 제어 메시지 수의 감소를 초래한다. Catreux에서의 적응형 전송 알고리즘은 채널 시간/주파수 선택성 표시기들에 기초한 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템들에서 사전규정된 목표 오차율에 대한 스펙트럼 효율을 향상시키도록 설계되었다. 유사한 낮은 피드백 적응형 방법들이 다이버시티 체제들과 공간 다중화 사이를 스위칭하기 위한 채널 공간 선택성을 이용하여 협대역 시스템들에 제시되었다. 예를 들어, IEEE Trans. on Veh. Tech., 2007년 5월에 허용된 A. Forenza, M. R. McKay, A. Pandharipande, R. W. Heath, Jr., 및 I. B. Collings의 "Adaptive MIMO transmission for exploiting the capacity of spatially correlated channels"; IEEE Trans. on Veh. Tech., 2007년 12월에 허용된 M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, 및 R. W. Heath, Jr.의 "Multiplexing/beamforming switching for coded MIMO in spatially correlated Rayleigh channels"; A. Forenza, M. R. McKay, R. W. Heath, Jr., 및 I. B. Collings의 "Switching between OSTBC and spatial multiplexing with linear receivers in spatially correlated MIMO channels", Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 3, pp. 1387-1391, 2006년 5월; Proc. IEEE ICC, 2006년 6월에 나타난 M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, 및 R. W. Heath Jr., "A throughput-based adaptive MIMO BICM approach for spatially correlated channels"을 참조한다.

[0234]

상기 문헌에서, 우리는 DIDO-OFDM 시스템들에 대한 다양한 종래 공보들에 제시된 작업의 범위를 확장한다. 예를 들어, R. W. Heath 및 A. J. Paulraj의 "Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems", IEEE Trans. Comm., vol. 53, no. 6, pp. 962-968, 2005년 6월, S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, 및 R. W. Heath Jr.의 "Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks", IEEE Comm. Mag., vol. 2, pp. 108-115, 2002년 6월; A. Forenza, M. R. McKay, A. Pandharipande, R. W. Heath Jr., 및 I. B. Collings의 "Adaptive MIMO transmission for exploiting the capacity of spatially correlated channels", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. 56, n.2, pp. 619-630, 2007년 3월; IEEE Trans. on Veh. Tech., 2007년 12월에 허용된 M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, 및 R. W. Heath Jr.의 "Multiplexing/beamforming switching for coded MIMO in spatially correlated Rayleigh channels"; A. Forenza, M. R. McKay, R. W. Heath Jr., 및 I. B. Collings의 "Switching between OSTBC 및 spatial multiplexing with linear receivers in spatially correlated MIMO channels", Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 3, pp. 1387-1391, 2006년 5월; Proc. IEEE ICC, 2006년 6월에 나타난 M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, 및 R. W. Heath Jr.의 "A throughput-based adaptive MIMO BICM approach for

spatially correlated channels"을 참조한다.

- [0235] 다른 다수의 사용자들, 시스템 성능을 향상시키기 위한 수단으로서 채널 품질 정보에 기초한 다수의 전송 안테나들 및 전송 체제들 사이에 스위칭하는 신규 적응형 DIDO 전송 전략이 여기에 기술된다. 다중 사용자 MIMO 시스템들에서 상기 사용자들을 적응되게 선택하는 체제들은 이미 M. Sharif 및 B. Hassibi의 "On the capacity of MIMO broadcast channel with partial side information", IEEE Trans. Info. Th., vol. 51, p. 506522, 2005년 2월; 및 IEEE Trans. on Communications에 나타난 W. Choi, A. Forenza, J. G. Andrews, 및 R. W. Heath Jr.의 "Opportunistic space division multiple access with beam selection"에서 제시되었음을 유의한다. 하지만, 이러한 공보들에서 기회 공간 분할 다중 접속(opportunistic space division multiple access; OSDMA) 체제는 다중-사용자 다이버시티를 이용함으로써 용량 합계를 최대화하도록 설계되고, 그들은 간섭이 전송기에서 완전히 사전 소거되지 않으므로 DPC(dirty paper codes)의 이론상 용량의 일부만을 달성한다. 여기에 기술된 상기 DIDO 전송 알고리즘에서, 블록 대각화는 사용자 간 간섭을 사전 소거하는데 사용된다. 하지만, 제시된 적응형 전송 계획은 사전부호화 기술 타입에 독립적으로 소정의 DIDO 시스템에 적용될 수 있다.
- [0236] 본 특허 출원서는 제한하는 것은 아니나 하기의 추가 특징으로 제한하는 것은 아니나 이를 포함하여 상기에 그리고 종래 출원서에 기술된 본 발명이 실시 예들의 확장을 기술한다:
- [0237] 1. 채널 추정을 위한 종래 출원서의 훈련 기호들은 상기 적응형 DIDO 체제에서 링크-품질 메트릭들을 평가하도록 무선 클라이언트 장치들에 의해 사용될 수 있다;
- [0238] 2. 기지국은 종래 출원서에 기술된 바와 같이 상기 클라이언트 장치들로부터 신호 특성 데이터를 수신한다. 본 실시 예에서, 상기 신호 특성 데이터는 적응을 가능하게 하는데 사용된 링크-품질 메트릭으로 정의된다;
- [0239] 3. 종래 출원서는 처리율 할당을 규정할 뿐만 아니라 다수의 전송 안테나들 및 사용자들을 선택하기 위한 메커니즘을 기술한다. 게다가, 서로 다른 레벨의 처리율은 종래 출원서에서의 경우와 같이 서로 다른 클라이언트들에 동적으로 지정될 수 있다. 본 발명의 본 실시 예는 이러한 선택과 처리율 할당에 관한 신규 기준을 정의한다.
- [0240] b. 본 발명의 실시 예들
- [0241] 제시된 적응형 DIDO 기술의 목표는 상기 시스템에서 서로 다른 사용자들에게 시간, 주파수 및 공간에서의 무선 자원을 동적으로 할당함으로써 사용자 또는 하향링크별 스펙트럼 효율을 향상시키는 것이다. 일반적인 적응 기준은 목표 오차율을 만족시키는 반면 처리율을 증가시키는 것이다. 또한, 전파 조건들에 따라, 이러한 적응형 알고리즘은 다이버시티 체제들을 통해 상기 사용자들의 링크 품질(또는 커버리지)을 향상시키는데 사용될 수 있다. 도 21에 도시된 흐름도는 상기 적응형 DIDO 체제의 단계를 기술한다.
- [0242] 단계(2102)에서, 기지국(BS)은 모든 사용자들로부터 채널 상태 정보(CSI)를 수집한다. 단계(2104)에서, 상기 수신된 CSI로부터, 상기 기지국은 시간/주파수/공간 영역에서의 링크 품질 메트릭들을 계산한다. 단계(2106)에서, 이러한 링크 품질 메트릭들은 각각의 사용자들에 대한 전송 모드 뿐만 아니라 다음 전송에 제공될 사용자들을 선택하는데 사용된다. 상기 전송 모드들은 변조/부호화 및 DIDO 체제들의 다양한 조합으로 구성된다는 점을 유의한다. 결국, 상기 BS는 단계(2108)에서와 같이 DIDO 사전부호화를 통해 상기 사용자들에게 데이터를 전송한다.
- [0243] 단계(2102)에서, 상기 기지국은 모든 사용자 장치들로부터 채널 상태 정보(CSI)를 수집한다. 단계(2104)에서, 모든 사용자 장치들에 대한 임시 또는 통계학적 채널 품질을 결정하기 위해 상기 기지국에 의해 상기 CSI가 사용된다. DIDO-OFDM 시스템들에서, 상기 채널 품질(또는 링크 품질 메트릭)은 상기 시간, 주파수 및 공간 영역에서 추정될 수 있다. 그 후, 단계(2106)에서, 상기 기지국은 현 전파 조건들에 있어 사용자들 중 최상 서브셋 및 전송 모드를 결정하는데 상기 링크 품질 메트릭을 사용한다. DIDO 전송 모드들의 세트는 DIDO 체제들(이를테면, 안테나 선택 또는 다중화), 변조/부호화 체제들(MCS들) 및 어레이 구성의 조합으로 정의된다. 단계(2108)에서, 선택된 사용자들의 수 및 전송 모드들을 이용하여 사용자 장치들로 데이터가 전송된다.
- [0244] 상기 모드 선택은 다양한 전파 환경들에서 DIDO 시스템들의 오차율 성능에 기초하여 사전 계산된 룩업 테이블들(LUT들)에 의해 가능해진다. 이러한 LUT들은 채널 품질 정보를 오차율 성능으로 맵핑한다. 상기 LUT들을 구성하기 위해, DIDO 시스템들의 오차율 성능은 SNR의 함수로 다양한 전파 시나리오들에서 평가된다. 오차율 곡선들로부터, 소정의 사전 규정된 목표 오차율을 달성하는데 필요한 최소 SNR을 계산하는 것이 가능하다. 우리는 SNR 임계값으로 이러한 SNR 조건을 규정한다. 그 후, 상기 SNR 임계값들은 다양한 전파 시나리오들에서 그리고 다양한 DIDO 전송 모드들에서 평가되고 상기 LUT들에 저장된다. 예를 들면, 도 24 및 26에서의 SER은 상기 LUT들을

구성하는데 사용될 수 있다. 그 후, 상기 LUT들로부터, 상기 기지국은 사전 규정된 목표 오차율을 충족하는 반면처리율을 증가시키는 활성 사용자들을 위한 전송 모드들을 선택한다. 결국, 상기 기지국은 DIDO 사전부호화를 통해 선택된 사용자들에게 데이터를 전송한다. 다양한 DIDO 모드들은 적응이 시간, 주파수 및 공간 영역들에서 발생할 수 있도록 다양한 타임 슬롯들, OFDE 톤들 및 DIDO 서브스트림들로 지정될 수 있다.

[0245] DIDO 적응을 사용하는 시스템의 일 실시 예가 도 19-20에 도시된다. 몇몇 신규 기능 유닛들이 제시된 DIDO 적응 알고리즘들의 구현을 가능하게 하도록 도입된다. 자세히, 일 실시 예에서, DIDO 구성기(1910)는 사용자들의 수, DIDO 전송 체제들(이를 테면, 안테나 선택 또는 다중화), 변조/부호화 체제들(MCS), 및 사용자 장치들에 의해 제공된 채널 품질 정보(1012)에 기초한 어레이 구성의 선택을 포함하는 다수의 기능들을 수행한다.

[0246] 상기 DIDO 구성기(1910)에 의해 획득된 다수의 사용자들(U_1-U_M)과 관련된 데이터를 선택하고, 상기 정보를 각각의 상기 다수의 부호화 변조 유닛(1905)에 제공한다. 각 부호화 변조 유닛(1904)은 각 사요자의 정보 비트를 부호화 및 변조하고, 그들을 맵핑 유닛(1906)으로 보낸다. 상기 맵핑 유닛(1906)은 입력 비트들을 복합 기호들로 맵핑하고, 그것을 사전부호화 유닛(1908)으로 보낸다. 상기 부호화 변조 유닛들(1904)과 상기 맵핑 유닛(1906)들 다 각 사용자에게 사용하기 위한 변조/부호화 체제의 타입을 선택하기 위해 상기 DIDO 구성기 유닛(1910)으로부터 획득된 정보를 이용한다. 상기 정보는 피드백 유닛(1912)에 의해 제공된 바와 같이 각각의 상기 사용자들의 채널 품질 정보를 이용함으로써 상기 DIDO 구성기 유닛(1910)에 의해 계산된다. 상기 DIDO 사전부호화 유닛(1908)은 DIDO 사전 부호화 가중치들을 계산하고 상기 맵핑 유닛들(1906)로부터 획득된 입력 기호들을 사전부호화하기 위해 상기 DIDO 구성기 유닛(1910)에 의해 획득된 정보를 이용한다. 각각의 상기 사전부호화된 데이터 스트림들은 상기 DIDO 사전부호화 유닛(1908)에 의해 IFFT를 계산하고 사이클릭 프리픽스를 추가하는 OFDM 유닛(1915)으로 보내진다. 상기 정보는 디지털을 아날로그 변환으로 동작하고 결과적인 아날로그 신호를 RF 유닛(1914)으로 보내는 D/A 유닛(1916)으로 보내진다. 상기 RF 유닛(1914)은 베이스 밴드 신호를 중간/라디오 주파수로 상향변환하고 그것을 전송 안테나로 보낸다.

[0247] 각 클라이언트 장치의 RF 유닛들(2008)은 상기 DIDO 전송기 유닛(1914)으로부터 전송된 신호들을 수신하고, 상기 신호들을 베이스 밴드로 하향변환하며, 상기 하향변환된 신호들을 A/D 유닛들(2010)에 제공한다. 그 후, 상기 A/D 유닛들(2010)은 상기 신호를 아날로그에서 디지털로 변환하고, 그것을 OFDM 유닛들(2013)로 보낸다. 상기 OFDM 유닛들(2013)은 사이클릭 프리픽스를 제거하고, 상기 신호를 주파수 영역으로 보고할 FFT를 수행한다. 훈련 주기 동안, 상기 OFDM 유닛들(2013)은 상기 주파수 영역에서 채널 추정값들을 계산하는 채널 추정 유닛(2004)으로 출력을 보낸다. 대안적으로, 상기 채널 추정값은 시간 영역에서 계산될 수 있다. 데이터 주기 동안, 상기 OFDM 유닛들(2013)은 데이터(2014)를 얻기 위해 상기 신호를 복조/복호화하는 수신기 유닛(2002)으로 출력을 보낸다. 상기 채널 추정 유닛(2004)은 상기 채널 추정값들을 양자화하고, 그것을 피드백 제어 채널(1912)을 통해 전송기로 다시 보내는 DIDO 피드백 생성기 유닛(2006)으로 상기 채널 추정값들을 보낸다.

[0248] 상기 DIDO 구성기(1910)는 기지국에서 나온 정보를 사용하거나, 바람직한 실시 예에서, 각 사용자 장치에서 동작하는 DIDO 피드백 생성기(2006)(도 20 참조)의 출력을 추가로 사용한다. 상기 DIDO 피드백 생성기(2006)은 수신기에서의 정보를 포함하고, 정보를 양자화할 수 있으며, 및/또는 본 발명이 속하는 기술 분야에서 공지된 부분 제한된 피드백 계획을 사용할 수 있다.

[0249] 상기 DIDO 구성기(1910)는 DIDO 피드백 제어 채널(1912)로부터 복구된 정보를 사용할 수 있다. 상기 DIDO 피드백 제어 채널(1912)은 사용자에서 기지국으로 상기 DIDO 피드백 생성기(2006)의 출력을 보내는데 사용되는 논리적 또는 물리적 제어 채널이다. 상기 제어 채널(1912)은 본 발명에 속하는 기본 분야에서 공지된 많은 방법들로 구현될 수 있으며, 논리적 또는 물리적 제어 채널일 수 있다. 물리적 채널로서, 그것은 사용자에게 지정된 도시된 시간/주파수 슬롯을 포함할 수 있다. 또한, 그것은 모든 사용자들에 의해 공유된 임의의 접속 채널일 수 있다. 상기 제어 채널은 사전 지정될 수 있으며, 그것은 기존 제어 채널로부터 사전 규정된 방법으로 비트들을 도난당함으로써 생성될 수 있다.

[0250] 하기 논의에서, DIDO-OFDM 프로토타입에 따른 측정값들을 통해 획득된 결과들이 실제 전파 환경들에서 기술된다. 이러한 결과들은 적응형 DIDO 시스템들에서 달성 가능한 잠재적 이득을 보여준다. 더 많은 하향링크 처리율을 달성하기 위해 안테나/사용자의 수를 증가시키는 것이 가능하다는 것을 보여주는 다차(different orderer; 多次) DIDO 시스템들의 성능이 처음 제시된다. 그 후, 채널 조건들의 변경 추적에 대한 필요를 보여주는 사용자 장치의 위치 함수로 상기 DIDO 성능이 기술된다. 결국, 다이버시티 기술들을 사용하는 DIDO 시스템들의 성능이 기술된다.

- [0251] i. 다차 DIDO 시스템들의 성능
- [0252] 양한 DIDO 시스템들의 성능은 전송 안테나들 $N=M$ 의 수 증가로 평가되며, 여기서 M 은 사용자들의 수이다. 하기 시스템들의 성능은 다음과 비교된다: SISO, DIDO 2×2 , DIDO 4×4 , DIDO 6×6 및 DIDO 8×8 . DIDO $N \times M$ 은 BS에서 N 개의 전송 안테나들과 M 개의 사용자들을 가진 DIDO를 말한다.
- [0253] 도 22는 전송/수신 안테나 배치를 도시한다. 상기 전송 안테나들(2201)은 사각형 어레이 구성으로 배치되고, 상기 사용자들은 상기 전송 어레이 주위에 위치된다. 도 22에서, T는 "전송" 안테나들을 나타내고, U는 "사용자 장치들(2202)"를 말한다.
- [0254] 다양한 안테나 서브셋들은 다양한 측정값들로 선택된 N 의 값에 따라 8-요소 전송 어레이로 활성화된다. 각 DIDO 차수를 위해, 상기 8-요소 어레이의 고정 크기 제약에 대한 가장 큰 실제 지구(estate)를 커버하는 안테나들의 (N)개의 서브셋이 선택된다. 이러한 기준은 소정의 주어진 N 의 값에 대한 공간 다이버시티를 향상시킬 것으로 기대된다.
- [0255] 도 23은 이용가능한 실제 지구(이를 테면, 점선)에 맞는 다양한 DIDO 차수들에 대한 어레이 구성들을 나타낸다. 사각 점선 박스는 크기가 450MHz의 반송파 주파수에서 $\sim \lambda \times \lambda$ 에 해당하는 $24'' \times 24''$ 이다.
- [0256] 도 23에 관계된 설명들에 기초하고, 도 22를 참조하면, 각각의 하기 시스템들의 성능이 다음과 같이 정의되고 비교될 것이다:
- [0257] T1과 U1(2301)을 갖는 SISO
- [0258] T1,2와 U1,2(2302)를 갖는 DIDO 2×2
- [0259] T1,2,3,4와 U1,2,3,4(2303)를 갖는 DIDO 4×4
- [0260] T1,2,3,4,5,6와 U1,2,3,4,5,6(2304)을 갖는 DIDO 6×6
- [0261] T1,2,3,4,5,6,7,8와 U1,2,3,4,5,6,7,8(2305)를 갖는 DIDO 8×8
- [0262] 도 24는 4-QAM 및 $1/2$ 의 FEC(Forward Error Correction; 순방향 오차 정정) 비율에 의한 상기에 기술된 DIDO 시스템들에 대한 전송(TX) 전력의 함수로서 SER, BER, SE(Spectral Efficiency; 스펙트럼 효율) 및 유효 처리율 성능을 나타낸다. 상기 SER 및 BER 성능은 N 의 값을 증가됨에 따라 저하되는 것으로 관측된다. 이러한 결과는 다음과 같은 두 가지 현상 때문이다: 고정된 TX 전력에 있어, 상기 DIDO 어레이에 대한 입력 전력이 증가된 수의 사용자들(또는 데이터 스트림들) 사이에서 분리된다; 상기 공간 다이버시티가 실제(공간적으로 상관 있는) DIDO 채널들에서 사용자들의 수 증가로 감소된다.
- [0263] 다차 DIDO 시스템들의 상대적인 성능을 비교하기 위해, 목표 BER은 도 24에 도시된 바와 같이 대략 $SER=10^{-2}$ 에 해당하는 10^{-4} (이 값은 상기 시스템에 따라 변할 수 있다)로 고정된다. 우리는 상기 목표에 해당하는 TX 전력값들을 TX 전력 임계값(TX power thresholds; TPT)으로 칭한다. 소정의 N 에 대해, 상기 TX 전력이 상기 TPT 미만이면, 우리는 그것이 DIDO 차수 N 으로 전송되는 것이 가능하지 않다고 가정하고, 우리는 저차(lower order) DIDO로 스위칭하는 것을 필요로 한다. 또한, 도 24에서, 상기 SE 및 유효 처리율 성능은 상기 TX 전력이 소정의 N 값에 대해 상기 TPT들을 초과했을 때 포화된다. 이러한 결과들로부터, 적응형 전송 계획은 SE 또는 고정된 사전규정된 목표 오차율에 대한 다차 DIDO 사이를 스위칭하도록 설계될 수 있다.
- [0264] ii. 가변 사용자 위치로 인한 성능
- [0265] 이 실험의 목적은 공간적으로 상관 있는 채널들에서의 시뮬레이션들을 통해 다양한 사용자들의 위치에 대한 상기 DIDO 성능을 평가하는 것이다. DIDO 2×2 시스템들이 4QAM 및 $1/2$ 의 FEC 비율에 의해 고려된다. 사용자 1은 상기 전송 어레이로부터 가로(broadside) 방향에 있고, 반면에 사용자 2는 도 25에 도시된 바와 같이 가로에서 세로(endfire) 방향으로 위치들을 변화시킨다. 상기 전송 안테나들은 $\sim \lambda/2$ 이격되며, 상기 사용자들로부터 $\sim 2.5 \lambda$ 떨어져 있다.
- [0266] 도 26은 사용자 장치 2의 다양한 위치들에 대한 SER 및 사용자별 SE 결과들을 나타낸다. 상기 사용자 장치의 도래각들(angles of arrival; AOA들)은 0° 및 90° 사이에 범위에 있으며, 상기 전송 어레이의 가로 방향으로부터 측정된다. 상기 사용자 장치의 각 분리(angular separation)가 증가됨에 따라, 상기 DIDO 채널에서 이용가능한 더 큰 다이버시티로 인해 상기 DIDO 성능이 향상되는 것으로 관측된다. 또한, 목표 $SER=10^{-2}$ 에서, $AOA2=0^\circ$ 이고

AOA2=90° 인 경우들 간에 10dB 갭이 있다. 이러한 결과는 10° 이 각 확산(angle spread)에 대해 도 35에서 획득된 시뮬레이션 결과들과 일치한다. 또한, AOA1=AOA2=0° 인 경우에 있어, 도 35의 시뮬레이션된 결과들로부터 그 성능을 변경할 수 있는 (그 안테나들의 근접성으로 인해) 두 사용자들 사이에 커플링 효과들이 존재할 수 이 있다.

