



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년10월01일
(11) 등록번호 10-1313029
(24) 등록일자 2013년09월24일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/04 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2011-7030737
(22) 출원일자(국제) 2010년06월23일
심사청구일자 2011년12월22일
(85) 번역문제출일자 2011년12월22일
(65) 공개번호 10-2012-0023824
(43) 공개일자 2012년03월13일
(86) 국제출원번호 PCT/JP2010/060614
(87) 국제공개번호 WO 2010/150802
국제공개일자 2010년12월29일
(30) 우선권주장
JP-P-2009-149127 2009년06월23일 일본(JP)
(뒷면에 계속)
(56) 선행기술조사문헌
CATT, UE-specific RS design for LTE-A,
R1-091517, 3GPP RAN WG1 #56bis (2009.03.23.
공개)*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
가부시킴가이샤 엔티티 도쿄모
일본 도쿄도 치요다쿠 나가타초 2초메 11번 1고
(72) 발명자
기시야마 요시히사
일본, 도쿄, 100-6150, 치요다쿠, 나가타초 2초메, 11-1, 산노 파크 타워, 가부시킴가이샤 엔티티 도쿄모, 인텔렉츄얼 프로퍼티 디파트먼트 내 타케다 카주아키
일본, 도쿄, 100-6150, 치요다쿠, 나가타초 2초메, 11-1, 산노 파크 타워, 가부시킴가이샤 엔티티 도쿄모, 인텔렉츄얼 프로퍼티 디파트먼트 내 (뒷면에 계속)
(74) 대리인
정홍식

전체 청구항 수 : 총 4 항

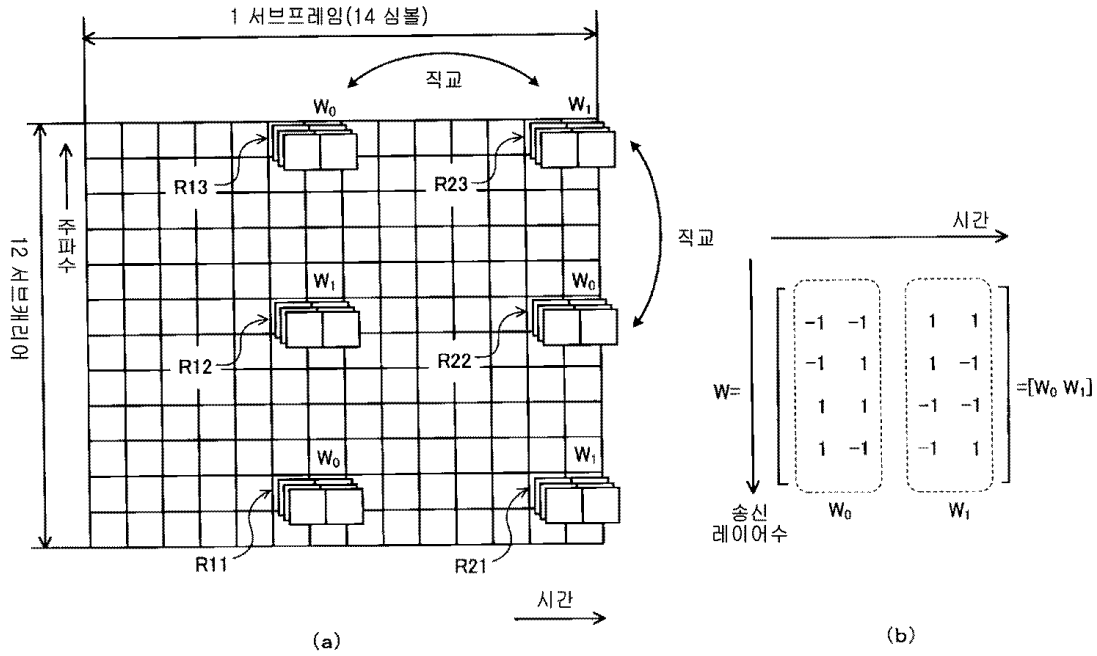
심사관 : 유재천

(54) 발명의 명칭 무선기지국장치 및 이동국장치, 무선통신방법

(57) 요약

송신레이어수의 증대에 적합한 하향 레퍼런스신호 구성을 제공하는 것. 이 무선기지국장치(20)는, 복수의 송신안테나와, 주파수방향 및 시간방향의 2차원방향으로 각각 인접하는 동일 송신레이어의 하향 레퍼런스신호간이 직교화하고, 그리고 동일 무선리소스에 할당된 다른 송신레이어의 하향 레퍼런스신호간이 직교화한 직교 레퍼런스신호를, 2차원 직교부호를 기초로 하여 생성하는 직교 RS 계열 생성부(22)와, 동일 송신레이어의 상기 직교 하향 레퍼런스신호와 송신데이터를 다중하는 다중부(23)와, 상기 다중부(23)에서 상기 직교 하향 레퍼런스신호와 송신데이터를 다중하여 얻어진 송신신호를 상기 복수의 송신안테나로부터 복수 송신레이어에서 동시 송신하는 송신부를 구비한 것을 특징으로 한다.

대표도



(72) 발명자

탄노 모토히로

일본, 도쿄, 100-6150, 치요다쿠, 나가타초 2초메,
11-1, 산노 파크 타워, 가부시키가이샤 엔티티 도
쿄모, 인텔렉츄얼 프로퍼티 디파트먼트 내

타오카 히데카즈

일본, 도쿄, 100-6150, 치요다쿠, 나가타초 2초메,
11-1, 산노 파크 타워, 가부시키가이샤 엔티티 도
쿄모, 인텔렉츄얼 프로퍼티 디파트먼트 내

(30) 우선권주장

JP-P-2009-231861 2009년10월05일 일본(JP)
JP-P-2009-252406 2009년11월02일 일본(JP)
JP-P-2010-001417 2010년01월06일 일본(JP)

특허청구의 범위

청구항 1

복수의 송신안테나;

주파수방향과 시간방향의 2차원으로 배치된 복수의 무선리소스를 이용하는 하향 레퍼런스 신호에 있어서, 동일 주파수의 시간방향으로 배치된 복수의 무선리소스에 송신레이어 간에 직교하는 직교 부호를 맵핑한 직교 하향 레퍼런스 신호를 생성하는 레퍼런스 신호 생성부;

상기 직교 하향 레퍼런스 신호와 송신 데이터를 다중하는 다중부;

상기 다중부에서 상기 직교 하향 레퍼런스 신호와 송신 데이터를 다중하여 얻어진 송신신호를 상기 복수의 송신안테나로부터 복수 송신레이어에서 송신하는 송신부;를 구비하고,

상기 직교 하향 레퍼런스 신호는, 시간방향으로 인접하는 하향 레퍼런스 신호용 무선리소스에 대한 상기 직교 부호의 맵핑방향이 주파수방향으로 인접하는 상기 무선리소스와의 사이에 있어서 반대인 것을 특징으로 하는 무선기지국장치.

청구항 2

복수의 수신안테나;

상기 복수의 송신안테나에서 동시 수신된 복수 송신레이어의 수신신호로부터, 주파수방향과 시간방향의 2차원으로 배치된 복수의 무선리소스를 이용하는 하향 레퍼런스 신호에 있어서, 동일 주파수의 시간방향으로 배치된 복수의 무선리소스에 송신레이어 간에 직교하는 직교 부호를 맵핑한 직교 하향 레퍼런스 신호를 분리하는 분리부;

상기 분리부에서 분리된 각 송신레이어의 직교 하향 레퍼런스 신호에 기초하여 각 송신레이어의 채널 추정하는 채널 추정부;

상기 채널 추정부에 의한 각 레이어의 채널 추정결과에 기초하여 각 레이어의 송신 데이터를 복조하는 복조부;를 구비하고,

상기 직교 하향 레퍼런스 신호는, 시간방향으로 인접하는 하향 레퍼런스 신호용 무선리소스에 대한 상기 직교 부호의 맵핑방향이 주파수방향으로 인접하는 상기 무선리소스와의 사이에 있어서 반대인 것을 특징으로 하는 이동국장치.

청구항 3

주파수방향과 시간방향의 2차원으로 배치된 복수의 무선리소스를 이용하는 하향 레퍼런스 신호에 있어서, 동일 주파수의 시간방향으로 배치된 복수의 무선리소스에 송신레이어 간에 직교하는 직교 부호를 맵핑한 직교 하향 레퍼런스 신호를 생성하는 단계;

상기 직교 하향 레퍼런스 신호와 송신 데이터를 다중하는 단계;

상기 직교 하향 레퍼런스 신호와 송신 데이터를 다중하여 얻어진 송신신호를 복수 송신레이어에서 송신하는 단계;를 구비하고,

상기 직교 하향 레퍼런스 신호는, 시간방향으로 인접하는 하향 레퍼런스 신호용 무선리소스에 대한 상기 직교 부호의 맵핑방향이 주파수방향으로 인접하는 상기 무선리소스와의 사이에 있어서 반대인 것을 특징으로 하는 무선통신방법.

청구항 4

복수의 송신안테나;

주파수방향과 시간방향의 2차원으로 배치된 복수의 무선리소스를 이용하는 하향 레퍼런스 신호에 있어서, 동일 주파수의 시간방향으로 배치된 복수의 무선리소스에 송신레이어 간에 직교하는 직교 부호를 맵핑한 직교 하향 레퍼런스 신호를 생성하는 레퍼런스 신호 생성부;

상기 직교 하향 레퍼런스 신호와 송신 데이터를 다중하는 다중부; 및

상기 다중부에서 상기 직교 하향 레퍼런스 신호와 송신 데이터를 다중하여 얻어진 송신신호를 상기 복수의 송신 안테나로부터 복수 송신레이어에서 송신하는 송신부;를 구비한 무선기지국장치;

복수의 수신안테나;

상기 복수의 송신안테나에서 동시 수신된 복수 송신레이어의 수신신호로부터 상기 직교 하향 레퍼런스 신호를 분리하는 분리부;

상기 분리부에서 분리된 각 송신레이어의 직교 하향 레퍼런스 신호에 기초하여 각 송신레이어의 채널 추정하는 채널 추정부; 및

상기 채널 추정부에 의한 각 레이어의 채널 추정결과에 기초하여 각 레이어의 송신 데이터를 복조하는 복조부; 를 구비한 이동국장치;를 구비하고,

상기 직교 하향 레퍼런스 신호는, 시간방향으로 인접하는 하향 레퍼런스 신호용 무선리소스에 대한 상기 직교 부호의 맵핑방향이 주파수방향으로 인접하는 상기 무선리소스와의 사이에 있어서 반대인 것을 특징으로 하는 무선통신시스템.

