

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국



(10) 국제공개번호

(43) 국제공개일
2018년 5월 31일 (31.05.2018) WIPO PCT

WO 2018/097645 A1

(51) 국제특허분류:

H04L 25/03 (2006.01)

H04B 7/06 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(21) 국제출원번호: PCT/KR2017/013521

(22) 국제출원일: 2017년 11월 24일 (24.11.2017)

(25) 출원언어: 한국어

(26) 공개언어: 한국어

(30) 우선권정보:

10-2016-0158359 2016년 11월 25일 (25.11.2016) KR

(71) 출원인: 서울대학교 산학협력단 (SEOUL NATIONAL UNIVERSITY R&DB FOUNDATION) [KR/KR]; 08826 서울시 관악구 관악로 1, Seoul (KR).

(72) 발명자: 심병호 (SHIM, Byonghyo); 06276 서울시 강남구 선릉로 221, 210동 202호, Seoul (KR).

(74) 대리인: 특허법인 신지 (SINJI PATENT FIRM); 06239 서울시 강남구 테헤란로 8길 33, 6층, Seoul (KR).

(84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

공개:

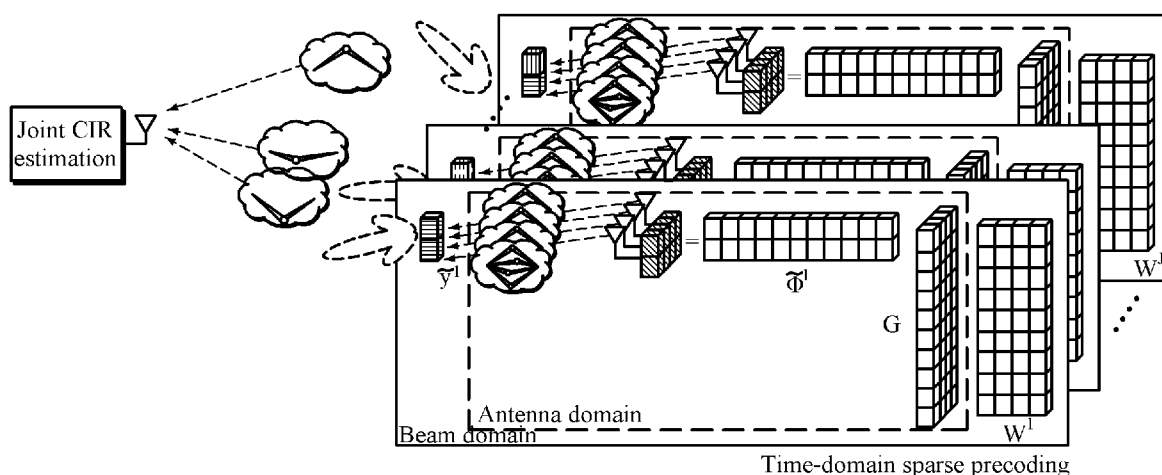
— 국제조사보고서와 함께 (조약 제21조(3))

— 청구범위 보정 기한 만료 전의 공개이며, 보정서를 접수하는 경우 그에 관하여 별도 공개함 (규칙 48.2(h))

(81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK,

(54) Title: APPARATUS AND METHOD FOR CHANNEL SPARSIFICATION USING BEAMFORMING

(54) 발명의 명칭: 빔포밍을 이용한 채널 희소화 장치 및 방법



(57) Abstract: The present invention relates to a method for channel sparsification using beamforming in a wireless communication system, the method comprises the steps of: inserting pilot symbols into allocated resources among resource elements constituting a time-frequency grid; calculating beamforming weights for sparsifying a beamformed time-domain channel; and beamforming frequency-domain channels for a plurality of antennas to which the pilot symbols are mapped, using the beamforming weights.

(57) 요약서: 본 발명은 무선 통신 시스템에서의 빔포밍을 이용한 채널 희소화 방법으로, 파일럿 심볼을 시간-주파수 그리드를 구성하는 자원 요소들 중 할당된 자원에 삽입하는 단계와, 빔포밍된 시간 영역 채널을 희소화하는 빔포밍 가중치를 산출하는 단계와, 상기 파일럿 심볼이 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 상기 빔포밍 가중치들을 이용하여 빔포밍하는 단계를 포함한다.



WO 2018/097645 A1

명세서

발명의 명칭: 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치 및 방법 기술분야

- [1] 본 발명은 채널 추정 기술에 관한 것으로, 특히 사물 인터넷(Internet of Things : IoT)에서 채널 상태 정보(Channel State Information : CSI) 획득을 위한 파일럿 송수신에 따른 오버헤드와 채널 추정 복잡도를 감소시키기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경기술

- [2] 최근, 미래 기술로써 인터넷에 연결되어 디바이스들, 센서들 및 기계들 간의 정보 공유를 가능하게 하는 IoT 기술에 대한 관심이 증가되고 있다. 이러한 IoT 기술은 연결성이 부가된 디바이스들을 통해 새로운 서비스 및 어플리케이션들이 환경 모니터링, 자동 계측, 스마트 센싱 기능을 제공하도록 할 수 있어 인류의 삶의 향상되도록 이바지할 수 있다.
- [3] 그런데, 이를 위해 무선 시스템은 고 전송률, 저 지연, 향상된 신뢰도 및 에너지 효율과 같은 다양한 요구들을 지원할 수 있어야 한다. 즉, IoT 시스템 설계시 고려해야 할 문제점 중 하나는 IoT 디바이스들이 심각한 하드웨어 제한 및 전력 예산을 가지고 설계되어야 한다는 것이다. 예컨대, IoT 디바이스들은 협대역 RF 체인, 작은 수의 안테나, 저 사이즈의 메모리 및 저전력 신호 프로세싱 유닛을 사용할 필요가 있다. 또한, 시스템은 에너지 절감을 위해 종종 슬립 모드(sleep mode)로 전환되어야 하므로, 지속적으로 시간과 주파수 채널을 측정하는 것은 불가능하다. 게다가, 현재 무선 시스템 상에서 파일럿 신호들이 주파수 영역(Frequency-domain)에 균일하게 할당되기 때문에, 협대역 측정으로부터 획득된 샘플들을 이용하여 전체 시스템 대역의 CSI를 피드백하는 것은 불가능하다. 이러한 상황에서, 시스템은 부분적인 CSI를 사용하여 전체 대역에 대한 주파수 선택 스케줄링의 이득을 얻는 것은 불가능하므로, 다양한 종류의 디바이스들을 지원하는 것은 불가능하다.
- [4] 이를 해결 하기 위해, 즉, 파일럿 오버헤드를 감소시키고, 채널 추정 성능을 향상시키기 위해, 파일럿 전송 및 채널 추정 기술 기반 압축된 센싱(compressed sensing : CS)이 최근 몇 년간 연구되어 왔다. 이 기술을 통한 리커버리 성능(Recovery performance)은 시간 영역(Time-domain) 채널 벡터들의 공통된 회소 신호(Sparse signal) 구조를 이용함으로써 향상될 수 있다. 비록 CS 기반 시간 영역 채널 추정 알고리즘이 파일럿 오버헤드를 줄이는데 효과적이더라도, 파일럿 오버헤드는 안테나의 갯수에 따라 선형적으로 증가한다. 사실상, CS 알고리즘의 성능은 오로지 안테나 각각에서 채널 벡터의 회소성(Sparsity)에만 의존하므로, 파일럿 오버헤드 및 계산적 복잡도는 안테나들의 갯수에 비례하여 증가하는 문제가 있어 IoT 환경에 적합하지 않다.

발명의 상세한 설명

기술적 과제

- [5] 본 발명은 저가의 IoT 시스템에 적용 가능하도록 파일럿 오버헤드 및 계산적 복잡도를 감소시켜 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치 및 방법을 제공한다.

과제 해결 수단

- [6] 본 발명은 무선 통신 시스템에서의 송신단에서 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법으로, 파일럿 심볼을 시간-주파수 그리드를 구성하는 자원 요소들 중 할당된 자원에 삽입하는 단계와, 빔포밍된 시간 영역 채널을 회소화하는 빔포밍 가중치를 산출하는 단계와, 상기 파일럿 심볼이 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 상기 빔포밍 가중치들을 이용하여 빔포밍하는 단계를 포함한다.
- [7] 다른 실시 예에 따라, 상기 빔포밍 가중치를 산출하는 단계는 상기 빔포밍된 주파수 영역 채널을 역 이산 푸리에 변환한 빔포밍된 시간 영역 채널에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들이 모두 제거되도록 상기 빔포밍 가중치를 설계한다.
- [8] 또 다른 실시 예에 따라, 상기 빔포밍 가중치를 산출하는 단계는 시간 영역 채널 벡터를 이산 푸리에 변환한 후, 채널 이득과 안테나 인덱스간의 관계를 적용하는 단계와, 상기 적용된 결과값을 시간 영역 채널 벡터와 값($\Omega(k)$)의 연산값으로 도출하는 단계와, 상기 시간 영역 채널 벡터와 값($\Omega(k)$)의 연산값에 상기 빔포밍 가중치를 적용하면 빔포밍된 주파수 영역 채널 벡터가 되는 연산식으로부터, 상기 빔포밍 가중치는 상기 값($\Omega(k)$)의 의사 역행렬과 상기 시간 영역 채널 벡터에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들에 해당하는 값을 모두 '0'으로 하는 행렬을 연산한 값으로 도출하는 단계를 포함한다.
- [9] 또 다른 실시 예에 따라, 상기 빔포밍하는 단계는 상기 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 상기 빔포밍 가중치들을 이용하여 다중 빔포밍한다.
- [10] 또 다른 실시 예에 따라, 상기 빔포밍하는 단계는 상기 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 상기 빔포밍 가중치들을 이용하여 다중 빔포밍하되, 상기 빔포밍 가중치는 상기 값($\Omega(k)$)의 의사 역행렬이다.
- [11] 본 발명은 무선 통신 시스템에서 수신단에서의 시간 영역 파일럿 채널 추정 방법으로, 수신되는 빔포밍된 파일럿 채널을 측정하는 단계와, 상기 빔포밍된 파일럿을 측정한 값으로부터 시간 영역 채널을 추정하는 단계를 포함한다.
- [12] 다른 실시 예에 따라, 상기 시간 영역 채널을 추정하는 단계는 상기 빔포밍된 파일럿 측정값에서 다중 측정 벡터(multiple measurement vector; MMV)들을 획득하는 단계와, 상기 획득된 다중 측정 벡터들로부터 가장 큰 에너지값을 가지는 탭을 검출하여 빔포밍된 시간 영역 채널 벡터를 추정하는 단계를

포함한다.

- [13] 또 다른 실시 예에 따라, 상기 측정하는 단계에서 측정된 빔포밍된 파일럿 채널이 복수개일 경우, 상기 시간 영역 채널을 추정하는 단계는 복수의 빔포밍 파일럿들의 측정값들을 스택한 값에서 다중 측정 벡터(multiple measurement vector; MMV)들을 획득하는 단계와, 상기 획득된 다중 측정 벡터들로부터 가장 큰 에너지값을 가지는 탭을 검출하는 빔포밍된 시간 영역 채널 벡터 추정을 상기 빔포밍된 파일럿 채널의 갯수만큼 반복하는 단계를 포함한다.

- [14] 본 발명은 본 발명은 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치로, 복수의 안테나들과, 파일럿 심볼을 시간-주파수 그리드를 구성하는 자원 요소들 중 할당된 자원에 삽입하는 파일럿 매핑부와, 빔포밍된 시간 영역 채널을 회소화하는 빔포밍 가중치를 산출하는 가중치 계산부와, 상기 파일럿 심볼이 매핑된 주파수 영역 채널들 각각에 상기 가중치 계산부로부터 입력되는 빔포밍 가중치들을 곱한 후, 상기 복수의 안테나들을 통해 전송하는 빔 생성부를 포함한다.

발명의 효과

- [15] 종래의 기술에서 안테나의 갯수가 증가함에 따라, 파일럿 오버헤드가 안테나들의 수에 비례하는 것과 달리, 본 발명에서는 파일럿 오버헤드가 빔들의 수, 즉 시간 영역 채널 벡터에서 영이 아닌 엘리먼트들의 수와 같은 수에 비례하므로, 파일럿 오버헤드가 종래에 비해 현격히 감소한다는 이점이 있다.
- [16] 그리고, 본 발명에서는 안테나별로 주파수 채널을 추정하는 것이 아니라, 영이 아닌 엘리먼트들의 수와 같은 빔들의 시간 영역 채널 벡터만을 추정하므로, 수신측에서의 채널 추정의 계산적 복잡도가 완화될 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [17] 도 1은 본 발명이 적용되는 하향 링크 IoT 시스템의 구성도의 일 예이다.
- [18] 도 2a는 주파수 응답(frequency response) 및 시간 영역 채널 벡터(time-domain channel vector)간의 관계를 도시한 도면이다.
- [19] 도 2b는 다중 안테나들을 이용한 파일럿 전송을 설명하기 위한 도면이다.
- [20] 도 3은 본 발명에 따른 빔포밍을 이용한 채널 회소화를 설명하기 위한 개념도이다.
- [21] 도 4a 및 도 4b는 본 발명의 일 실시 예에 따른 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치의 블록 구성도이다.
- [22] 도 5는 본 발명의 일 실시 예에 따른 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법을 설명하기 위한 순서도이다.
- [23] 도 6은 본 발명의 일 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서 수신단에서의 시간 영역 파일럿 채널 추정 방법을 설명하기 위한 순서도이다.
- [24] 도 7은 본 발명에 따른 채널 벡터 추정과 일반적인 채널 추정에 따른 MSE 성능을 비교하기 위한 그래프이다.
- [25] 도 8은 본 발명에 따른 시간 영역 회소 빔포밍(Time-Domain Sparcification

Beamforming : TDSB)의 수행 여부에 따른 MSE 성능을 비교하기 위한 그래프이다.