[0267] iii. DIDO 8×8에 대한 바람직한 시나리오

[0268] 도 24는 DIDO 8×8이 더 높은 TX 전력 조건을 없애면서 저차 DIDO보다 더 큰 SE를 초래하는 것이 도시된다. 이러한 분석의 목표는 최대 스택트럼 효율(SE)에 관해서뿐만 아니라 저 최대 SE를 달성하기 위해 TX 전력 조건(또는 TPT)에 관해서도 DIDO 8×8이 DIDO 2×2를 능가하는 경우가 있음을 나타내는 것이다.

[0269] i.i.d.(이상적인) 채널들에서, DIDO 8×8과 DIDO 2×2의 SE 간의 TX 전력에서 ~6dB 갭이 있음을 유의한다. 이러한 갭은 DIDO 8×8이 8개의 데이터 스트림에 걸쳐 상기 TX 전력을 분리하고, 반면에 DIDO 2×2는 두 개의 스트림들 사이만을 분리한다는 사실 때문이다. 이러한 결과는 도 32의 시뮬레이션을 통해 도시된다.

[0270] 하지만, 공간적으로 상관 있는 채널들에서, 상기 TPT는 전파 환경(예컨대, 어레이 방향, 사용자 위치, 각 확산) 특성의 함수이다. 예를 들어, 도 35는 두 개의 다른 사용자 장치의 위치들 사이에서 낮은 각 확산에 대한 ~15dB 갭을 나타낸다. 유사한 결과들이 본 출원서의 도 26에 제시된다.

[0271] MIMO 시스템들과 마찬가지로, DIDO 시스템들의 성능은 상기 사용자들이 상기 TX 어레이로부터 세로 방향으로 위치될 때 (다이버시티 부족으로 인해) 저하된다. 이러한 효과는 현 DIDO 프로토타입에 의한 측정값들을 통해 관측되어 왔다. 따라서, DIDO 8×8이 DIDO 2×2를 능가하는 것을 보여주기 위한 한 방법은 상기 DIDO 2×2 어레이에 대해 세로 방향으로 상기 사용자들을 배치시키는 것이다. 이러한 시나리오에서, DIDO 8×8이 8-안테나 어레이에 의해 제공된 더욱 높은 다이버시티로 인해 DIDO 2×2를 능가한다.

[0272] 이러한 분석에서, 하기 시스템들을 다음과 같이 고려한다:

[0273] 시스템 1: 4-QAM에 의한 DIDO 8×8(타임 슬롯 마다 8개의 병렬 데이터 스트림들을 전송함);

[0274] 시스템 2: 64-QAM에 의한 DIDO 2×2(4개이 타임 슬롯마다 사용자들 X 및 Y에게 전송함). 이러한 시스템에 있어, 우리는 다음과 같은 4개의 TX 및 RX 안테나 위치들의 조합을 고려한다: a) T1,T2 U1,U2(세로 방향); b)T3,T4 U3,4(세로 방향); c) T5, T6 U5,6(상기 세로 방향으로부터 ~30°); d) T7, T8 U7,8(NLOS(Non-Line of Sight; 비 가시거리));

[0275] 시스템 3: 64-QAM에 의한 DIDO 8×8; 및

[0276] 시스템 4: 64-QAM에 의한 MISO 8×1(8 타임 슬롯들마다 사용자 X에게 전송함)

[0277] 모든 이러한 경우들에 있어, 3/4의 FEC 비율이 사용되었다.

[0278] 상기 사용자들의 위치들이 도 27에 도시된다.

[0279] 도 28에서, 상기 SER은 다양한 어레이 방향들과 사용자 위치들(도 35의 시뮬레이션 결과들과 유사한)로 인해 시스템들(2a 및 2c) 사이에 ~15dB 갭을 나타낸다. 제2 열에서의 제1 서브플롯(subplot)은 상기 SE 곡선들이 포화되기 위한 (이를 테면, BER 1e-4에 해당하는) TX 전력의 값을 나타낸다. 우리는 시스템 1이 시스템 2보다 더 낮은 TX 전력 조건(~5dB 미만)에 대해 더 큰 사용자별 SE를 야기하는 것으로 관측된다. 또한, DIDO 2×2에 대한 DIDO 8×8의 장점은 DIDO 2DIDO 2×2 이상의 DIDO 8×8의 다중화 이득으로 인해 DL(하향링크) SE 및 DL 유효 처리율에 대해 더 분명히 드러난다. 시스템 4는 빔형성의 어레이 이득(이를 테면, MISO 8×1에의한 MRC)으로 인해, 시스템 1보다 더 낮은 TX 전력 조건(8dB 미만)을 갖는다. 시스템 2는 시스템 1보다 더 나쁜 성능을 갖는다 (이를 테면, 더 큰 TX 전력 조건에 대해 더 낮은 SE를 초래한다). 결국, 시스템 3은 더 큰 TX 전력 조건(~15dB)에 대해 시스템 1보다 (고차 변조들로 인해) 훨씬 더 큰 SE를 초래한다.

[0280] 이러한 결과들로부터, 하기의 결론들이 다음과 같이 그려진다:

[0281] DIDO 8×8이 DIDO 2×2를 증가하기 위해(이를 테면, 더 낮은 TX 전력 조건에 대해 더 큰 SE를 초래하기 위해) 한 채널 시나리오가 식별되었다.

[0282] 상기 채널 시나리오에서, DIDO 8×8은 DIDO 2×2 및 MISO 8×1보다 더 큰 사용자별 SE를 초래하며;

[0283] 더 큰 TX 전력 조건(~15dB 이상)을 없앤 고차 변조들(이를 테면, 4-QAM보다는 64-QAM)을 이용하여 DIDO 8×8의

성능을 더 증가시키는 가능하다.

[0284] iv. 안테나 선택에 의한 DIDO

[0285] 이하에서, 우리는 IEEE Trans. on Signal Processing, 2005년에 허용된 R. Chen, R. W. Heath, 및 J. G. Andrews의 "Transmit selection diversity for unitary precoded multiuser spatial multiplexing systems with linear receivers"에 기술된 안테나 선택 알고리즘의 장점을 평가한다. 우리는 두개 사용자들, 4-QAM 및 1/2의 FEC 비율에 의한 어느 한 특정 DIDO 시스템에 대한 결과들을 제시한다. 다음과 같은 하기 시스템들이 도 27에서 비교된다:

[0286] T1,2 및 U1,2를 갖는 DIDO 2×2 ; 및

[0287] T1,2,3 및 U1,2를 갖는 안테나 선택을 사용하는 DIDO 3×2

[0288] 상기 전송 안테나의 위치 및 사용자 장치 위치들이 도 27의 경우와 같이 동일하다.

[0289] 도 29는 안테나 선택에 의한 DIDO 3×3 은 DIDO 2×2 시스템들(선택 없음)에 비해 ~5dB 이득을 제공할 수 있다. 상기 채널은 거의 고정(이를 테면, 도플러 없음)이어서, 상기 선택 알고리즘들이 고속-페이딩보다는 경로-손실 및 채널 공간 정정으로 적응되는 것을 유의한다. 또한, 이러한 특정 실시 예에서, 상기 안테나 선택 알고리즘이 전송을 위해 안테나들(2 및 3)을 선택하는 것으로 관측된다.

[0290] v. LUT들에 대한 SNR 임계값들

[0291] 방법 2에서, 우리는 모드 선택이 LUT들에 의해 가능해진다는 것을 언급했다. 상기 LUT들은 다양한 전파 환경들에서 상기 DIDO 전송 모드들에 대한 특정한 사전 규정된 목표 오차율 성능을 달성하기 위해 SNR 임계값들을 평가함으로써 사전 계산될 수 있다. 이하에서, 우리는 안테나 선택 유무에 따른 DIDO 시스템들의 성능과 상기 LUT들을 구성하기 위한 가이드라인으로 사용될 수 있는 사용자들의 변동가능한 수를 제공한다. 도 24, 26, 28, 29가 DIDO 프로토타입에 의한 실측값들로부터 나온 반면, 하기 도면들은 시뮬레이션들을 통해 획득된다. 하기 BER 결과들은 FEC가 없는 것으로 가정한다.

[0292] 도 30은 i.i.d. 채널들에서 다양한 DIDO 사전부호화 체제들의 평균 BER 성능을 나타낸다. "선택 안 함(no selection)"으로 표시되니 곡선은 BD가 사용된 경우를 말한다. 동일한 도면에서, 안테나 선택(ASel)의 성능은 (사용자들의 수에 대해) 다양한 추가 안테나들 수로 도시된다. 추가 안테나들의 수가 증가함에 따라, ASel은 (높은 SNR 체계에서 상기 BER 곡선의 기울기에 의해 특성화된) 더 좋은 다이버시티 이득을 제공하여 더 좋은 커버리지를 초래하는 것을 볼 수 있다. 예를 들어, 우리는 목표 BER을 10^{-2} (미부호화된 시스템들에 대한 실제 값)로 고정하면, ASel에 의해 제공된 상기 SNR 이득이 안테나들의 수에 의해 증가된다.

[0293] 도 31은 다양한 목표 BER들에 대해, i.i.d. 채널들에서 추가 전송 안테나 수의 함수로 ASel의 SNR 이득을 나타낸다. 단지 1 또는 2개의 안테나들을 추가함으로써, ASel은 BD에 비해 상당한 SNR 이득을 초래하는 것을 볼 수 있다. 하기 섹션들에서, 우리는 단지 1 또는 2개의 추가 안테나들의 경우에 (미부호화된 시스템들에 대해) 목표 BER을 10^{-2} 로 고정시킴으로써 ASel의 성능을 평가할 것이다.

[0294] [0252]도 32는 i.i.d. 채널들에서 1 및 2 추가 안테나들을 갖는 BD 및 ASel에 대한 사용자들(M) 수의 함수로 SNR 임계값들을 나타낸다. 우리는 많은 사용자들에 대한 (전송 안테나들의 변동가능한 수에 따라) 고정된 총 전송 전력을 가정한다는 점을 유의하라. 게다가, 도 32는 안테나 선택으로 인한 이득이 i.i.d. 채널들에서 많은 사용자들에 대해 일정하다는 것을 나타낸다.

[0295] 이하에서, 우리는 공간적으로 상관 있는 채널들에서 DIDO 시스템들의 성능을 나타낸다. 우리는 X. Zhuang, F. W. Vook, K. L. Baum, T.A. Thoma, 및 M. Cudak의 "Channel models for link and system level simulations", IEEE 802. 16 Broadband Wireless Access Working Group, 2004년 9월에 기술된 COST-259 공간 채널 모델을 통해 각 사용자의 채널을 시뮬레이션한다. 우리는 각 사용자에 대한 단일 클러스터(single-cluster)를 생성한다. 케이스 연구로서, 우리는 0.5λ 요소 간격을 갖는, 전송기에서 균일한 선형 어레이(uniform linear array; ULA)의 NLOS 채널들을 가정한다. 2-사용자 시스템의 경우에 있어, 우리는 제1 및 제2 사용자에 대한 각각의 평균 도래 각(AOA1 및 AOA2)을 구비한 클러스터를 시뮬레이션한다. 상기 AOA들은 둘 이상의 사용자들이 시스템에 있을 때, 우리는 범위 $[-\phi_m, \phi_m]$ 의 균일하게 이격된 평균 AOA들을 구비한 사용자들의 클러스터들을 생성하며, 여기서 우리

는 사용자들의 수인 K를 갖고 다음과 같이 정의하며, $\Delta\phi$ 는 사용자들의 평균 AOA들 간의 각 분리이다.

$$\Phi_M = \frac{\Delta\phi(M-1)}{2} \quad (13)$$

[0296]

[0297]

상기 각도 범위 $[-\phi_m, \phi_m]$ 는 상기 ULA의 가로 방향에 해당하는 0° 에서 센터링된다는 것을 유의한다. 이하에서, 우리는 채널 각 확산(AS) 및 사용자들 사이의 각 분리의 함수로, BD와 ASe1 전송 체제들과 다양한 사용자들 수를 갖는 DIDO 시스템들의 BER성능을 연구한다.

[0298]

도 33은 다양한 AS의 값에 의해, 동일한 각 방향(이를 테면, 상기 ULA의 가로 방향에 대해 $AOA1=AOA2=0^\circ$)에서 위치된 두 개의 사용자들에 대한 BER 대 사용자별 평균 SNR을 도시한다. 상기 AS가 상기 BER 성능을 증가시킴에 따라 향상되고 상기 i.i.d. 케이스에 근접하는 것을 볼 수 있다. 사실상, AS가 더 높을수록 통계학적으로 상기 두 개의 사용자들의 고유모드들 사이의 오버랩핑은 더 적어지고 BD 프리코더의 성능은 더 좋아지게 한다.

[0299]

도 34는 도 33과 유사한 결과들을 나타내나, 사용자들간 더 높은 각 분리를 갖는다. 우리는 $AOA1=0^\circ$ 및 $AOA2=90^\circ$ (이를 테면, 90° 각 분리)를 고려한다. 최상 성능은 낮은 AS 케이스에서 달성된다. 사실상, 높은 각 분리의 경우에 있어, 상기 각 분리가 낮을 때 사용자들의 고유 모드들간 오버랩핑이 더 적다. 흥미롭게도, 우리는 낮은 AS에서의 BER 성능이 언급된 동일한 이유들로 i.i.d. 채널들보다 더 좋은 것으로 관측된다.

[0300]

다음, 우리는 다양한 상관성 시나리오들에서 10^{-2} 의 목표 BER에 대한 SNR 임계값들을 계산한다. 도 35는 다양한 값들의 사용자들의 평균 AOA들에 대한 AS의 함수로서 상기 SNR 임계값들을 구성한다. 낮은 사용자들의 각 분리에 있어, 합리적인 SNR 조건(이를 테면, 18dB)을 갖는 신뢰할 수 있는 전송은 높은 AS에 의해 특성화된 채널들에서만 가능하다. 한편, 상기 사용자들이 공간적으로 분리되면, 동일한 목표 BER을 충족시키는데 더 적은 SNR이 요구된다.

[0301]

도 36은 5개의 사용자들로 이루어진 경우에 대한 SNR 임계값을 나타낸다. 상기 사용자들의 평균 AOA들은 다양한 값들의 각 분리 $\Delta\phi$ 로 된 식(13)의 정의에 따라 생성된다. 우리는 $\Delta\phi = 0^\circ$ 이고 $AS < 15^\circ$ 일 때, BD는 사용자들 사이에 작은 각 분리로 인해 저조하게 수행하며, 상기 목표 BER은 만족하지 않는 것으로 관측된다. AS를 증가시키기 위해 고정된 목표 BER을 충족시키기 위한 조건은 저하된다. 한편, $\Delta\phi = 30^\circ$ 일 때, 최소 SNR 조건은 도 35에 결과들에 대해 계속 낮은 AS에서 획득된다. AS가 증가함에 따라, 상기 SNR 임계값들은 i.i.d. 채널들 중 하나로 포화된다. 5개의 사용자들에 의한 $\Delta\phi = 30^\circ$ 은 $[-60^\circ, 60^\circ]$ 의 AOA 범위에 해당하며, 이는 120° 의 섹터화된 셀들을 갖는 셀룰러 시스템들의 기지국에선 전형적이다.

[0302]

다음, 우리는 공간적으로 상관 있는 채널들에서 ASe1 전송 체제의 성능을 연구한다. 도 37은 두 개의 사용자 경우에 1 및 2개의 추가 안테나들을 갖는 BD 및 ASe1의 SNR 임계값을 비교한다. 우리는 사용자들간 2개의 다른 각 분리의 경우를 고려한다: $\{AOA1=0^\circ, AOA2=0^\circ\}$ 및 $\{AOA1=0^\circ, AOA2=90^\circ\}$. BE 체제에 대한 곡선들(이를 테면, 안테나 선택 안 함)은 도 35와 동일하다. 우리는 ASe1이 높은 AS에 대해, 각각 1 및 2개의 추가 안테나들에 의해 8dB 및 10dB SNR 이득을 야기하는 것으로 관측된다. 상기 AS가 감소함에 따라, BD를 거친 ASe1로 인한 이득이 MIMO 방송 채널에서 감소된 수의 자유도로 인해 더 작아지게 된다. 흥미롭게도, $AS=0^\circ$ (이를 테면, LOS 채널에 가까운) 및 $\{AOA1=0^\circ, AOA2=90^\circ\}$ 인 경우, ASe1은 공간 영역에서 다이버시티 덕분에 어떠한 이득도 제공하지 않는다. 도 38은 도 37과 유사한 결과들을 나타내나, 5개의 사용자 경우이다.

[0303]

우리는 BD 및 ASe1 전송 체제들 둘 다에 대해, 시스템(M)에서 사용자들 수의 함수로 (통상 10^{-2} 의 목표 BER을 가정한) SNR 임계값들을 계산한다. 상기 SNR 임계값들은 평균 SNR에 해당되어, 총 전송 전력이 소정의 M으로 일정하다. 우리는 방위각 범위 $[-\phi_m, \phi_m]=[-60^\circ, 60^\circ]$ 내에서 각 사용자의 클러스터의 평균 AOA들 간에 최대 분리를 가정한다. 그 후, 사용자들간 각 분리는 $\Delta\phi = 120^\circ / (M-1)$ 이다.

[0304]

도 39는 다양한 값들의 AS를 갖는 BD 체제에 대한 SNR 임계값들을 나타낸다. 우리는 최저 SNR 조건은 사용자들간 큰 각 분리로 인해, 상대적으로 적은 사용자 수(이를 테면, $K \leq 20$)에 의해 $AS=0.1^\circ$ (이를 테면, 낮은 각 확산)일 때 획득되는 것으로 관측된다. 하지만, $M > 50$ 일 때, $\Delta\phi$ 가 매우 작고 BD가 비현실적이므로, 상기 SNR 조건은 40dB 이상이다. 게다가, $AS > 10^\circ$ 일 때 상기 SNR 임계값은 거의 소정 M으로 일정하게 존재하고, 공간적

으로 상관 있는 채널들에서의 DIDO 시스템은 i.i.d. 채널들의 성능에 근접한다.

[0305] 상기 SNR 임계값들의 값을 줄이고 상기 DIDO 시스템의 성능을 향상시키기 위해, 우리는 ASeI 전송 체제를 적용한다. 도 40은 1 및 2개의 추가 안테나들을 갖는 BD 및 AS디에 대해 $AS=0.1^\circ$ 에 의해 공간적으로 상관 있는 채널들에서의 SNR 임계값들을 도시한다. 또한, 참조를 위해, 우리는 도 32에 도시된 i.i.d. 경우에 대한 곡선을 보고한다. 낮은 사용자들 수(이를 테면, $M \leq 10$)에 대해, 안테나 선택은 상기 DIDO 방송 채널에서 다이버시티의 부족으로 인해 상기 SNR 조건을 더 감소시키지 않을 수 없다. 사용자들 수가 증가함에 따라, 다중 사용자 다이버시티로부터의 ASeI 장점은 SNR 이득(이를 테면, $M=20$ 일 경우 4dB)을 초래한다. 게다가, $M \leq 20$ 일 경우, 매우 공간적으로 상관 있는 채널들에서 1 또는 2개의 추가 안테나들을 갖는 ASeI의 성능은 동일하다.

[0306] 그 후, 우리는 두 개 이상의 채널 시나리오들에 대한 SNR 임계값들을 계산한다: 도 41에서 $AS=5^\circ$ 이고, 도 42에서 $AS=10^\circ$ 이다. 또한, 도 41은 큰 각 분산으로 인해, 도 40과는 반대로, ASeI이 상대적으로 작은 수의 사용자들(이를 테면, $M \leq 10$)에 대한 SNR 이득들을 야기한다. $AS=10^\circ$ 일 경우, 상기 SNR 임계값들은 도 42에 보고된 바와 같이, ASeI이 더 높게 얻으므로 이득들이 더 줄어든다.

[0307] 결국, 우리는 지금까지 상관 있는 채널들에 제시된 결과들을 요약한다. 도 43 및 도 44는 BD 및 ASeI 체제들에 대한 사용자들 수(M)와 각 분산(AS)의 함수로 상기 SNR 임계값들을 나타낸다. $AS=30^\circ$ 일 경우 사실상 i.i.d. 채널들에 해당하고, 우리는 단지 그래프 표현에 대한 구성으로 이러한 AS값을 사용한다는 것을 유의한다. 우리는 BD가 채널 공간 상관성에 영향을 받는 반면, ASeI은 소정의 AS에 대해 거의 동일한 성능을 초래하는 것으로 관측된다. 게다가, $AS=0.1^\circ$ 인 경우, ASeI은 낮은 M에 대해 BD와 마찬가지로 수행하며, 반면에 큰 M(이를 테면, $M \geq 20$)에 대해서는 다중 사용자 다이버시티로 인해 BD를 능가한다.