청구항 5

삭제

청구항 6

삭제

청구항 7

삭제

청구항 8

삭제

청구항 9

삭제

청구항 10

삭제

청구항 11

삭제

청구항 12

삭제

청구항 13

삭제

청구항 14

삭제

청구항 15

삭제

청구항 16

삭제

청구항 17

삭제

청구항 18

삭제

청구항 19

삭제

청구항 20

삭제

청구항 21

삭제

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은, 하향링크 레퍼런스신호(레퍼런스·시그널)를 송신하는 무선기지국장치 및 이동국장치, 무선통신방법에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 와이드밴드 부호분할 다중접속(WCDMA) 방식, 고속 다운링크 패킷 액세스(HSDPA) 방식, 고속 업링크 패킷 액세스(HSUPA) 방식 등의 후계가 되는 통신방식, 즉 롱 텀 에볼루션(LTE:Long Term Evolution)이, WCDMA의 표준화단체 3GPP에 있어서 규정되었다(Release-8). Release-8 LTE(이하, REL8-LTE라고 한다)에서의 무선 액세스 방식으로서, 하향링크에 대해서는 직교 주파수분할 다중접속(OFDMA:Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) 방식이 규정되어 있다.

[0003] OFDMA 방식은, 주파수대역을 복수의 좁은 주파수대역(서브캐리어)으로 분할하고, 각 서브캐리어에 데이터를 실어 전송을 수행하는 멀티 캐리어 전송방식이다. 서브캐리어를 주파수축 상에 직교시키면서 촘촘히 나열함으로써 고속전송을 실현하고, 주파수의 이용효율을 올리는 것을 기대할 수 있다.

[0004] 또, REL8-LTE에서는 하향 레퍼런스신호 구성을 규정하고 있다. 하향 레퍼런스신호는, 1)스케줄링이나 적응 제어를 위한 하향 CQI(Channel Quality Indicator) 측정, 2) REL8-LTE를 서포트하는 유저단말(이하, LTE 단말이라고 한다)에 있어서의 하향 동기 검파를 위한 채널 추정, 3) 셀 서치나 핸드오버를 위한 하향 전파로 상태의 추정을 위해 이용된다.

[0005] 또, REL8-LTE에서는, 송신기와 수신기에 각각 복수의 안테나를 마련하고, 통신품질을 개선하는 무선전송방법(MIMO:Multiple-Input Multiple-Output)이 규정되어 있다(예를 들면, 비특허문헌 1). 동시 송신하는 송신레이어(송신정보 계열)가 전부 동일 유저의 것인 경우(싱글 유저 MIMO)와, 다른 유저의 것인 경우(멀티 유저 MIMO)로 구별된다.

[0006] 싱글 유저 MIMO는, 기지국에 있어서 최대 4 송신안테나를 이용한 4 레이어의 공간 다중을 수행할 수 있다. 각 레이어는, 송신안테나에 1대1로 대응시키는 것이 아니라, 각각 다른 송신 위상/진폭 제어(프리코딩)를 이용하여, 모든 송신안테나로부터 송신된다. 프리코딩에 의해, 이상적으로는 동시에 송신된 각 레이어는, 수신기측에서 직교(서로 간섭하지 않고)하여 송신된다. 이 때문에, 동시 송신되는 각 송신레이어(송신정보 계열)가, 서로 간섭되지 않고, 그리고 LTE 단말에 있어서 높은 SINR로 수신되도록 페이딩 변동을 고려하여, 프리코딩 벡터(송

신안테나의 가중)를 결정한다. 또, 프리코딩에 의해, 특정한 유저단말에 대해 희망파를 강조한 지향성 송신을 실현하는 빔 포밍이 가능해진다.

[0007] 멀티 유저 MIMO는, 어느 서브프레임의 동일 리소스 블록(RB)을 복수의 유저단말의 레이어에 할당함으로써 실현된다. 멀티 유저 MIMO의 경우, 각 유저에 할당하는 레이어수는 하나로 한정되어 있었다.

선행기술문헌

비특허문헌

[0008] (비특허문헌 0001) 비특허문헌 1: 3GPP TR 25.913 [1]

발명의 내용

해결하려는 과제

[0009] 그런데, MIMO 전송기술의 개선책의 하나로서 송신레이어수를 더욱 확장하는 것을 들 수 있으나, 송신레이어수를 늘린 경우에 하향 레퍼런스신호를 어떻게 구성해야 하는지 등의 과제가 발생한다.

[0010] 본 발명은, 상기 점을 감안하여 이루어진 것이며, 송신레이어수의 증대에 적합한 하향 레퍼런스신호 구성을 이용하여 무선통신할 수 있는 무선기지국장치 및 무선통신방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

과제의 해결 수단

[0011] 본 발명의 제1 측면에서는, 복수의 송신안테나와, 주파수방향 및 시간방향의 2차원방향으로 각각 인접하는 동일 송신레이어의 하향 레퍼런스신호간이 직교화하고, 그리고 동일 무선리소스에 할당된 다른 송신레이어의 하향 레퍼런스신호간이 직교화한 직교 레퍼런스신호를, 2차원 직교부호를 기초로 하여 생성하는 레퍼런스신호 생성부와, 동일 송신레이어의 상기 직교 하향 레퍼런스신호와 송신데이터를 다중하는 다중부와, 상기 다중부에서 상기 직교 하향 레퍼런스신호와 송신데이터를 다중하여 얻어진 송신신호를 상기 복수의 송신안테나로부터 복수 송신레이어에서 동시 송신하는 송신부를 구비한 것을 특징으로 한다.

[0012] 본 발명의 제1 측면에 따르면, 동일 송신레이어에 있어서 주파수방향으로 인접하는 직교 하향 레퍼런스신호끼리를 직교부호로 직교할 수 있음과 함께 시간방향으로 인접하는 직교 하향 레퍼런스신호끼리를 직교부호로 직교할 수 있으며, 또한 동일한 할당리소스에 맵핑된 직교 하향 레퍼런스신호를 송신레이어간에 직교시킬 수도 있다. 즉, 간단한 2차원 직교부호로 직교 하향 레퍼런스신호에 관한 주파수방향, 시간방향 및 레이어간의 3개의 직교화가 가능해지며, 송신레이어수의 증대, 유저간의 직교화가 실현된다.

발명의 효과

[0013] 본 발명에 따르면, 송신레이어수의 증대에 적합한 하향 레퍼런스신호 구성을 이용하여 무선통신할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0014] 도 1은 레퍼런스신호 구성의 개념도.

도 2는 송신레이어간 및 2차원방향으로 직교화된 직교 DM-RS를 나타내는 개념도.

도 3은 동일 송신레이어 내에서의 2차원방향으로 인접하는 직교 DM-RS의 직교화를 나타내는 개념도.

도 4는 유저단말 및 무선기지국장치를 갖는 이동통신시스템의 개념도.

도 5는 일 실시형태에 따른 무선기지국장치의 기능 블록도.

도 6은 직교부호간에 스크램블하는 스크램블 처리부의 개념도.

도 7은 직교부호를 스크램블하는 스크램블 처리부의 개념도.

도 8은 일 실시형태에 따른 유저단말의 기능 블록도.

도 9는 레퍼런스신호 구성의 개념도.

- 도 10은 변형예에 따른 레퍼런스신호 구성의 개념도.
- 도 11은 변형예에 따른 무선기지국장치의 기능 블록도.
- 도 12는 변형예에 따른 유저단말의 기능 블록도.
- 도 13은 변형예에 따른 레퍼런스신호 구성의 개념도.
- 도 14는 송신레이어수를 2 레이어로 한 경우의 직교화의 설명도.
- 도 15는 송신레이어수를 2 레이어로 한 경우의 직교화의 다른 패턴의 설명도.
- 도 16은 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 제1 직교패턴의 설명도.
- 도 17은 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 제2 직교패턴의 설명도.
- 도 18은 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 제3 직교패턴의 설명도.
- 도 19은 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 제4 직교패턴의 설명도.
- 도 20은 주파수영역에서 순회 시프트시키면서 맵핑하는 직교패턴의 설명도.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0015] 이하, 본 발명의 실시형태에 대해 첨부도면을 참조하여 설명한다.
- [0016] 본 발명의 하나의 측면에서는, LTE-A 단말에 있어서 공통 데이터 채널(PDSCH)의 복조에 이용되는 레퍼런스신호인 DM-RS(Demodulation-Reference Signal)를 송신레이어간에 직교시킨다. 송신레이어마다 송신데이터에 다중되는 DM-RS를 복수 송신레이어(4 레이어, 8 레이어, 그 이상)간에 직교시키기에 바람직한 하향 레퍼런스신호 구성에 대해 설명한다. 또, 송신레이어간에 직교시키는 DM-RS를 유저간에 직교시키기에 바람직한 하향 레퍼런스신호 구성에 대해 설명한다.
- [0017] LTE 시스템에서는, 기지국(eNB)에 있어서 각 단말(UE)로부터의 주파수 블록마다의 CQI(채널품질) 보고값에 기초하여, 스케줄러가 서브프레임 주기로 하향 공유채널(PDSCH)의 무선리소스를 리소스 블록(RB) 단위로 할당한다.
- [0018] 도 1(a) (b)는 본 발명자가 제안하는 하향 레퍼런스신호 구성의 개념도이다.
- [0019] 도 1(a)에 1 리소스 블록당의 DM-RS 패턴을 나타낸다. 이 도면에는, LTE에서 규정된 1 리소스 블록당의 사이즈에 맞춰, 주파수영역이 연속하는 12 서브캐리어로 구성되고, 1 서브프레임이 14 심볼로 구성된 1 리소스 블록이 도시되어 있다. 1 리소스 블록에, 송신데이터와 DM-RS가 시간영역 및 주파수영역에서 겹치지 않도록 다중되어 있다. DM-RS는 송신레이어마다 마련된다. 예를 들면, 8 송신레이어의 경우에는 각 송신레이어에 대응하여, 합계로 8개의 DM-RS가 생성된다. 1 레이어의 DM-RS에 할당되는 무선리소스(시간영역 및 주파수영역)(이하, '할당리소스'라고 한다)는 [1 서브캐리어×연속하는 2 심볼] 이다. 단, 할당리소스의 사이즈는 한정되는 것이 아니며, [2 서브캐리어×연속하는 2 심볼] 과 같이 유연하게 설정 가능하다.
- [0020] 도 1(a)가 도시하는 예에서는, 하나의 할당리소스에, 4 송신레이어의 DM-RS가 다중되어 있다. DM-RS의 다중방식은 부호분할 다중(CDM)방식을 적용하고 있다. 하나의 할당리소스에 4 송신레이어의 DM-RS가 다중되기 때문에, 동일 리소스 블록 내에서 주파수방향으로 이간하여 적어도 2개의 할당리소스를 확보하면, 합계 8 송신레이어의 DM-RS를 다중하는 것이 가능해진다. 도 1(a)에서는 동일 리소스 블록 내에서 주파수방향으로 이간하여 3개의 할당리소스가 배치되어 있다.
- [0021] 하나의 할당리소스에 다중되는, 송신레이어의 다른 복수(4 송신레이어)의 DM-RS는 서로 직교하고 있다. 하나의 할당리소스에 다중되는 각 DM-RS에 대해, 다중수에 맞춰 4개의 다른 직교부호를 승산함으로써, 송신레이어의 다른 4개의 DM-RS를 서로 직교시킬 수 있다.
- [0022] 도 1(b)에 2차원 직교부호의 구성예를 나타낸다. 이 도면에 도시하는 2차원 직교부호 W는, 2×4의 월시부호로 이루어지는 제1 직교부호 W0와, 2×4의 월시부호로 이루어지며 제1 직교부호 W0에 대해 각 행이 직교하는 제2 직교부호 W1로 구성된다. 제1 및 제2 직교부호 W0, W1은, 1 할당리소스당의 최대 다중수(4 송신레이어)와, 1 할당리소스의 엘리먼트 사이즈(1×2)에 대응한 사이즈로 설계하고 있다.
- [0023] 도 1(a) (b), 도 2 및 도 3을 참조하여 구체적으로 설명한다.