- [26] 도 9는 본 발명에 따라 파일럿 오버헤드를 고려한 스펙트럴 효율(spectral efficiency)을 도시한 그래프이다.

발명의 실시를 위한 형태

- [27] 본 발명의 이점 및 특징, 그리고 그것들을 달성하는 방법은 첨부되는 도면과 함께 상세하게 후술되어 있는 실시 예들을 참조하면 명확해질 것이다. 그러나 본 발명은 이하에서 개시되는 실시 예들에 한정되는 것이 아니라 서로 다른 다양한 형태로 구현될 수 있으며, 단지 본 실시 예들은 본 발명의 개시가 완전하도록 하고, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 발명의 범주를 완전하게 알려주기 위해 제공되는 것이며, 본 발명은 청구항의 범주에 의해 정의될 뿐이다. 명세서 전체에 걸쳐 동일 참조 부호는 동일 구성 요소를 지칭한다.
- [28] 본 발명의 실시 예들을 설명함에 있어서 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이며, 후술되는 용어들은 본 발명의 실시 예에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.
- [29] 첨부된 블록도의 각 블록과 흐름도의 각 단계의 조합들은 컴퓨터 프로그램인스트럭션들(실행 엔진)에 의해 수행될 수도 있으며, 이들 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 범용 컴퓨터, 특수용 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비의 프로세서에 탑재될 수 있으므로, 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비의 프로세서를 통해 수행되는 그 인스트럭션들이 블록도의 각 블록 또는 흐름도의 각 단계에서 설명된 기능들을 수행하는 수단을 생성하게 된다.
- [30] 이들 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 특정 방식으로 기능을 구현하기 위해 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비를 지향할 수 있는 컴퓨터 이용가능 또는 컴퓨터 판독 가능 메모리에 저장되는 것도 가능하므로, 그 컴퓨터 이용가능 또는 컴퓨터 판독 가능 메모리에 저장된 인스트럭션들은 블록도의 각 블록 또는 흐름도의 각 단계에서 설명된 기능을 수행하는 인스트럭션 수단을 내포하는 제조 품목을 생산하는 것도 가능하다.
- [31] 그리고 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비 상에 탑재되는 것도 가능하므로, 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비 상에서 일련의 동작 단계들이 수행되어 컴퓨터로 실행되는 프로세스를 생성해서 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비를 수행하는 인스트럭션들은 블록도의 각 블록 및

흐름도의 각 단계에서 설명되는 기능들을 실행하기 위한 단계들을 제공하는 것도 가능하다.

[32] 또한, 각 블록 또는 각 단계는 특정된 논리적 기능들을 실행하기 위한 하나 이상의 실행 가능한 인스트럭션들을 포함하는 모듈, 세그먼트 또는 코드의 일부를 나타낼 수 있으며, 몇 가지 대체 실시 예들에서는 블록들 또는 단계들에서 언급된 기능들이 순서를 벗어나서 발생하는 것도 가능함을 주목해야 한다. 예컨대, 잇달아 도시되어 있는 두 개의 블록들 또는 단계들은 사실 실질적으로 동시에 수행되는 것도 가능하며, 또한 그 블록들 또는 단계들이 필요에 따라 해당하는 기능의 역순으로 수행되는 것도 가능하다.

[33] 이하, 첨부 도면을 참조하여 본 발명의 실시 예를 상세하게 설명한다. 그러나 다음에 예시하는 본 발명의 실시 예는 여러 가지 다른 형태로 변형될 수 있으며, 본 발명의 범위가 다음에 상술하는 실시 예에 한정되는 것은 아니다. 본 발명의 실시 예는 당업계에서 통상의 지식을 가진 자에게 본 발명을 보다 완전하게 설명하기 위하여 제공된다.

[34] 도 1은 본 발명이 적용되는 하향 링크 IoT 시스템의 구성도의 일 예이다.

[35] 도 1을 참조하면, 하향 링크 IoT 시스템은 기지국과 같은 송신단(100)과, IoT 디바이스와 같은 이동국인 다수의 수신단들(200-1, 200-2, ..., 200-n)을 포함한다. 송신단(100)은 복수 개(N_T)의 안테나들을 구비하고, 수신단(200-1, 200-2, ..., 200-n)이 각각 하나의 안테나를 구비한다. 여기서, 전형적으로 전체 시스템 대역폭(B_s [Hz]) 중 일부 대역(B_u [Hz])이 수신단들(200-1, 200-2, ..., 200-n) 각각에 할당된다. 예컨대, 시스템이 싱글 주파수 대역(Single Frequency Bandwidth)을 사용할 때, 20MHz 대역폭 중의 1.4MHz는 eMTC 디바이스에 할당되고, 180kHz 대역폭은 NB-IoT에 할당될 수 있다.

[36] 한편, OFDM 기반 시스템에서 채널 추정, 데이터 복조 및 채널 상태 정보(Channel State Information: CSI) 피드백을 수행하기 위해 송신단(100)은 파일럿 심볼들을 도 2a에 도시된 바와 같이 시간-주파수 격자(time-frequency grid)에 삽입한 후, 도 2b에 도시된 바와 같이 복수개의 안테나들을 통해 전송된다.

[37] 도 2a는 주파수 응답(frequency response) 및 시간 영역 채널 벡터(time-domain channel vector)간의 관계를 도시한 도면이다. 도 2a를 참조하면, 각각의 블록(10)은 자원 요소(Resource Element: RE)를 표현하고, 음영 블록(11)은 파일럿 심볼에 대한 RE들을 표현한다.

[38] 도 2b는 다중 안테나들을 이용한 파일럿 전송을 설명하기 위한 도면이다.

[39] $\mathbf{y}_n^i \in \mathbb{C}^{N_P \times 1}$ 를 도 2b에 도시된 n번째 시간 심볼(time-symbol) 및 i번째 안테나로부터 추출된 주파수 영역(frequency domain)에서의 수신 파일럿 벡터라고 하면, $\mathbf{y}_n^i$ 는 다음의 <수학식 1>과 같이 표현될 수 있다.

[40] [수식1]

$$\mathbf{y}_n^i = \text{diag}(\mathbf{p}_n^i) \Phi_n^i \mathbf{g}_n^i + \mathbf{z}_n^i$$

[41]

<수학식 1>에서 $\mathbf{p}_n^i \in \mathbb{C}^{N_P \times 1}$ 는 파일럿 심볼 벡터(pilot

[42]

symbol vector)이고, $\Phi_n^i \in \mathbb{R}^{N_P \times N_F}$ 는 각 행(row)에서

[43]

하나의 엘리먼트(element)가 1이 되고, 나머지는 0이 되는 선택 행렬
(selection matrix)이고, $\mathbf{z}_n^i \in \mathbb{C}^{N_P \times 1}$ 는 가산성 백색
가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)

($\mathbf{z}_n^i \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_P})$)이고, $\mathbf{g}_n^i \in \mathbb{C}^{N_F \times 1}$
는 주파수 영역 채널 벡터이다.

[44]

한편, 주파수 영역 채널 벡터 $\mathbf{g}_n^i$ 및 시간 영역 채널 벡터

$$\mathbf{h}_n^i = [h_{n,1}^i, \dots, h_{n,N_F}^i] \in \mathbb{C}^{N_F \times 1}$$

간의 관계는 도 2a에 도시된 바와 같이 하기의 <수학식 2>와 같이 표현될 수
있다.

[45] [수식2]

$$\mathbf{g}_n^i = \mathbf{F} \mathbf{h}_n^i$$

[46]

상기 <수학식 2>에서 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_F \times N_F}$ 는 이산 푸리에 변환
(Discrete Fourier Transform : DFT) 행렬이다.

[47]

상기 채널 벡터 $\mathbf{h}$ 를 특징을 표현하기 위해, K 클러스터(cluster) 및 각각의
클러스터에 대한 N_{sp} 부경로(sub-paths)가 있다고 가정한다. 기지국 안테나들이
선형 어레이 구조(1차원 선형 어레이(linear array) 또는 2차원 유니폼 플래너
어레이(uniform planar array))이고, 수신단 안테나는 싱글 안테나라고 하면,
안테나들 각각에 대한 채널은 출발각(Angle of Departure : AoD)으로 표현될

[48]

수 있다. i 번째 안테나의 시변(time-varying) 채널 탭(tap) h_m^i
및 지연 bin(delay bin) m은 하기의 <수학식 3>과 같이 표현될 수 있다.

[49] [수식3]

$$h_m^i = \frac{1}{N_T} \sum_{l=1}^{N_{sp}} \sqrt{\frac{h_m^1}{N_{sp}}} e^{j\phi_m} e^{j\kappa(i-1) \sin \theta_{m,l}}$$

[50] <수학식 3>에서

$$\kappa = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ 는 파장 수(wavenumber)이고, } \phi_m$$

는 m번째 엘리먼트의 랜덤 위상(random phase)이고,

$$\theta_{m,l} = \theta_m + \Delta\theta_l \quad \text{는} \quad \Delta\theta_l \sim \mathcal{N}(0, \sigma_m^2)$$

에서의 m번째 클러스터에서 부경로들의 AoD이고, θ_m 는 $m=1, \dots, K$ 에 대한 확산 각도(angular spread)의 표준 편차이다.

[51] 본 발명에서 채널 벡터 $\mathbf{h}^i$ 의 서포트(support)는 모든 안테나들에 대해 동일하다고 일반적으로 가정한다. 즉, i and $j=1, \dots, N_T$ 에 대해, $\text{supp}(\mathbf{h}^i) = \text{supp}(\mathbf{h}^j)$ 이 성립한다. 전형적인 멀티 안테나 기하 구조(geometry)에서 기지국에서 신호 전송 거리(signal transmission distance)와 비교하면, 안테나들의 규모(scale)는 상대적으로 작으므로, 상이한 송수신 안테나 쌍들과 연관된 채널들은 공통적인 서포트를 공유한다.

[52] 그런데, 전술한 시스템 상에서 안테나의 갯수가 많으면 파일럿 오버헤드 및 신호 처리 동작의 계산적 복잡성으로 인해 직교 파일럿 전송(orthogonal pilot transmission)은 바람직한 방안이 될 수 없다.

[53] 따라서, 본 발명의 일 실시 예에 따라, 도 1에 도시된 송신단(100)에서는 파일럿 오버헤드를 감소시키기 위해 다중 빔포밍된 파일럿들(beamformed pilots)(이하 '빔(beam)'으로 기재함)을 전송하는 것을 특징으로 한다. 즉, 본 발명은 소정 빔 패턴을 적용한 후에 파일럿 신호를 전송하는 것이다. 이렇게 함으로써, 다중 빔들은 상이한 빔 방향을 가지고 동시에 전송될 수 있다. 채널 벡터의 차원(dimension)이 효과적으로 감소될 수 있으므로, 채널 추정에 연관된 파일럿 오버헤드 및 산술적 복잡성은 상당히 감소될 수 있다.

[54] 파일럿 신호가 어떤 변조(modification)도 없이 전송되는 경우, 각 영역(angular domain)에서의 채널 벡터는

$$[h^1 \dots h^{N_T}]^T = \sum_i \mathbf{e}_r \mathbf{h}_t(\phi_i)^*$$

로 표현되고, $\mathbf{e}^r=1$ 및

$$\mathbf{h}_t(\phi_i) = [1 \quad e^{-j2\pi\kappa\phi_i} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(N_T-1)\kappa\phi_i}]^T$$

는 전송기의 공간적 시그니처(spatial signature)이다. 여기서, ϕ_i 는 i 번째 경로의 방향이고, 모든 경로의 동일한 딜레이를 가진다고 가정한다.

ϕ_j 방향의 파일럿의 빔포밍이 수행되면, 빔포밍 가중치가

$\mathbf{v} = \mathbf{h}_t(\phi_j)$ 로 설정되어, 결과적인 빔포밍된 채널은 하나 또는 많아야 수개의 도미넌트 탭(dominant taps)

$(\mathbf{w}_t(\phi_i)^T \mathbf{h}_t(\phi_i) \approx 0, i \neq j)$ 으로 표현될 수 있다.