[0308] 도 49는 SNR 임계값에 대해 다양한 DIDO 체제들의 성능을 비교한다. 상기 DIDO 체제들은 다음이 고려된다: BD, ASeI, 고유모드 선택(BD-ESeI)을 갖는 BD 및 최대비 결합(maximum ratio combining; MRC).

[0309] MRC는 (다른 방법들과 달리) 전송기에서 간섭을 사전 소거하지 않으나, 사용자들이 공간적으로 분리된 경우 더 큰 이득을 제공한다는 것을 유의한다. 도 49에서, 우리는 두 개의 사용자들이 전송 어레이의 가로 방향으로부터 각각 -30° 및 30° 에 위치될 때 DIDO $N \times 2$ 시스템들에 대해 목표 $BER=10^{-2}$ 에 대한 상기 SNR 임계값을 구성한다. 우리는 낮은 AS에 있어, 상기 MRC 체제는 상기 사용자들의 공간 채널들이 잘 분리되고 사용자 간 간섭의 효과가 낮으므로 다른 체제들에 비해 3dB 이득을 제공하는 것으로 관측된다. DIDO $N \times 2$ 를 걸친 MRC의 이득은 어레이 이득 때문임을 주의한다. 20° 보다 큰 AS에 있어, QR-ASeI 체제는 다른 것을 능가하고, 선택 안 함에 의한 BD 2×2 에 비해 약 10dB 이득을 초래한다. QR-ASeI 및 BD-ESeI은 소정 값의 AS에 대해 약 동일한 성능을 제공한다.

[0310] DIDO 시스템들에 대한 신규한 적응형 전송 기술이 상기에 기술된다. 이 방법은 고정 목표 오차율에 대한 처리율을 향상시키기 위해 다양한 사용자들에 대한 DIDO 전송 모드들 사이를 동적으로 스위칭한다. 다차 DIDO 시스템들의 성능이 다양한 전파 조건들에서 측정되고, 처리율에 있어 상당한 이득들이 상기 전파 조건들의 함수로 상기 DIDO 모드들과 사용자들 수를 동적으로 선택함으로써 달성될 수 있는 것으로 관측된다.

[0311] III. 주파수 및 위상 오프셋의 사전 보상

[0312] a. 배경기술

[0313] 이전에 기술된 바와 같이, 무선 통신 시스템들은 정보를 전달하기 위해 반송파들을 사용한다. 이러한 반송파들은 통상 전송될 정보에 응답하여 변조된 진폭 및/또는 위상인 정현파이다. 상기 정현파의 공칭 주파수(nominal frequency)가 상기 반송 주파수로 알려져 있다. 이러한 파형을 생성하기 위해, 전송기는 하나 이상의 정현파를 합성하고 규정된 반송 주파수에 정현파를 실은 변조된 신호를 생성하기 위해 상향변환을 사용한다. 이는 상기 신호가 반송파에 대해 또는 다중 상향변환 단계를 통해 직접 변조되는 경우 직접 변환을 통해 수행될 수 있다. 이러한 파형을 처리하기 위해, 수신기는 수신된 RF 신호를 복조하여 효과적으로 변조 반송파를 제거해야 한다. 이는 상기 수신기가 하향변환으로 알려진, 상기 전송기에서 변조 과정과 반대로 하나 이상의 정현파 신호들을 합성하는 것을 요한다. 불행하게도, 상기 전송기 및 수신기에서 생성된 상기 정현파 신호들은 다양한 기준 발진기들로부터 나온다. 기준 발진기가 없으면 완벽한 주파수 기준을 생성할 수 없다; 실제 진정한 주파수로부터 소정의 편차가 항상 있다.

[0314] 무선 통신 시스템들에 있어, 상기 전송기 및 수신기들에서 상기 기준 발진기들의 출력들에서의 차이들은 수신기에서 반송 주파수 오프셋, 또는 단순히 주파수 오프셋으로 알려진 현상을 생성한다. 이는 더 높은 비트 오차율

과 더 낮은 처리율을 초래하여 수신된 신호에서 왜곡을 생성한다.

[0315]

반송 주파수 오프셋을 다루는 다양한 기술들이 있다. 대부분의 접근 방법들은 수신기에서 반송 주파수 오프셋을 추정하고, 그 후 반송 주파수 오프셋 정정 알고리즘을 적용한다. 상기 반송 주파수 오프셋 추정 알고리즘은 오프셋 QAM(T. Fusco 및 M. Tanda의 "Blind Frequency-offset Estimation for OFDM/OQAM Systems", Signal Processing, IEEE Transactions on [Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on도 참조], vol. 55, pp. 1828-1838, 2007년); 주기적 속성들(E. Serpedin, A. Chevreuil, G. B. Giannakis, 및 P. Loubaton의 "Blind channel and carrier frequency offset estimation using periodic modulation precoder", Signal Processing, IEEE Transactions on [Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on도 참조], vol. 48, no. 8, pp. 2389-2405, 2000년 8월); 또는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 구조 방법들에서의 사이클릭 프리픽스(J. J. van de Beek, M. Sandell, 및 P. O. Borjesson의 "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems" Signal Processing, IEEE Transactions on [Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on도 참조], vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, 1997년 7월; U. Tureli, H. Liu, 및 M. D. Zoltowski의 "OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT", IEEE Trans. Commun., vol. 48, no.9, pp. 1459-1461, 2000년 9월; M. Luise, M. Marselli, 및 R. Reggiannini의 "Low-complexity blind carrier frequency recovery for OFDM signals over frequency-selective radio channels", IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 7, pp. 1182-1188, 2002년 7월)을 사용하여 블라인드될 수 있다.

[0316]

대안적으로, 특별 훈련 신호들이 반복 데이터 기호(P. H. Moose의 "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction", IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, 1994년 10월); 두 개의 다른 기호들(T. M. Schmidl 및 D. C. Cox의 "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, 1997년 12월); 또는 주기적으로 삽입된 공지된 기호 시퀀스들(M. Luise 및 R. Reggiannini의 "Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems", IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 11, pp. 1590-1598, 1996년 11월)을 포함하여 이용될 수 있다. 상기 정정은 아날로그에서 또는 디지털에서 발생할 수 있다. 또한, 상기 수신기는 오프셋을 제거하기 위해 상기 전송된 신호를 사전 정정하도록 반송 주파수 오프셋 추정을 사용할 수 있다. 반송 주파수 오프셋 정정은 주파수 오프셋에 대한 그 민감성으로 인해 다중반송파 및 OFDM 시스템들에 대해 폭넓게 연구되어 왔다(J. J. van de Beek, M. Sandell, 및 P. O. Borjesson의 "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems", Signal Processing, IEEE Transactions on [Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on도 참조], vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, 1997년 7월; U. Tureli, H. Liu, 및 M. D. Zoltowski의 "OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT", IEEE Trans. Commun., vol. 48, no 12, pp. 1613-1621, 1997년 12월; M. Luise, M. Marselli, 및 R. Reggiannini의 "Low-complexity blind carrier frequency recovery for OFDM signals over frequency-selective radio channels", IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 7, pp. 1182-1188, 2002년 7월).

[0317]

주파수 오프셋 추정 및 정정은 다중-안테나 통신 시스템들 또는 보다 일반적으로 MIMO(multiple input multiple output; 다중 입력 다중 출력) 시스템들에서 중요한 문제이다. MIMO 시스템들에서, 전송 안테나들이 하나의 주파수 기준에 잠기고(locked), 수신기들이 또 다른 주파수 기준에 잠길 경우, 상기 전송기와 수신기 사이에 단일 오프셋이 존재한다. 몇몇 알고리즘들은 훈련 신호들을 사용하여 이러한 문제를 다루기 위해 제안되어 왔다(K. Lee 및 J. Chun의 "Frequency-offset estimation for MIMO 및 OFDM systems using orthogonal training sequences, IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 56, no. 1, pp. 146-156, 2007년 1월; M. Ghogho 및 A. Swami의 "Training design for multipath channel and frequency offset estimation in MIMO systems", Signal Processing, IEEE Transactions on [Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on도 참조], vol. 54, no 10, pp. 3957-3965, 2006년 10월, 및 adaptive tracking C. Oberli 및 B. Daneshrad의 "Maximum likelihood tracking algorithms for MIMO-OFDM", in Communications, 2004년, IEEE International Conference on, vol. 4, 2004년 6월 20-24, pp. 2468-2472). 더 심각한 문제는 상기 전송 안테나들이 상기 동일 주파수 기준에 잠기지 않지만, 상기 수신 안테나들은 함께 잠길 경우의 MIMO 시스템들에서 접하게 된다. 이는 실제로 공간 분할 다중 접속(SDMA) 시스템의 상향링크에서 발생하며, 이는 상기 다양한 사용자들이 다양한 전송 안테나들에 상응하는 경우의 MIMO 시스템으로 여겨질 수 있다. 이 경우, 주파수 오프셋의 보상이 훨씬 더 복잡하게 된다. 자세히, 상기 주파수 오프셋은 다양한 전송된 MIMO 스트림들 간의 간섭을 생성한다. 이는 복합식 결합 추정 및 등화(equalization) 알고리즘들(A. Kannan, T. P. Krauss, 및 M. D. Zoltowski의 "Separation of cochannel signals under imperfect timing and carrier synchronization", IEEE Trans. Veh.

Technol., vol. 50, no. 1, pp. 79-96, 2001년 1월), 및 주파수 오프셋 추정에 따른 등화(T. Tang and R. W. Heath의 "Joint frequency offset estimation and interference cancellation for MIMO-OFDM 시스템들 [mobile radio]", 2004년, VTC2004-Fall, 2004 IEEE 60th Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 1553-1557, 2004년 9월 26-29; X. Dai의 "Carrier frequency offset estimation for OFDM/SDMA systems using consecutive pilots", IEEE Proceedings-Communications, vol. 152, pp. 624-632, 2005년 10월 7일). 일부 작업은 잔여 위상 오프셋들이 추정되고 주파수 오프셋 추정 후 보상되는 경우, 잔여 위상 오프셋과 추적율 관련 문제를 다루나, 이러한 작업은 SDMA OFDM 시스템의 상향링크를 고려할뿐이다(L. Haring, S. Bieder, 및 A. Czylwik의 "Residual carrier and sampling frequency synchronization in multiuser OFDM systems", 2006년, VTC 2006년-4월, IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, vol. 4, pp. 1937-1941, 2006년). MIMO 시스템들에서 가장 심각한 경우는 모든 전송 및 수신 안테나들이 다양한 주파수 기준들을 가질 때 발생한다. 이 주제에 대한 단지 이용가능한 작업은 평평한 페이딩 채널들에서 추정 오차의 점근적 분석(asymptotic analysis)을 다룬 뿐이다(O. Besson 및 P. Stoica의 "On parameter estimation of MIMO flat-fading channels with frequency offsets", Signal Processing, IEEE Transactions on [Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on도 참조], vol. 51, no. 3, pp. 602-613, 2003년 3월).

[0318]

상당히 연구되지 않았던 경우는 MIMO 시스템의 다양한 전송 안테나들이 동일한 주파수 기준을 갖지 않고, 수신 안테나들이 독립적으로 신호들을 처리할 때 발생한다. 이는 문헌에서 상기 MIMO 방송 채널로도 불리는, 분산형 입력 분산형-출력(DIDO) 통신 시스템으로 알려진 것에서 일어난다. DIDO 시스템들은 종래 SISO 시스템들과 동일한 무선 자원들(이를 테면, 동일한 슬롯 주기 및 주파수 대역)을 이용하는 반면, 하향링크 처리율을 향상시키기 위해 다중 사용자들에게 (사전부호화를 통해) 병렬 데이터 스트림들을 전송하는 분산형 안테나들을 갖춘 하나의 액세스 포인트로 구성된다. DIDO 시스템들의 상세 설명은 S. G. Perlman 및 T. Cotter의 "System and method for distributed input-distributed output wireless communications", 미국 특허 출원 제20060023803호, 2004년 7월에 제시되었다. DIDO 프리코더들을 구현하기 위한 많은 방법들이 있다. 한 해결방안으로 예를 들어, Q. h. Spencer, A. L. Swindlehurst, 및 M. Haardt의 "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels", IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 52, pp. 461-471, 2004년 2월; K. K. Wong, R. D. Murch, 및 K. B. Letaief의 "A joint-channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems", IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 2, pp. 773-786, 2003년 7월; L. U. Choi 및 R. D. Murch의 "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach"의 IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 3, pp. 20-24, 2004년 1월; IEEE Trans. Sig. Proc., 2005년 9월에 공개가 허용된 Z. Shen, J. G. Andrews, R. W. Heath, 및 B. L. Evans의 "Low complexity user selection algorithms for multiuser MIMO systems with block diagonalization"; IEEE Trans. Wireless Comm., 2005년 10월; 제출된 Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, 및 B. L. Evans의 "Sum capacity of multiuser MIMO broadcast channels with block diagonalization"; IEEE Trans. on Signal Processing, 2005년에 허용된 R. Chen, R. W. Heath, 및 J. G. Andrews의 "Transmit selection diversity for unitary precoded multiuser spatial multiplexing systems with linear receivers"에서 기술된 블록 대각화(BD)가 있다.

[0319]

DIDO 시스템들에서, 전송 사전부호화는 다른 사용자들로 계획된 데이터 스트림들을 분리하는데 사용된다. 반송 주파수 오프셋은 상기 전송 안테나 무선 주파수 체인들(transmit antenna radio frequency chains)이 동일한 주파수 기준을 공유하지 않을 때 시스템 구현에 관련된 몇몇 문제들을 일으킨다. 이런 일이 발생했을 때, 각 안테나는 약간 다른 반송 주파수에서 효과적으로 전송한다. 이는 추가 간섭을 겪는 각 사용자를 초래하여 상기 DIDO 프리코더의 무결성(integrity)을 파괴한다. 이 문제에 대한 몇몇 해결방안이 하기에 제시된다. 본 해결방안의 일 실시 예에서, 상기 DIDO 전송 안테나들은 유선, 광학, 또는 무선 네트워크를 통해 주파수 기준을 공유한다. 본 해결방안의 또 다른 실시 예에서, 하나 이상의 사용자들은 상기 주파수 오프셋 차이들(안테나 쌍들 간 오프셋들에서의 상대적 차이들)을 추정하고 이 정보를 상기 전송기로 다시 보낸다. 그 후, 상기 전송기는 DIDO에 대한 훈련 및 프리코더 추정 위상에 앞서 상기 주파수 오프셋에 대해 사전 정정한다. 피드백 채널에서 지연될 때 이 실시 예에 의한 문제가 있다. 그 이유는 연속적인 채널 추정에서 설명되지 않은 정정 공정에 의해 생성된 잔여 위상 오차들이 있을 수 있다는 것이다. 이 문제를 해결하기 위해, 하나의 추가 실시 예는 지연을 추정함으로써 이 문제를 정정할 수 있는 신규 주파수 오프셋 및 위상 추정기를 사용한다. DIDO-OFDM 프로토타입에 의해 수행된 시뮬레이션 및 실측값 둘 다에 기초한 결과들이 제시된다.

[0320]

이 문헌에 제시된 상기 주파수 및 위상 오프셋 보상 방법은 상기 수신기에서의 노이즈로 인해 추정 오차들에 민감할 수 있다. 따라서, 어느 한 추가 실시 예는 낮은 SNR 조건들 하에서도 견고한 시간 및 주파수 오프셋 추정

을 위한 방법들을 제시한다.

- [0321] 시간 및 주파수 오프셋 추정을 수행하기 하기 위한 다양한 접근 방법들이 있다. 동기화 오차들에 대한 그 민감성 때문에, 많은 이러한 방법들이 상기 OFDM 파형에 대해 자세하게 제시되었다.
- [0322] 전형적으로, 상기 알고리즘들은 상기 OFDM 파형의 구조를 이용하지 않으며, 따라서 그들은 단일 반송파 및 다중 반송파 파형들 둘 다 충분히 포함하다. 하기에 기술된 알고리즘은 동기화를 돕기 위해, 공지된 기준 기호들, 예컨대, 훈련 데이터를 사용하는 등급의 기술들 중에 있다. 대부분의 이러한 방법은 Moose의 주파수 오프셋 추정기의 확장이다(P. H. Moose의 "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction", IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, 1994년 10월 참조). Moose는 두 개의 반복된 훈련 신호들을 사용하는 것을 제시했고 양쪽 수신된 신호들 사이의 위상 차를 사용한 주파수 오프셋을 유도했다. Moose의 방법은 상기 부분 주파수 오프셋에 대해 정정만 할 수 있다. 상기 Moose 방법의 확장이 Schmilé 및 Cox에 의해 제시되었다(T. M. Schmidl 및 D.C. Cox의 "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp.1613-1621, 1997년 12월 참조). 그들의 주요 혁신기술은 추가 차등 부호화된 훈련 기호에 따라 하나의 주기적 OFDM 기호를 사용하는 것이었다. 제2 기호에서 상기 차등 부호화는 정수 오프셋 정정을 가능하게 한다. Coulson은 T. M. Schmidl 및 D.C. Cox의 "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, 1997년 12월에 기술된 것과 유사한 설정을 고려했으며, A. J. Coulson의 "Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: analysis", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, no. 12, pp. 2495-2503, 2001년 12월; A. J. Coulson의 "Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: algorithms", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, no. 12, pp. 2486-2494, 2001년 12월에 기술된 바와 같이 알고리즘들과 분석이 상세한 논제를 제공했다. 한 주요 차이는 Coulson은 우수한 상관성 특성을 제공하기 위해 반복된 최대 길이 시퀀스를 사용한 것이다. 또한, 시간 및 주파수 영역에서 일정한 포락선(envelope) 특성 때문에 그는 칩(chirp) 신호들을 사용하는 것을 제안했다. Coulson은 몇몇 실제 세부사항들을 생각했으나 정수 추정을 포함하지 않는다. 다중 반복 훈련 신호들이 H. Minn, V. K. Bhargava 및 K. B. Letaief의 "A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 4, pp. 822-839, 2003년 7월에서 Minn 등에 의해 고려되었으나, 훈련의 구조는 최적화되지 않았다. Shi 및 Serpedin은 훈련 구조가 프레임 동기화의 관점에서 소정의 최적 형태를 갖는다는 것을 보여준다(K. Shi 및 E. Serpedin의 "Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, 2004년 7월). 본 발명의 일 실시 예는 프레임 동기화 및 부분 주파수 오프셋 추정을 수행하기 위해 상기 Shi 및 Serpedin 방법을 사용한다.
- [0323] 문헌에서 많은 방법들이 프레임 동기화 및 부분 주파수 오프셋 정정에 포커스된다. 정수 오프셋 정정은 T. M. Schmidl 및 D. C. Cox의 "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, 1997년 12월에서와 같은 추가 훈련 기호를 사용하여 해결된다. 예를 들면, Morrelli 등은 M. Morelli, A. N.D'Andrea, 및 U. Mengali의 "Frequency ambiguity resolution in OFDM systems", IEEE Commun. Lett., vol. 4, no. 4, pp., 134-136, 2000년 4월에서 T. M. Schmidl 및 D.C.Cox의 "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, 1997년 12월로부터 향상시켰다. 다양한 프리앰블 구조를 사용한 대안 방법이 Morelli 및 Mengali에 의해 제시되었다(M. Morelli 및 U. Mengali의 "An improved frequency offset estimator for OFDM applications", IEEE Commun. Lett., vol. 3, pp. 75-77, 1999년 3월). 이러한 방법은 부분 주파수 오프셋 추정기의 범위를 증가시키기 위해 M의 요소로 M 반복 인식 훈련 기호들 사이의 상관성을 사용한다. 이는 최상의 선형 비편향 추정기(linear unbiased estimator)이며, (적절한 설계에 의해) 큰 오프셋을 허용하나 좋은 시간 동기화를 제공하지 않는다.
- [0324] 시스템 설명
- [0325] 본 발명의 일 실시 예는 DIDO 시스템들에서 주파수 및 위상 오프셋들을 소거하기 위해 채널 상태 정보에 기초한 사전부호화를 사용한다. 도 11 및 이 실시 예의 설명에 대해 상기 연관된 설명을 참조하라.
- [0326] 본 발명의 실시 예에서, 각 사용자는 주파수 오프셋 추정기/보상기를 갖춘 수신기를 사용한다. 도 45에 도시된 바와 같이, 본 발명의 일 실시 예에서, 상기 수신기를 포함하는 시스템은 다수의 RF 유닛들(4508), 상응하는 다수의 A/D 유닛(4510), 주파수 오프셋 추정기/보상기 유닛들(4512)을 갖춘 수신기, 및 DIDO 피드백 생성기 유닛들(4506)을 포함한다.