- [0024] 어느 심볼위치(1 서브프레임 내에서 연속하는 2 심볼)에서는, 3개의 할당리소스 R11, R12, R13이 주파수방향으로 등간격으로 배치되고, 각 할당리소스 R11, R12, R13과 동일 서브캐리어이며 시간축방향으로 소정 심볼수만큼 떨어져 3개의 할당리소스 R21, R22, R23이 배치되어 있다.
- [0025] 어느 할당리소스 R11에 제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4에 대응한 4개의 DM-RS가 부호분할 다중(CDM)된다. 할당리소스 R11에 다중되는 제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4에 대응한 4개의 DM-RS는, 제1 직교부호 W0을 이용하여 송신레이어간에 직교하도록 부호분할 다중하고 있다. 이는, 제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4에 대응한 각 DM-RS에, 각 송신레이어에 대응하는 각 행 $(-1, -1)$, $(-1, 1)$, $(1, 1)$, $(1, -1)$ 을 승산하여, 확산 다중하고 있다고 바꿔말할 수도 있다. 도 2에 할당리소스 R11에 다중되는 4개의 DM-RS (제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4)를, 제1 직교부호 W0을 이용하여 부호분할 다중(직교화)한 개념도를 나타내고 있다. 제1 직교부호 W0에 의해 DM-RS (제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4)가 송신레이어간에 직교화되고 있다.
- [0026] 할당리소스 R12는, 할당리소스 R11에 대해 주파수영역에 있어서 인접한 무선리소스이다. 할당리소스 R12에 다중되는 제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8에 대응한 4개의 DM-RS는, 제2 직교부호 W1을 이용하여 송신레이어간에 직교하도록 부호분할 다중하고 있다. 이는, 제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8에 대응한 각 DM-RS를, 송신레이어마다 대응하는 각 행 $(1, 1)$, $(1, -1)$, $(-1, -1)$, $(-1, 1)$ 을 승산하여, 확산 다중하고 있다고 바꿔말할 수도 있다. 도 2에 할당리소스 R12에 다중되는 4개의 DM-RS (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)을, 제2 직교부호 W1을 이용하여 부호분할 다중(직교화)한 개념도를 나타내고 있다. 제2 직교부호 W1에 의해 DM-RS (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)이 송신레이어간에 직교화되고 있다.
- [0027] 또한, 할당리소스 R13은, 할당리소스 R12에 대해 주파수방향으로 인접한 무선리소스이다. 할당리소스 R13에 다중되는 4개의 DM-RS (제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4)는, 제1 직교부호 W0을 이용하여 송신레이어간에 직교하도록 부호분할 다중되어 있다.
- [0028] 이와 같이, 개개의 할당리소스 R11, R12, R13에 다중되는 각 송신레이어의 DM-RS (제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4), (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)은, 각각의 할당리소스 R11, R12, R13에 있어서 송신레이어간에는 직교한 관계가 된다.
- [0029] 게다가, 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 (R11, R12), (R12, R13)에서는, 일방의 할당리소스 (R11, R13)에 다중되는 DM-RS (제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4)를 제1 직교부호 W0을 이용하여 직교 다중화(확산)하고, 타방의 할당리소스 R12에 다중되는 DM-RS (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)을 제2 직교부호 W1을 이용하여 직교 다중화(확산)하기 때문에, 주파수축방향으로 인접하는 할당리소스 (R11, R12)간, 및 할당리소스 (R12, R13)간에도 직교화된다.
- [0030] 도 1(a)에 도시하는 바와 같이, 상기 3개의 할당리소스 R11, R12, R13과 동일 서브캐리어이며 시간영역에서 소정 심볼수 떨어진 위치에, 다른 3개의 할당리소스 R21, R22, R23이 배치되어 있다.
- [0031] 할당리소스 R21은, 상기 할당리소스 R11에 대해 시간축방향으로 인접하고 있다. 할당리소스 R21에 제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8에 대응한 4개의 DM-RS가 다중된다. 할당리소스 R21에 다중되는 4개의 DM-RS (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)은 제2 직교부호 W1을 이용하여 송신레이어간에 직교하도록 부호분할 다중되어 있다. 도 2에 할당리소스 R21에 다중되는 4개의 DM-RS (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)을, 제2 직교부호 W1을 이용하여 부호분할 다중(직교화)한 개념도를 나타내고 있다. 제2 직교부호 W1에 의해 DM-RS (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)이 송신레이어간에 직교화되고 있다.
- [0032] 할당리소스 R22는, 상기 할당리소스 R12에 대해 시간축방향으로 인접하고 있다. 할당리소스 R22에 제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4에 대응한 4개의 DM-RS가 다중된다. 할당리소스 R22에 다중되는 4개의 DM-RS (제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4)는 제1 직교부호 W0을 이용하여 송신레이어간에 직교하도록 부호분할 다중되어 있다.
- [0033] 할당리소스 R23은, 상기 할당리소스 R13에 대해 시간축방향으로 인접하고 있다. 할당리소스 R23에 제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8에 대응한 4개의 DM-RS가 다중된다. 할당리소스 R23에 다중되는 4개의 DM-RS (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)은 제2 직교부호 W1을 이용하여 송신레이어간에 직교하도록 부호분할 다중되어 있다.
- [0034] 이와 같이, 시간축방향에 있어서 인접하는 할당리소스 (R11, R21)간, 할당리소스간 (R12, R22), 할당리소스간

(R13, R23)에서는, 일방의 할당리소스 (R11, R13, R22)에 다중되는 DM-RS (제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4)를 제1 직교부호 W0을 이용하여 직교 다중화(확산)하고, 타방의 할당리소스 (R21, R23)에 다중되는 DM-RS (제5 송신레이어#5~제8 송신레이어#8)을 제2 직교부호 W1을 이용하여 직교 다중화(확산)하기 때문에, 시간영역에 있어서 각각 인접하는 할당리소스간 (R11, R21), 할당리소스간 (R12, R22), 할당리소스간 (R13, R23)에도 직교화된다.

[0035] 도 3은 주파수축방향과 시간축방향으로 이루어지는 2차원방향에 있어서 DM-RS가 직교화된 상태를 나타내는 개념도이다. 이 도면에는 2차원방향(주파수축방향과 시간축방향)으로 인접하는 4개의 할당리소스 R11, R12, R21, R22의 송신레이어#2에 있어서의 직교상태를 나타내고 있다. 도 3에 도시하는 바와 같이, 동일 송신레이어#2에서는, 점선 L1로 둘러싼 주파수축방향으로 인접하는 할당리소스 R11, R12간에 직교하고 있으며, 그리고 점선 L2로 둘러싼 시간축방향으로 인접하는 할당리소스 R12, R22간에 직교하고 있다. 이와 같은 2차원방향의 직교화는 모든 송신레이어에 있어서 유지되고 있다.

[0036] 이상의 설명에서는, 2차원 직교부호 W를 구성하는 일방의 제1 직교부호 W0을 이용하여 제1 송신레이어#1~제4 송신레이어#4에 대응한 각 DM-RS를 부호분할 다중하고, 2차원 직교부호 W를 구성하는 타방의 제2 직교부호 W1을 이용하여 제5 송신레이어~제8 송신레이어#8에 대응한 각 DM-RS를 부호분할 다중하고 있으나, 본 발명은 이와 같은 측면에 한정되지 않는다.

[0037] 본 발명의 다른 측면에서는, 2차원 직교부호 W를 구성하는 제1 직교부호 W0이나 제2 직교부호 W1을 이용하여, DM-RS를 유저간에 직교시킬 수 있다. 이 경우에 있어서는, 예를 들면, 도 1(b)에 도시하는 제1 직교부호 W0 중, 선두로부터 2 코드 (-1, -1), (-1, 1)을 유저 UE1(레이어#1~#2)에 할당하고, 후속의 2 코드 (1, 1), (1, -1)을 유저 UE2(레이어#1~#2)에 할당한다. 도 1(a)에 도시하는 리소스 블록에 있어서, 주파수축방향으로 인접하는 각 할당리소스 R11, R12, R13에 다른 유저 UE1, UE2를 각각 할당한다.

[0038] 유저 UE1, UE2가 할당된 할당리소스 R11(R13)에, 유저 UE1에 대한 복수 레이어(제1 송신레이어#1, 제2 송신레이어#2)의 DM-RS를, 제1 직교부호 W0의 선두로부터 2 코드를 이용하여 부호분할 다중함과 함께, 유저 UE2에 대한 복수 레이어(제1 송신레이어#1, 제2 송신레이어#2)의 DM-RS를, 제1 직교부호 W0의 후속 2 코드를 이용하여 부호분할 다중한다. 이와 같이 하여, 할당리소스 R11(R13)에, 유저 UE1과 유저 UE2가 다중된다.

[0039] 할당리소스 R11(R13)에 대해 주파수축방향으로 인접하는 할당리소스 R12에 대해서도, 유저 UE1에 대한 복수 레이어(제3 송신레이어#3, 제4 송신레이어#4)의 DM-RS를 제2 직교부호 W1의 선두의 2 코드를 이용하여 부호분할 다중함과 함께, 유저 UE2에 대한 복수 레이어(제3 송신레이어#3, 제4 송신레이어#4)의 DM-RS를 제2 직교부호 W1의 후속의 2 코드를 이용하여 부호분할 다중한다.

[0040] 이상과 같이 하여, 각 할당리소스에 있어서 복수 유저가 직교 다중됨과 함께, 주파수축방향으로 인접하는 할당리소스 R11(R13)와 할당리소스 R12와의 사이에서, 복수 유저 각각의 DM-RS (제1 송신레이어#1, 제2 송신레이어#2)와 (제3 송신레이어#3, 제4 송신레이어#4)에 관해 직교화가 도모된다.

[0041] 또, 도 1(a)에 도시하는 리소스 블록에 있어서, 할당리소스 R11에 대해 시간축방향으로 인접하는 할당리소스 R21에 대해서도, 유저 UE1에 대한 복수 레이어(제3 송신레이어#3, 제4 송신레이어#4)의 DM-RS를 제2 직교부호 W1의 선두의 2 코드를 이용하여 부호분할 다중함과 함께, 유저 UE2에 대한 복수 레이어(제3 송신레이어#3, 제4 송신레이어#4)의 DM-RS를 제2 직교부호 W1의 후속의 2 코드를 이용하여 부호분할 다중한다.

[0042] 이로 인해, 시간축방향으로 인접하는 할당리소스 R11과 할당리소스 R21과의 사이에서, 복수 유저 각각의 DM-RS (제1 송신레이어#1, 제2 송신레이어#2)와 DM-RS (제3 송신레이어#3, 제4 송신레이어#4)에 관해 직교화가 도모된다.