[55]

사실상, 본 발명은 빔포밍된 시간 영역 채널 벡터 $\tilde{\mathbf{h}}$

를 희소화(sparsify)하기 위해 빔포밍 가중치(beamforming weight)를 설계하는데 그 특징이 있다. 즉, $\mathbf{h}$ 의 탭들의 수 및 '0'이 아닌 탭들의 수가 각각 N_{cir} 및 K 일 때, 안테나 각각에 대한 채널 벡터들을 스택(stack)함으로써, 하기의 <수학식 4>를 얻을 수 있다.

[56] [수식4]

$$\mathbf{h}_{all} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{N_T} \end{bmatrix} \quad \text{with} \quad \|\mathbf{h}_{all}\|_0 = N_T K$$

[57]

<수학식 4>에서 $\|\mathbf{x}\|_0$ 는 $\mathbf{x}$ 에서 0이 아닌 엘리먼트들의 수이다.

[58]

본 발명에 따른 시간 영역 희소 빔포밍(TDSB)를 적용한 후, 빔포밍 채널 벡터

$\tilde{\mathbf{h}}^i$ 가 획득되고, 획득된 $\tilde{\mathbf{h}}^i$ 를 스택하여 하기의 <수학식 5>가 획득된다.

[59] [수식5]

$$\tilde{\mathbf{h}}_{all} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}^1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}^K \end{bmatrix} \quad \text{with} \quad \|\tilde{\mathbf{h}}_{all}\|_0 = K$$

[60]

따라서, 채널 추정 문제는 $N_T N_{\text{cir}}$ 로부터 $N_T K$ 희소 벡터를 발견하는 문제에서 $K N_{\text{cir}}$ 로부터 K 희소 벡터를 발견하는 문제로 변환된다.

[61]

그런데, 파일럿 신호가 변조(modification)없이 전송되는 일반적인 방법과 달리,

본 발명의 일 실시 예에 따라, 파일럿 신호는 도 3에 도시된 바와 같이 빔 포밍되어 전송된다.

[62] 도 3은 본 발명에 따른 파일럿 송신 회소화를 도시한 도면이다.

[63] 도 3을 참조하면, 빔포밍 가중치를 복수개의 안테나들에 적용함으로써, 파일럿 전송이 빔 영역(beam-domain)에서 제어될 수 있어, 복수개의 안테나를 통해 신호가 전송되더라도 하나의 빔으로 전송되어 채널 차원(dimension)이 '1'로 감소됨을 알 수 있다.

[64] 즉, 본 발명의 목적은 시간 영역 채널 벡터의 '0'이 아닌 엔트리들을 최소화하여, 파일럿 오버헤드가 대폭 감소함과 아울러 채널 추정 성능이 향상되도록 할 수 있다.

[65] 그러면, 본 발명의 이해를 돕기 위해, 우선 송신단에서 우선 파일럿 빔 포밍을 수행하지 않는 시간 영역 시스템 모델에 대해 살펴본 후, 다음으로 본 발명의 일 실시 예에 따른 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치 및 방법에 대해 상세히 살펴보기로 한다.

[66] i번째 안테나의 시간 영역(time-domain) CIR 벡터라 하면, 일반적인 무선 시스템에 대한 파일럿 측정값(observation)

$$\mathbf{y}_n^i$$

은 하기의 <수학식 6>과 같이 표현될 수 있다.

[67] [수식6]

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_n^i &= \text{diag}(\mathbf{p}_n^i) \Phi_n^i \mathbf{g}_n^i + \mathbf{z}_n^i \\ &= \text{diag}(\mathbf{p}_n^i) \Phi_n^i \mathbf{F} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_n^i \\ \mathbf{0}_{N_F - N_{CIR}} \end{bmatrix} + \mathbf{z}_n^i \\ &= \text{diag}(\mathbf{p}_n^i) \Phi_n^i \mathbf{F} \mathbf{\Pi} \mathbf{h}_n^i + \mathbf{z}_n^i,\end{aligned}$$

[68] <수학식 6>에서 $\mathbf{\Pi} \in \mathbb{R}^{N_F \times N_C}$ 는 각 열(column)에서 하나만이 1이고, 나머지는 0인 선택 행렬(selection matrix)의 행렬 구성이다.

$$\mathbf{U}_n^i = \text{diag}(\mathbf{p}_n^i) \Phi_n^i \mathbf{F} \mathbf{\Pi} \quad \text{일 경우,}$$

<수학식 6>은 하기의 <수학식 7>로 표현될 수 있다.

[69] [수식7]

$$\mathbf{y}_n^i = \mathbf{U}_n^i \mathbf{h}_n^i + \mathbf{z}_n^i$$

- [70] 다수의 무선 환경들에서, 채널은 작은 수의 탭들(K)을 사용하여 표현될 수 있다. 즉, K는 CIR 벡터 N_{cir} 의 길이보다 훨씬 작다.

h_n^i 는 회소 벡터이므로, CS 기법을 사용하여

효율적으로 발견될 수 있다. 그런데, 이러한 파일럿 빔 포밍을 수행하지 않는 시간 영역 시스템 모델에서의 채널 추정은 안테나별로 수행되고, 파일럿 오버헤드 및 계산적 복잡성은 전송 안테나의 수에 비례하여 증가한다.

- [71] 그러면, 본 발명의 일 실시 예에 따른 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치 및 방법에 대해 도 4a 내지 도 5를 참조하여 상세히 살펴보기로 한다.
- [72] 도 4a 및 도 4b는 본 발명의 일 실시 예에 따른 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치의 블록 구성도이다.
- [73] 도 4a를 참조하면, 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치(도 1의 '송신단(100)'과 동일)는 파일럿 매핑부(110), 빔 생성부(120), 가중치 계산부(130) 및 복수의 안테나들(140)을 포함한다. 여기서, 무선 통신 시스템의 송신단을 구성하는 주지된 다른 상세 구성 요소들에 대해서는 본 발명의 요지를 흐릴 수 있으므로, 그 구성 요소들을 도면에 도시하거나 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.
- [74] 파일럿 매핑부(110)는 도 2파일럿 심볼을 시간-주파수 그리드를 구성하는 자원 요소들 중 할당된 자원에 삽입한다.
- [75] 빔 생성부(120)는 상기 파일럿 심볼이 매핑된 주파수 영역 채널들 각각에 상기 가중치 계산부(130)로부터 입력되는 빔포밍 가중치들을 곱한 후, 상기 복수의 안테나들을 통해 전송한다. 예컨대, 도 4b를 참조하면, 주파수 영역 파일럿 심볼(X1)에 가중치 W1가 곱해져 Ant #1을 통해 전송되고, 주파수 영역 파일럿 심볼(X1)에 가중치 W2가 곱해져 Ant #2를 통해 전송되고, 주파수 영역 파일럿 심볼(X1)에 가중치 Wnt가 곱해져 Ant #NT를 통해 전송되어, 하나의 빔으로 형성되어 전송된다.
- [76] 본 발명의 일 실시 예에 따라, 빔 생성부(120)는 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 빔포밍을 수행하는 복수의 빔포밍 모듈들(121, 122, ...12j)을 포함한다. 빔포밍 모듈들(121, 122, ...12j) 각각은 도 4b에 도시된 바와 같은 구조를 갖는다.
- [77] 가중치 계산부(130)는 빔포밍된 주파수 영역 채널을 역 이산 푸리에 변환한 빔포밍된 시간 영역 채널에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들이 모두 제거되도록 상기 빔포밍 가중치를 설계한다. 본 발명의 일 실시 예에 따라, 빔 생성부(120)가 복수의 복수의 빔포밍 모듈들(121, 122, ...12j)을 포함할 경우, 가중치 계산부(130)는 상기 빔포밍 모듈들(121, 122, ...12j) 각각에 입력할 빔포밍 가중치들을 계산하여 출력한다.
- [78] 그러면, 지금부터 가중치 계산부(130)에서 빔포밍 가중치를 설계하는 방식에 대해 상세히 살펴보기로 한다.
- [79] 빔 생성부(120)가 빔포밍 가중치

$$\mathbf{w}_n(k) = [w_n^1(k) \dots w_n^{N_T}(k)]^T$$

를 적용한 후에, 빔포밍된(스칼라) 채널은 하기의 <수학식 8>과 같이 될 수 있다.

[80] [수식8]

$$\tilde{g}_n(k) = \mathbf{w}_n^T(k) \begin{bmatrix} g_n^1(k) \\ \vdots \\ g_n^{N_T}(k) \end{bmatrix}$$

[81] $\tilde{\mathbf{h}}_n^i = [\tilde{h}_{n,1}^i, \dots, \tilde{h}_{n,N_{cir}}^i]^T$ 를 빔포밍된 파일럿의 시간 영역 CIR 벡터라고 하면, 모든 반송파를 취합한 후의 수신 벡터

$\tilde{\mathbf{y}}_n \in \mathbb{C}^{\tilde{N}_P \times 1}$ 는 하기의 <수학식 9>와 같이 표현될 수 있다.

[82] [수식9]

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_n &= \text{diag}(\tilde{\mathbf{p}}_n) \tilde{\Phi}_n \begin{bmatrix} \tilde{g}_n(1) \\ \vdots \\ \tilde{g}_n(N_F) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{z}}_n \\ &= \text{diag}(\tilde{\mathbf{p}}_n) \tilde{\Phi}_n \text{diag}(\mathbf{W}_n \mathbf{G}_n) + \tilde{\mathbf{z}}_n \\ &= \text{diag}(\tilde{\mathbf{p}}_n) \tilde{\Phi}_n \mathbf{F} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_n^i \\ \mathbf{0}_{N_F - N_{cir}} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{z}}_n \end{aligned}$$

[83] <수학식 9>에서 $\tilde{\mathbf{p}}_n \in \mathbb{C}^{\tilde{N}_P \times 1}$ 는 파일럿 심볼

[84] 벡터이고, $\tilde{\Phi}_n \in \mathbb{R}^{\tilde{N}_P \times N_F}$ 는 선택 행렬이고,

[85] $\tilde{\mathbf{z}}^j \in \mathbb{C}^{\tilde{N}_P \times 1}$ 는 AWGN($\tilde{\mathbf{z}}_n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_{\tilde{N}_P})$)

[86] $\mathbf{G}_n = [\mathbf{g}_n^1 \dots \mathbf{g}_n^{N_T}]^T \in \mathbb{C}^{N_T \times N_F}$ 는
 이고,

[87] N_T 개의 안테나들의 주파수 영역 채널 벡터들의 행렬 구성이고,
 $\mathbf{W}_n = [\mathbf{w}_n(1) \dots \mathbf{w}_n(N_F)]^T \in \mathbb{C}^{N_F \times N_T}$ 는

모든 부반송파의 빔포밍 벡터들을 스택함으로써 구성되는 행렬이다.
 [88] 가중치 계산부(130)는 빔포밍 가중치 행렬 $\mathbf{W}_n$ 을 하기의 <수학식 10>과
 같이 빔포밍된 채널 벡터 $\tilde{\mathbf{h}}_n$ 의 카디널리티를 최소화하도록 설계된다.
 [89] [수식 10]

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_n &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{W}}_n} \|\tilde{\mathbf{h}}_n\|_0 \\ &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{W}}_n} \left\| \frac{1}{N_F} \mathbf{F}^* \text{diag}(\tilde{\mathbf{W}}_n \mathbf{G}_n) \right\|_0 \end{aligned}$$

[90] 본 발명의 일 실시 예에 따라, 정교하게 설계된 빔 포밍을 사용하여, 원치않는 '0'이 아닌 탭들을 모두 제거할 수 있어, 프리코딩된 시간 영역 채널 벡터들을 최소화할 수 있다.

[91] 예컨대, $\mathbf{h}_n^i$ 의 서포트(영이 아닌 엘리먼트 인덱스)가

$$\Gamma = \{n_1, n_2, n_3\} \text{이고, 안테나의 수 } N_T \text{가 4이면,}$$

i 번째 안테나 및 k 번째 부반송파에 대한 주파수 영역 채널은 하기의 <수학식 11>과 같다.

[92] [수식 11]

$$\begin{aligned} g_n^i(k) &= \sum_{n=1}^{N_F} h_{n,n}^i e^{j \frac{2\pi k(n-1)}{N_F}} \\ &= h_{n,n_1}^i e^{j \frac{2\pi k n_1}{N_F}} + \begin{bmatrix} h_{n,n_2}^i & h_{n,n_3}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j \frac{2\pi k n_2}{N_F}} \\ e^{j \frac{2\pi k n_3}{N_F}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

- [93] 채널 이득과 안테나 인덱스 i 간의 관계가 $h_i = h_1 e^{j(i-1)\kappa \sin \theta_n}$ 라면, 우리는 하기의 <수학식 12>를 얻을 수 있다.