[0327]

상기 RF 유닛들(4508)은 상기 DIDO 전송기 유닛들로부터 전송된 신호들을 수신하고, 상기 신호들을 베이스 밴드로 하향변환하며, 상기 하향변환된 신호들을 상기 A/D 유닛들(4510)에 제공한다. 그 후, 상기 A/D 유닛들(4510)은 상기 신호를 아날로그에서 디지털로 변환하고, 그것을 상기 주파수 오프셋 추정기/보상기 유닛들(4512)로 보낸다. 상기 주파수 오프셋 추정기/보상기 유닛들(4512)은 여기에 기술된 바와 같이 상기 주파수 오프셋을 추정하고 그것을 보상한 후, 상기 보상된 신호를 상기 OFDM 유닛들(4513)로 보낸다. 상기 OFDM 유닛들(4513)은 상기 사이클릭 프리픽스를 제거하고, 상기 신호를 주파수 영역으로 보고하기 위해 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)을 동작시킨다. 혼련 주기 동안, 상기 OFDM 유닛들(4513)은 주파수 영역에서 채널 추정들을 계산하는 채널 추정 유닛(4504)으로 출력을 보낸다. 대안적으로, 상기 채널 추정들은 시간 영역에서 계산될 수 있다. 데이터 주기 동안, 상기 OFDM 유닛들(4513)은 데이터를 획득하기 위해 상기 신호를 복조/복호화하는 상기 DIDO 수신기 유닛(4502)으로 출력을 보낸다. 상기 채널 추정 유닛(4504)은 상기 채널 추정들을 양자화하고 그들을 도시된 바와 같이 피드백 제어 채널을 통해 다시 전송기로 보낼 수 있는 상기 DIDO 피드백 생성기 유닛(4506)으로 상기 채널 추정들을 보낸다.

[0328]

DIDO 2×2 시나리오에 대한 알고리즘의 일 실시 예에 대한 설명

[0329]

DIDO 시스템들에서 주파수/위상 오프셋 보상에 대한 알고리즘의 실시 예들이 여기에 기술된다. 상기 DIDO 시스템 모델은 초기에 주파수/위상 오프셋들의 유무로 기술된다. 단순화를 위해, DIDO 2×2 시스템의 특정 구현 예가 제공된다. 하지만, 본 발명의 근본적인 원리들은 고차 DIDO 시스템들 상에 구현될 수도 있다.

[0330]

DIDO 시스템 모델 w/o 주파수 및 위상 오프셋

[0331]

DIDO 2×2의 수신 신호들은 제1 사용자에게 대해서는

$$r_1[t] = h_{11}(w_{11}x_1[t] + w_{21}x_2[t]) + h_{12}(w_{12}x_1[t] + w_{22}x_2[t]) \quad (1)$$

[0332]

로 쓸 수 있고, 제2 사용자에게 대해서는

$$r_2[t] = h_{21}(w_{11}x_1[t] + w_{21}x_2[t]) + h_{22}(w_{12}x_1[t] + w_{22}x_2[t]) \quad (2)$$

[0333]

로 쓸 수 있다.

[0334]

여기서 t 는 분산 시간 지수이고, h_{mn} 및 w_{mn} 은 각각 m -번째 사용자 및 n -번째 전송 안테나 사이의 채널 및 DIDO 사전부호화 가중치들이며, x_m 은 사용자 m 에 대한 전송 신호이다. 우리가 상기 채널은 혼련 및 데이터 전송 간 주기에 걸쳐 일정한 것으로 가정했으므로, h_{mn} 및 w_{mn} 은 t 의 함수가 아님을 유의한다.

[0335]

주파수 및 위상 오프셋의 존재 시, 상기 수신 신호들은 다음과 같이 표현된다.

$$r_1[t] = e^{j(\omega_{v1} - \omega_{r1})T_s(t-t_{11})} h_{11}(w_{11}x_1[t] + w_{21}x_2[t]) + e^{j(\omega_{v1} - \omega_{r2})T_s(t-t_{12})} h_{12}(w_{12}x_1[t] + w_{22}x_2[t]) \quad (3)$$

[0336]

및

$$r_2[t] = e^{j(\omega_{v2} - \omega_{r1})T_s(t-t_{21})} h_{21}(w_{11}x_1[t] + w_{21}x_2[t]) + e^{j(\omega_{v2} - \omega_{r2})T_s(t-t_{22})} h_{22}(w_{12}x_1[t] + w_{22}x_2[t]) \quad (4)$$

[0338]

[0339]

여기서, T_s 는 기호 주기이고, n -번째 전송 안테나에 대한 $\omega_{rn} = 2\pi f_{rn}$, m -번째 사용자에게 대한

$\omega_{vm} = 2\pi f_{vm}$ 이며, f_{rn} 및 f_{vm} 은 각각 n -번째 전송 안테나와 m -번째 사용자에게 대한 (오프셋에 의해 영향을 받는) 실제 반송 주파수들이다. 값 t_{mn} 은 상기 채널 h_{mn} 에 걸친 위상 오프셋을 발생시키는 임의 지연들(random delays)을 나타낸다. 도 46은 상기 DIDO 2×2 시스템 모델을 도시한다.

[0340]

당분간, 우리는 상기 m -번째 사용자와 상기 n -번째 전송 안테나 간 주파수 오프셋을 나타내기 위해 하기 정의들을 사용한다:

$$\Delta\omega_{mn} = \omega_{um} - \omega_{rn} \quad (5)$$

본 발명의 일 실시 예의 설명

본 발명의 일 실시 예에 따른 방법이 도 47에 도시된다. 상기 방법은 (도시된 바와 같이, 서브-단계들을 포함하는) 하기의 일반적인 단계들을 포함한다: 주파수 오프셋 추정(4701); 채널 추정에 대한 훈련 주기(4702); 보상에 의한 DIDO 사전부호화를 통한 데이터 전송(4703). 이러한 단계들이 하기에 상세히 기술된다.

(a) 주파수 오프셋 추정에 대한 훈련 주기(4701)

제1 훈련 주기 동안, 기지국은 각 전송 안테나들로부터 상기 사용자들 중 하나로 하나 이상의 훈련열(training sequences)을 보낸다(4701a). 여기에 기술된 바와 같이, "사용자들"은 무선 클라이언트 장치들이다. 상기 DIDO 2×2 경위, m -번째 사용자에게 의해 수신된 신호가 다음과 같이 주어진다.

$$r_m[t] = e^{j\Delta\omega_{m1}T_s(t-t_{m1})}h_{m1}p_1[t] + e^{j\Delta\omega_{m2}T_s(t-t_{m2})}h_{m2}p_2[t] \quad (6)$$

여기서, p_1 및 p_2 는 각각 상기 제1 및 제2 안테나들로부터 전송된 상기 훈련열이다.

상기 m -번째 사용자는 소정 타입의 주파수 오프셋 추정기(이를 테면, 상기 훈련열에 의한 컨볼루션(convolution))를 사용하고, 오프셋들 $\Delta\omega_{m1}$ 및 $\Delta\omega_{m2}$ 을 추정한다. 그 후, 이러한 값들로부터 상기 사용자는 다음과 같은 두 개의 전송 안테나들 간 주파수 오프셋을 계산한다.

$$\Delta\omega_r = \Delta\omega_{m2} - \Delta\omega_{m1} = \omega_{r1} - \omega_{r2} \quad (7)$$

결국, 식(7)의 값은 상기 기지국으로 다시 공급된다(4701b).

식(6)의 p_1 및 p_2 는 직교하도록 설계되어, 상기 사용자는 $\Delta\omega_{m1}$ 및 $\Delta\omega_{m2}$ 을 추정할 수 있다. 대안적으로, 일 실시 예에서, 상기 동일한 훈련열이 두 개의 연속적인 타임 슬롯들을 거쳐 사용되고, 상기 사용자는 r 로부터 상기 오프셋을 추정한다. 게다가, 식(7)의 오프셋의 추정을 향상시키기 위해, 상기에 기술된 동일한 계산들이 상기 DIDO 시스템들의 (상기 m -번째 사용자만이 아닌) 모든 사용자들에 대해 수행될 수 있고, 최종 추정은 모든 사용자들로부터 획득된 (가중된) 평균값일 수 있다. 하지만, 이러한 해결 방안은 더 많은 계산 시간과 피드백 양을 필요로 한다. 결국, 상기 주파수 오프셋 추정의 업데이트는 상기 주파수 오프셋이 오버 타이밍을 변경하는지만을 필요로 한다. 따라서, 상기 전송기에서 시계의 안정성에 따라, 상기 알고리즘의 이 단계(4701)는 피드백 오버헤드의 감소를 초래하여 장기적으로(이를 테면, 매 데이터 전송마다 수행하지는 않는)수행될 수 있다.

(b) 채널 추정에 대한 훈련 주기(4702)

제2 훈련 주기 동안, 상기 기지국은 우선 상기 m -번째 사용자로부터 또는 다수의 사용자로부터 식(7)의 값으로 상기 주파수 오프셋 피드백을 획득한다. 식(7)의 값은 상기 전송측에서 상기 주파수 오프셋에 대해 사전 보상하는데 사용된다. 그 후, 상기 기지국은 채널 추정에 대해 모든 사용자들에게 훈련 데이터를 보낸다(4702a).

DIDO 2×2 시스템에 있어, 상기 제1 사용자에서 수신된 신호가

$$r_1[t] = e^{j\Delta\omega_{11}T_s(t-\tilde{t}_{11})}h_{11}p_1[t] + e^{j\Delta\omega_{12}T_s(t-\tilde{t}_{12})}h_{12}e^{-j\Delta\omega_r T_s t}p_2[t] \quad (8)$$

된 신호가

$$r_2[t] = e^{j\Delta\omega_{21}T_s(t-\tilde{t}_{21})}h_{21}p_1[t] + e^{j\Delta\omega_{22}T_s(t-\tilde{t}_{22})}h_{22}e^{-j\Delta\omega_r T_s t}p_2[t] \quad (9)$$

여기서, $\tilde{t}_{mn} = t_{mn} + \Delta t$ 이고, Δt 는 상기 기지국의 제1 및 제2 전송들 간 임의 또는 공지된 지연이다. 게다가, p_1 및 p_2 는 각각 주파수 오프셋 및 추정을 이해, 상기 제1 및 제2 안테나들로부터 전송된 훈련열이다.

사전 보상은 이 실시 예에서 상기 제2 안테나들에만 적용된다.

식(8)을 확장하면, 우리는 다음과 같은 식을 얻는다.

$$r_1[t] = e^{j\Delta\omega_1 T_s t} e^{j\theta_{11}} [h_{11} p_1[t] + e^{j(\theta_{12}-\theta_{11})} h_{12} p_2[t]] \quad (10)$$

그리고, 마찬가지로 상기 제2 사용자에게 대해서는

$$r_2[t] = e^{j\Delta\omega_2 T_s t} e^{j\theta_{21}} [h_{21} p_1[t] + e^{j(\theta_{22}-\theta_{21})} h_{22} p_2[t]] \quad (11)$$

이다. 여기서,

$$\theta_{mn} = -\Delta\omega_{mn} T_s \tilde{t}_{mn} \text{ 이다.}$$

상기 수신측에서, 상기 사용자들은 상기 훈련열 p_1 및 p_2 을 사용함으로써 잔여 주파수 오프셋을 보상한다. 그 후, 상기 사용자들은 상기 벡터 채널들을 훈련열을 통해 추정한다(4702b).

$$h_1 = \begin{bmatrix} h_{11} \\ e^{j(\theta_{12}-\theta_{11})} h_{12} \end{bmatrix} \quad h_2 = \begin{bmatrix} h_{21} \\ e^{j(\theta_{22}-\theta_{21})} h_{22} \end{bmatrix} \quad (12)$$

식(12)에서 이러한 채널 또는 채널 상태 정보(CSI)가 하기 서브섹션에 기술된 바와 같이 상기 DIDO 프리코더를 계산하는 상기 기지국으로 공급된다(4702b).

(c) 사전 보상에 의한 DIDO 사전부호화(4703)

상기 기지국은 상기 사용자들로부터 식(12)의 상기 채널 상태 정보(CSI)를 수신하고, 블록 대각화(BD)를 통해 사전부호화 가중치들을 계산하여(4703a),

$$\mathbf{w}_1^T \mathbf{h}_2 = 0, \quad \mathbf{w}_2^T \mathbf{h}_1 = 0 \quad (13)$$

이 되도록 한다.

여기서, 벡터 h_1 은 식(12)에서 정의되고, $\mathbf{w}_m = [w_{m1}, w_{m2}]$ 이다. 이 명세서에 제시된 발명은 BD외에 소정의 다른 DIDO 사전부호화 방법에 적용될 수 있음을 유의한다. 또한, 상기 기지국은 식(7)의 추정의 사용에 의한 상기 주파수 오프셋과 상기 제2 훈련 전송 및 현 전송 간 지연(Δt_0)의 추정에 의한 위상 오프셋에 대해 사전 보상한다(4703a). 결국, 상기 기지국은 상기 DIDO 프리코더를 통해 상기 사용자들에게 데이터를 보낸다.

이러한 전송 처리 후, 사용자 1에서 수신된 신호가 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} r_1[t] &= e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_1-\Delta t_0)} h_{11} [w_{11} x_1[t] + w_{21} x_2[t]] \\ &= e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_1-\Delta t_0)} h_{12} e^{-j\Delta\omega_2 T_s (t-\Delta t_0)} [w_{12} x_1[t] + w_{22} x_2[t]] \\ &= \gamma_1[t] [h_{11} (w_{11} x_1[t] + w_{21} x_2[t]) + e^{j(\Delta\omega_1 \tilde{t}_1 - \Delta\omega_2 \tilde{t}_2) T_s} h_{12} (w_{12} x_1[t] + w_{22} x_2[t])] \\ &= \gamma_1[t] [(h_{11} w_{11} + e^{j(\theta_{12}-\theta_{11})} h_{12} w_{12}) x_1[t] + (h_{11} w_{21} + e^{j(\theta_{12}-\theta_{11})} h_{12} w_{22}) x_2[t]] \end{aligned}$$

(14)

여기서, $\gamma_1[t] = e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_1-\Delta t_0)}$ 이다. 속성(13)을 사용하며, 우리는 다음 식을 얻는다.

$$r_1[t] = \gamma_1[t] \mathbf{w}_1^T \mathbf{h}_1 x_1[t]. \quad (15)$$

마찬가지로, 사용자 2에 대해서도 우리는 다음 식을 얻는다.

$$r_2[t] = e^{j\Delta\omega_{21}T_s(t-\tilde{t}_{21}-\Delta t_o)} h_{21} [w_{11}x_1[t] + w_{21}x_2[t]] \\ + e^{j\Delta\omega_{22}T_s(t-\tilde{t}_{22}-\Delta t_o)} h_{22} e^{-j\Delta\omega_{21}T_s(t-\Delta t_o)} [w_{12}x_1[t] + w_{22}x_2[t]] \quad (16)$$

그리고 식(16)을 확장하면,

$$r_2[t] = \gamma_2[t] \mathbf{w}_2^T \mathbf{h}_2 x_2[t] \quad (17)$$

여기서, $\gamma_2[t] = e^{j\Delta\omega_{21}T_s(t-\tilde{t}_{21}-\Delta t_o)}$ 이다.

결국, 상기 사용자들은 상기 데이터 스트림들 $x_1[t]$ 및 $x_2[t]$ 를 복조하기 위해 잔여 주파수 오프셋 및 상기 채널 추정을 계산한다(4703c).

DIDO $N \times M$ 으로의 일반화

이 섹션에서, 이전에 기술된 기술들이 N 개의 전송 안테나를 및 M 개의 사용자에게 의한 DIDO 시스템들로 일반화된다.

i. 주파수 오프셋 추정에 대한 훈련 주기

상기 제1 훈련 주기 동안, N 개의 안테나들로부터 전송된 훈련열의 결과 m -번째 사용자에게 의해 수신된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$r_m[t] = \sum_{n=1}^N e^{j\Delta\omega_{mn}T_s(t-\tilde{t}_{mn})} h_{mn} p_n[t] \quad (18)$$

여기서 p_n 은 상기 n -번째 안테나로부터 전송된 훈련열이다.

상기 오프셋들 $\Delta\omega_{mn}, \forall n = 1, \dots, N$ 을 추정된 후, 상기 m -번째 사용자는 상기 제1 및 n -번째 전송 안테나 간에 다음과 같은 주파수 오프셋을 계산한다.

$$\Delta\omega_{T,1n} = \Delta\omega_{mn} - \Delta\omega_{m1} = \omega_{T1} - \omega_{Tn}. \quad (19)$$

결국, 식(19)의 값들이 상기 기지국으로 다시 공급된다.

ii. 채널 추정에 대한 훈련 주기

상기 제2 훈련 주기 동안, 상기 기지국은 우선 m -번째 사용자 또는 다수의 사용자로부터 식(19)의 값으로 주파수 오프셋 피드백을 획득한다. 식(19)의 값은 상기 전송측에서 상기 주파수 오프셋 피드백에 대해 사전 보상하는데 사용된다. 그 후, 상기 기지국은 채널 추정에 대한 모든 사용자에게 훈련 데이터를 보낸다.

DIDO $N \times N$ 시스템들에 있어, 상기 m -번째 사용자들에서 수신된 신호가 다음 식으로 주어진다.

$$r_m[t] = e^{j\Delta\omega_{m1}T_s(t-\tilde{t}_{m1})} h_{m1} p_1[t] + \sum_{n=2}^N e^{j\Delta\omega_{mn}T_s(t-\tilde{t}_{mn})} h_{mn} e^{-j\Delta\omega_{T,1n}T_s t} p_n[t] \\ = e^{j\Delta\omega_{m1}T_s(t-\tilde{t}_{m1})} \left[h_{m1} p_1[t] + \sum_{n=2}^N e^{j(\theta_{mn}-\theta_{m1})} h_{mn} p_n[t] \right] \quad (20) \\ = e^{j\Delta\omega_{m1}T_s(t-\tilde{t}_{m1})} \sum_{n=1}^N e^{j(\theta_{mn}-\theta_{m1})} h_{mn} p_n[t]$$

여기서, $\theta_{mn} = -\Delta\omega_{mn}T_s\tilde{t}_{mn}, \tilde{t}_{mn} = t_{mn} + \Delta t$ 이고, Δt 는 상기 기지국의 제1 및 제2 전송들 간에 임의 또는 공지된 지연이다. 게다가, p_n 은 주파수 오프셋 및 채널 추정을 위해 상기 n -번째 안테나로부터 전송된 훈련열이다.

상기 수신측에서, 상기 사용자들은 상기 훈련열 p_n 을 사용함으로써 상기 잔여 주파수 오프셋에 대해 보상한다. 그 후, 각 사용자들 m 은 다음 식의 벡터 채널을 훈련열을 통해 추정하고,

$$\mathbf{h}_m = \begin{bmatrix} h_{m1} \\ e^{j(\theta_{m2}-\theta_{m1})}h_{m2} \\ \vdots \\ e^{j(\theta_{mN}-\theta_{m1})}h_{mN} \end{bmatrix} \quad (21)$$

상기 서브섹션에 기술된 바와 같이 상기 DIDO 프리코더를 계산하는 상기 기지국으로 다시 공급한다.

iii. 사전 보상에 의한 DIDO 사전부호화

상기 기지국은 상기 사용자들로부터 식(12)의 상기 채널 상태 정보(CSI)를 수신하고, 블록 대각화(BD)를 통해 사전부호화 가중치들을 다음과 같이 계산한다.

$$\mathbf{w}_m^T \mathbf{h}_l = 0, \quad \forall m \neq l, \quad m = 1, \dots, M \quad (22)$$

여기서, 벡터 $\mathbf{h}_m$ 은 식(21)에서 정의되고, $\mathbf{w}_m = [w_{m1}, w_{m2}, \dots, w_{mN}]$ 이다. 또한, 상기 기지국은 식(19)의 추정의 이용에 의한 상기 주파수 오프셋 및 상기 제2 훈련 전송과 현 전송 간 지연(Δt_0)의 추정에 의한 위상 오프셋을 사전 보상한다. 결국, 상기 기지국은 상기 DIDO 프리코더를 통해 상기 사용자들에게 데이터를 보낸다.

이러한 전송 처리 후, 사용자 i 에서 수신된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} r_i[t] &= e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_{i1}-\Delta t_o)} h_{i1} \sum_{m=1}^M w_{m1} x_m[t] + \\ &+ \sum_{n=2}^N e^{j\Delta\omega_n T_s (t-\tilde{t}_{in}-\Delta t_o)} h_{in} e^{-j\Delta\omega_{T,1n} T_s (t-\Delta t_o)} \sum_{m=1}^M w_{mn} x_m[t] \\ &= e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\Delta t_o)} e^{-j\Delta\omega_1 T_s \tilde{t}_{i1}} h_{i1} \sum_{m=1}^M w_{m1} x_m[t] \\ &+ \sum_{n=2}^N e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\Delta t_o)} e^{-j\Delta\omega_n T_s \tilde{t}_{in}} h_{in} \sum_{m=1}^M w_{mn} x_m[t] \\ &= \gamma_i[t] \left[h_{i1} \sum_{m=1}^M w_{m1} x_m[t] + \sum_{n=2}^N e^{j(\theta_n - \theta_{i1})} h_{in} \sum_{m=1}^M w_{mn} x_m[t] \right] \\ &= \gamma_i[t] \left[\sum_{n=1}^N e^{j(\theta_n - \theta_{i1})} h_{in} \sum_{m=1}^M w_{mn} x_m[t] \right] \\ &= \gamma_i[t] \sum_{m=1}^M \left[\sum_{n=1}^N e^{j(\theta_n - \theta_{i1})} h_{in} w_{mn} \right] x_m[t] \\ &= \gamma_i[t] \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m^T \mathbf{h}_i x_m[t] \end{aligned} \quad (23)$$

여기서, $\gamma_i[n] = e^{j\Delta\omega_1 T_s (t-\tilde{t}_{i1}-\Delta t_o)}$ 이다. 속성(22)을 사용하면, 우리는 다음 식을 얻는다.

$$r_i[t] = \gamma_i[t] \mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_i x_i[t] \quad (24)$$

결국, 상기 사용자들은 상기 스트림들 $x_i[t]$ 을 복조하기 위해 잔여 주파수 오프셋 및 채널 추정을 계산한다.