[0043] 마찬가지로, 할당된 할당리소스 R12와, 할당리소스 R22와의 사이에서도 유저간의 직교화가 도모됨과 함께 레이어간 직교가 도모되고, 할당리소스 R13과 할당리소스 R23과의 사이에서도 유저간의 직교화가 도모됨과 함께 레이어간 직교가 도모된다.

[0044] 다음에, 이상과 같이 직교화되어 있는 하향링크의 DM-RS를 이용하는 무선통신방법 및 그와 같은 무선통신방법이 적용되는 무선기지국장치 및 무선단말의 실시예에 대해 설명한다. 이하, LTE 및 LTE-A를 대상으로 한 무선 액세스 시스템을 예로 설명하나, 그 이외의 시스템으로의 적용을 제한하는 것이 아니다.

[0045] 먼저, 도 4를 참조하여, 유저단말(예를 들면, 이동국) 및 무선기지국장치를 갖는 이동통신시스템에 대해 설명한다.

- [0046] 이동통신시스템(1)은, LTE 시스템을 베이스로 하고 있으며, 하향링크의 레퍼런스신호로서 CRS, CQI-RS, DM-RS를 이용한 무선통신방법이 적용되고 있다. 이동통신시스템(1)은, 무선기지국장치(20)와, 무선기지국장치(20)와 통신하는 복수의 유저단말(10(10₁, 10₂, 10₃, ... 10_n, n은 n>0 정수))을 구비한다. 무선기지국장치(20)는, 상위국, 예를 들면 액세스 게이트웨이 장치(30)와 접속되고, 액세스 게이트웨이 장치(30)는, 코어 네트워크(40)와 접속된다. 유저단말(10)은 셀(50)에 있어서 무선기지국장치(20)와 통신을 수행하고 있다. 또한, 상기 액세스 게이트웨이 장치(30)는, MME / SGW(Mobility Management Entity / Serving Gateway)라 불려도 좋다.
- [0047] 각 유저단말(10₁, 10₂, 10₃, ... 10_n)은, 동일한 구성, 기능, 상태를 갖기 때문에, 이하에서는 특단의 단서가 없는 한 유저단말(10)로서 설명을 진행한다. 설명의 편의상, 무선기지국장치와 무선통신하는 것은 이동국이지만, 보다 일반적으로는 이동단말도 고정단말도 포함하는 유저단말(UE:User Equipment)로 한다.
- [0048] 이동통신시스템(1)에서는, 무선 액세스 방식으로서, 하향링크에 대해서는 OFDMA(직교 주파수분할 다원접속)가, 상향링크에 대해서는 SC-FDMA(싱글 캐리어-주파수분할 다원접속)가 적용된다. 상술한 바와 같이, OFDMA는, 주파수대역을 복수의 좁은 주파수대역(서브캐리어)으로 분할하고, 각 서브캐리어에 데이터를 맵핑하여 통신을 수행하는 멀티 캐리어 전송방식이다. SC-FDMA는, 시스템대역을 단말마다 하나 또는 연속한 리소스 블록으로 이루어지는 대역으로 분할하고, 복수의 단말이 서로 다른 대역을 이용함으로써, 단말간의 간섭을 저감하는 싱글 캐리어 전송방식이다.
- [0049] 여기서, LTE에 있어서의 통신채널에 대해 설명한다.
- [0050] 하향링크에 대해서는, 하향 레퍼런스신호인 CRS, CQI-RS, DM-RS를 전송하는 레퍼런스·시그널과, 각 유저단말(10)에서 공유되는 물리 하향링크 공유채널(PDSCH)과, 물리 하향링크 제어채널(하향 L1 / L2 제어채널)이 이용된다. 레퍼런스·시그널에 의해, 상술한 다중방법을 적용하여 DM-RS가 전송된다. 물리 하향링크 공유채널에 의해, 유저데이터의 신호가 전송된다. 물리 하향링크 제어채널에 의해, DM-RS 계열정보, 스케줄링정보, 물리 하향링크 공유채널을 이용하여 통신을 수행하는 유저 ID나, 그 유저데이터의 트랜스포트 포맷의 정보, 즉, Downlink Scheduling Information, 및, 물리 상향링크 공유채널을 이용하여 통신을 수행하는 유저 ID나, 그 유저데이터의 트랜스포트 포맷의 정보, 즉, Uplink Scheduling Grant 등이 통지된다. DM-RS 계열정보는, 구체적으로는 DM-RS가 송신레이어#1~송신레이어#8까지 인덱스에서 정의되고 있는 경우, 싱글 스트림 송신을 적용하는 경우에는, 어느 인덱스가 이용되고 있는지를, PDCCH 또는 하이어·레이어 시그널링으로 유저단말에 통지한다. 멀티 레이어 송신을 적용하는 경우, 동일 리소스 블록에 다중되는 다른 유저가 어느 인덱스를 이용하고 있는지에 대해서도 제어신호로 통지한다.
- [0051] 또, 하향링크에 있어서는, Physical-Broadcast Channel(P-BCH)이나 Dynamic Broadcast Channel(D-BCH) 등의 알림채널이 송신된다. 상기 P-BCH에 의해 전송되는 정보는, Master Information Block(MIB)이며, 상기 D-BCH에 의해 전송되는 정보는, System Information Block(SIB)이다. 상기 D-BCH는, 상기 PDSCH에 맵핑되고, 무선기지국장치(20)로부터 유저단말(10)로 전송된다.
- [0052] 상향링크에 대해서는, 각 유저단말(10)에서 공유하여 사용되는 물리 상향링크 공유채널(PUSCH)과, 상향링크의 제어채널인 물리 상향링크 제어채널(PUCCH:Physical Uplink Control Channel)이 이용된다. 상기 물리 상향링크 공유채널에 의해 유저데이터가 전송된다. 물리 상향링크 제어채널에 의해, 하향링크 MIMO 전송을 위한 프리코딩 정보, 하향링크의 공유채널에 대한 송달확인정보나, 하향링크의 무선품질정보(CQI:Channel Quality Indicator) 등이 전송된다.
- [0053] 또, 상향링크에 있어서는, 초기 접속 등을 위한 물리 랜덤 액세스 채널(PRACH)이 정의되고 있다. 유저단말(10)은, 상기 PRACH에 있어서, 랜덤 액세스 프리앰블을 송신한다.
- [0054] 다음으로, 도 5를 참조하면서, 본 발명의 실시예에 따른 무선기지국장치(20)에 대해 설명한다. 무선기지국장치(20)는, 복수의 송신안테나#1~#N을 구비하고 있으며, 복수 송신안테나로부터 각 송신레이어의 송신데이터 및 하향 레퍼런스신호(DM-RS를 포함)를 동시 송신한다. 여기서는, 설명의 편의로 실제의 송신안테나수를 8개로 하여 설명한다. 즉, 최대 송신레이어수는 8 레이어까지 가능하다.
- [0055] 무선기지국장치(20)는, 송신데이터를 생성하는 송신데이터 생성부(21), 직교 DM-RS를 생성하는 직교 RS 계열 생성부(22), 송신데이터와 직교 DM-RS를 다중하는 다중부(23), 스크램블부호를 생성하는 스크램블부호 생성부(24), 스크램블부호를 직교 DM-RS에 승산하여 스크램블하는 스크램블 처리부(25)를 구비한다. 무선기지국장치(20)에서는, 송신데이터의 생성, 직교 DM-RS의 생성, 스크램블부호의 생성, 송신데이터와 직교 DM-RS의 다중

이, 송신레이어마다 실시된다.

[0056] 송신데이터 생성부(21)는, 송신데이터의 심볼 계열에 대해 오류정정 부호화, 인터리버를 실시한다. LTE에서는, 송신데이터를 부호화하기 위한 오류정정 능력을 갖는 부호로서 터보부호가 규정되어 있다. 단, 본 발명을 LTE 시스템 이외에 적용하는 경우에는, 무선통신방식에 적합한 부호화방식을 적용하는 것이 바람직하다. 송신데이터 생성부(21)는, 송신데이터를 오류정정 부호화·인터리버한 후, 송신데이터 계열(하나의 OFDM 심볼을 구성하는 n 비트)을 직병렬 변환하여 서브캐리어 변조용 복수 계열의 데이터신호를 생성한다. 복수 계열의 데이터신호를 생성하고 나서 인터리버를 실시해도 좋다. 송신데이터 생성부(21)는, 더욱 복수 계열의 데이터신호를 병렬로 서브캐리어 변조한다. 서브캐리어 변조에서는 BPSK, QPSK, 16QAM 등의 변조방식이 적용된다.

[0057] 직교 RS 계열 생성부(22)는, 2차원 직교부호 ($W = [W_0 \ W_1]$)을 이용하여 직교 DM-RS를 생성한다. 직교 RS 계열 생성부(22)는, 최대 송신레이어수(=8)에 대응하여 최대 8개까지 병렬 동작하게 되기 때문에, 본 명세서에서는 송신레이어를 구별하기 위해, 편의적으로 부호 '22' 뒤에 '#n'를 부가하여 설명한다.

[0058] 송신레이어#1~#4에 대응한 직교 DM-RS는, 직교 RS 계열 생성부(22)(#1~#4)에서 생성된다. 직교 RS 계열 생성부(22)(#1)는, 송신레이어#1의 송신데이터에 다중되는 직교 DM-RS를 생성한다. 직교 RS 계열 생성부(22)(#1)는, 송신레이어#1의 DM-RS 계열에 대해, 제1 직교부호 W_0 의 1행째 ($-1 \ -1$)을 승산하여 직교 DM-RS를 생성한다. 마찬가지로, 다른 송신레이어#2~#4에 대응한 직교 RS 계열 생성부(22)(#2~#4)는, 송신레이어#2의 DM-RS 계열에 대해 제1 직교부호 W_0 의 2행째 ($-1 \ 1$)을 승산하고, 송신레이어#3의 DM-RS 계열에 대해 제1 직교부호 W_0 의 3행째 ($1 \ 1$)을 승산하고, 송신레이어#4의 DM-RS 계열에 대해 제1 직교부호 W_0 의 4행째 ($1 \ -1$)을 승산한다. 이 결과, 송신레이어#1~#4간에 직교하는 직교 DM-RS가 생성된다.

[0059] 또, 송신레이어#5~#8에 대응한 직교 DM-RS는, 직교 RS 계열 생성부(22)(#5~#8)에서 생성된다. 직교 RS 계열 생성부(22)(#5)는, 송신레이어#5의 송신데이터에 다중되는 직교 DM-RS를 생성한다. 직교 RS 계열 생성부(22)(#5)는, 송신레이어#5의 DM-RS 계열에 대해, 제2 직교부호 W_1 의 1행째 ($1 \ 1$)을 승산하여 직교 DM-RS를 생성한다. 마찬가지로, 다른 송신레이어#6~#8에 대응한 직교 RS 계열 생성부(22)(#6~#8)는, 송신레이어#6의 각 DM-RS 계열에 대해, 제2 직교부호 W_1 의 2행째 ($1 \ -1$)을 승산하고, 송신레이어#7의 각 DM-RS 계열에 대해, 제2 직교부호 W_1 의 3행째 ($-1 \ -1$)을 승산하고, 송신레이어#8의 각 DM-RS 계열에 대해, 제2 직교부호 W_1 의 4행째 ($-1 \ 1$)을 승산하여, 송신레이어#5~#8간에 직교하는 직교 DM-RS를 생성한다.