[94] [수식12]

$$g_n^i(k) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{j\kappa \sin \theta_{n_1}} & e^{j\kappa \sin \theta_{n_2}} & e^{j\kappa \sin \theta_{n_3}} \\ e^{j2\kappa \sin \theta_{n_1}} & e^{j2\kappa \sin \theta_{n_2}} & e^{j2\kappa \sin \theta_{n_3}} \\ e^{j3\kappa \sin \theta_{n_1}} & e^{j3\kappa \sin \theta_{n_2}} & e^{j3\kappa \sin \theta_{n_3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{n,n_1}^1 e^{j\frac{2\pi k n_1}{N_F}} \\ h_{n,n_2}^1 e^{j\frac{2\pi k n_2}{N_F}} \\ h_{n,n_3}^1 e^{j\frac{2\pi k n_3}{N_F}} \end{bmatrix}$$

[95]

$$\mathbf{\Omega}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{j\kappa \sin \theta_{n_1}} & e^{j\kappa \sin \theta_{n_2}} & e^{j\kappa \sin \theta_{n_3}} \\ e^{j2\kappa \sin \theta_{n_1}} & e^{j2\kappa \sin \theta_{n_2}} & e^{j2\kappa \sin \theta_{n_3}} \\ e^{j3\kappa \sin \theta_{n_1}} & e^{j3\kappa \sin \theta_{n_2}} & e^{j3\kappa \sin \theta_{n_3}} \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{h}}_n = \begin{bmatrix} h_{n,n_1}^1 e^{j\frac{2\pi k n_1}{N_F}} \\ h_{n,n_2}^1 e^{j\frac{2\pi k n_2}{N_F}} \\ h_{n,n_3}^1 e^{j\frac{2\pi k n_3}{N_F}} \end{bmatrix}$$

및

를 디노팅함으로써, 우리는 하기의 <수학식 13>을 얻을 수 있다.

[96] [수식13]

$$g_n^i(k) = \mathbf{\Omega}(k) \bar{\mathbf{h}}_n$$

- [97] 여기서, 빔포밍 벡터 $\mathbf{w}_n^i(k)$ 를 적용함에 있어,
빔포밍된 채널은 하기의 <수학식 14>와 같이 될 수 있다.

[98] [수식14]

$$\begin{aligned} \tilde{g}_n(k) &= \mathbf{w}_n^T(k) \mathbf{g}_n(k) \\ &= \mathbf{w}_n^T(k) \mathbf{\Omega}(k) \bar{\mathbf{h}}_n \end{aligned}$$

- [99] 행렬 $\mathbf{\Omega}(k)$ 의 차원이 $N_T \times K$ 이고, 풀 랭크이므로, 솔루션은

- [100] 안테나 갯수 N_T 가 $\mathbf{h}_n^i$ 에서 영이 아닌 엘리먼트 수인 K 이상일

경우 존재한다. 예컨대, n_1 번째 위치를 제외하고

$\mathbf{h}_n^i$ 의 모든 탭들을 제거하길 원한다면, 빔포밍 벡터는

원하지 않는 '0'이 아닌 탭들(n_2 및 n_3)을 모두 제거하기 위해 하기의 <수학식 15>와 같이 설계되어야 한다.

[101] [수식15]

$$\mathbf{w}_n^T(k) = \mathbf{\Omega}(k)^\dagger \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

[102]

<수학식 15>에서 $\mathbf{\Omega}^\dagger$ 는 $\mathbf{\Omega} (\mathbf{\Omega}^\dagger = (\mathbf{\Omega}^T \mathbf{\Omega})^{-1} \mathbf{\Omega}^T)$

의 의사 역행렬이다. 빔포밍을 수행한 후에, 하기의 <수학식 16>과

같은 빔포밍된 주파수 영역 (스칼라) 채널 $\tilde{g}(k)$ 이 획득된다.

[103] [수식16]

$$\tilde{g}_n(k) = \sum_{i=1}^{N_T} w_n^i(k) h_{n,t_1}^i e^{j \frac{2\pi k t_1}{N_F}}, \quad K \leq N_T$$

[104]

마지막으로, 빔포밍된 주파수 영역 채널 벡터 $\tilde{\mathbf{g}}_n$ 를 시간 영역으로 변환함으로써,

$\tilde{\mathbf{h}}_n = [0 \dots 0 h_{n_1} 0 \dots 0]^T$ 를 얻을 수 있다.

[105]

한편, 전술한 바와 같이, 빔 선택 다이버시티를 이용하기 위해, 빔 생성부(120)는 다수의 빔 포밍 모듈들(121, 122, ...12j)을 구비하여, 다중 빔들을 동시에 지원하는 것으로 확장될 수 있다. 이를 위해, 가중치 계산부(130)는

j개의 빔 포밍 가중치 $\mathbf{W}_n^j$ 은 $\tilde{\mathbf{h}}_n^j$ 의 카디널리티를 최소화하기 위해 하기의 <수학식 17>과 같이 설계한다.

[106] [수식17]

$$\begin{aligned} \{\mathbf{W}_n^j, J\} &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{W}}_{n,J}} \|\tilde{\mathbf{h}}_n^j\|_0 \text{ for } j = 1, \dots, J \\ &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{W}}_{n,J}} \left\| \frac{1}{N_F} \mathbf{F}^* \text{diag}(\mathbf{W}_n^j \mathbf{G}_n) \right\|_0 \\ \text{s.t. } &\text{supp}(\tilde{\mathbf{h}}_n^j) \neq \text{supp}(\tilde{\mathbf{h}}_n^{j'}) \text{ for } j \neq j', \end{aligned}$$

[107]

여기서, $j' = 1, \dots, J$ 이다.

[108]

시간 영역 채널 벡터들의 '0'이 아닌 엘리먼트들이 빔들의 시간 영역 채널 벡터 사이에서 구별되는 중첩되지 않는 서포트 벡터인 것을 보장하기 위해, 가중치 계산부(130)는 k번째 부반송파 인덱스에서

행렬 $\mathbf{V}_n(k) = [\mathbf{w}_n^1(k) \dots \mathbf{w}_n^K(k)]$ 에서 K 빔

포밍 가중치들을 합친다.

[109]

취합된 빔들의 시간 영역 채널 벡터들은 하기의 <수학식 18>과 같이 표현될 수 있다.

[110] [수식18]

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{h}}_n^1 \dots \tilde{\mathbf{h}}_n^J] &= \frac{1}{N_F} \mathbf{F}^* [\text{diag}(\mathbf{W}_n^1 \mathbf{G}_n) \dots \text{diag}(\mathbf{W}_n^J \mathbf{G}_n)] \\ &= \frac{1}{N_F} \mathbf{F}^* \begin{bmatrix} \mathbf{V}_n(1) \mathbf{\Omega}(1) \bar{\mathbf{h}}_n \\ \vdots \\ \mathbf{V}_n(N_F) \mathbf{\Omega}(N_F) \bar{\mathbf{h}}_n \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

[111]

따라서, 가중치 계산부(130)는 각각의 부반송파 k에서, 프리코딩 가중치로 $\mathbf{\Omega}(k)$

의 의사 역행렬의 산출값(product)인 하기의 <수학식 19>을 획득할 수 있다.

[112] [수식19]

$$\mathbf{V}_n(k) = \mathbf{\Omega}(k)^\dagger \text{ for } K \leq N_T$$

[113]

본 발명의 실시 예에 따라, 파일럿 오버헤드가 빔들의 수, 즉 시간 영역 채널 벡터에서 '0'이 아닌 엘리먼트들의 수와 같은 수에 비례한다. 즉, 안테나의 갯수가 증가함에 따라, 파일럿 오버헤드가 안테나들의 수에 비례하는 종래의 기술에 비해 헤드가 현격히 감소되는 효과가 있다.

[114]

도 5는 본 발명의 일 실시 예에 따른 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법을

설명하기 위한 순서도이다.

[115] 도 5를 참조하면, 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치(이하 '송신단'이라 기재함)(100)이 도 2a에 도시된 바와 같이 파일럿 심볼을 시간-주파수 그리드를 구성하는 자원 요소들 중 할당된 자원에 삽입한다(S510).

[116] 그런 후, 송신단(100)은 빔포밍된 시간 영역 채널을 회소화하는 빔포밍 가중치를 산출한다(S520). 즉, 상기 <수학식 10>를 참조하면, 빔포밍된 주파수 영역 채널을 역 이산 푸리에 변환한 빔포밍된 시간 영역 채널에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들이 모두 제거되도록 상기 빔포밍 가중치를 설계한다.

[117] 상세하게는, 송신단(100)은 상기 <수학식 11>를 참조하면, 시간 영역 채널 벡터를 이산 푸리에 변환한 후, 상기 <수학식 12>에 기재된 바와 같이, 채널 이득과 안테나 인덱스간의 관계를 적용하여, 적용된 결과값을 시간 영역

채널 벡터와 값($\Omega(k)$)의 연산값으로 도출한다.

[118] 그런 후, 송신단(100)은 <수학식 13> 및 <수학식 14>를 참조하면, 시간 영역 채널 벡터와 값($\Omega(k)$)의 연산값에 빔포밍 가중치를 적용하면 빔포밍된 주파수 영역 채널 벡터가 되는 연산식으로부터, 상기 <수학식 15>와 같이,

빔포밍 가중치를 값($\Omega(k)$)의 의사 역행렬과 시간 영역 채널 벡터에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들에 해당하는 값을 모두 '0'으로 하는 행렬을 연산한 값으로 도출한다.

[119] 그런 후, 송신단(100)은 전술한 바와 같이 도출된 빔포밍 가중치들을 파일럿 심볼이 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 적용하여 빔포밍한다. 일 실시 예에 따라, 송신단(100)은 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 빔포밍 가중치들을 이용하여 다중 빔포밍할 수 있다. 이때, 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 상기 빔포밍 가중치들을 이용하여 다중 빔포밍하되, 상기 <수학식 19>을 참조하면, 빔포밍 가중치는 값($\Omega(k)$)의 의사 역행렬로 산출될 수 있다.

[120] 도 6은 본 발명의 일 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서 수신단에서의 시간 영역 파일럿 채널 추정 방법을 설명하기 위한 순서도이다.

[121] 도 6을 참조하면, 수신단(200)은 수신되는 빔포밍된 파일럿 채널을 측정한다(S610). 여기서, 수신된 빔포밍된 파일럿 측정값

$\tilde{\mathbf{y}}_n$ 은 하기의 <수학식 20>과 같이 표현될 수 있다.

[122] [수식20]

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_n &= \text{diag}(\tilde{\mathbf{p}}_n) \tilde{\Phi}_n \mathbf{F} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_n \\ \mathbf{0}_{N_F - N_{cir}} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{z}}_n \\ &= \tilde{\mathbf{U}}_n \tilde{\mathbf{h}}_n + \tilde{\mathbf{z}}_n,\end{aligned}$$

[123]

<수학식 20>에서 $\tilde{\mathbf{U}}_n = \text{diag}(\tilde{\mathbf{p}}_n) \tilde{\Phi}_n \mathbf{F} \mathbf{\Pi}$ 이다.

채널 벡터의 추정에 있어, CIR 벡터에서 도미넌트 성분들의 위치가 간섭 시간 동안 변하지 않은 채로 남아 있다고 가정한다.

[124]

그런 후, 수신단(200)은 상기 빔포밍된 파일럿을 측정한 값으로부터 시간 영역 채널을 추정한다(S620).

[125]

상세하게는, 수신단(200)은 L을 로컬 블록에서 파일럿 심볼들의 수로 놓으면,

$$\bar{\mathbf{y}}_n = [\tilde{\mathbf{y}}_{n-L} \dots \tilde{\mathbf{y}}_n]^T \text{의 MMV들을 획득한다.}$$

빔포밍된 파일럿들 그런 후, MMV들로부터 '0'이 아닌 엘리먼트들을 찾기 위해,

[126]

<수학식 21>과 같은 채널 벡터 $\mathbf{d}_{n,k} \in \mathbb{C}^{L\tilde{N}_P \times L}$ 가 사용된다.

[127]

[수식21]

$$\mathbf{d}_{n,k} = \left[(\tilde{\mathbf{h}}_{n-L})_k \dots (\tilde{\mathbf{h}}_n)_k \right]^T \text{ for } k = 1, \dots, N_{cir}$$

[128]

<수학식 21>에서 $(\cdot)_k$ 은 프리코딩된 시간 영역

채널 벡터들의 k번째 성분을 의미하고,

$\bar{\mathbf{y}}_n$ 은 하기의 <수학식 22>와 같이 다시 쓰여질수 있다.

[129]

[수식22]

$$\bar{\mathbf{y}}_n = \begin{bmatrix} \Sigma_{n,1} & \dots & \Sigma_{n,N_{cir}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \mathbf{d}_{n,1} \\ \dots \\ s_{N_{cir}} \mathbf{d}_{n,N_{cir}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{z}}_{n,1} \\ \dots \\ \bar{\mathbf{z}}_{n,N_{cir}} \end{bmatrix}$$

[130]

<수학식 22>에서 $\Sigma_{n,k}$ 는 신호 벡터 $\mathbf{d}_{n,k}$ 의 재정렬된 센싱 행렬을 형성한다. $\tilde{\mathbf{h}}_n$ 에서 영이 아닌 엘리먼트의 수가 1 이므로, 도미넌트

탭 $\hat{k}$ 의 인덱스 및 $\mathbf{d}_{n,\hat{k}}$ 는 하기의 <수학식 23>과 같이 추정될 수 있다.