결과들

도 48은 주파수 오프셋 유무에 따른 DIDO 2×2 의 SER 결과들을 나타낸다. 상기 제시된 방법은 오프셋들이 없는

시스템과 동일한 SER을 산출하는 상기 주파수/위상 오프셋들을 완전히 소거하는 것으로 볼 수 있다.

[0407] 다음, 우리는 주파수 오프셋 추정 오차를 및/또는 어느 시점에서의 오프셋의 변동들에 대해 상기 제시된 보상 방법의 민감성을 평가한다. 따라서, 우리는 식(14)를 다음 식으로 다시 쓴다.

$$r_1[t] = e^{j\Delta\omega_{h1}T_s(t-\tilde{t}_{h1}-\Delta t_o)} h_{11}[w_{11}x_1[t] + w_{21}x_2[t]] + e^{j\Delta\omega_{h2}T_s(t-\tilde{t}_{h2}-\Delta t_o)} h_{12}e^{-j(\Delta\omega_T + 2\pi\epsilon)T_s(t-\Delta t_o)} [w_{12}x_1[t] + w_{22}x_2[t]] \quad (25)$$

[0408]

[0409] 여기서, ϵ 은 추정 오차 및/또는 훈련열 및 데이터 전송 간 주파수 오프셋의 변화를 나타낸다. ϵ 의 효과는 식 (14)와 (16)의 간섭 조건이 전송기에서 완전히 사전 소거되지 않도록 식(13)의 직교 속성을 파괴하기 위한 것임을 유의한다. 그 결과, ϵ 의 값을 증가시키기 위해 상기 SER 성능이 저하된다.

[0410] 도 48은 다양한 값의 ϵ 에 대한 상기 주파수 오프셋 보상 방법을 나타내는 SER 성능을 나타낸다. 이러한 결과들은 $T_s=0.3\text{ms}$ (이를 테면, 3KHz 대역폭을 가진 신호)로 가정한다. 우리는 $\epsilon=0.001\text{Hz}$ (또는 미만)인 경우, 상기 SER 성능이 오프셋이 없는 경우와 유사한 것으로 관측된다.

[0411] f. 시간 및 주파수 오프셋 추정에 대한 알고리즘의 일 실시 예에 대한 설명

[0412] 이하에서, 우리는 시간 및 주파수 오프셋 추정을 수행하기 위한 추가 실시 예들을 기술한다(도 47의 단계 4701b). 고려중인 전송 신호 구조가 H. Minn, V. K. Bhargava, 및 K. B. Letaief의 "A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 4, pp. 822-839, 2003년 7월에 예시되며, K. Shi 및 M. Serpedin의 "Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, 2004년 7월에 보다 자세하게 연구된다. 일반적으로, 우수한 상관성 속성을 갖는 시퀀스들이 훈련에 사용된다. 예를 들어, 우리 시스템에 있어, D. Chu의 "Polyphase codes with good periodic correlation properties(corresp.)", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 18, no. 4, pp. 531-532, 1972년 7월에 기술된 것에서 나온 Chu 시퀀스들이 사용된다. 이러한 시퀀스들은 그들이 완벽한 순환 상관성들을 갖는다는 점에서 흥미로운 특성을 갖는다. L_{cp} 는 사이클릭 프리픽스의 길이를 나타내고, N_t 는 성분 훈련열들의 길이를 나타낸다고 하자. $N_t=M_t$ 로 놓자., 여기서, M_t 는 상기 훈련열의 길이이다. 이러한 가정하에, 프리앰블(preamble)에 대한 전송 기호 시퀀스는 다음과 같이 쓰여 질 수 있다.

[0413] $s[n] = t[n-N_t]$ 이때, $n = -1, \dots, -L_{cp}$

[0414] $s[n] = t[n]$ 이때, $n = 0, \dots, N_t-1$

[0415] $s[n] = t[n-N_t]$ 이때, $n = N_t, \dots, 2N_t-1$

[0416] $s[n] = -t[n-2N_t]$ 이때, $n = 2N_t, \dots, 3N_t-1$

[0417] $s[n] = t[n-3N_t]$ 이때, $n = 3N_t, \dots, 4N_t-1$

[0418] 이러한 훈련 신호의 구조는 다른 길이들로 확장될 수 있으나, 블록 구조가 반복되는 것을 유의한다. 예를 들어, 16 훈련 신호들을 사용하기 위해, 우리는 다음과 같은 구조를 고려한다:

[0419] [CP,B,B,-B,B,B,B,-B,B,-B,-B,B,-B,B,B,-B,B]

[0420] 이러한 구조를 사용하고 $N_t=4M_t$ 로 놓음으로써, 기술될 모든 알고리즘들이 변경 없이 사용될 수 있다. 효과적으로, 우리는 상기 훈련열을 반복하고 있다. 이는 특히 적당한 훈련 신호가 이용가능하지 않을 수 있는 경우에 유용하다.

[0421] 기호 비율로 매칭 필터링 및 하향 샘플링한 후, 하기 수신 신호를 고려한다:

$$r[n] = e^{2\pi\epsilon n} \sum_{l=0}^L h[l]s[n-l-\Delta] + v[n]$$

[0422] 여기서, ϵ 은 미지의 분산-시간 주파수 오프셋이고, Δ 는 미지의 프레임 오프셋이며, $h[l]$ 은 미지의 분산-시간

채널 계수이며, $v[n]$ 은 추가 노이즈이다. 하기 섹션들에서 주요 아이디어들을 설명하기 위해, 추가 노이즈의 존재는 무시된다.

i. 코스 프레임 동기화

코스 프레임 동기화(Coarse Frame Synchronization)의 목적은 상기 미지의 프레임 오프셋 Δ 를 해결하는 것이다. 우리는 하기 정의들을 만들기로 한다.

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_1[n] &:= [r[n], r[n+1], \dots, r[n+N_t-1]]^T, \\ \bar{\mathbf{r}}_1[n] &:= [r[n+L_{cp}], r[n+1], \dots, r[n+N_t-1]]^T, \\ \mathbf{r}_2[n] &:= [r[n+N_t], r[n+1+N_t], \dots, r[n+2N_t-1]]^T, \\ \bar{\mathbf{r}}_2[n] &:= [r[n+L_{cp}+N_t], r[n+1+L_{cp}+N_t], \dots, r[n+L_{cp}+2N_t-1]]^T, \\ \mathbf{r}_3[n] &:= [r[n+2N_t], r[n+1+2N_t], \dots, r[n+3N_t-1]]^T, \\ \bar{\mathbf{r}}_3[n] &:= [r[n+L_{cp}+2N_t], r[n+L_{cp}+1+2N_t], \dots, r[n+L_{cp}+3N_t-1]]^T, \\ \mathbf{r}_4[n] &:= [r[n+3N_t], r[n+1+3N_t], \dots, r[n+4N_t-1]]^T, \\ \bar{\mathbf{r}}_4[n] &:= [r[n+L_{cp}+3N_t], r[n+L_{cp}+1+3N_t], \dots, r[n+L_{cp}+4N_t-1]]^T.\end{aligned}$$

제시된 코스 프레임 동기화 알고리즘은 최대 우도 기준으로부터 나온 K. Shi 및 E. Serpedin의 "Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, 2004년 7월로부터 영향을 받는다.

방법 1 - 개선된 코스 프레임 동기화: 상기 코스 프레임 동기화 추정기는 하기의 최적화를 해결한다.

$$\hat{\Delta} = \arg \max_{k \in \mathbb{Z}} \frac{|P_1(k)| + |P_2(k)| + |P_3(k)|}{\|\mathbf{r}_1\|^2 + \|\mathbf{r}_2\|^2 + \|\mathbf{r}_3\|^2 + \|\mathbf{r}_4\|^2 + \frac{1}{2}(\|\bar{\mathbf{r}}_1\|^2 + \|\bar{\mathbf{r}}_2\|^2 + \|\bar{\mathbf{r}}_3\|^2 + \|\bar{\mathbf{r}}_4\|^2)}$$

여기서,

$$\begin{aligned}P_1[k] &= \mathbf{r}_1^*[k]\mathbf{r}_2[k] - \mathbf{r}_3^*[k]\mathbf{r}_4[k] - \bar{\mathbf{r}}_2^*[k]\bar{\mathbf{r}}_3[k] \\ P_2[k] &= \mathbf{r}_2^*[k]\mathbf{r}_4[k] - \mathbf{r}_1^*[k]\mathbf{r}_3[k] \\ P_3[k] &= \bar{\mathbf{r}}_1^*[k]\bar{\mathbf{r}}_4[k].\end{aligned}$$

정정된 신호가 다음 식으로 정의된다고 하자.

$$r_c[n] = r[n - \hat{\Delta} - \lceil L_{cp}/4 \rceil]$$

추가 정정 조건이 상기 채널에서 작은 초기 탭을 보상하는데 사용되고 어플리케이션에 기초해 조절될 수 있다. 이때부터, 이러한 추가 지연이 상기 채널에 포함될 수 있다.

ii. 부분 주파수 오프셋 정정

부분 주파수 오프셋 정정(fractional frequency offset correction)은 상기 코스 프레임 동기화 블록에 이어진다.

방법 2 - 개선된 부분 주파수 오프셋 정정: 상기 부분 주파수 오프셋이 하기식에 대한 해법이다.

$$\epsilon_f = \frac{\text{phase}P_1[\hat{\Delta}]}{2\pi N_t}$$

이는 상기 알고리즘이 오프셋들에 대해 정정만 할 수 있기 때문에 부분 주파수 오프셋으로 알려져 있다.

$$|\epsilon_f| < \frac{1}{2N_t}.$$

이러한 문제는 다음 섹션에서 해결될 것이다. 미세 주파수 오프셋 정정 신호가 하기식으로 정의된다.

$$r_f[n] = e^{-j2\pi\epsilon_f n} r_e[n]$$

방법 1과 2는 주파수-선택형 채널들에서 더 좋게 동작하는 K. Shi 및 E. Serpedin의 "Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, 2004년 7월에 대한 개선임을 유의한다. 여기에서 특정한 혁신기술은 상기에 기술된 것처럼 $\mathbf{r}$ 과 $\bar{\mathbf{r}}$ 둘 다의 사용이다. $\bar{\mathbf{r}}$ 의 사용은 그것이 기호간 간섭으로 인해 오염될 샘플들을 무시하기 때문에 종래 추정기를 향상시킨다.

iii. 정수 주파수 오프셋 정정

정수 주파수 오프셋(integer frequency offset)을 정정하기 위해, 미세 주파수 오프셋 정정 후 수신된 신호에 대한 등가 시스템 모델을 쓰는 것이 필요하다. 채널로의 잔여 시간 오차들을 흡수하면, 노이즈 부재시 상기 수신된 신호는 하기 구조를 갖는다:

$$r_f[n] = e^{j2\pi \frac{nk}{N_s}} \sum_{l=0}^{L_{cp}} g[l] s[n-l]$$

이때, $n = 0, 1, \dots, 4N_t-1$ 이다. 상기 정수 주파수 오프셋은 k 인 반면, 미지의 등가 채널은 $g[l]$ 이다.

방법 3 - 개선된 정수 주파수 오프셋 정정: 상기 정수 주파수 오프셋이 하기식에 대한 해법이다.

$$\hat{k} = \arg \max_{m=0,1,\dots,N_t-1} \mathbf{r}^* \mathbf{D}[k] \mathbf{S} (\mathbf{S}^* \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^* \mathbf{D}[k]^* \mathbf{r}$$

여기서,

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}[k] \mathbf{S} \mathbf{g}$$

$$\mathbf{D}[k] := \text{diag} \left\{ 1, e^{j2\pi \frac{n1}{N_t}}, \dots, e^{j2\pi \frac{n(4N_t-1)}{N_t}} \right\}$$

$$\mathbf{S} := \begin{bmatrix} s[0] & s[-1] & \dots & \dots & s[-L_{cp}] \\ s[1] & s[0] & s[-1] & \dots & s[-L_{cp}+1] \\ s[4N_t-1] & s[4N_t-2] & s[4N_t-3] & \dots & s[4N_t-1-L_{cp}] \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g} := \begin{bmatrix} g[0] \\ g[1] \\ \vdots \\ g[L_{cp}] \end{bmatrix}$$

총 주파수 오프셋의 추정이 하기식으로 주어진다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{\hat{k}}{N_t} + \hat{\epsilon}_f.$$

[0453] 실제로, 방법 3은 오히려 높은 복잡도를 갖는다. 복잡도를 줄이기 위해, 하기 관측들이 행해질 수 있다. 우선, 제곱 $\mathbf{S}(\mathbf{S}^*\mathbf{S})^{-1}\mathbf{S}^*$ 는 사전 계산된다. 불행하게도, 이는 오히려 큰 매트릭스 곱으로 여전히 남는다. 상기 제시된 훈련열에 의해, $\mathbf{S}^*\mathbf{S} \approx \mathbf{I}$ 인 것으로 구성하는 것이 대안이다. 이는 하기의 복잡도 감소 방법으로 유도한다.

[0454] 방법 4 - 저복잡도 개선된 정수 주파수 오프셋 추정: 저복잡도 정수 주파수 오프셋 추정기는 하기식에 의해 해결된다.

$$\hat{k} = \arg \max_{m=0,1,\dots,N_t-1} (\mathbf{S}^*\mathbf{D}[k]^*\mathbf{r})^* (\mathbf{S}^*\mathbf{D}[k]^*\mathbf{r})$$

[0456] iv. 결과들

[0457] 이 섹션에서, 우리는 다양한 제시된 추정기들의 성능을 비교한다.

[0458] 우선, 도 50에서, 우리는 각 방법에 필요한 오버헤드(overhead) 양을 비교한다. 신규 방법 둘 다 10배 내지 20배 요구된 오버헤드를 줄인다는 것을 유의한다. 다양한 추정기들의 성능을 비교하기 위해, 몬테 카를로 실험이 수행되었다. 고려된 설정은 3kHz의 통과 대역 대역폭에 해당하며, 상승 코사인 펄스 형상(raised cosine pulse shaping)인 초당 3K 기호들이 기호 비율로 선형 변조로부터 구성된 통상의 NVIS 전송 파형이다. 각 몬테 카를로 실험을 위해, 상기 주파수 오프셋은 $[-f_{\max}, f_{\max}]$ 상에 균일한 분포로부터 생성된다.

[0459] $f_{\max}=2\text{Hz}$ 이고 정수 오프셋 정정이 없는 소형 주파수 오프셋을 갖는 시뮬레이션이 도 51에 도시된다. $N_t/M_t=1$ 에 의한 성능이 원시 추정기로부터 약간 저하되나, 여전히 사실상 오버헤드를 감소시킨다는 이러한 성능 비교로부터 알 수 있다. $N_t/M_t=4$ 에 의한 성능이 거의 10dB로, 훨씬 더 좋다. 모든 곡선이 목표 오프셋 추정에서의 오차들로 인해 낮은 SNR 지점에서 니(knee)를 겪는다. 정수 오프셋에서의 작은 오차는 큰 주파수 오차를 발생시키고, 따라서 큰 평균 제곱 오차를 발생시킨다. 정수 오프셋 정정은 성능을 향상시키기 위해 작은 오프셋들에서 턴 오프될 수 있다.

[0460] 다중경로 채널들 존재 시, 주파수 오프셋 추정기들의 성능을 일반적으로 저하된다. 하지만, 상기 정수 오프셋 추정기의 턴 오프는 도 53에서 상당히 좋은 성능을 드러낸다. 따라서, 다중경로 채널들에서 개선된 미세 정정 알고리즘에 이어 견고한 코스 정정을 수행하는 것이 훨씬 더 중요하다. $N_t/M_t=4$ 에 의한 오프셋 성능은 다중경로의 경우에 훨씬 더 좋다는 것을 주목한다.

[0461] 본 발명이 실시 예들은 상기에 설명한 바와 같이 다양한 단계들을 포함할 수 있다. 상기 단계들은 일반적 목적 또는 특수 목적 프로세서가 소정의 단계를 수행하게 하는 기계-수행 가능 지시들로 구현될 수 있다. 예를 들어, 기지국/AP들 내의 다양한 구성요소들 및 상기에 기술된 클라이언트 장치들은 일반적 목적 또는 특수 목적 프로세서 상에 수행된 소프트웨어로 구현될 수 있다. 본 발명의 적절한 양태를 모호하게 하는 것을 막기 위해, 컴퓨터 메모리, 하드 드라이브, 입력 장치들 등과 같은 다양한 공지된 개인용 컴퓨터 구성요소들이 도면들에 제외될 수 있다.

[0462] 대안적으로, 일 실시 예에서, 여기에 도시된 다양한 기능적 모듈들 및 관련 단계들이 주문형 집적회로(application-specific integrated circuit; "ASIC")와 같은 또는 프로그램된 컴퓨터 구성요소들 및 맞춤형 하드웨어 구성요소들의 소정 조합에 의한 단계들을 수행하는 하드와이어링된 로직을 포함하는 특정 하드웨어 구성요소들에 의해 수행될 수 있다.

[0463] 일 실시 예에서, 상기에 기술된 부호화, 변조 및 신호 처리 로직(903)과 같은 소정 모듈들은 텍사스 인스트루먼트사의 TMS320x 구조(예컨대, TMS320C6000, TMS320C5000,...등)를 사용하는 DSP와 같은 프로그램가능한 디지털 신호 처리기(digital signal processor;"DSP")(또는 DSP들의 그룹) 상에서 구현될 수 있다. 이 실시 예에서 상기의 상기 DSP는 예를 들어, PCI 카드와 같은 개인용 컴퓨터에 대한 애드-온 카드(add-on card) 내에 내장될 수 있다. 물론, 다양한 다른 DSP 구조들이 본 발명의 근본적인 원리들을 여전히 따르는 한 사용될 수 있다.

[0464] 또한, 본 발명의 실시 예들은 상기 기계-수행가능한 지시들을 저장하기 위해 기계-판독가능한 매체로 제공될 수 있다. 상기 기계-판독가능한 매체는 제한하는 것은 아니나, 플래시 메모리, 광 디스크들, CD-ROM들, DVD ROM들, RAM들 EPROM들, EEPROM들, 마그네틱 또는 광 카드, 전파 매체 또는 전자 지시들을 저장하기에 적합한 다른 유형

의 기계-관독가능한 매체를 포함할 수 있다. 예를 들면, 본 발명은 통신 링크(예컨대, 모뎀 또는 네트워크 접속)를 통해 반송파 또는 다른 전파 매체로 구현된 데이터 신호들에 의해 원격 컴퓨터(예컨대, 서버)에서 요청 컴퓨터(예컨대, 클라이언트)로 전달될 수 있는 컴퓨터 프로그램으로 다운로드될 수 있다.

[0465]

상술한 설명 내내, 설명을 위해, 많은 특정 세부사항들이 본 시스템 및 발명의 철저한 이해를 제공하기 위해 설명되었다. 하지만, 본 발명에 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게는 일부 이러한 특정 세부사항들 없이 상기 시스템 및 방법이 실시될 수 있음은 자명할 것이다. 따라서 본 발명의 범위와 정신은 하기의 청구항들에 의해 판단되어야 한다.

[0466]

게다가, 상술한 설명 내내, 많은 공보들은 본 발명의 보다 철저한 이해를 제공하기 위해 언급되었다. 이러한 모든 언급된 참조 문헌들은 참조로서 본 출원서로 병합된다.