[0060] 이상과 같이 하여 직교 RS 계열 생성부(22)(#1~#4)에서 생성된 4개의 송신레이어#1~#4의 직교 DM-RS는, 동일 할당리소스 (R11, R13, R22)에 각각 다중된다. 따라서, 각 할당리소스 (R11, R13, R22)에서는 4개의 송신레이어#1~#4의 직교 DM-RS가 직교 다중된다.

[0061] 또, 직교 RS 계열 생성부(22)(#5~#8)에서 생성된 송신레이어#5~#8의 각 직교 DM-RS는, 동일 할당리소스 (R12, R21, R23)에 각각 다중된다. 따라서, 각 할당리소스 (R12, R21, R23)에서는 송신레이어#5~#8의 직교 DM-RS가 직교 다중된다.

[0062] 도 1(a)에 예시되는 바와 같이, 본 예에서는 송신레이어#1~#4의 4 레이어분의 DM-RS와 송신레이어#5~#8의 4 레이어분의 DM-RS로 나뉘, 각각 4 레이어 다중하고 있다. 송신레이어#5~#8의 각 직교 DM-RS가 다중되는 각 할당리소스 (R12, R21, R23)과, 송신레이어#1~#4의 각 직교 DM-RS가 다중되는 할당리소스 (R11, R13, R22)와의 관계는, 주파수방향으로 인접하고, 그리고 시간방향으로도 인접하는 배치관계가 되어 있다. 따라서, 개개의 송신레이어#1~#4, 및 송신레이어#5~#8에 있어서는, 주파수방향으로 인접하는 DM-RS가 직교하고, 시간수방향으로 인접하는 DM-RS가 직교하게 된다.

[0063] 이상의 설명에서는, 송신레이어수=8로 한 경우의, DM-RS의 레퍼런스신호 구성이지만, 상술한 바와 같이, 도 1(b)에 도시하는 2차원 직교부호 ($W = [W_0 \ W_1]$)을 이용하여, 최대 송신레이어수=4로서 DM-RS를 유저간에 직교시킬 수 있다.

[0064] 직교 RS 계열 생성부(22)는, 2개의 유저단말 UE1, UE2에 대해 각각 최대 송신레이어수(=4)까지 대응하기 때문에, 최대 8개까지 병렬 동작하게 된다. 본 명세서에서는 송신레이어 및 유저를 구별하기 위해, 편의적으로 부호 '22' 뒤에 'Un#n'을 부가하여 설명한다.

[0065] 제1 및 제2 직교부호 W_0, W_1 의 선두 2 코드를 유저 UE1에 적용하고, 후속 2 코드를 유저 UE2에 적용한다. 또, 제1 및 제2 직교부호 W_0, W_1 의 선두 2 코드를 유저 UE1에 적용하고, 후속 2 코드를 유저 UE2에 적용한다.

[0066] 유저 UE1의 송신레이어#1, #2에 대응한 직교 DM-RS는, 직교 RS 계열 생성부(22)(U1#1, U1#2)에서

생성된다. 직교 RS 계열 생성부(22)(U1#1)는, 송신레이어#1의 DM-RS 계열에 대해, 제1 직교부호 W0의 선두 코드 (-1 -1)을 승산하여 직교 DM-RS를 생성한다. 마찬가지로, 송신레이어#2에 대응한 직교 RS 계열 생성부(22)(U1#2)는, 송신레이어#2의 DM-RS 계열에 대해 제1 직교부호 W0의 2번째 (-1 1)을 승산한다. 한편, 유저 UE2의 송신레이어#1에 대응한 직교 DM-RS는, 직교 RS 계열 생성부(22)(U2#1)에서 생성된다. 직교 RS 계열 생성부(22)(U2#1)는, 송신레이어#1의 DM-RS 계열에 대해, 제1 직교부호 W0의 3번째의 코드 (1 1)을 승산하여 직교 DM-RS를 생성한다. 마찬가지로, 송신레이어#2에 대응한 직교 RS 계열 생성부(22)(U2#2)는, 송신레이어#2의 DM-RS 계열에 대해 제1 직교부호 W0의 4번째 (1 -1)을 승산한다.

[0067] 또, 유저 UE1의 송신레이어#3, #4에 대응한 직교 DM-RS는, 직교 RS 계열 생성부(22)(U1#3, U1#4)에서 생성된다. 직교 RS 계열 생성부(22)(U1#3)는, 송신레이어#3의 DM-RS 계열에 대해, 제2 직교부호 W1의 선두 코드 (1 1)을 승산하여 직교 DM-RS를 생성한다. 마찬가지로, 송신레이어#4에 대응한 직교 RS 계열 생성부(22)(U1#4)는, 송신레이어#4의 DM-RS 계열에 대해, 제2 직교부호 W1의 2번째의 코드 (1 -1)을 승산한다. 유저 UE2의 송신레이어#3, #4에 대응한 직교 DM-RS는, 직교 RS 계열 생성부(22)(U2#3, U2#4)에서 생성된다. 직교 RS 계열 생성부(22)(U2#3)는, 송신레이어#3의 DM-RS 계열에 대해, 제2 직교부호 W1의 3번째의 코드 (-1 -1)을 승산하여 직교 DM-RS를 생성한다. 마찬가지로, 송신레이어#4에 대응한 직교 RS 계열 생성부(22)(U2#4)는, 송신레이어#4의 DM-RS 계열에 대해, 제2 직교부호 W1의 4번째의 코드 (-1 1)을 승산한다.

[0068] 이상과 같이 하여, 유저단말 UE1에 대해 직교 RS 계열 생성부(22)(U1#1, U1#2)에서 생성된 송신레이어#1, #2의 직교 DM-RS와, 유저단말 UE2에 대해 직교 RS 계열 생성부(22)(U2#1, U2#2)에서 생성된 송신레이어#1, #2의 직교 DM-RS가, 동일 할당리소스 (R11, R13, R22)에 각각 다중된다.

[0069] 또, 유저단말 UE1에 대해 직교 RS 계열 생성부(22)(U1#3, U1#4)에서 생성된 송신레이어#3, #4의 직교 DM-RS와, 유저단말 UE2에 대해 직교 RS 계열 생성부(22)(U2#3, U2#4)에서 생성된 송신레이어#3, #4의 직교 DM-RS가, 동일 할당리소스 (R12, R21, R23)에 각각 다중된다.

[0070] 스크램블부호 생성부(24)는, 주변 셀 간섭을 랜덤화하기 위한 스크램블부호를 생성한다. 유저 고유 스크램블과 셀 고유 스크램블의 2개의 스크램블법이 적용 가능하다. 유저 고유 스크램블법을 적용하는 경우, 유저 고유로 할당된 스크램블부호를 이용하여 직교 DM-RS를 스크램블한다. 스크램블 계열은 유저마다 부여된 유저 ID에 의해 결정해도 좋으며, 하이어·레이어 시그널링에 의해 유저단말로 통지해도 좋다. 셀 고유 스크램블을 적용하는 경우, 스크램블부호는 접속 셀(PDCCH를 수신하는 셀)의 셀 ID에 의해 결정해도 좋으며, 접속 셀로부터 하이어·레이어 시그널링(알림정보 등)으로 부여되어도 좋다.

[0071] 도 6에 유저 고유 스크램블법을 적용한 경우의 스크램블법의 개념을 나타내고 있다.

[0072] 스크램블 처리부(25)는, 직교부호 구간에 대응한 2개의 승산부(25a, 25b)로 구성된다. 직교부호의 구간에서는 동일한 변조 심볼을 승산하여 직교부호 자체가 스크램블되지 않도록 보상하고, 직교부호간만을 스크램블한다. 예를 들면, 일방의 승산부(25a)는 동일한 변조 심볼로서 (1, 1, 1, 1)을 승산하고, 타방의 승산부(25b)는 동일한 변조 심볼로서 (-1, -1, -1, -1)을 승산한다. 이로 인해, 직교부호간에는 스크램블되지만, 직교부호 구간 내에서는 스크램블되지 않게 된다.

[0073] 직교부호의 구간에서는 동일한 변조 심볼을 승산하고, 직교부호간만을 스크램블하는 스크램블 방법은 (1)식으로 나타낼 수 있다.

$$RS(i) = o(i \cdot \text{mod}(SF)) \cdot s(\lfloor i / SF \rfloor) \quad (1)$$

[0075] (1)식은, 계열 i의 레퍼런스신호 계열(RS)이, 직교 계열(o)은 SF의 주기로 반복하고, 스크램블은 SF의 주기로 스크램블하는 것을 나타내고 있다. $\lfloor i / SF \rfloor$ 는 SF를 i로 나눈 몫을 나타낸다.

[0076] 유저 고유 스크램블법을 적용하는 경우, 직교부호의 구간 내에서 스크램블되지 않는 것은 의의가 있다. 직교부호가 스크램블되지 않기 때문에, 스크램블 계열이 달라 있어도, 부호에 따른 직교화가 가능해진다. 즉, 접속 셀이 다른 유저간(스크램블 계열이 다르다)이라도, DM-RS를 직교화할 수 있으며, 복수 셀에 걸치는 멀티 유저 MIMO의 적용에 유효하다.

[0077] 도 7에 셀 고유 스크램블법을 적용한 경우의 스크램블법의 개념을 나타내고 있다.

[0078] 스크램블 처리부(25)는, 셀 고유의 스크램블부호를 직교부호에 승산하고 있다.

[0079] 셀 고유의 스크램블부호를 직교부호에 승산하는 스크램블법은 (2)식으로 나타낼 수 있다.

$$RS(i) = o(i \cdot \text{mod}(SF)) \cdot s(i) \quad (2)$$

[0081] 또한, 직교부호간만을 스크램블하는 (1)식의 스크램블법을 셀 고유 스크램블법에 적용해도 좋으며, 직교부호를 스크램블하는 (2)식의 스크램블법을 유저 고유 스크램블법에 적용해도 좋다.

[0082] 이하, 직교부호는 스크램블하지 않고, 직교부호간만을 스크램블하는 스크램블부호는, 2차원 직교부호로 확장한 경우에 대해 설명한다.

[0083] 2차원(주파수방향, 시간방향)의 직교성을 유지하는 스크램블방법은, (3)식으로 나타낼 수 있다.

$$RS(t, f) = o(t \cdot \text{mod}(SF_t), f \cdot \text{mod}(SF_f)) \cdot s(\langle t/SF_t \rangle, \langle f/SF_f \rangle) \quad (3)$$

[0085] (3)식에서는, 레퍼런스신호 계열(RS)을 시간(t)과 주파수(f)의 2차원으로 표현하고 있으며, 직교 계열(o)은, 시간영역은 SF_t의 주기로 반복하고, 주파수영역은 SF_f의 주기로 반복하고, 스크램블에 관해서는 시간영역은 SF_t의 주기로 스크램블하고, 주파수영역은 SF_f의 주기로 스크램블하는 것을 나타내고 있다. 즉, 리소스 블록마다 스크램블하는 스크램블법이 된다.