[131] [수식23]

$$\begin{aligned}\hat{k} &= \arg \max_k \|\Sigma_{n,k} \bar{\mathbf{y}}_n\|_2^2 \\ \hat{\mathbf{d}}_{n,\hat{k}} &= E[\mathbf{d}_{n,\hat{k}} \bar{\mathbf{y}}_n^H] E^{-1} [\bar{\mathbf{y}}_n \bar{\mathbf{y}}_n^H] \bar{\mathbf{y}}_n \\ &= [\mathbf{R}_n \Sigma_{n,\hat{k}}^H] [\mathbf{R}_n \Sigma_{n,\hat{k}} \Sigma_{n,\hat{k}}^H + \sigma_{\bar{\mathbf{z}}}^2 \mathbf{I}]^{-1} \bar{\mathbf{y}}_n\end{aligned}$$

[132] <수학식 23>에서 $\mathbf{R}_n$ 은 채널 탭의 공분산 행렬(covariance matrix)이다. 결과적으로, 빔포밍된 시간 영역 채널 벡터가 하기의 <수학식 24>와 같이 산출된다.

[133] [수식24]

$$\hat{\mathbf{h}}_n = [(\hat{\mathbf{d}}_{n,1})_L \dots (\hat{\mathbf{d}}_{n,N_{cir}})_L]^T$$

[134] 일 실시 예에 따라, 전술한 바와 같은 시간 영역 파일럿 채널 추정 방법은 다중빔 파일럿의 채널 추정(Channel Estimation of Multiple Beamformed Pilots)으로 확장될 수 있다.

[135]

즉, S610 단계에서, $\tilde{\mathbf{y}}_n^j$ 를 j번째 빔포밍 파일럿의 수신 빔포밍 파일럿 측정값이라 하면, 스택 빔포밍 파일럿(stacked beamformed pilots)은

$$\hat{\mathbf{y}}_n = [\tilde{\mathbf{y}}_n^1 \dots \tilde{\mathbf{y}}_n^J]^T \text{로 표현될 수 있다.}$$

[136] 그런 후, S620 단계에서, 로컬 블록의 L심볼에 대해, J빔포밍 파일럿의 MMV는 하기의 <수학식 25>와 같이 표현될 수 있다.

[137] [수식25]

$$\bar{\mathbf{y}}_n = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}_{n-L} \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{y}}_n \end{bmatrix}$$

[138] 채널 벡터에서 0이 아닌 엘리먼트들을 찾기 위해, 새로운 채널 벡터

$$\mathbf{d}_{n,j,k} \in \mathbb{C}^{LN_P \times L} \text{를 하기의 <수학식 26>과 같이 정의한다.}$$

[139] [수식26]

$$\mathbf{d}_{n,j,k} = \left[\left(\tilde{\mathbf{h}}_{n-L} \right)_{j,k} \cdots \left(\tilde{\mathbf{h}}_n \right)_{j,k} \right]^T$$

for $j = 1, \dots, J$ and $k = 1, \dots, N_{cir}$

[140]

<수학식 26>에서 $(\cdot)_{j,k}$ 는 j번째 빔포밍 CIR 벡터의 k번째 성분들(components)을 의미한다. <수학식 25>는 하기의 <수학식 27>로 기재될 수 있다.

[141] [수식27]

$$\bar{\mathbf{y}}_n = \left[\Sigma_{n,1,1} \cdots \Sigma_{n,J,N_{cir}} \right] \begin{bmatrix} s_{b_1 c_1} \mathbf{d}_{n,1,1} \\ \vdots \\ s_{b_J c_{N_{cir}}} \mathbf{d}_{n,J,N_{cir}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{z}}_{n,1,1} \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{z}}_{n,J,N_{cir}} \end{bmatrix}$$

[142]

<수학식 27>에서 $\Sigma_{n,j,k}$ 는 신호 벡터 $\mathbf{d}_{n,j,k}$ 의 제정렬된 센싱 행렬을 형성한다. 위치가 에너지를 포함하는지 아닌지를 확인하기 위해, 하나의 서포트 벡터(support vector) $\mathbf{s}$ 가 채널 벡터 추정과 두 개의 서브 스크립트들을 조인트한다. (빔 서포트 벡터

$$\mathbf{b} = [b_1 \dots b_J]^T \text{ 및 탭 서포트 벡터 } \mathbf{c} = [c_1 \dots c_{N_{cir}}]^T)$$

[143]

예컨대, $s_{b_j c_k} = 1$ 이 채널 벡터의 k번째 성분이 j번째 빔포밍된 파일럿의 서포트일 경우를 의미한다. 각각의 반복(iteration)에서 채널 벡터에서 최대 에너지를 가진 성분의 인덱스들이 최고 에너지 인덱스의 순서대로 선택된다. 선택된 탭 성분의 인덱스 및 그것의 빔 인덱스를 기반으로, 서포트 벡터 $\mathbf{s}$ 는 하기의 <수학식 28>과 같이 업데이트된다.

[144] [수식28]

$$s_{b_l c_k} = 1, s_{b_l c_m} = 0 \text{ for } m \neq k, s_{b_t c_k} = 0 \text{ for } l \neq t$$

[145]

서포트 벡터를 업데이트한 후에, 선택 빔 및 탭 성분은 탐색을 위한 빔 세트 (beam sets) 및 다음 반복을 위한 탭 세트들(tap sets)로부터 제거된다.

[146]

모든 K 도미넌트 성분(dominant components)이 식별될 때까지 상기 반복(iterations)을 반복한다. i 번째 반복에서, 하기의 <수학식 29>와 같은 1번째 빔 포밍된 파일럿의 채널 벡터 추정값이 획득된다.

[147] [수식29]

$$\hat{\mathbf{h}}_n^l = \left[(\hat{\mathbf{d}}_{n,i,1}^{(l)})_L \cdots (\hat{\mathbf{d}}_{n,i,N_{cir}}^{(l)})_L \right]^T$$

- [148] 마지막으로, 전술한 바와 같은 본 발명의 빔포밍을 이용한 채널 회소화에 따른 효과를 도 7 내지 도 9를 참조하여 설명하기로 한다.
- [149] 본 발명에서 $B_s=20\text{KHz}$ 인 IoT 시스템을 고려하고, 15KHz 의 부반송파 공간 $N_F=2048$ 의 DFT 사이즈를 고려하였다. IoT 디바이스는 7Hz 도플러 주파수를 가진 12개의 부반송파 크기인 $B_u=150\text{KHz}$ 를 사용한다. 다중 경로 채널의 최대 지연 확산은 $0.467\mu\text{s}$ 로 가정하고, $N_{\text{crr}}=144$ 로 둔다. 시간 심볼의 구간(Duration)이 $7.2\mu\text{s}$ 이고, 인접한(adjacent) 파일럿 심볼들간의 시간 구간(interval)은 5ms 이다.
- [150] 채널 벡터의 K 가 5인 성분들(components)는 일정한 에너지를 가진 랜덤한 도미넌트로 가정한다. 파일럿 오버헤드에 대해, 부반송파들 $N_T K$ 이 변형(modification)없는 파일럿들에 대해 B_s 사이에서 무작위로 위치하고, 부반송파들 $J\tilde{K}$ 가 빔포밍된 파일럿들에 대해 B_u 사이에서 사용된다. 모든 측정값에서 수신단 대역 B_u 의 위치는 B_s 내에서 무작위로 선택될 수 있다.
- [151] 도 7은 본 발명에 따른 채널 벡터 추정과 일반적인 채널 추정에 따른 MSE 성능을 비교하기 위한 그래프이다.
- [152] 도 7을 참조하면, 본 발명에 따른 채널 추정 성능이 일반적인 방식에 따른 채널 추정 성능보다 양호함을 알 수 있다. 이는 본 발명에 따른 시간 영역 회소 빔포밍을 적용한 후에 시간 영역 채널 벡터 리커버리의 성능이 향상됨을 의미한다.
- [153] 수신단이 주파수 영역에서 몇 개의 샘플들만을 가지므로, 일반적인 선형 필터는 정확하게 작동되지 않고, 심볼 파일럿들 또한 B_s 의 협대역폭 내에서 위치되므로, 일반적인 CS 알고리즘이 비효율적으로 작용한다.
- [154] 도 8은 본 발명에 따른 시간 영역 회소 빔포밍(Time-Domain Sparcification Beamforming: TDSB)의 수행 여부에 따른 MSE 성능을 비교하기 위한 그래프이다.
- [155] 도 8을 참조하면, TDSB를 수행한 경우가 탭들의 수가 TDSB 수행하지 않은 경우보다 탭들의 수가 현격히 감소하므로, MSE는 SNR이 높을 때, 많아야 20dB 이다. 즉, MSE가 탭들의 수가 감소함에 따라 감소된다. 이러한 결과는 안테나별로 채널 벡터를 측정하는 대신 본 발명의 TDSB를 사용한 빔 추정이 복잡도를 낮추는 것을 의미한다.
- [156] 도 9는 본 발명에 따라 파일럿 오버헤드를 고려한 스펙트럴 효율(spectral efficiency)을 도시한 그래프이다.
- [157] 도 9를 참조하면, 일반적인 방식의 파일럿 오버헤드가 송신 안테나들의 수에 비례하여 증가하는 반면, 본 발명에 따라 파일럿 심볼들의 수에 비례한다. 즉, 파일럿 오버헤드를 고려할 때, 본 발명에 따라 TDSB를 적용한 스펙트럴 효율은 TDSB를 적용하지 않은 파일럿 전송에 비해 성능이 우월하다.

청구범위

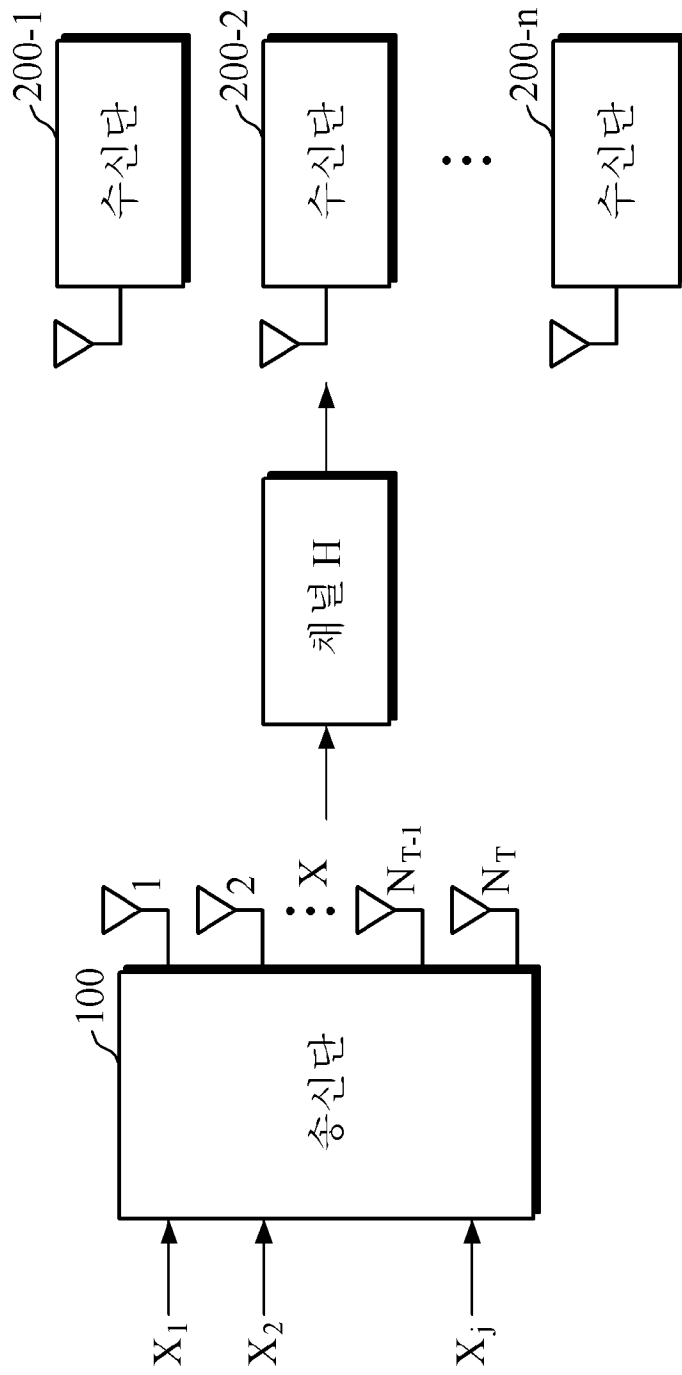
- [청구항 1] 무선 통신 시스템의 송신단에서의 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법에 있어서,
파일럿 심볼을 시간-주파수 그리드를 구성하는 자원 요소들 중 할당된 자원에 삽입하는 단계와,
빔포밍된 시간 영역 채널을 회소화하는 빔포밍 가중치를 산출하는 단계와,
상기 파일럿 심볼이 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 상기 빔포밍 가중치들을 이용하여 빔포밍하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법.
- [청구항 2] 제 1항에 있어서, 상기 빔포밍 가중치를 산출하는 단계는
상기 빔포밍된 주파수 영역 채널을 역 이산 푸리에 변환한 빔포밍된 시간 영역 채널에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들이 모두 제거되도록 상기 빔포밍 가중치를 설계함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법.
- [청구항 3] 제 2항에 있어서, 상기 빔포밍 가중치를 산출하는 단계는
시간 영역 채널 벡터를 이산 푸리에 변환한 후, 채널 이득과 안테나 인덱스간의 관계를 적용하는 단계와,
상기 적용된 결과값을 시간 영역 채널 벡터와 $\text{값}(\Omega(k))$ 의 연산값으로 도출하는 단계와,
상기 시간 영역 채널 벡터와 $\text{값}(\Omega(k))$ 의 연산값에 상기 빔포밍 가중치를 적용하면 빔포밍된 주파수 영역 채널 벡터가 되는 연산식으로부터, 상기 빔포밍 가중치는 상기 $\text{값}(\Omega(k))$ 의 의사 역행렬과 상기 시간 영역 채널 벡터에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들에 해당하는 값을 모두 '0'으로 하는 행렬을 연산한 값으로 도출하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법.
- [청구항 4] 제1 항에 있어서, 상기 빔포밍하는 단계는
상기 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 상기 빔포밍 가중치들을 이용하여 다중 빔포밍함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법.
- [청구항 5] 제3 항에 있어서, 상기 빔포밍하는 단계는
상기 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 매핑된 복수개의 안테나들의 주파수 영역 채널들을 상기 빔포밍 가중치들을 이용하여 다중 빔포밍하되,
상기 빔포밍 가중치는 상기 $\text{값}(\Omega(k))$ 의 의사 역행렬임을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 방법.
- [청구항 6] 무선 통신 시스템에서 수신단에서의 시간 영역 파일럿 채널 추정 방법에