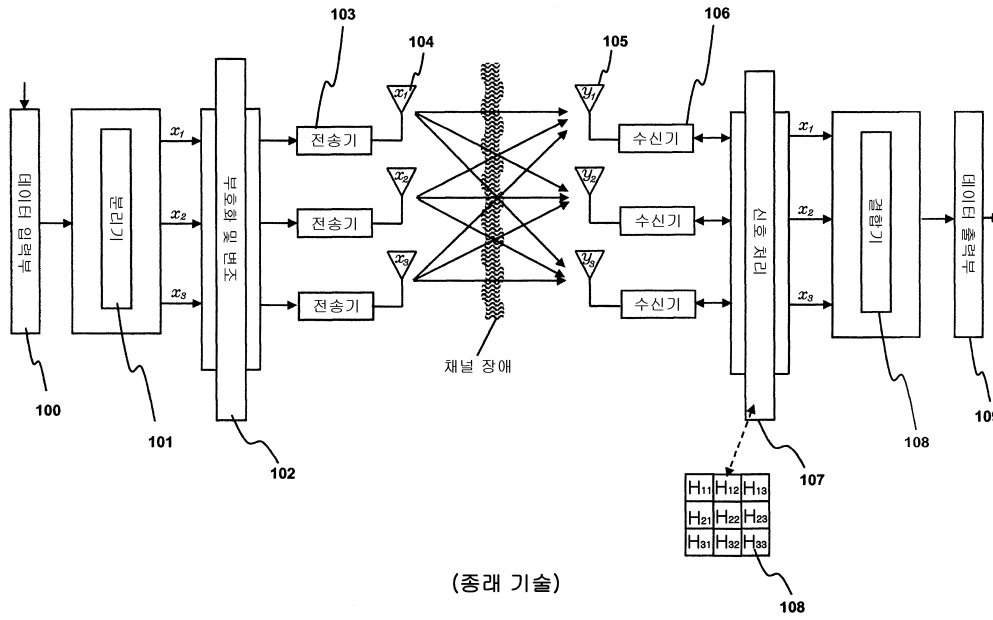
부호의 설명

[0467]

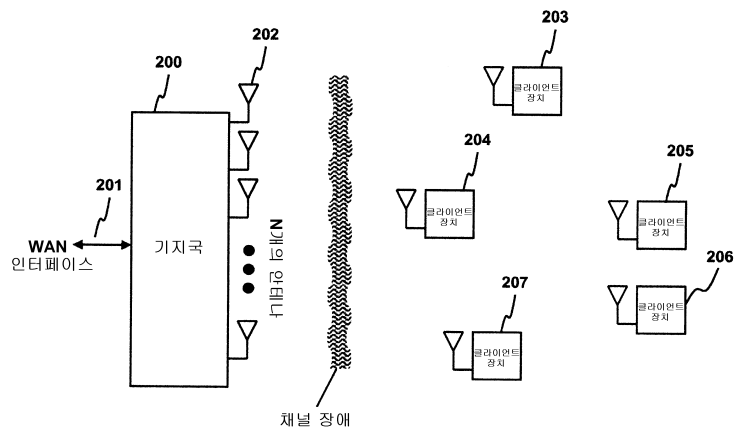
100: 데이터 입력 서브시스템	101: 분리기
102: 부호화 및 변조 서브시스템	103: 전송기
104: 전송 안테나	105: 수신 안테나
106: RF 수신기	107: 신호 처리 서브시스템
108: 3×3 매트릭스 H	108: 데이터 출력부
200,300,400,500,600,700,800,900: 기지국	
201,301,401,501,601,701: WAN 인터페이스	
202,305,405,505,605,705,802,902: 기지국 안테나	
203-207,804-808,904-907: 클라이언트 장치들	
302,402,502,602,702: 라우터	
303,403,503,603,703,311,411,511,611,711: 부호화, 변조 및 신호 처리 서브시스템	
304,404,504,604,704, 310,410,510,610,710: 송수신기	
306-308,406-408,506-508,606-608,706-708: 데이터 인터페이스	
309,409,509,609,709: 클라이언트 장치 안테나	
1001: NVIS 기지국	1002: NIVS 안테나
1004: 클라이언트 장치들	1010: 인터넷
1015: 링크	1020: 원격 서버들
1102,1902: 사용자 선택기 유닛	1104,1904: 부호화 모듈 유닛
1106,1906: 맵핑 유닛	1108: DIDO IQ-인식 사전부호화 유닛
1110:DIDO 구성 유닛	1112: 사용자 피드백 유닛
1114: RF 전송기 유닛	1116,1916: D/A 유닛
1202: IQ-인식 수신기 유닛	1204: IQ-인식 채널 추정기 유닛
1206,1912: DIDO 피드백 생성기 유닛	1208,1914: RF 유닛
1210:A/D 유닛	1213,1915: OFDM 유닛
1302: IQ-DIDO 프리코더	1304: 전송 채널
1306: 채널 추정 로직	1308: ZF, MMSE 또는 ML 수신기
1908: DIDO 사전부호화 유닛	1910: DIDO 구성기