[0086] 시간영역의 직교성만을 유지하는 스크램블법은, (4)식으로 나타낼 수 있다.

$$RS(t, f) = o(t \cdot \text{mod}(SF_t), f \cdot \text{mod}(SF_f)) \cdot s(\langle t/SF_t \rangle, f) \quad (4)$$

[0088] (4)식에서는, 스크램블에 관해서는 시간영역은 SF_t의 주기로 스크램블하지만, 주파수영역은 항상 스크램블하는 것을 나타내고 있다. 즉, 직교부호의 직교성은 시간영역에서는 유지되지만, 주파수영역에서는 유지되지 않게 된다. (3)식에서 나타내는 바와 같이, 리소스 블록 단위로 스크램블하는 하는 것으로는, 스크램블 효과가 불충분한 경우에 주파수영역에서의 스크램블 효과를 개선한 방법이다.

[0089] 또, 주파수영역의 직교성만을 유지하는 스크램블법은, (5)식으로 나타낼 수 있다.

$$RS(t, f) = o(t \cdot \text{mod}(SF_t), f \cdot \text{mod}(SF_f)) \cdot s(t, \langle f/SF_f \rangle) \quad (5)$$

[0091] (5)식에서는, 스크램블에 관해서는 주파수영역은 SF_f의 주기로 스크램블하지만, 시간영역은 항상 스크램블하는 것을 나타내고 있다. 즉, 직교부호의 직교성은 주파수영역에서는 유지되지만, 시간영역에서는 유지되지 않게 된다. (3)식에서 나타내는 바와 같이, 리소스 블록 단위로 스크램블하는 하는 것으로는, 스크램블 효과가 불충분한 경우에 시간영역에서의 스크램블 효과를 개선한 방법이다.

[0092] 다중부(23)는, 송신데이터와 직교 DM-RS를 1 리소스 블록 상에 겹치지 않도록 다중한다. 도 1(a)에 있어서 흰 리소스 엘리먼트에 송신데이터가 맵핑되고, 상술한 할당리소스 R11~R13, R21~R23에 직교 DM-RS가 맵핑된다. 여기서, 송신데이터와 직교 DM-RS는 송신레이어마다 다중된다.

[0093] 프리코딩부(26)는, 동시 송신되는 각각의 송신레이어가, 서로 간섭하지 않고, 그리고 유저단말에 있어서 높은 SINR로 수신되도록 페이딩 변동을 고려하여, 프리코딩 벡터를 결정한다. 유저단말이 각 송신레이어의 수신 SINR이 최대가 되는 PMI(Precoding Matrix Indicator)를 선택하여 피드백한다.

[0094] IFFT부(27)는, 송신데이터와 직교 DM-RS가 서브캐리어 맵핑된 주파수영역의 송신신호(서브캐리어신호)를, 역고속 푸리에 변환한다. 역고속 푸리에 변환에 의해 서브캐리어에 할당된 주파수성분의 신호가 시간성분의 신호열로 변환된다. 그 후, CP 부가부(28)에서 사이클릭 프리픽스가 부가되고, 송신앰프(29)에서 전력 증폭하고 나서 송신안테나를 통해 송신된다.

[0095] 도 8을 참조하면서, 본 발명의 실시예에 따른 유저단말(10)에 대해 설명한다.

[0096] 유저단말(10)의 수신처리계는, 상기한 바와 같이 직교 DM-RS와 송신데이터가 송신레이어마다 다중한 신호를 수신한다. 수신신호가 CP 제거부(31)에 입력되고 사이클릭 프리픽스가 제거된다. FFT부(32)는, CP 제거된 수신신

호를 고속 푸리에 변환하고 시계열의 신호성분을 주파수성분의 열로 변환한다. 분리부(33)는, 수신신호를 서브 캐리어 디맵핑하고, RS 계열신호를 송신하고 있는 레퍼런스·시그널, 하향 제어정보를 송신하고 있는 제어채널(예를 들면, PHICH, PDCCH), 송신데이터를 송신하고 있는 공유채널(예를 들면, PDSCH)을 분리한다.

[0097] 레퍼런스·시그널의 수신 심볼 중 직교 DM-RS는 멀티 레이어 채널 추정부(34)로 입력된다. 또, PDSCH는 하향 송신데이터의 복조부가 되는 멀티 레이어 복조부(35)로 입력된다.

[0098] 멀티 레이어 채널 추정부(34)는, PDCCH(또는 PDSCH)를 복호하여 얻어진 DM-RS 계열정보(직교 RS의 셋정보이며, 2차원 직교부호 W에 관한 정보)를 이용하여 대응하는 송신레이어의 DM-RS를 취득하고, DM-RS를 이용하여 해당 송신레이어에 대해 채널 추정한다. 멀티 레이어 채널 추정에 기초하여 하향 송신데이터를 복조한다.

[0099] 또, 하향링크의 DM-RS가 유저 고유 스크램블되고 있는 경우, 하이어·레이어 시그널링에 의해 스크램블정보가 통지된다. 스크램블정보는, 주파수영역의 반복주기 SF_T , 시간영역의 반복주기 SF_t , 각 직교부호 구간에 대응한 스크램블부호를 특정하는 정보가 포함된다. 멀티 레이어 채널 추정부(34)에서는, 통지된 스크램블정보에 따라 DM-RS를 디스크램블한다.

[0100] 이상과 같이, 본 실시형태에 따르면, DM-RS의 직교화에 2차원 직교부호 ($W = [W_0 \ W_1]$)을 이용했기 때문에, 리소스 블록 상에 2차원상(狀)으로 맵핑되는 DM-RS에 대해, 동일 송신레이어에 있어서 주파수방향으로 인접하는 DM-RS끼리를 직교부호로 직교화할 수 있음과 함께 시간방향으로 인접하는 DM-RS끼리를 직교부호로 직교화할 수 있으며, 또한 동일한 할당리소스로 맵핑된 DM-RS를 송신레이어간에 직교시킬 수도 있다. 즉, 간단한 2차원 직교부호 ($W = [W_0 \ W_1]$)로 DM-RS에 관한 주파수방향, 시간방향 및 레이어간의 3개의 직교화가 가능해지며, 송신레이어수의 증대, 유저간의 직교화가 실현된다.

[0101] 이상의 설명에서는, DM-RS 계열에 제1 및 제2 직교부호 (W_0, W_1)을 승산함으로써, DM-RS를 직교화했으나, 2차원 직교부호 $W = [W_0 \ W_1]$ 의 부호 자체를 DM-RS 계열로서 이용하는 것도 가능하다. 이 경우, DM-RS 계열에 제1 및 제2 직교부호 (W_0, W_1)을 승산하는 처리는 삭제할 수 있다. 또한, 상기 설명에 있어서는, 2차원 직교부호의 실현법으로서, 직교부호 W_0, W_1 을 이용한 경우에 대해 설명하고 있으나, 본 발명에 있어서는, 도 9(a)에 도시하는 바와 같이, 시간영역에서 직교부호를 승산하고, 그 승산방향(도 9(a)에 있어서의 직선 화살표 방향)을 주파수영역에서 교대로 교체함으로써 2차원 직교부호를 생성해도 좋다(도 9(b) 참조). 이와 같은 방법으로도, 시간 및 주파수의 어느 것으로 역확산 처리해도 직교하는 부호를 생성할 수 있다.

[0102] 여기서, 도 14 내지 도 19를 참조하여, 2차원 직교부호의 승산방향을 교체에 의해 실현되는 직교화에 대해 구체적으로 설명한다. 도 14(a) (b)는, 송신레이어수를 2 레이어로 한 경우의 직교화의 설명도이다. 또한, 이하의 설명에서는, 송신레이어#1에 있어서의 DM-RS의 시간방향 및 주파수방향을 직교는, 도 9(b)에 도시하는 2차원 직교부호의 승산방향을 교체에 의해 실현되고 있는 것으로 한다. 따라서, 송신레이어#1의 2차원 직교부호를 기준으로, 송신레이어#2의 2차원 직교부호를 이용한 직교화에 대해 설명한다.

[0103] 도 14(a)에 도시하는 바와 같이, 리소스 블록 RB1 내에서 주파수방향으로 3개의 할당리소스 R51-R53이 등간격으로 배치되고, 각 할당리소스 R51-R53과 동일 서브캐리어이며 시간방향으로 소정 심볼수만큼 떨어져 할당리소스 R61-R63이 배치되어 있다. 또, 리소스 블록 RB1에 인접하는 리소스 블록 RB2 내에도 동일한 배치간격으로 3개의 할당리소스 R54-R56, R64-R66이 배치되어 있다.

[0104] 도 14(b)에 도시하는 바와 같이, 송신레이어#2에서 이용되는 2차원 직교부호 W_1 은, 송신레이어#1에서 이용되는 2차원 직교부호 W_0 에 대해 레이어간에 직교한다. 또한, 도 14(b)에 있어서는, 기준이 되는 송신레이어 1의 2차원 직교부호 W_0 을 (1, 1)로 했으나, 설명의 편의상, 2차원 직교부호 W_1 과의 직교관계를 명확하게 하기 위해 예시한 것이다. 따라서, 송신레이어#1에 있어서도, 송신레이어#2와 동일하게 DM-RS가 시간방향 및 주파수방향으로 직교된다.

[0105] 이 경우, 도 14(a)에 도시하는 할당리소스 R51의 연속하는 심볼에는, 삼각 화살표에 나타내는 시간방향에 있어서의 순방향(Forward 방향)으로 순서대로 2차원 직교부호 W_1 의 각 코드가 승산된다. 마찬가지로, 할당리소스 R61의 연속하는 심볼에 삼각 화살표에 나타내는 순방향(Forward 방향)으로 순서대로 2차원 직교부호 W_1 의 각 코드가 승산된다. 또, 할당리소스 R51, R61에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R52, R62의 연속하는 심볼에는, 승산방향을 교체한 시간방향에 있어서의 역방향(Reverse 방향)으로 순서대로 2차원 직교부호 W_1 의 각 코드가 승산된다. 즉, 동일 송신레이어에 있어서, 동일 주파수영역의 하향 레퍼런스신호의 리소스 엘리먼트 그

룹에, 2차원 직교부호의 코드가 맵핑되어 있으며, 코드의 맵핑방향이 주파수방향에 있어서의 인접하는 리소스 엘리먼트 그룹간에 반대이다. 여기서는, 리소스 엘리먼트 그룹은, 각각 할당리소스 R51, R61, 할당리소스 R52, R62, 할당리소스 R53, R63, 할당리소스 R54, R64, 할당리소스 R55, R56, 할당리소스 R56, R66이다.

[0106] 이때, 할당리소스 R51에는, 순방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 할당리소스 R61에는, 순방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R51, R61)간에는, 코드 (1, -1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다.

[0107] 할당리소스 R52에는, 역방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R62에는, 역방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R51, R51)간 및 (R61, R62)간에도, 코드 (1, -1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다. 또, 다른 할당리소스간에 있어서도 동일한 관계가 된다. 이와 같이, 2차원 직교부호 W_1 을 시간영역에서 송신하고, 주파수영역에서 송신방향을 교체함으로써, DM-RS의 시간방향, 주파수방향, 송신레이어 #1, #2간의 직교화가 실현된다.