- 있어서,
수신되는 빔포밍된 파일럿 채널을 측정하는 단계와,
상기 빔포밍된 파일럿을 측정한 값으로부터 시간 영역 채널을 추정하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 시간 영역 파일럿 채널 추정 방법.
- [청구항 7] 제 6항에 있어서, 상기 시간 영역 채널을 추정하는 단계는
상기 빔포밍된 파일럿 측정값에서 다중 측정 벡터(multiple measurement vector; MMV)들을 획득하는 단계와,
상기 획득된 다중 측정 벡터들로부터 가장 큰 에너지값을 가지는 탭을 검출하여 빔포밍된 시간 영역 채널 벡터를 추정하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 시간 영역 파일럿 채널 추정 방법.
- [청구항 8] 제 6항에 있어서,
상기 측정하는 단계에서 측정된 빔포밍된 파일럿 채널이 복수개일 경우,
상기 시간 영역 채널을 추정하는 단계는
복수의 빔포밍 파일럿들의 측정값들을 스택한 값에서 다중 측정 벡터(multiple measurement vector; MMV)들을 획득하는 단계와,
상기 획득된 다중 측정 벡터들로부터 가장 큰 에너지값을 가지는 탭을 검출하는 빔포밍된 시간 영역 채널 벡터 추정을 상기 빔포밍된 파일럿 채널의 갯수만큼 반복하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 시간 영역 파일럿 채널 추정 방법.
- [청구항 9] 복수의 안테나들과,
파일럿 심볼을 시간-주파수 그리드를 구성하는 자원 요소들 중 할당된 자원에 삽입하는 파일럿 매핑부와,
빔포밍된 시간 영역 채널을 회소화하는 빔포밍 가중치를 산출하는 가중치 계산부와,
상기 파일럿 심볼이 매핑된 주파수 영역 채널들 각각에 상기 가중치 계산부로부터 입력되는 빔포밍 가중치들을 곱한 후, 상기 복수의 안테나들을 통해 전송하는 빔 생성부를 포함함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치.
- [청구항 10] 제 9항에 있어서, 상기 가중치 계산부는
상기 빔포밍된 주파수 영역 채널을 역 이산 푸리에 변환한 빔포밍된 시간 영역 채널에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들이 모두 제거되도록 상기 빔포밍 가중치를 설계함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치.
- [청구항 11] 제 9항에 있어서, 상기 가중치 계산부는
시간 영역 채널 벡터를 이산 푸리에 변환한 후, 채널 이득과 안테나 인덱스간의 관계를 적용하고, 상기 적용된 결과값을 시간 영역 채널 벡터와 값($\Omega(k)$)의 연산값으로 도출하고, 상기 시간 영역 채널 벡터와 값($\Omega(k)$)의 연산값에 상기 빔포밍 가중치를 적용하면 빔포밍된 주파수 영역

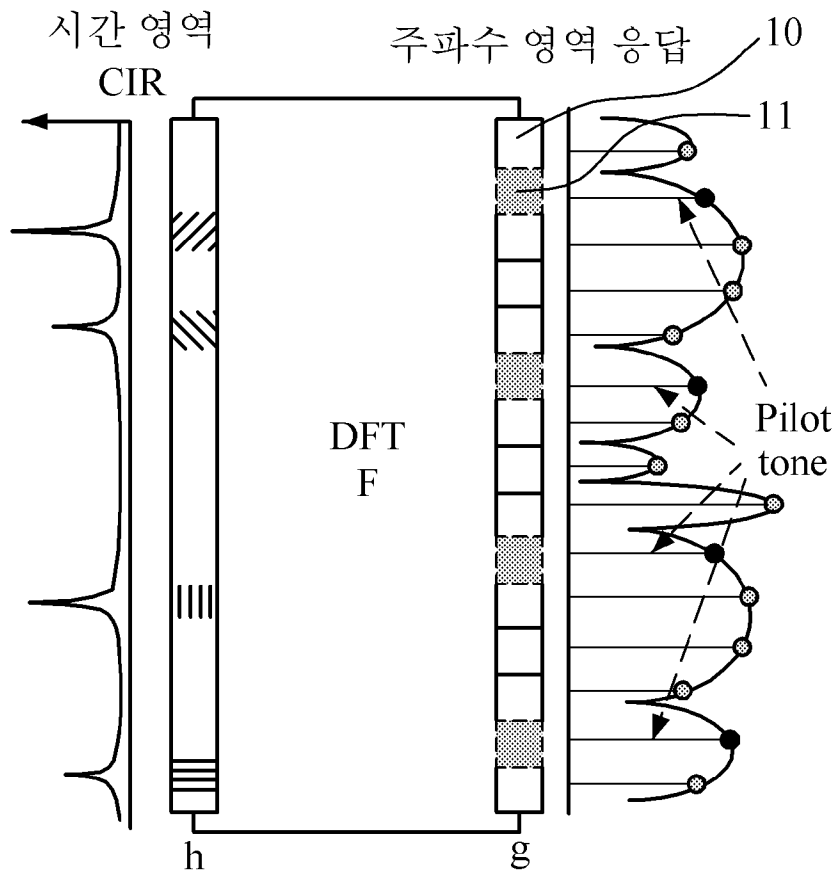
채널 벡터가 되는 연산식으로부터, 상기 빔포밍 가중치는 상기 값($\Omega(k)$)의 의사 역행렬과 상기 시간 영역 채널 벡터에서 원하지 않는 '0'이 아닌 탭들에 해당하는 값을 모두 '0'으로 하는 행렬을 연산한 값으로 도출함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치.

- [청구항 12] 제9 항에 있어서, 상기 빔 생성부는
상기 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 빔포밍을 수행하는 복수의 빔포밍 모듈들을 포함하되,
상기 가중치 계산부는
상기 빔포밍 모듈들 각각에 입력할 빔포밍 가중치들을 계산하여 출력하고,
상기 복수의 빔포밍 모듈들은
상기 파일럿 심볼이 매핑된 주파수 영역 채널들 각각에 상기 가중치 계산부로부터 입력되는 빔포밍 가중치들을 곱한 후, 상기 복수의 안테나들을 통해 전송하함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치.
- [청구항 13] 제11 항에 있어서, 상기 빔 생성부는
상기 복수의 파일럿 심볼들 각각에 대해 빔포밍을 수행하는 복수의 빔포밍 모듈들을 포함하되,
상기 가중치 계산부는
상기 빔포밍 모듈들 각각에 입력할 빔포밍 가중치들을 상기 값($\Omega(k)$)의 의사 역행렬로 계산하여 출력하고,
상기 복수의 빔포밍 모듈들은
상기 파일럿 심볼이 매핑된 주파수 영역 채널들 각각에 상기 가중치 계산부로부터 입력되는 빔포밍 가중치들을 곱한 후, 상기 복수의 안테나들을 통해 전송하함을 특징으로 하는 빔포밍을 이용한 채널 회소화 장치.

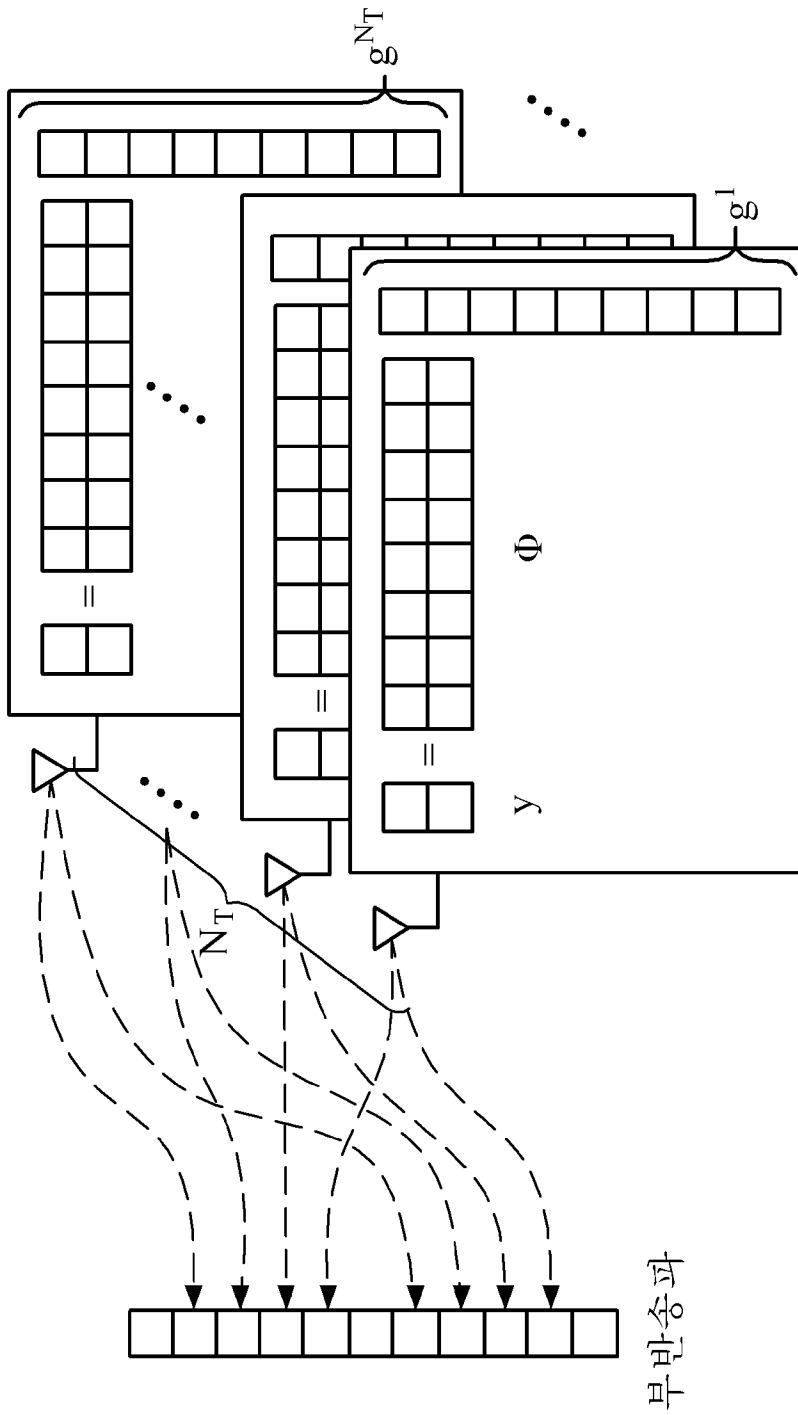
[도 1]