도면

도면1

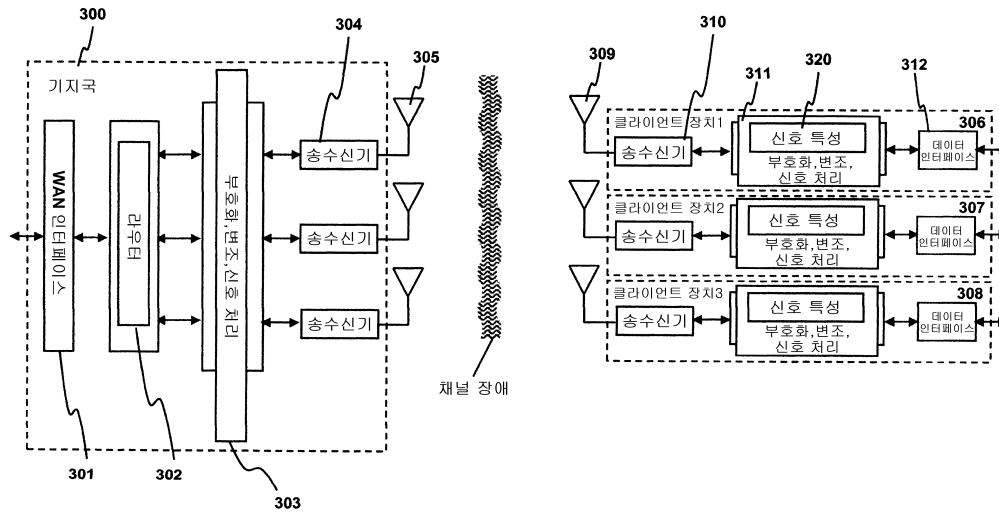


도면2



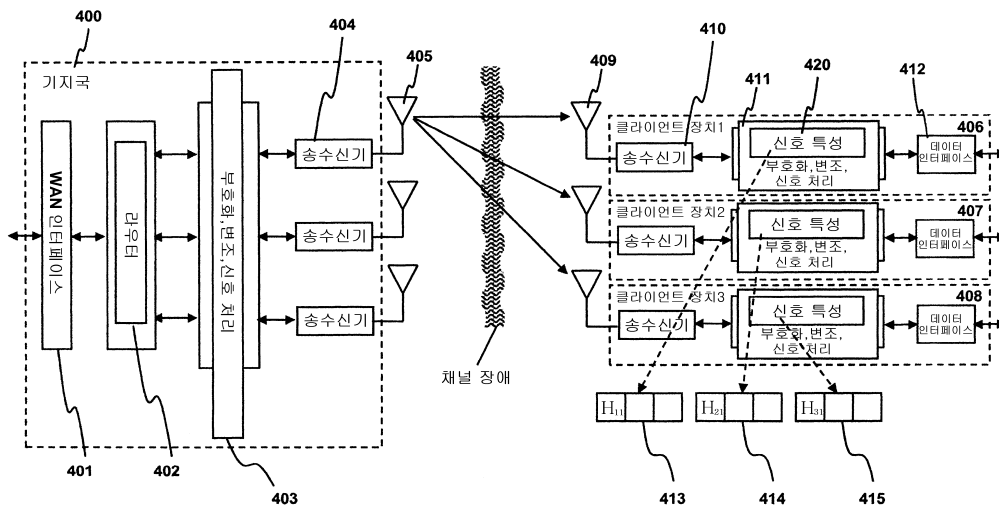
N-안테나 기지국과 단일-안테나 클라이언트 장치

도면3



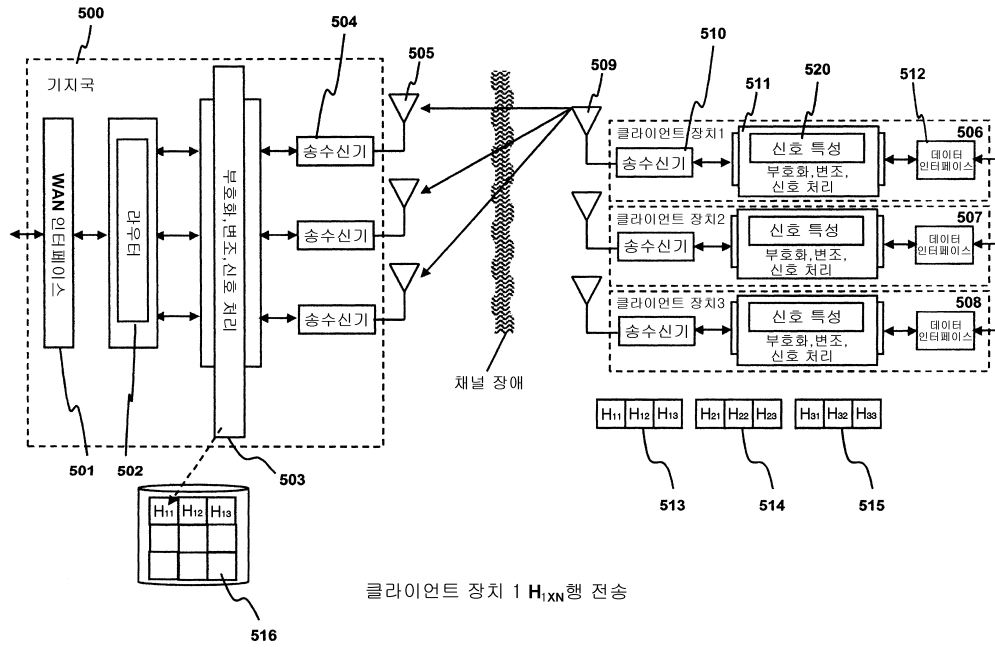
3-안테나 기지국과 3단일-안테나 클라이언트 장치

도면4

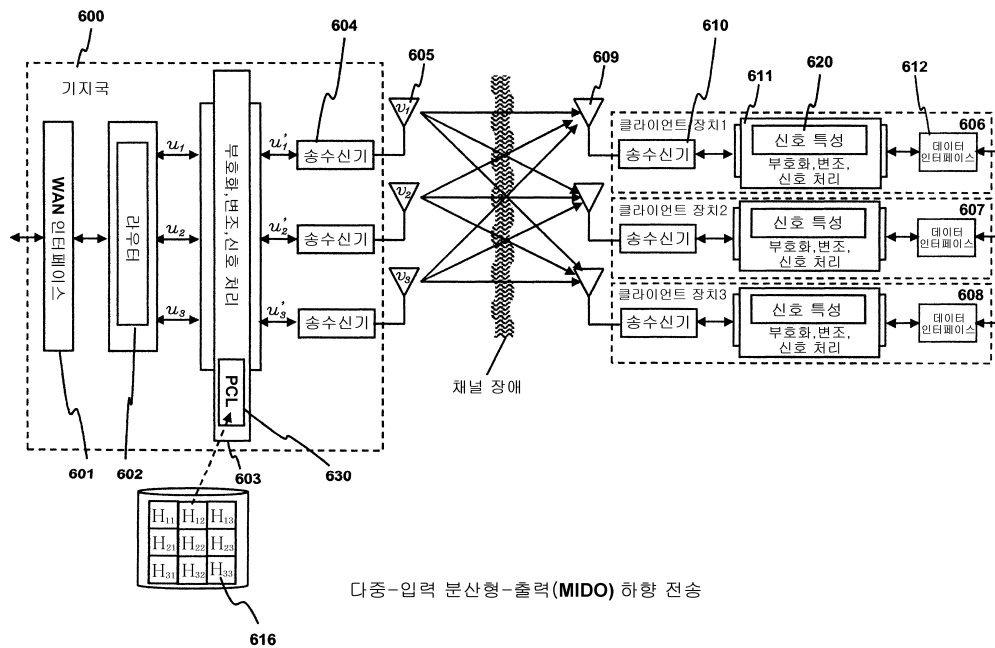


안테나 1 파일럿 신호 전송

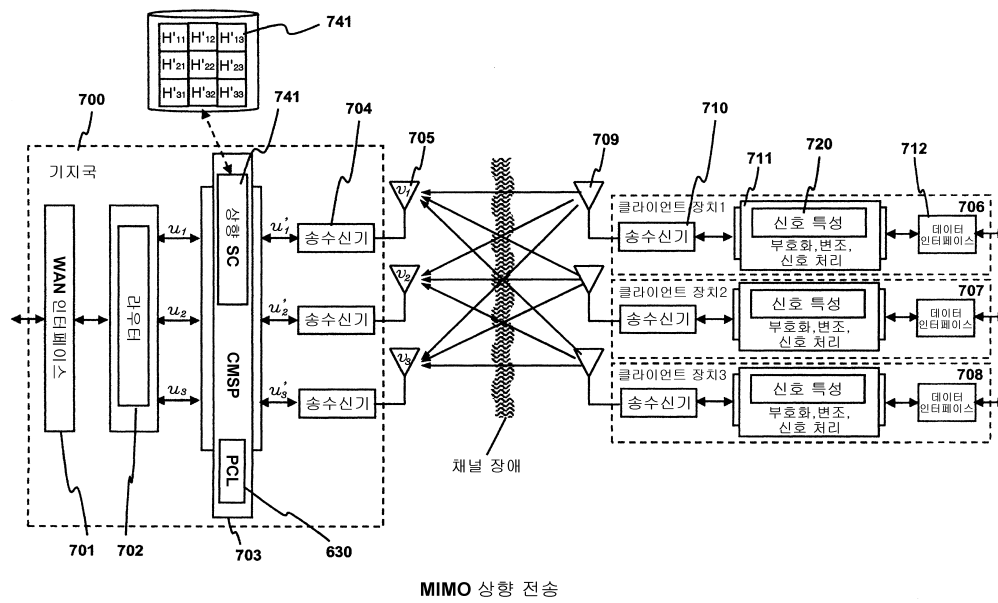
도면5



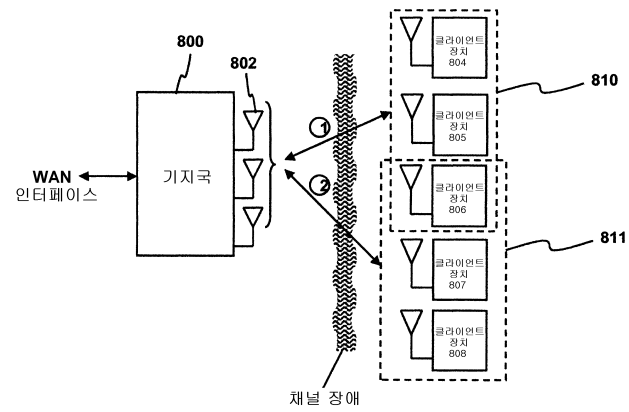
도면6



도면7

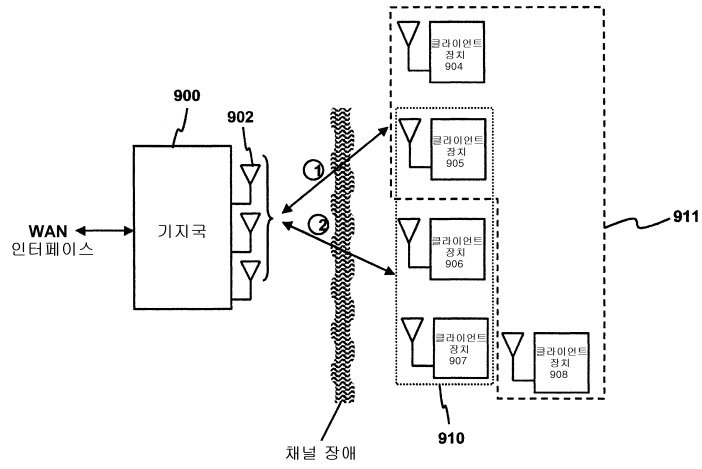


도면8



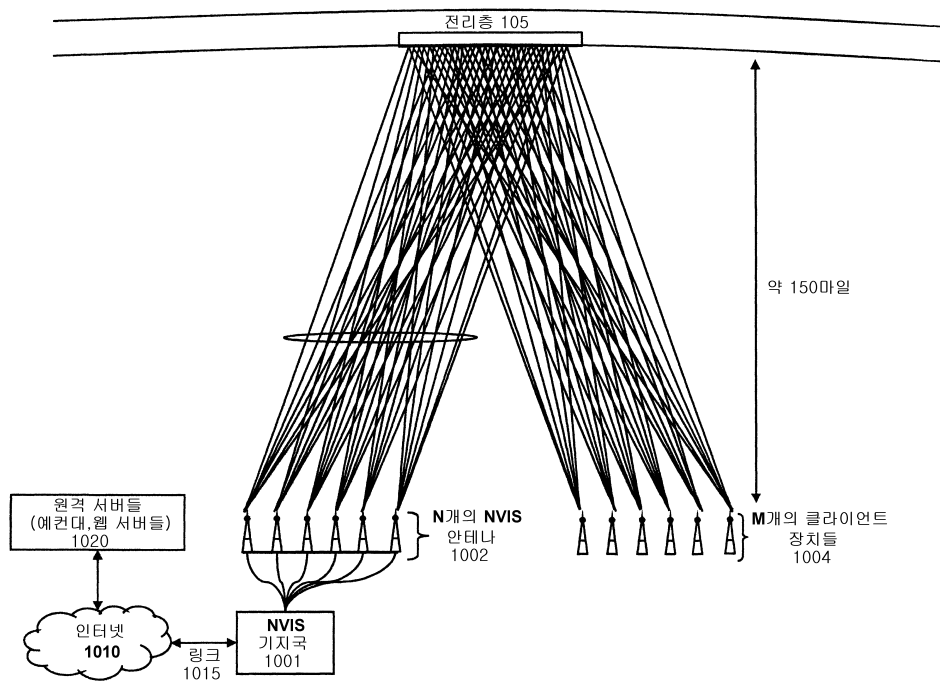
각기 다른 클라이언트 그룹들에 의한 사이클링

도면9

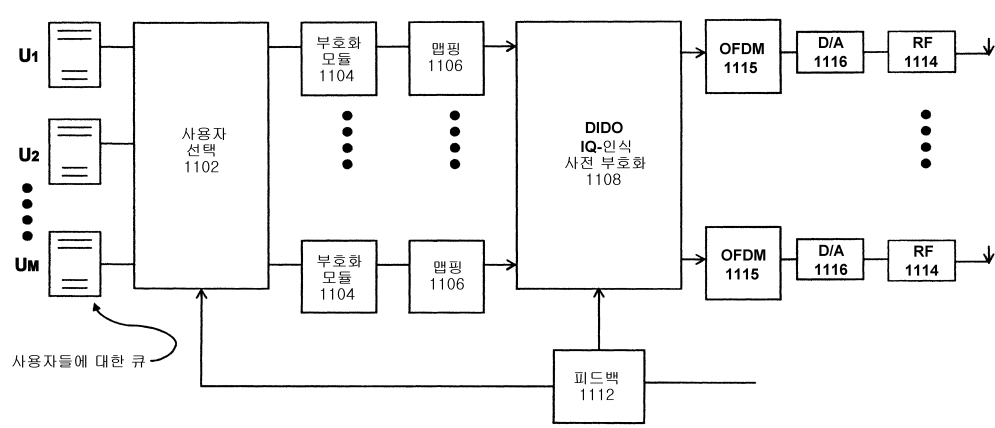


근접성에 기초한 클라이언트 그룹화

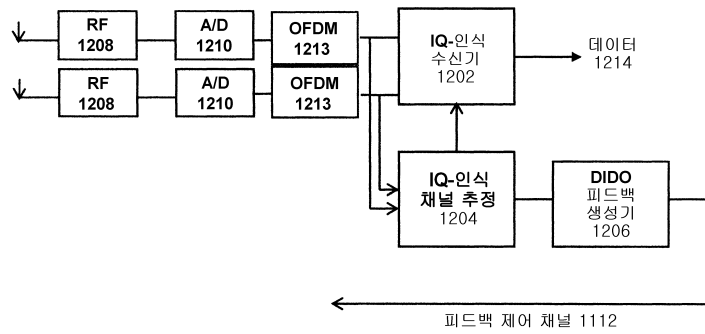
도면10



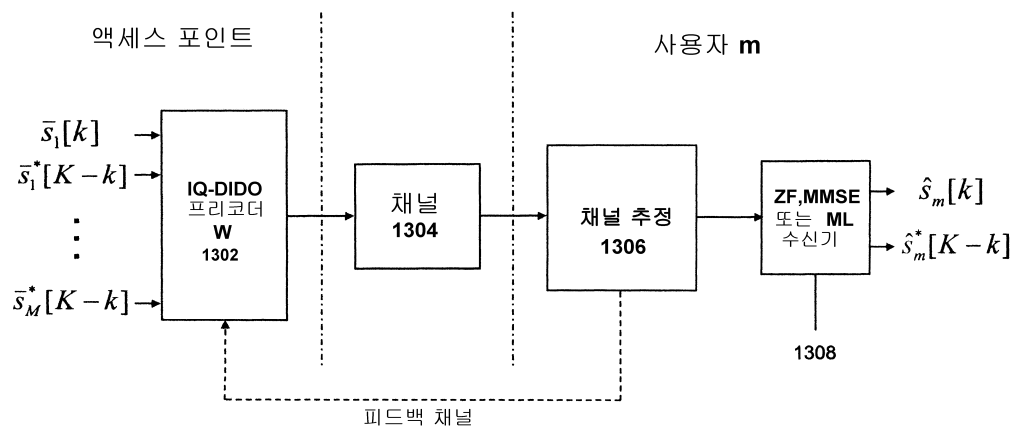
도면11



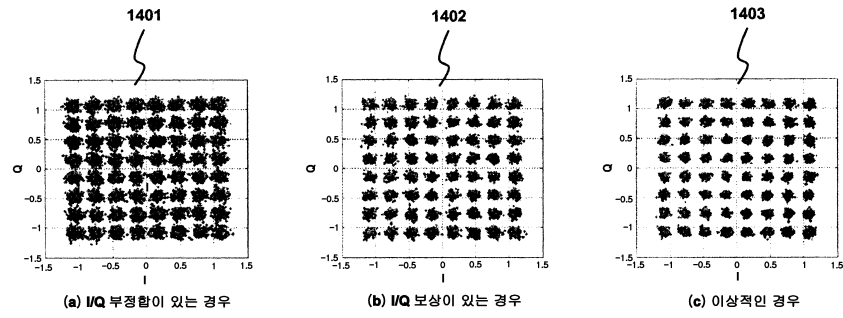
도면12



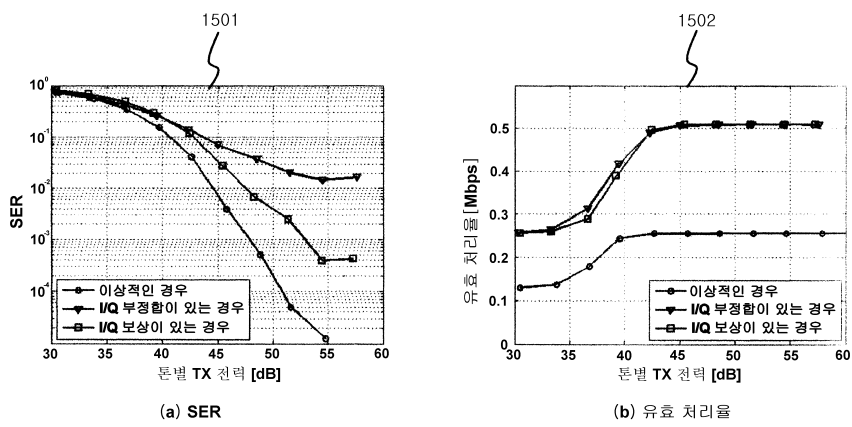
도면13



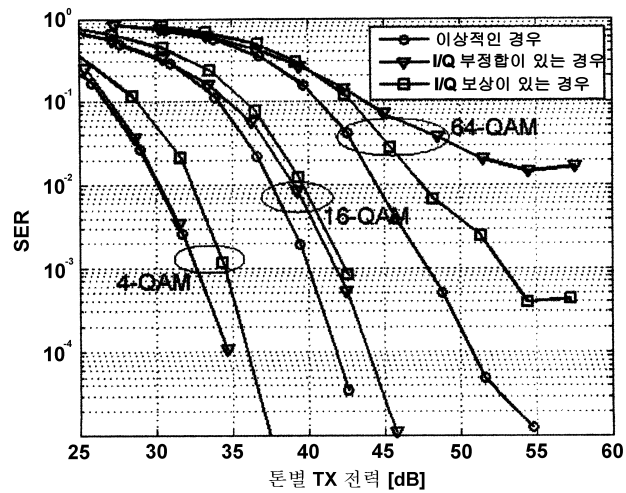
도면14



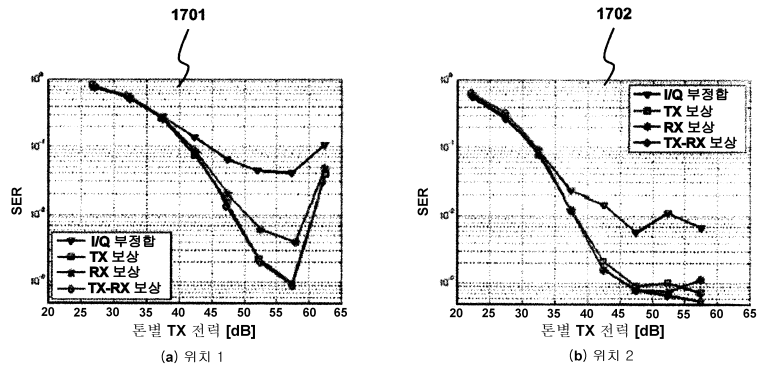
도면15



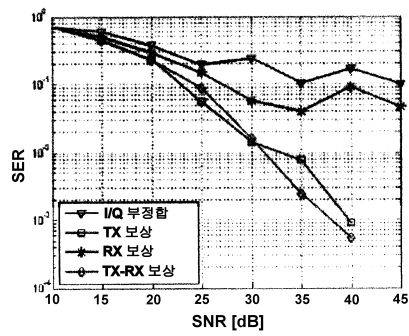
도면16



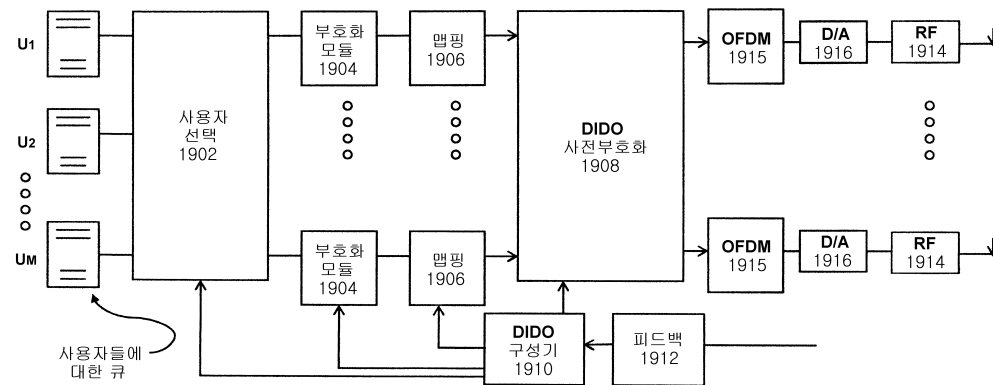
도면17



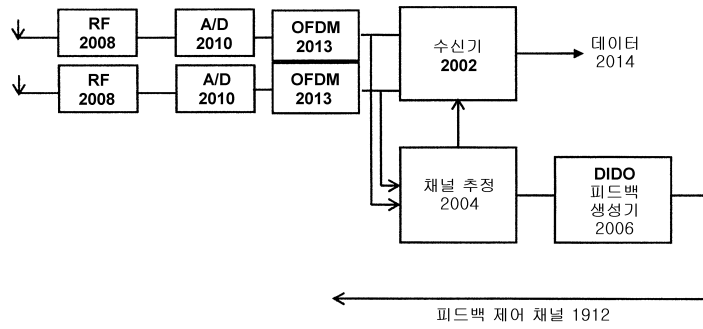
도면18



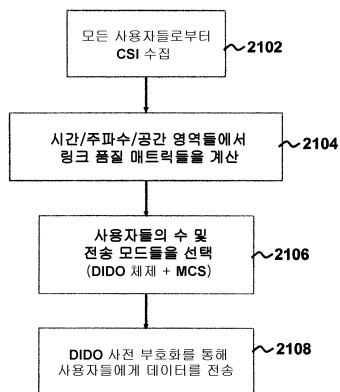
도면19



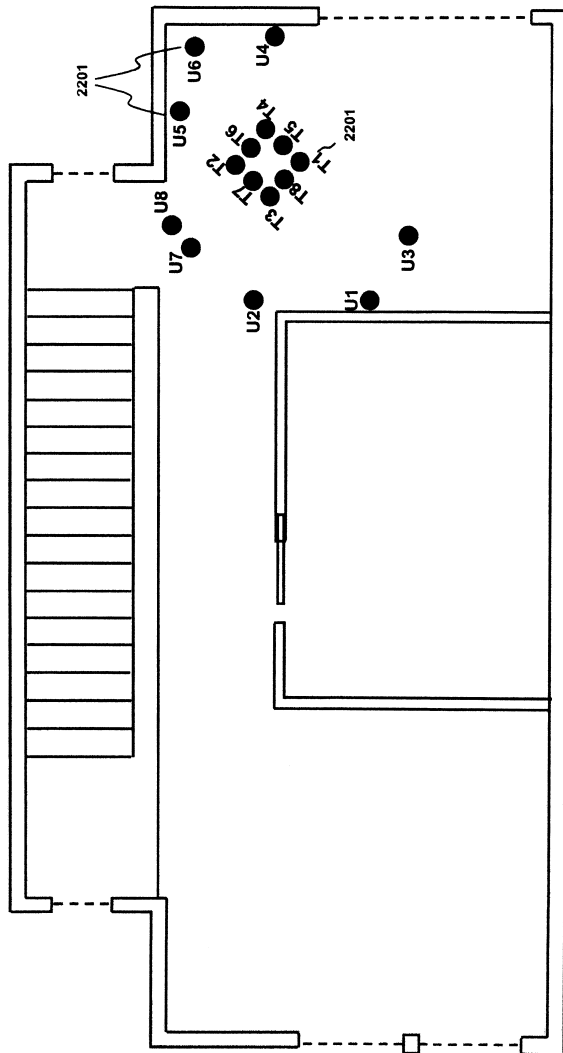
도면20



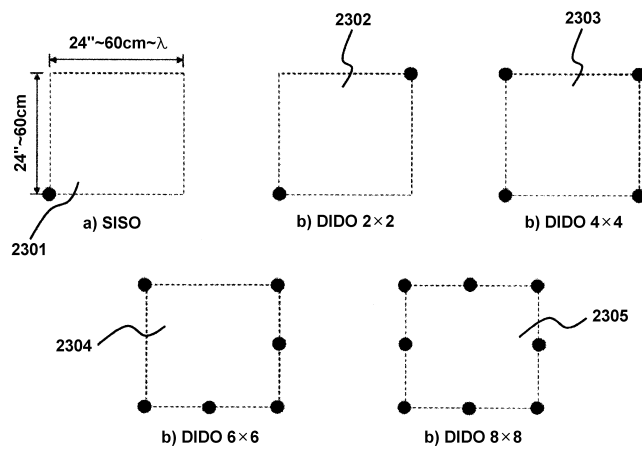
도면21



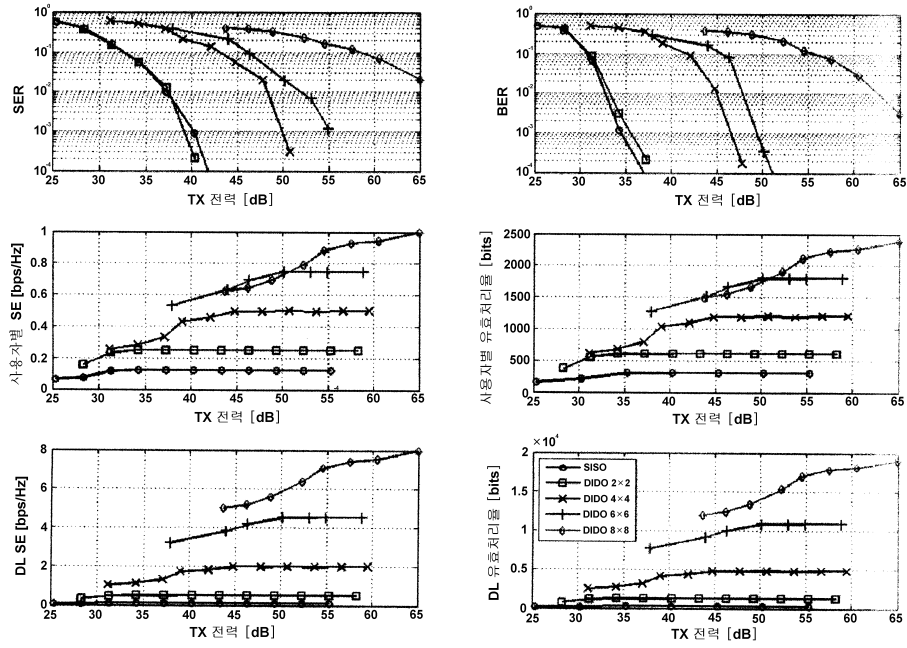
도면22



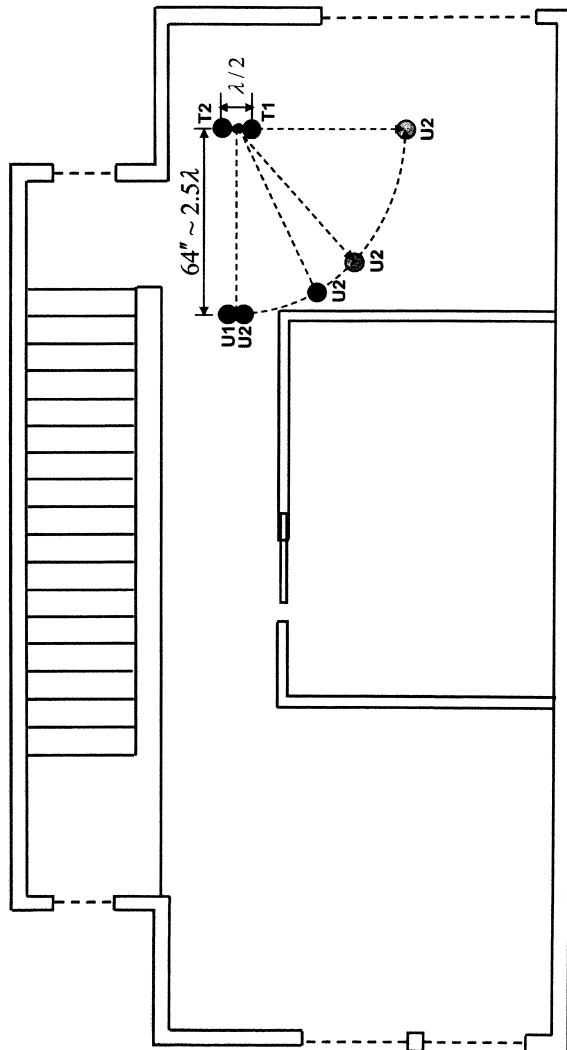
도면23



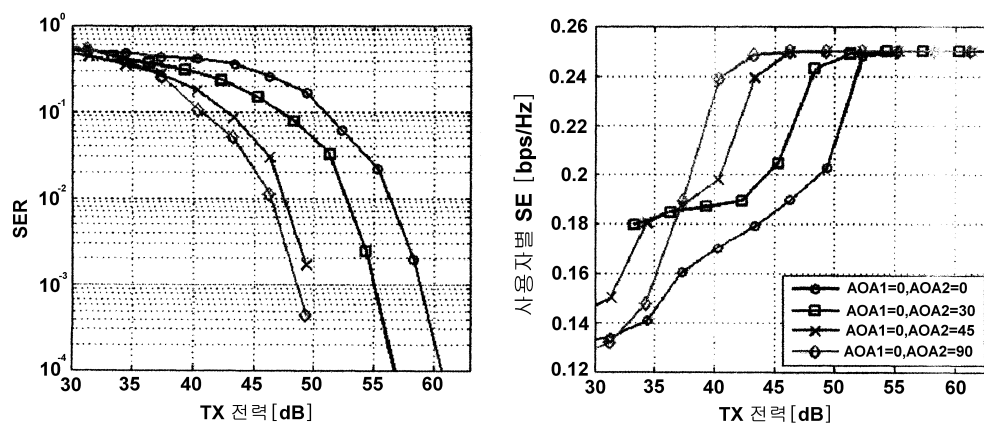
도면24



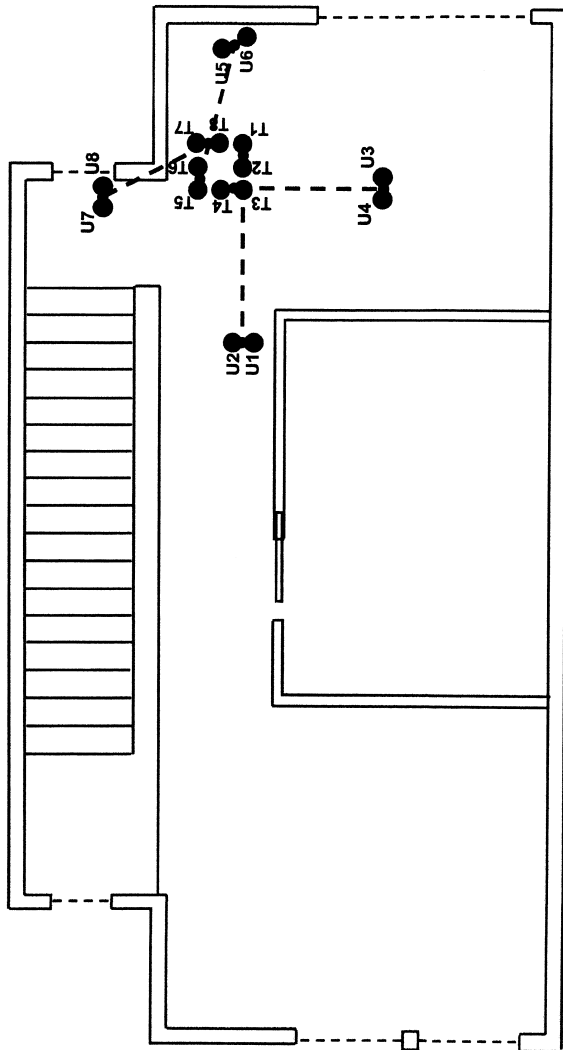