[0108] 또한, 주파수영역에서 2차원 직교부호의 송신방향을 교체하여 직교화를 실현하는 외에, 도 15에 도시하는 바와 같이 주파수영역 및 시간영역에서 2차원 직교부호의 송신방향을 교체하는 것도 가능하다. 즉, 동일 송신레이어에 있어서, 동일 주파수영역의 하향 레퍼런스신호의 리소스 엘리먼트 그룹에, 2차원 직교부호의 코드가 맵핑되어 있으며, 코드의 맵핑방향이 주파수방향 및 시간방향에 있어서의 인접하는 리소스 엘리먼트 그룹간에 반대이다. 여기서는, 리소스 엘리먼트 그룹은, 각각의 할당리소스 R51~R56, R61~R66이다. 예를 들면, 할당리소스 R51에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R61에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R51, R61)간에는, 코드 (1, -1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다.

[0109] 또, 할당리소스 R52에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R51, R61)간에도, 코드 (1, -1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다. 또, 다른 할당리소스간에 있어서도 동일한 관계가 된다. 이와 같은 구성으로서도, DM-RS의 시간방향, 주파수방향, 송신레이어 #1, #2간의 직교화를 실현하는 것이 가능하다.

[0110] 여기서, 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 2차원 직교부호의 송신방향을 교체에 의해 실현되는 직교화에 대해 구체적으로 설명한다. 먼저, 제1 직교패턴에 대해 설명한다. 도 16(a) (b)는, 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 제1 직교패턴의 설명도이다. 또한, 이하의 설명에서는, 송신레이어 #1에 있어서의 DM-RS의 시간방향 및 주파수방향을 직교화가 실현되어 있는 것으로 하고, 송신레이어 #1에서 이용되는 2차원 직교부호를 기준으로서, 상위 송신레이어에서의 직교화에 대해 설명한다.

[0111] 도 16(a)에 도시하는 바와 같이, 리소스 블록 RB1 내에서 주파수방향으로 3개의 할당리소스 R7a~R7c가 등간격으로 배치되고, 각 할당리소스 R7a~R7c와 동일 서브캐리어이며 시간방향으로 소정 심볼수만큼 떨어져 할당리소스 R8a~R8c가 배치되어 있다. 또, 리소스 블록 RB1에 인접하는 리소스 블록 RB2, RB3, RB4 내에도 동일한 배치간격으로 3개의 할당리소스 R7d~R7l, R8d~R8l이 배치되어 있다.

[0112] 도 16(b)에 도시하는 바와 같이, 송신레이어 #2, #3, #4에서 이용되는 2차원 직교부호 X_1, X_2, X_3 은, 송신레이어 #1에서 이용되는 2차원 직교부호 X_0 에 대해 레이어간에 직교한다. 또한, 도 16(b)에 있어서는, 기준이 되는 송신레이어 1의 2차원 직교부호 X_0 을 (1, 1, 1, 1)로 했으나, 설명의 편의상, 2차원 직교부호 X_1, X_2, X_3 과의 직교관계를 명확하게 하기 위해 예시한 것이다. 따라서, 송신레이어 #1에 있어서도, 송신레이어 #2와 마찬가지로 DM-RS가 시간방향 및 주파수방향으로 직교된다.

[0113] 또, 각 2차원 직교부호 X_1, X_2, X_3 은, 전반 2 코드(제1 코드군(群))과 후반 2 코드(제2 코드군)가 나누어 기술된다. 전반 2 코드는, 맵핑방향(송신)을 나타내는 삼각 화살표에 대응하고, 후반 2 코드는, 맵핑방향(송신)을 나타내는 \wedge 형 화살표에 대응한다. 예를 들면, 송신레이어 #3의 2차원 직교부호 X_3 이라면, 전반 2 코드 (1, 1)이며, 후반 2 코드가 (-1, -1)이다. 여기서는, 설명의 편의상, 송신레이어 #3의 2차원 직교부호 X_2 를 이용한, 제1 직교패턴에 있어서의 직교화에 대해 설명한다.

- [0114] 도 16(a)에 도시하는 제1 직교패턴은, 전반 2 코드, 후반 2 코드의 순서로 리소스 엘리먼트 그룹으로 맵핑하여 이루어지는 패턴이다. 여기서는, 리소스 엘리먼트 그룹은, 각각 할당리소스 R8n, R7n의 쌍이다. 즉, 이 직교패턴은, 2차원 직교부호 X_2 의 전반 2 코드와 후반 2 코드를, 시간방향 및 주파수방향으로 교대로 할당함과 함께, 주파수방향에서는 맵핑방향을 역방향으로 함으로써 실현된다. 예를 들면, 할당리소스 R7a에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7a에 대해 시간방향으로 인접하는 할당리소스 R8a에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7a에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7b에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 또한, 할당리소스 R8a에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8b에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다.
- [0115] 이때, 할당리소스 R7a에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8a에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7a, R8a)간에는, 코드 (1, 1), (-1, -1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다.
- [0116] 또, 할당리소스 R7b에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8b에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7a, R7b)간 및 (R8a, R8b)간에도, 코드 (1, 1), (-1, -1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다. 또, 다른 할당리소스간 및 다른 송신레이어에 있어서도 마찬가지로 직교된다. 이와 같이, 제1 직교패턴에 있어서는, DM-RS의 시간방향, 주파수방향, 송신레이어 #1-#4간의 직교화가 실현된다.
- [0117] 제1 직교패턴의 피크 전력은, 주파수방향에 있어서의 맵핑방향이 동일 방향의 코드수로 생각되기 때문에, 제1 직교패턴에서는 랜덤으로 할 수 없다. 예를 들면, 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8a-R8l간에는, Forward 방향의 할당리소스의 전체로 (1, 1)이 맵핑되기 때문에, 피크 전력이 증대된다.
- [0118] 다음으로, 도 17을 참조하여, 제2 직교패턴에 대해 설명한다. 도 17(a) (b)는, 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 제2 직교패턴의 설명도이다. 또한, 이하의 설명에서는, 송신레이어 #1에 있어서의 DM-RS의 시간방향 및 주파수방향의 직교화가 실현되어 있는 것으로 하고, 송신레이어 #1에서 이용되는 2차원 직교부호를 기준으로서, 상위의 송신레이어에서의 직교화에 대해 설명한다. 여기서는, 설명의 편의상, 송신레이어 #3의 2차원 직교부호 X_2 를 이용한, 제2 직교패턴에 있어서의 직교화에 대해 설명한다.
- [0119] 도 17(a)에 도시하는 제2 직교패턴은, 복수의 리소스 블록(여기서는, 2RB)마다, 상기 리소스 엘리먼트 그룹으로 맵핑하는 2차원 직교부호의 전반 2 코드 및 후반 2 코드의 순서를 교체하여 이루어지는 직교패턴이다. 즉, 제2 직교패턴은, 제1 직교패턴과 동일한 패턴구성을 2 리소스 블록 RB 단위로, 2차원 직교부호 X_2 의 전반 2 코드와 후반 2 코드를 교체함으로써 실현된다. 또한, 전반 2 코드와 후반 2 코드를 교체하는 RB수에 대해서는 2RB로 한정되지 않는다. 예를 들면, 할당리소스 R7a에는, \wedge 형 화살표에 도시하는 바와 같이 후반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7a에 대해 시간방향으로 인접하는 할당리소스 R8a에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7a에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7b에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 또한, 할당리소스 R8a에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8b에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 이와 같이, 리소스 블록 RB1, RB2에 있어서는, 제1 직교패턴과 동일하다.
- [0120] 한편, 리소스 블록 RB3, RB4에 있어서는, 삼각 화살표에 대응한 전반 2 코드와 \wedge 형 화살표에 대응한 후반 2 코드가 교체되어 있다. 예를 들면, 할당리소스 R7g에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7g에 대해 시간방향으로 인접하는 할당리소스 R8g에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7g에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7h에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 또한, 할당리소스 R8g에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8h에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다.
- [0121] 이때, 할당리소스 R7a에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8a에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7a, R8a)간에는, 코드

(1, 1), (-1, -1)의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다. 이와 같이, 시간방향으로는, 전반 2 코드와 후반 2 코드의 조합이 되기 때문에, DM-RS의 직교가 유지된다.

[0122] 또, 할당리소스 R7b에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8b에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7a, R7b)간 및 (R8a, R8b)간에도, 코드 (1, 1), (-1, -1)의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다.

[0123] 그러나, 할당리소스 R7f에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R7g에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7g, R7h)간에는, 코드 (1, 1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화되지 않는다.

[0124] 또, 할당리소스 R8f에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8g에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R8g, R8h)간에는, 코드 (-1, -1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화되지 않는다.

[0125] 이와 같이, 제2 직교패턴의 송신레이어#3에 있어서는, 리소스 블록 RB2, RB3간에 주파수방향으로 전반 2 코드(후반 2 코드)가 연속하여 맵핑되기 때문에, 리소스 블록 RB1, RB2 내(RB3, RB4 내)에서 DM-RS의 직교화가 실현되나, 주파수방향의 일부에서 DM-RS의 직교화가 실현되지 않는다. 또한, 상세는 생략하지만, 송신레이어#2, #4에 있어서는, DM-RS의 시간방향, 주파수방향의 직교화가 실현되어 있다.

[0126] 제2 직교패턴의 피크 전력은, 제1 직교패턴과 비교하여 랜덤화된다. 즉, 제2 직교패턴은, 제1 직교패턴과 동일한 패턴 구성을 2 리소스 블록 RB 단위로, 2차원 직교부호의 전후반 2 코드를 교체하기 때문에, 제1 직교패턴보다도 랜덤화된다. 예를 들면, 리소스 블록 RB1, RB2의 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8a-R8f에서는, Forward 방향의 할당리소스의 전체로 (1, 1)이 맵핑되고, 리소스 블록 RB3, RB4의 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8g-R8l에서는, Forward 방향의 할당리소스의 전체로 (-1, -1)이 맵핑된다. 따라서, 피크 전력의 증대가 억제된다.

[0127] 다음으로, 도 18을 참조하여, 제3 직교패턴에 대해 설명한다. 도 18(a) (b)는, 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 제3 직교패턴의 설명도이다. 또한, 이하의 설명에서는, 송신레이어#1에 있어서의 DM-RS의 시간방향 및 주파수방향의 직교화가 실현되어 있는 것으로 하고, 송신레이어#1에서 이용되는 2차원 직교부호를 기준으로서, 상위 송신레이어에서의 직교화에 대해 설명한다. 여기서는, 설명의 편의상, 송신레이어#3의 2차원 직교부호 X_2 를 이용한, 제3 직교패턴에 있어서의 직교화에 대해 설명한다.