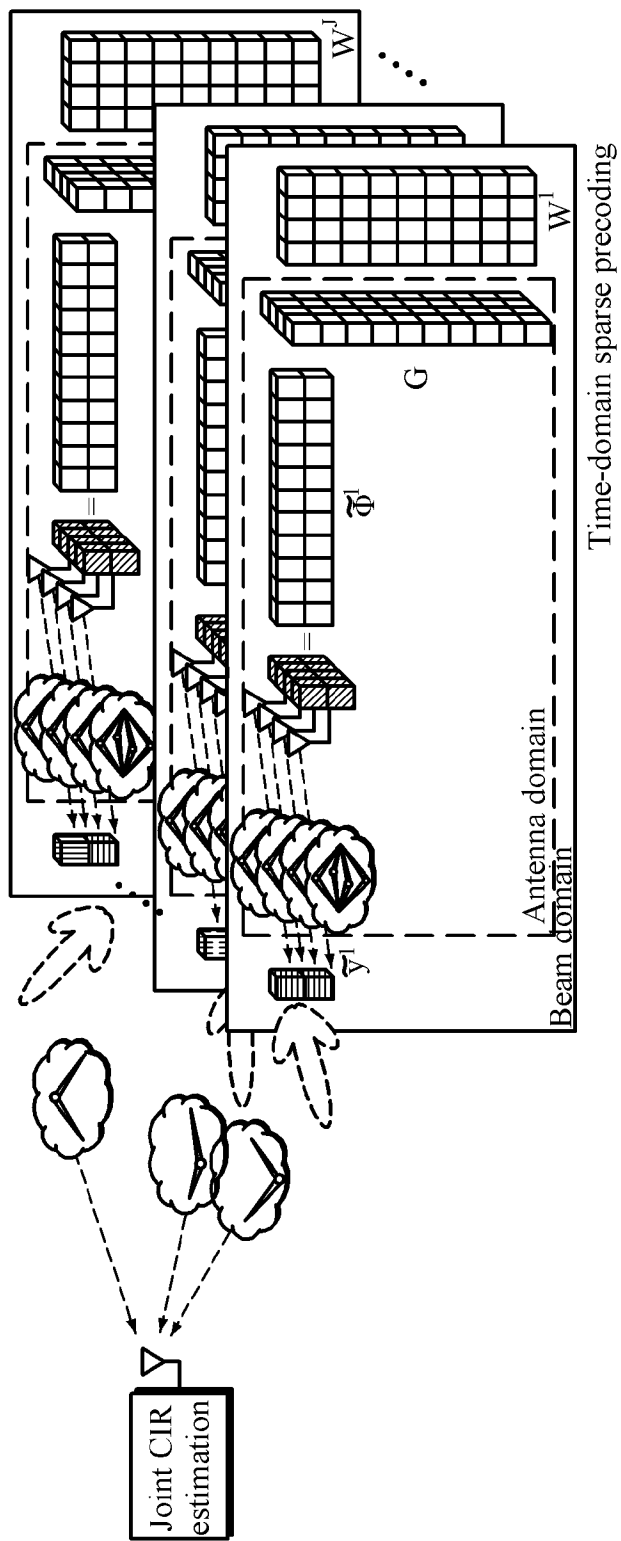
[도2a]



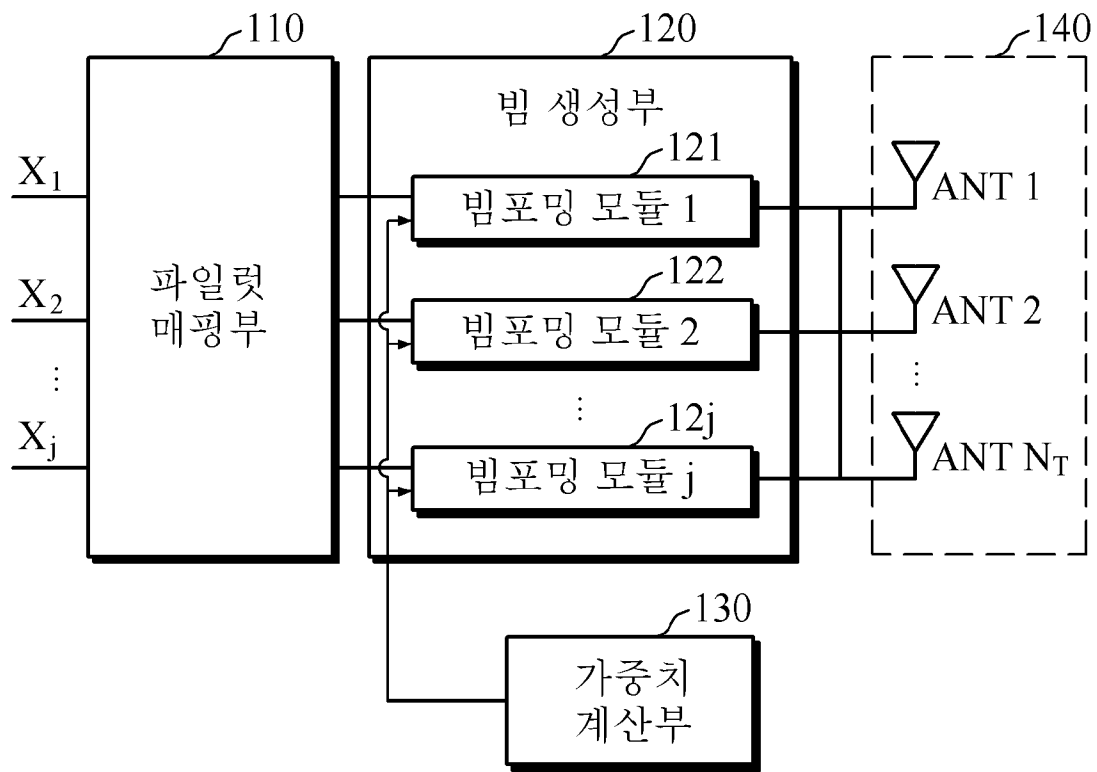
[도2b]



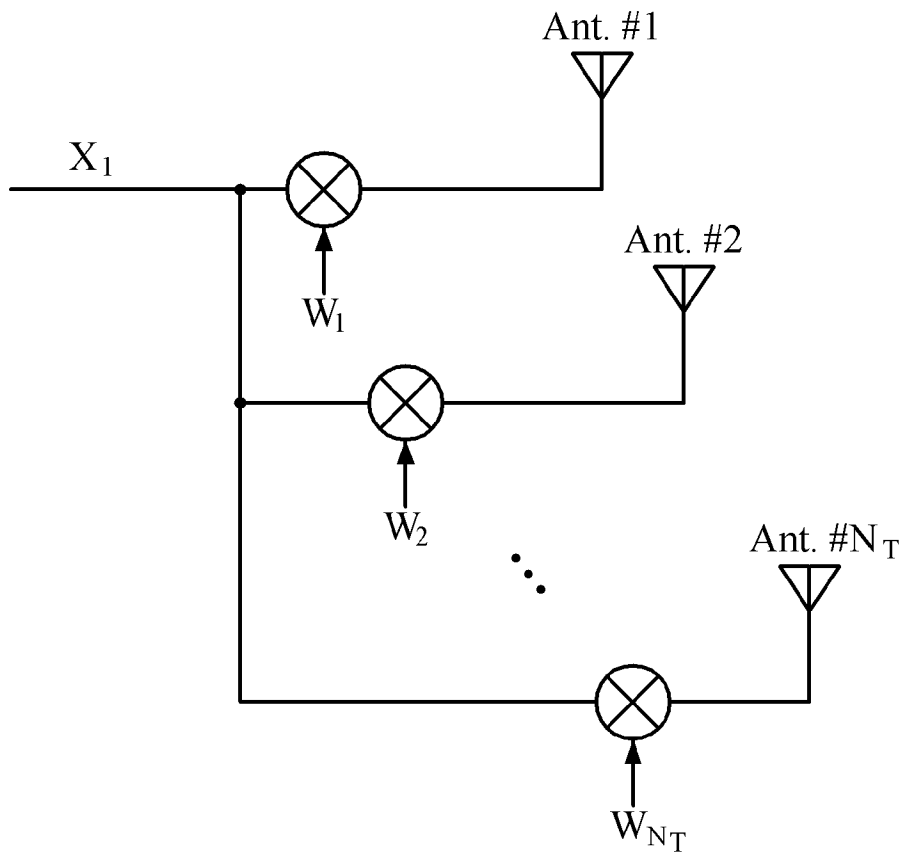
[도3]



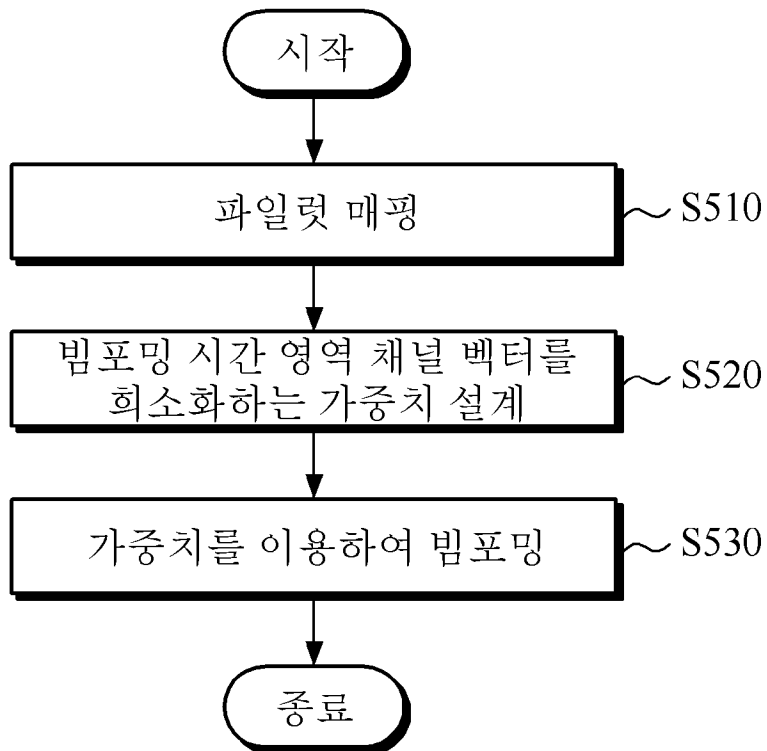
[도4a]



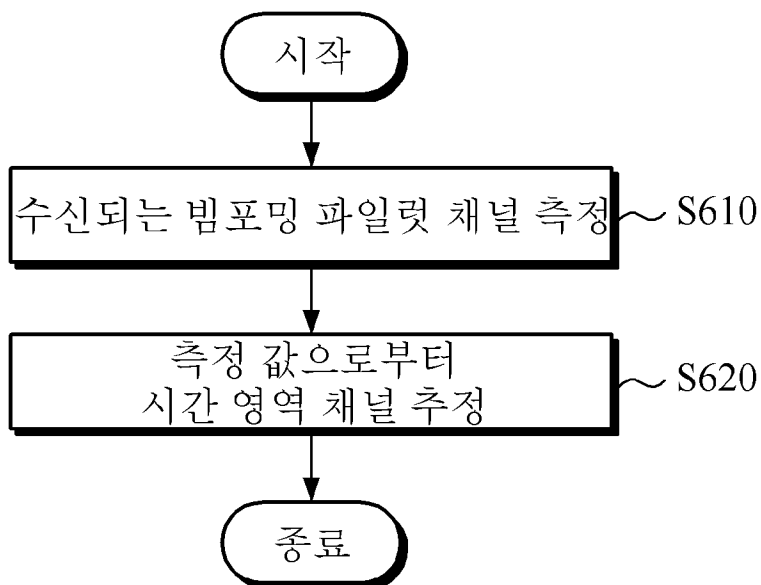
[도4b]



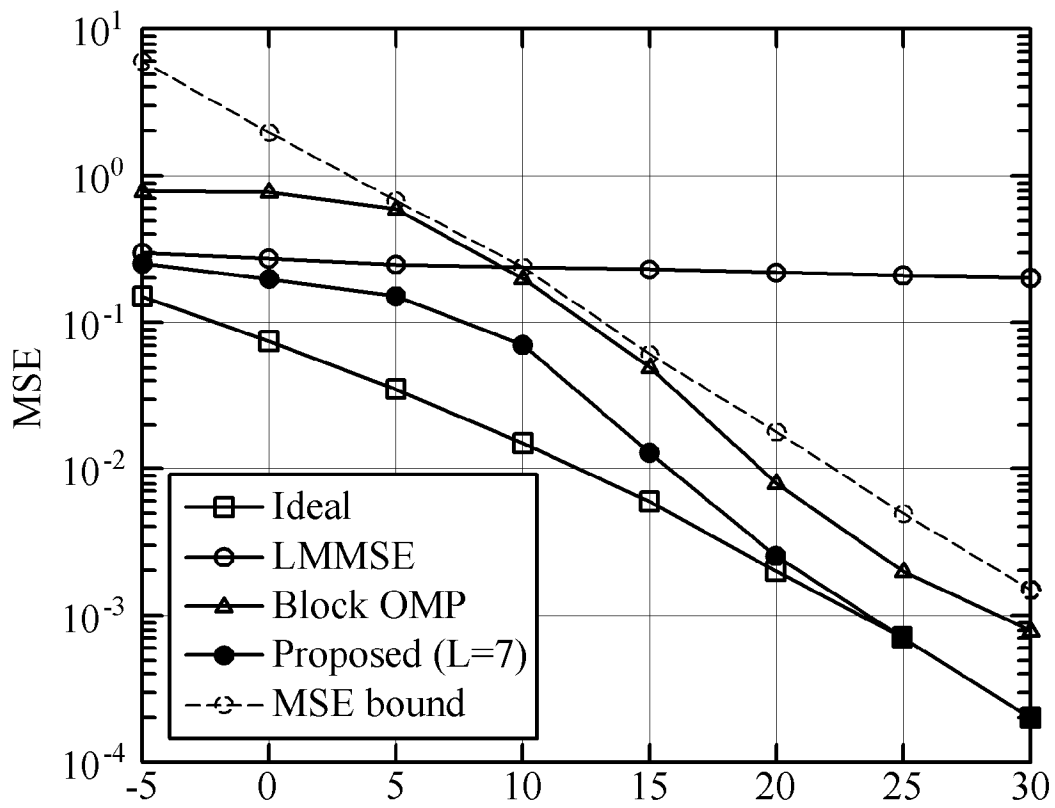
[도5]