도면25



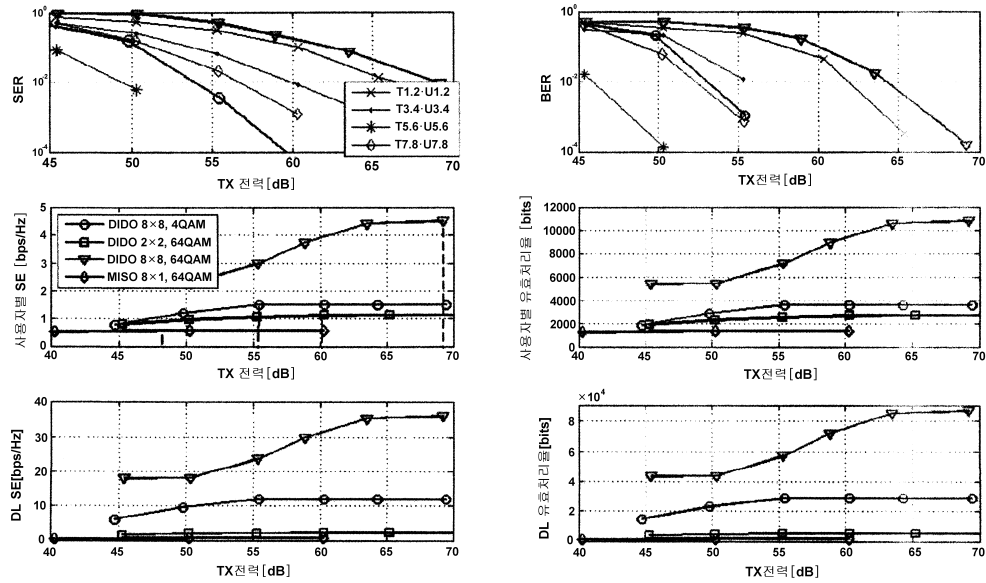
도면26



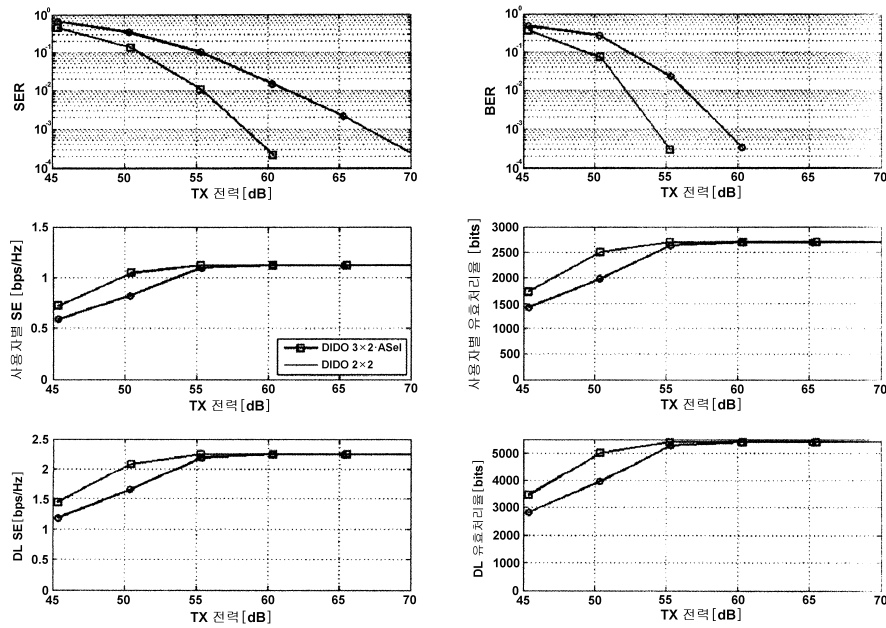
도면27



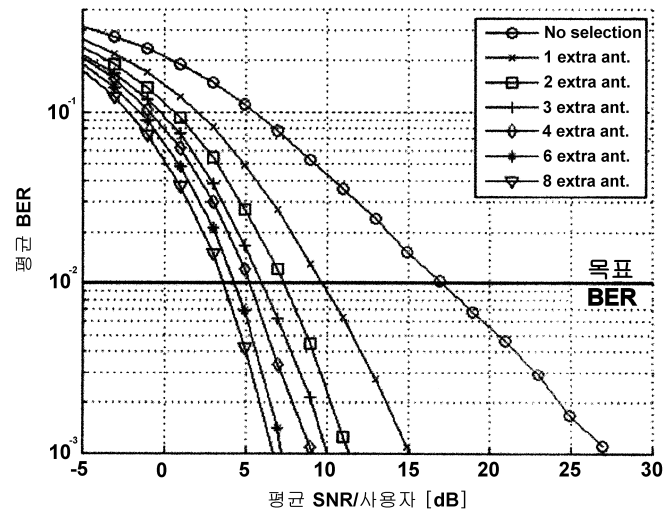
도면28



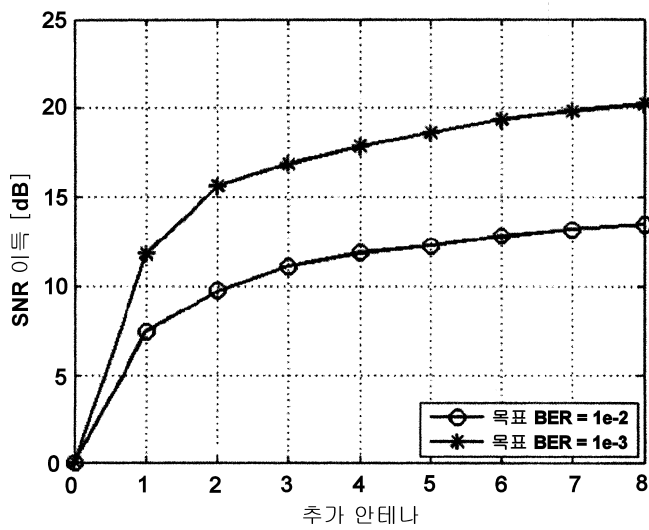
도면29



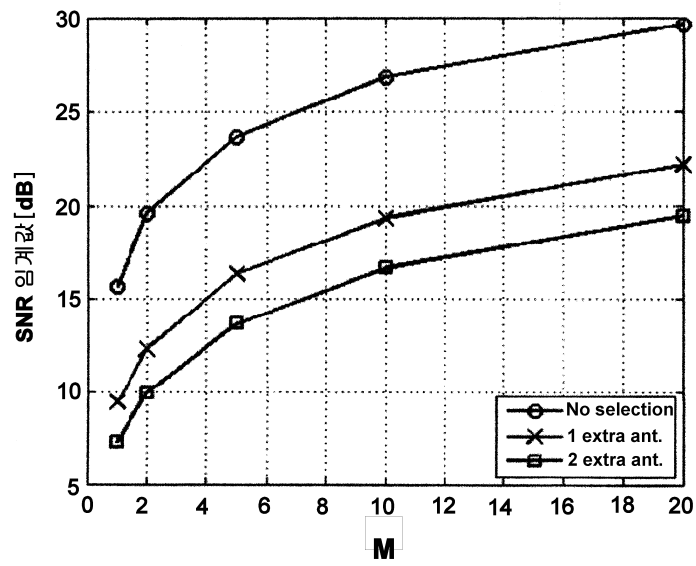
도면30



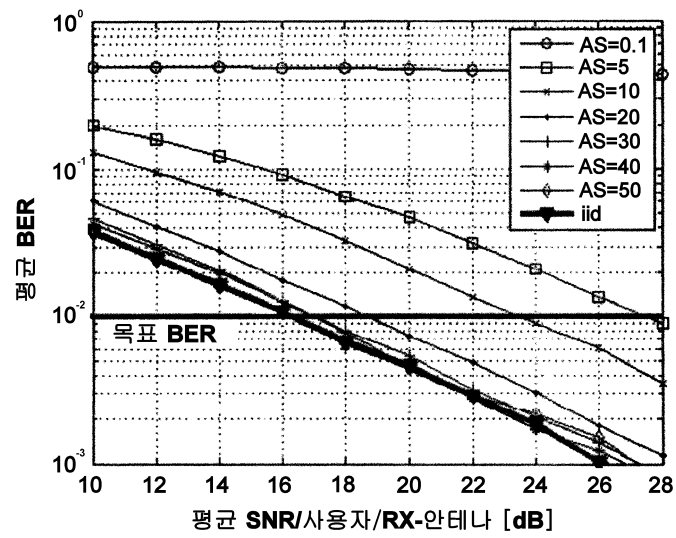
도면31



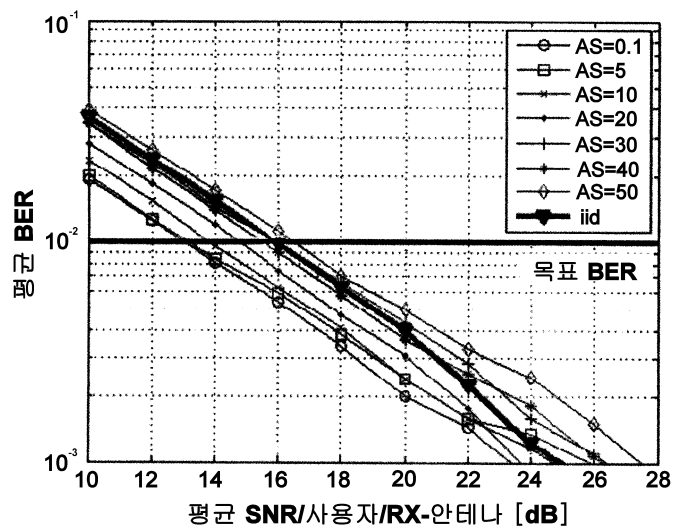
도면32



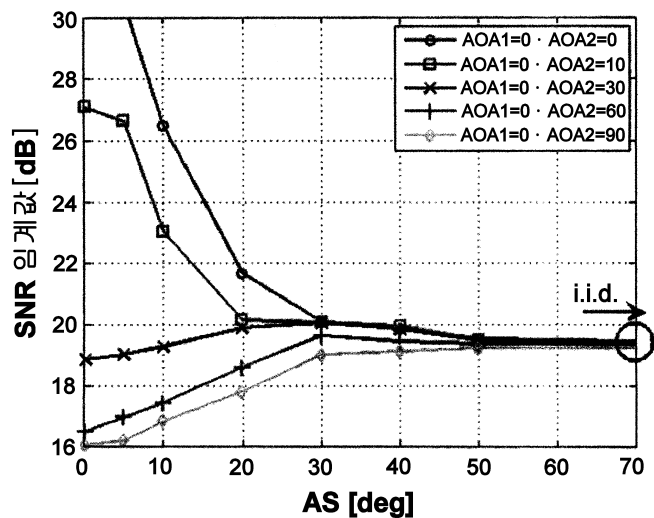
도면33



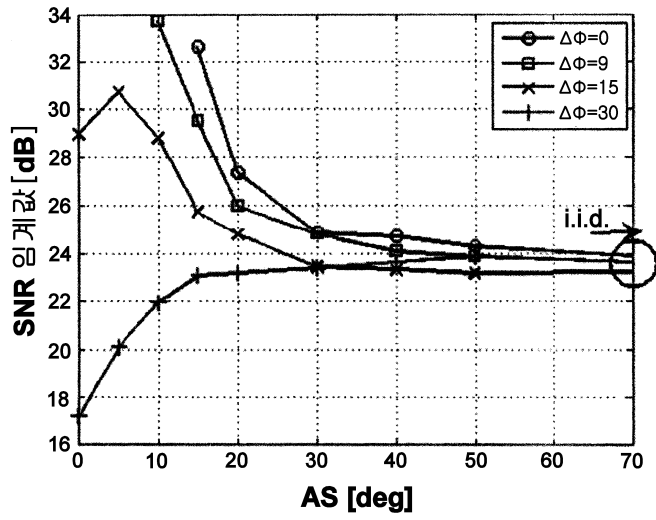
도면34



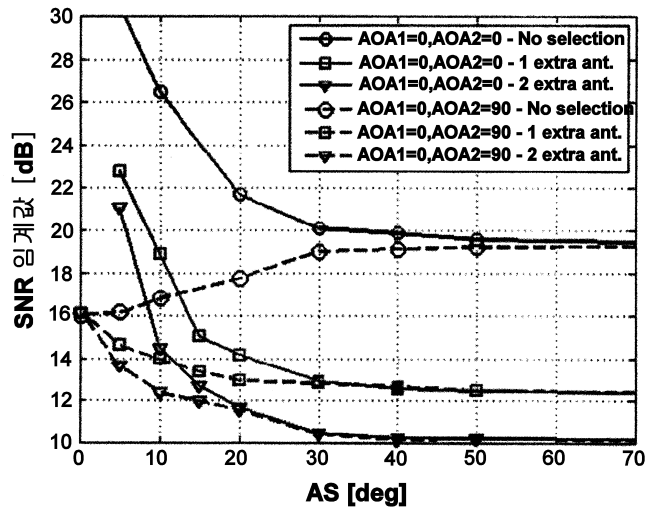
도면35



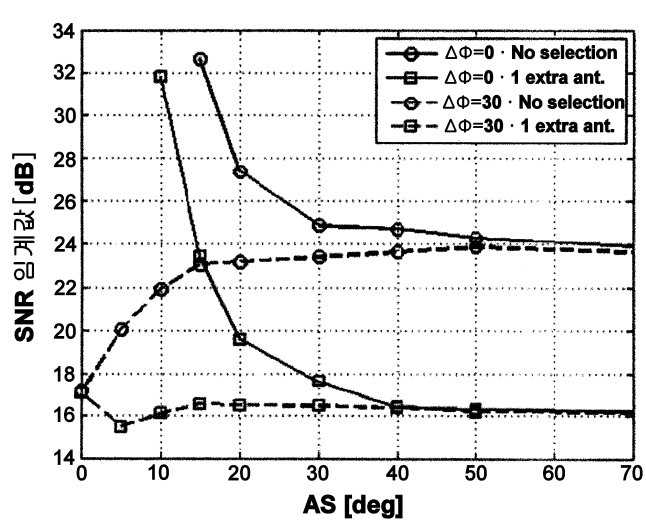
도면36



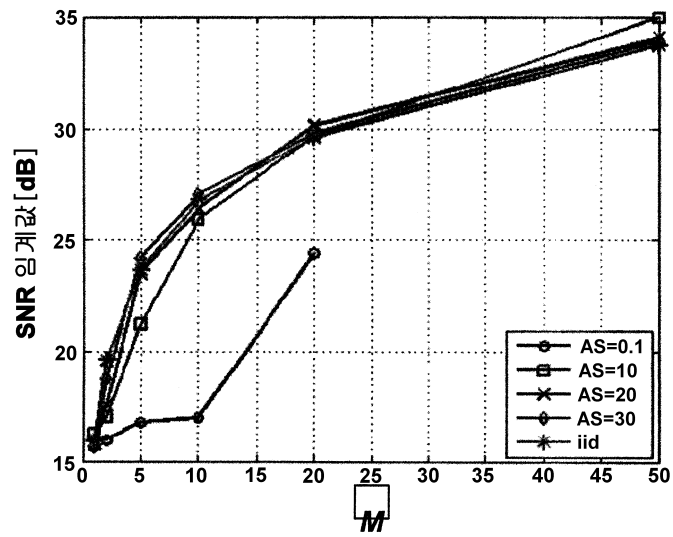
도면37



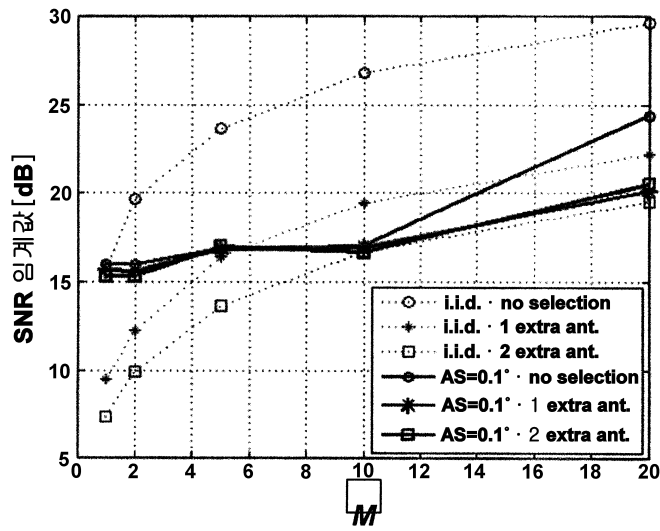
도면38



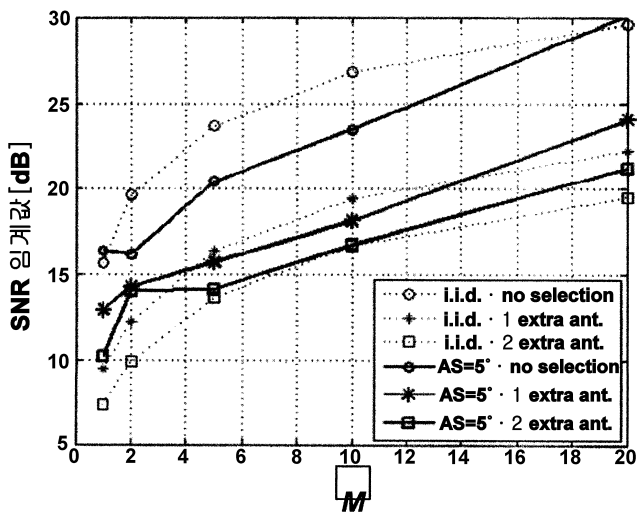
도면39



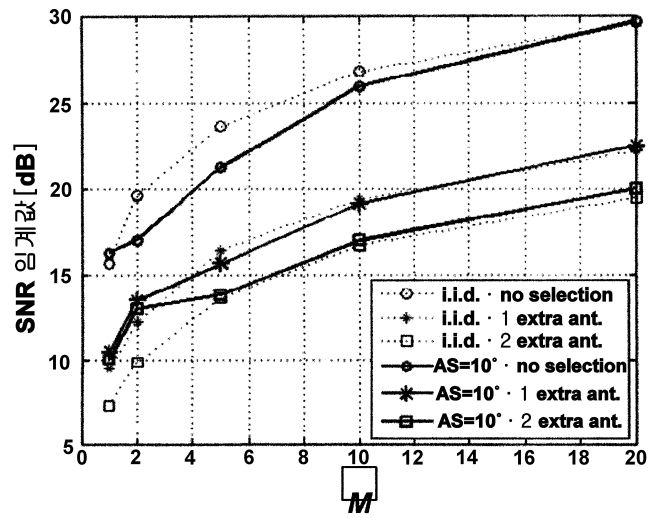
도면40



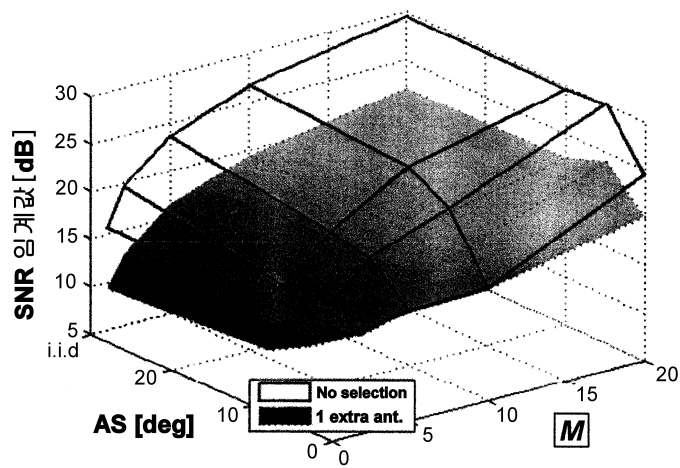
도면41



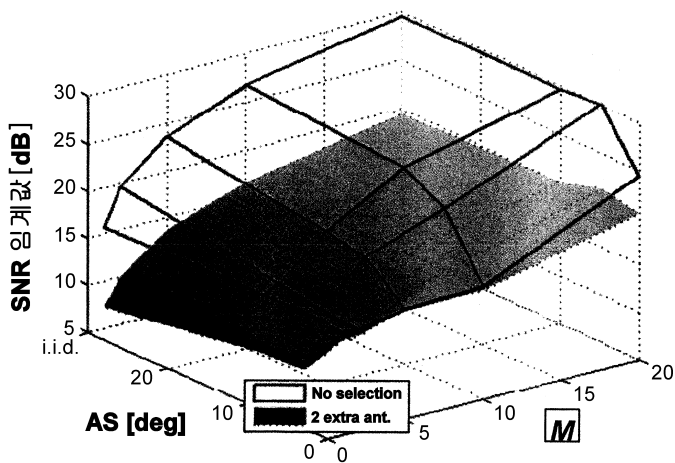
도면42



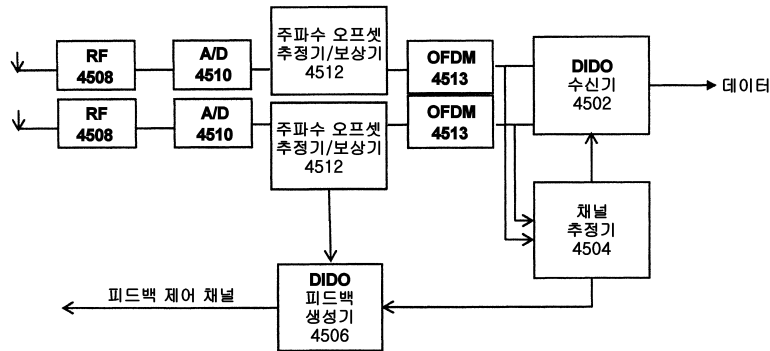
도면43



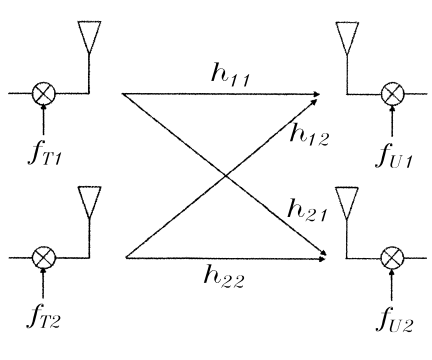
도면44



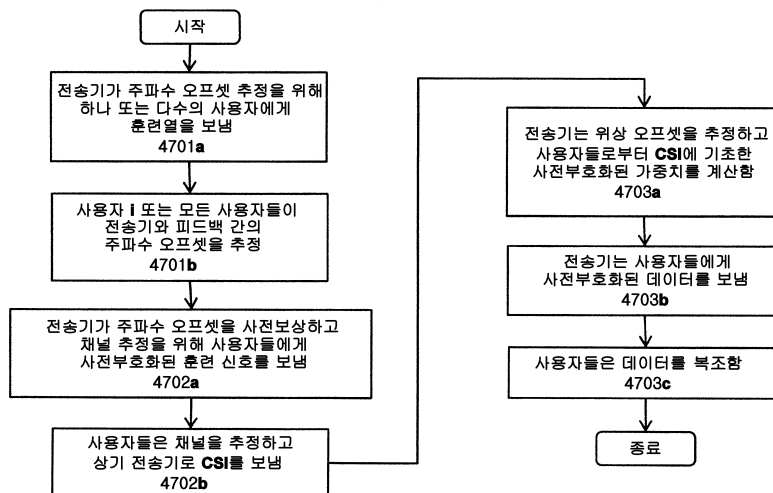
도면45



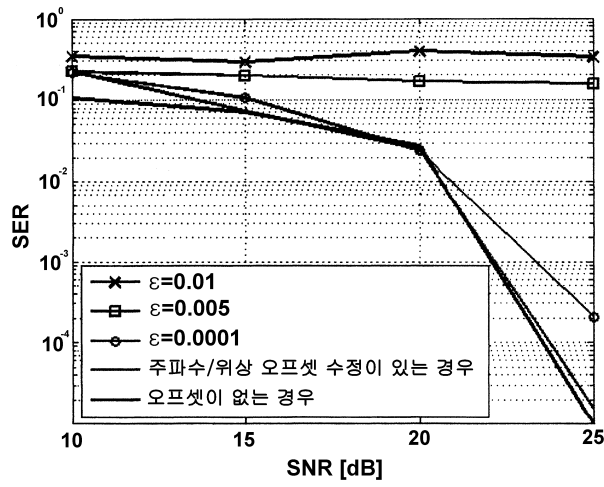
도면46



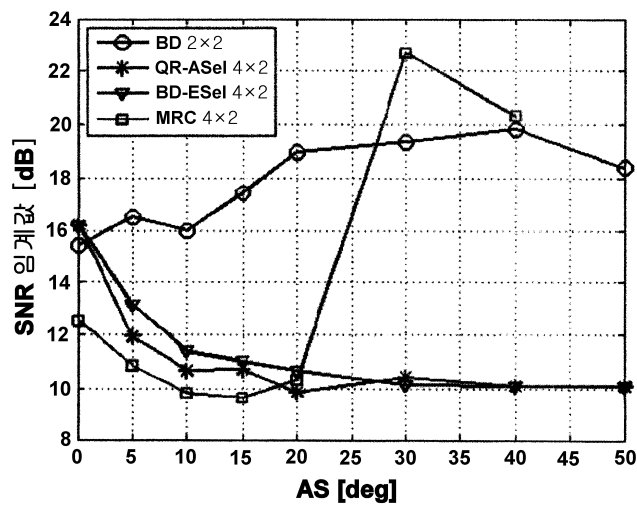
도면47



도면48



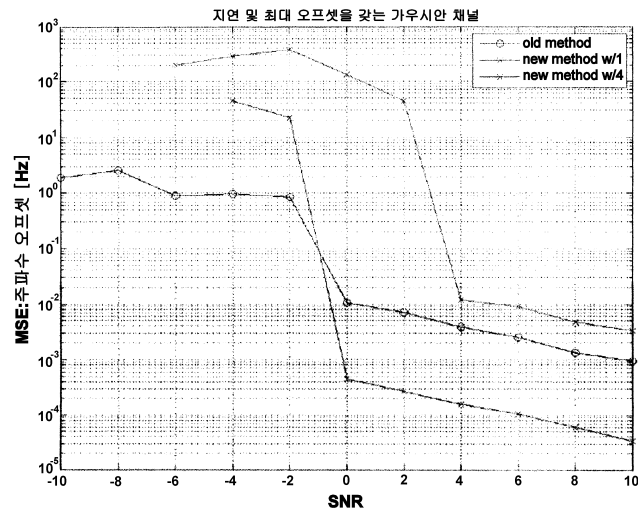
도면49



도면50

방법	기초 번호	실행 시간 (1,000 iterations)	최대 수정 오프셋
Old	14208	600s	?
New ($N_t/M_t = 1$)	288	60s	1500Hz
New ($N_t/M_t = 4$ length N_t)	1056	600s	1500Hz

도면51



도면52