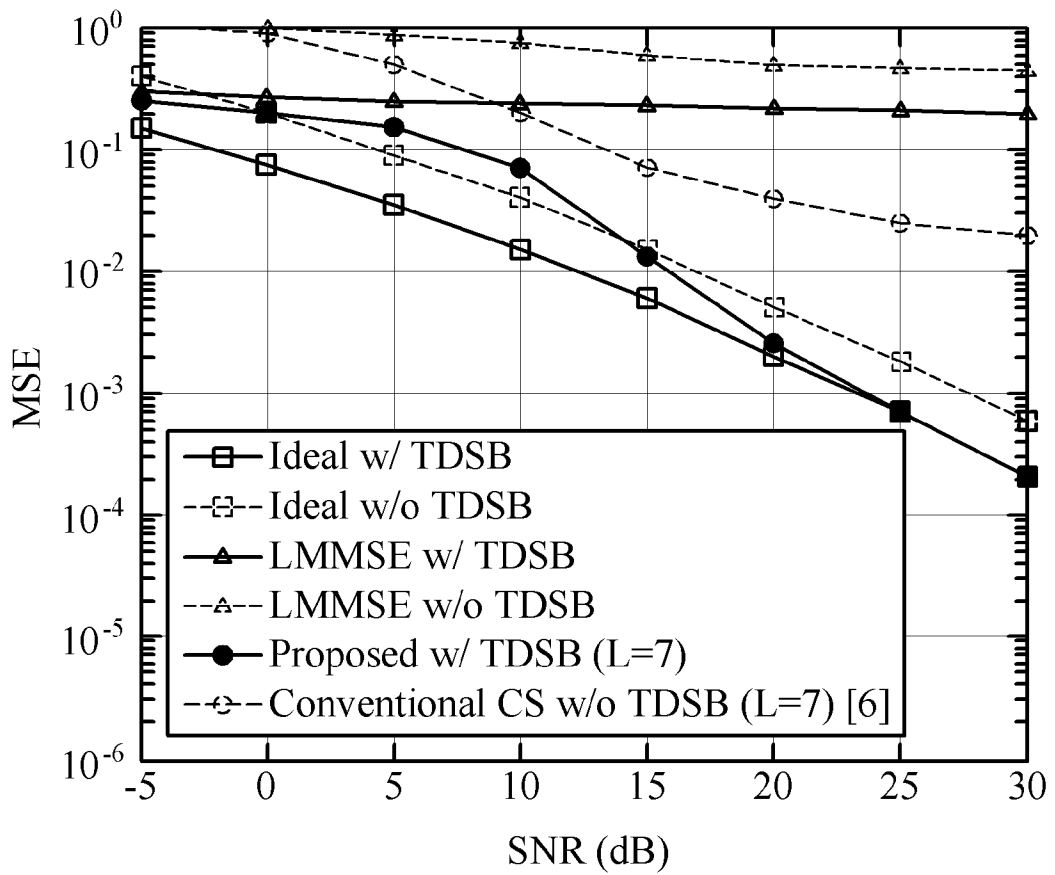
[도6]



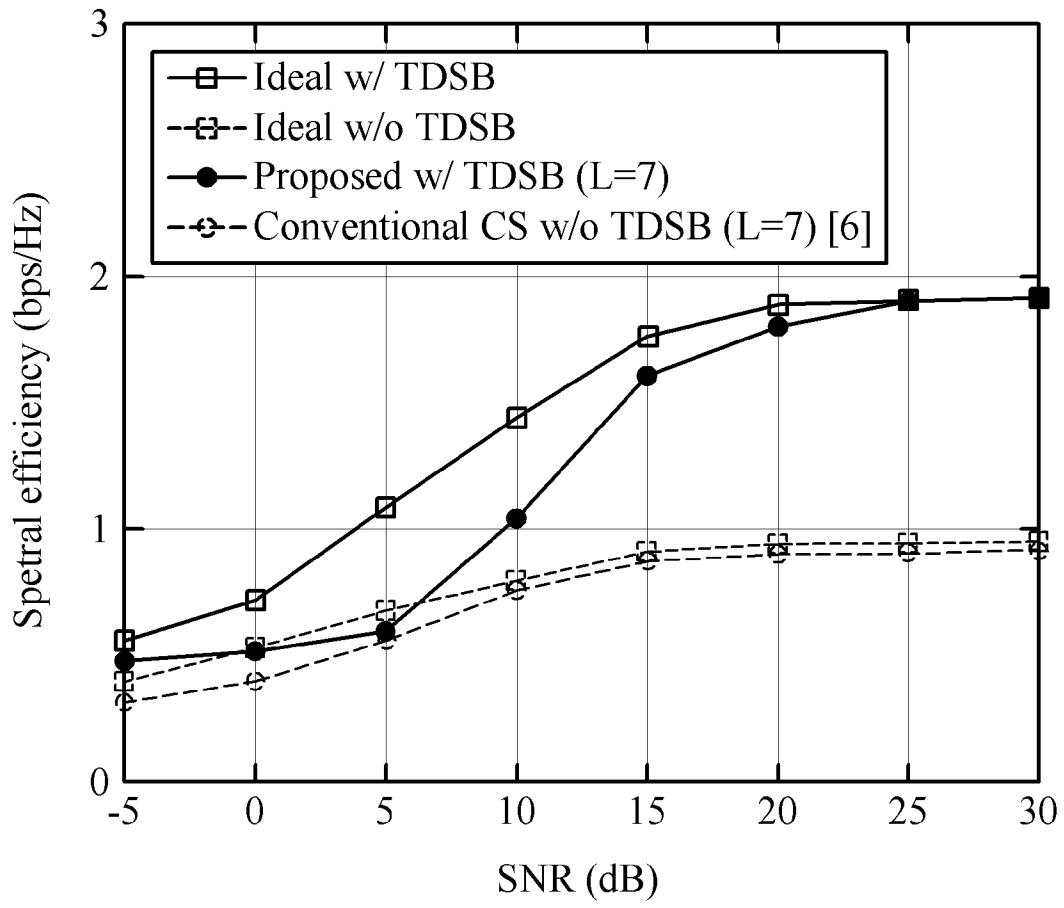
[도7]



[도8]



[도9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2017/013521

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L 25/03(2006.01)i, H04L 25/02(2006.01)i, H04B 7/06(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04L 25/03; H04L 5/00; H04J 99/00; H04B 7/10; H04J 11/00; H04B 7/04; H04L 25/02; H04B 7/06

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Korean Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Japanese Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

eKOMPASS (KIPO internal) & Keywords: wireless communication system, beam forming, channel, sparse, weight, pilot symbol

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	KR 10-1567477 B1 (MOTOROLA MOBILITY LLC.) 20 November 2015 See paragraphs [0004]-[0005], [0023]-[0024]; and figure 4.	1-2,4,9-10
A		3,5,11-13
X	Ji, Hyoung Ju et al., "Compress Sensing Assisted Channel Training and Time-sparse Precoding in IoT Systems", 2016 Summer Symposium of the Korean Institute of Communications and Information Sciences, vol. 60, June 2016, pages 521-522. See pages 521-522; and figures 1-2.	6-8
Y		1-2,4,9-10
Y	SHIM, Byong Hyo et al., "Reconstruction of Sparse Vector", Information & Communications Magazine Open Lecture, vol. 33, no. 6 (supplement no. 3), May 2016, pages 34-42. See pages 34-35.	2,10
A	KR 10-2010-0098854 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD. et al.) 10 September 2010 See paragraphs [0011]-[0017]; and figure 1.	1-13
A	JP 2009-049604 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.) 05 March 2009 See paragraphs [0017]-[0035]; and figures 1-2.	1-13



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

27 MARCH 2018 (27.03.2018)

Date of mailing of the international search report

27 MARCH 2018 (27.03.2018)

Name and mailing address of the ISA/KR

Korean Intellectual Property Office
Government Complex-Daejeon, 189 Sconsa-ro, Daejeon 302-701,
Republic of Korea

Facsimile No. +82-42-481-8578

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2017/013521

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
KR 10-1567477 B1	20/11/2015	EP 2678966 A1	01/01/2014
		KR 10-2013-0125386 A	18/11/2013
		US 2012-0213261 A1	23/08/2012
		US 8537911 B2	17/09/2013
		WO 2012-115811 A1	30/08/2012
KR 10-2010-0098854 A	10/09/2010	KR 10-1466112 B1	28/11/2014
		US 2010-0220010 A1	02/09/2010
		US 8217835 B2	10/07/2012
JP 2009-049604 A	05/03/2009	JP 5133007 B2	30/01/2013
		KR 10-1321374 B1	28/10/2013
		KR 10-2009-0017957 A	19/02/2009
		US 2009-0046009 A1	19/02/2009
		US 8102934 B2	24/01/2012

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

H04L 25/03(2006.01)i, H04L 25/02(2006.01)i, H04B 7/06(2006.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04L 25/03; H04L 5/00; H04J 99/00; H04B 7/10; H04J 11/00; H04B 7/04; H04L 25/02; H04B 7/06

조사된 기술분야에 속하는 최소문헌 이외의 문헌

한국등록실용신안공보 및 한국공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

일본등록실용신안공보 및 일본공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우))

eKOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드: 무선 통신 시스템, 빔포밍, 채널, 회소화, 가중치, 파일럿 심볼

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
Y	KR 10-1567477 B1 (모토로라 모빌리티 엘엘씨) 2015.11.20 단락 [0004]-[0005], [0023]-[0024]; 및 도면 4 참조.	1-2, 4, 9-10
A		3, 5, 11-13
X	지형주 등. 'IoT 시스템에서 압축센싱 기반 채널 훈련 및 시간회소 프리코딩 방법 연구'. 2016년 한국통신학회 하계종합학술발표회, 제60권, 2016.06, 페이지 521-522.	6-8
Y	페이지 521-522; 및 도면 1-2 참조.	
Y	심병효 등. '회소백터의 복원'. 정보와 통신 열린강좌, 제33권, 제6호(별책3호), 2016.05, 페이지 34-42.	1-2, 4, 9-10
	페이지 34-35 참조.	2, 10
A	KR 10-2010-0098854 A (삼성전자주식회사 등) 2010.09.10 단락 [0011]-[0017]; 및 도면 1 참조.	1-13
A	JP 2009-049604 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.) 2009.03.05 단락 [0017]-[0035]; 및 도면 1-2 참조.	1-13

☐ 추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다.

☒ 대응특허에 관한 별지를 참조하십시오.

* 인용된 문헌의 특별 카테고리:

“A” 특별히 관련이 없는 것으로 보이는 일반적인 기술수준을 정의한 문헌

“T” 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지 않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된 문헌

“E” 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일을 가지나 국제출원일 이후에 공개된 선출원 또는 특허 문헌

“X” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다.

“L” 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일 또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌

“Y” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과 조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명은 진보성이 없는 것으로 본다.

“O” 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌

“&” 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌

“P” 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌

국제조사의 실제 완료일

2018년 03월 27일 (27.03.2018)

국제조사보고서 발송일

2018년 03월 27일 (27.03.2018)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소



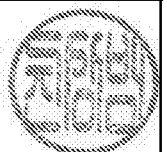
대한민국 특허청
(35208) 대전광역시 서구 청사로 189,
4동 (둔산동, 정부대전청사)

팩스 번호 +82-42-481-8578

심사관

진상범

전화번호 +82-42-481-8398



국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
KR 10-1567477 B1	2015/11/20	EP 2678966 A1 KR 10-2013-0125386 A US 2012-0213261 A1 US 8537911 B2 WO 2012-115811 A1	2014/01/01 2013/11/18 2012/08/23 2013/09/17 2012/08/30
KR 10-2010-0098854 A	2010/09/10	KR 10-1466112 B1 US 2010-0220010 A1 US 8217835 B2	2014/11/28 2010/09/02 2012/07/10
JP 2009-049604 A	2009/03/05	JP 5133007 B2 KR 10-1321374 B1 KR 10-2009-0017957 A US 2009-0046009 A1 US 8102934 B2	2013/01/30 2013/10/28 2009/02/19 2009/02/19 2012/01/24