[0128] 도 18(a)에 도시하는 제3 직교패턴은, 1 리소스 블록 내에서, 상기 리소스 엘리먼트 그룹으로 맵핑하는 2차원 직교부호의 전반 2 코드 및 후반 2 코드의 순서를 교체하여 이루어지는 직교패턴이다. 즉, 제3 직교패턴은, 2차원 직교부호 X_2 의 전반 2 코드와 후반 2 코드를, 주파수방향으로 인접한 2 할당리소스 단위로 시간방향 및 주파수방향으로 교대로 할당함과 함께, 주파수방향에서는 맵핑방향을 역방향으로 함으로써 실현된다. 예를 들면, 할당리소스 R7a에는, \wedge 형 화살표에 도시하는 바와 같이 후반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7a에 대해 시간방향으로 인접하는 할당리소스 R8a에는, \sphericalangle 형 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7a에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7b에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 또한, 할당리소스 R8a에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8b에는, \sphericalangle 형 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다.

[0129] 또한, 할당리소스 R7b에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7c에는, \sphericalangle 형 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 할당리소스 R8b에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8c에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 할당리소스 R7c에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7d에는, \sphericalangle 형 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 할당리소스 R8c에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8d에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다.

[0130] 이때, 할당리소스 R7a에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스

스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8a에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7a, R8a)간에는, 코드 (1, 1), (-1, -1)의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다. 이와 같이, 시간방향으로는, 전반 2 코드와 후반 2 코드의 조합이 되기 때문에, DM-RS의 직교가 유지된다.

[0131] 또, 할당리소스 R7b에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8b에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7a, R7b)간에는, 코드 (-1, -1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화되지 않는다. 또, (R8a, R8b)간에도, 코드 (1, 1)의 2쌍의 조합에 의해 DM-RS가 직교화되지 않는다.

[0132] 또한, 할당리소스 R7c에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8c에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7b, R7c)간 및 할당리소스 (R8b, R8c)에는, 코드 (1, 1), (-1, -1)의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다. 이와 같이, 제3 직교패턴의 송신레이어#3에 있어서는, 주파수방향에서 2차원 직교부호 X_2 의 전반 2 코드(후반 2 코드)가 2개씩 맵핑되기 때문에, 시간방향에서 DM-RS의 직교화가 실현되나, 주파수방향의 일부에서 DM-RS의 직교화가 실현되지 않는다. 또한, 상세는 생략하지만, 송신레이어#2, #4에 있어서는, DM-RS의 시간방향, 주파수방향의 직교화가 실현된다.

[0133] 제3 직교패턴의 피크 전력은, 제1 직교패턴과 비교하여 더욱 랜덤화된다. 즉, 제3 직교패턴은, 주파수방향으로 인접한 2 할당리소스 단위로 전반 2 코드(후반 2 코드)가 교체되기 때문에, 제1 패턴보다도 더욱 랜덤화된다. 예를 들면, 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8a-R8f에서는, Forward 방향의 할당리소스에 교대로 (1, 1), (-1, -1)이 맵핑된다. 따라서, 피크 전력의 증대가, 더욱 억제된다.

[0134] 다음으로, 도 19를 참조하여, 제4 직교패턴에 대해 설명한다. 도 19(a) (b)는, 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우의 제4 직교패턴의 설명도이다. 또한, 이하의 설명에서는, 송신레이어#1에 있어서의 DM-RS의 시간방향 및 주파수방향의 직교화가 실현되어 있는 것으로 하고, 송신레이어#1에서 이용되는 2차원 직교부호를 기준으로서, 상위의 송신레이어에서의 직교화에 대해 설명한다. 여기서는, 설명의 편의상, 송신레이어#3의 2차원 직교부호 X_2 를 이용한, 제4 직교패턴에 있어서의 직교화에 대해 설명한다.

[0135] 도 19(a)에 도시하는 제4 직교패턴은, 동일 송신레이어에 있어서, 동일 주파수영역의 하향 레퍼런스신호의 리소스 엘리먼트 그룹에, 2차원 직교부호의 코드를 맵핑하고, 코드의 맵핑방향이 주파수방향에 있어서의 인접하는 복수의 리소스 엘리먼트 그룹(여기서는, 2개의 리소스 엘리먼트 그룹)마다 반대이며, 2차원 직교부호를 전반 2 코드 및 후반 2 코드로 분할하고, 전반 2 코드, 후반 2 코드의 순서로 리소스 엘리먼트 그룹으로 맵핑하고, 1 리소스 블록 내에서, 리소스 엘리먼트 그룹으로 맵핑하는 2차원 직교부호의 전반 2 코드 및 후반 2 코드의 순서를 교체하여 이루어지는 직교패턴이다. 즉, 제4 직교패턴은, 2차원 직교부호 X_2 의 전반 2 코드와 후반 2 코드를, 시간방향 및 주파수방향으로 교대로 할당함과 함께, 주파수방향에서는 2 할당리소스 단위로 맵핑방향을 역방향으로 함으로써 실현된다. 예를 들면, 할당리소스 R7a에는, \wedge 형 화살표에 도시하는 바와 같이 후반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7a에 대해 시간방향으로 인접하는 할당리소스 R8a에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또, 할당리소스 R7a에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7b에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다. 또한, 할당리소스 R8a에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8b에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Forward 방향으로 맵핑된다.

[0136] 또한, 할당리소스 R7b에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7c에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 할당리소스 R8b에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8c에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 할당리소스 R7c에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R7d에는, 삼각 화살표에 나타내는 바와 같이 전반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다. 할당리소스 R8c에 대해 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8d에는, \wedge 형 화살표에 나타내는 바와 같이 후반 2 코드가 Reverse 방향으로 맵핑된다.

[0137] 이때, 할당리소스 R7a에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8a에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드

(1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7a, R8a)간에는, 코드 (1, 1), (-1, -1)의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다. 이와 같이, 시간방향으로는, 전반 2 코드와 후반 2 코드의 조합이 되기 때문에, DM-RS의 직교가 유지된다.

[0138] 또, 할당리소스 R7b에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 할당리소스 R8b에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 (R7a, R7b)간 및 (R8a, R8b)간에도, 코드 (1, 1), (-1, -1)의 조합에 의해 DM-RS가 직교화된다. 또, 다른 할당리소스간 및 다른 송신레이어에 있어서도 동일한 결과가 된다. 이와 같이, 제4 직교패턴에 있어서도, DM-RS의 시간방향, 주파수방향, 송신레이어#1-#4간의 직교화가 실현된다.

[0139] 제4 직교패턴의 피크 전력은, 제1 직교패턴과 비교하여 더욱 랜덤화된다. 즉, 제4 직교패턴은, 맵핑방향이 동일한 전반 코드와 후반 코드가 인접하기 때문에, 제1 직교패턴과 비교하여 보다 랜덤화된다. 예를 들면, 주파수방향으로 인접하는 할당리소스 R8a-R8f에서는, Forward 방향의 인접하는 할당리소스에 교대로 (1, 1), (-1, -1)이 맵핑된다. 따라서, 피크 전력의 증대가, 더욱 억제된다.

[0140] 이상과 같이, 송신레이어수를 4 레이어로 한 경우, 제1 직교패턴에서는, 시간방향, 주파수방향, 송신레이어#1-#4간에서의 직교화가 실현되나, 피크 전력은 랜덤화되지 않는다. 제2, 제3 직교패턴에서는, 주파수방향의 일부에서 DM-RS의 직교화가 실현되나, 제1 직교패턴과 비교하여 피크 전력이 랜덤화된다. 제4 직교패턴에서는, 시간방향, 주파수방향, 송신레이어#1-#4간에서의 직교화가 실현되고, 또한 제1 직교패턴과 비교하여 피크 전력이 랜덤화된다. 또, 2개의 코드 (1), 2개의 코드 (-1)로 이루어지는 세트가, 시간방향 및 주파수방향으로 배치된 리소스 엘리먼트에 맵핑됨으로서, DM-RS의 송신레이어#1-#4간의 직교, 특히, 송신레이어#1에 대한 직교가, 시간방향 및 주파수방향의 2차원으로 실현된다.

[0141] 또, 시간영역에서 직교부호를 승산하는 방향을, 주파수영역에서 교대로 교체함으로써 2차원 직교부호를 생성하는 구성에 대해 설명했으나, 본 발명에 있어서는, 도 20에 도시하는 바와 같이, 직교코드를 주파수영역에서 순회 시프트시키면서 2차원 직교부호를 생성해도 좋다. 이와 같은 방법으로도, 시간 및 주파수의 어느 쪽으로 역 확산 처리해도 직교하는 부호를 생성할 수 있다. 여기서, 도 20을 참조하여, 2차원 직교부호의 순회 시프트에 의해 실현되는 직교화에 대해 설명한다.

[0142] 도 20(a)에 도시하는 바와 같이, 리소스 블록 RB1 내에서 주파수방향으로 3개의 할당리소스 R91-R93이 등간격으로 배치되고, 각 할당리소스 R91-R93과 동일 서브캐리어이며 시간방향으로 소정 심볼수만큼 떨어져 할당리소스 R101-103이 배치되어 있다. 또, 리소스 블록 RB1에 인접하는 리소스 블록 RB2 내에도 동일한 배치간격으로 3개의 할당리소스 R94-R96, R104-R106이 배치되어 있다.

[0143] 도 20(b)에 도시하는 바와 같이, 송신레이어#2, #3, #4에서 이용되는 2차원 직교부호 W_1, W_2, W_3 은, 송신레이어#1에서 이용되는 2차원 직교부호 W_0 에 대해 레이어간에 직교한다. 각 2차원 직교부호 W_0, W_1, W_2, W_3 의 각 코드는, 주파수방향으로 배치되는 복수의 리소스 엘리먼트 그룹간에 화살표로 도시되는 순회방향으로 시프트되면서 맵핑된다. 예를 들면, 송신레이어#3의 2차원 직교부호 W_2 라면, (1, 1, -1, -1), (-1, 1, 1, -1), (-1, -1, 1, 1), (1, -1, -1, 1)의 순으로 순회 시프트가 반복된다. 이하, 송신레이어#3의 2차원 직교부호 W_2 를 이용한, 직교패턴에 있어서의 직교화에 대해 설명한다. 또한, 도 20(a), (b)에 있어서, 알파벳 a, b, c, d는, 2차원 직교부호의 각 코드와 할당리소스와의 대응관계를 나타낸 것이다.

[0144] 도 20(a)에 도시하는 직교패턴에 있어서, 리소스 엘리먼트 그룹은, 각각 할당리소스 9n, 10n의 쌍이다. 각 리소스 엘리먼트 그룹 9n, 10n에는, 그룹마다 2차원 직교부호 W_2 의 각 코드가 할당되고, 각 그룹에 할당되는 2차원 직교부호 W_2 의 각 코드가 주파수방향에서 1 코드 분만큼 순회 시프트되고 있다. 즉, 이 직교패턴은, 주파수방향으로 배치된 복수의 리소스 엘리먼트 그룹에 있어서, 고주파수측을 향해 리소스 엘리먼트 그룹마다, 2차원 직교부호 W_2 의 각 코드가 1 코드 분만큼 옮겨져 맵핑함으로써 실현된다. 예를 들면, 리소스 엘리먼트 그룹 R91, R101에는, (1, 1, -1, -1)이 맵핑되고, 리소스 엘리먼트 그룹 R91, R101에 주파수방향으로 인접하는 리소스 엘리먼트 그룹 R92, R102에는, (-1, 1, 1, -1)이 맵핑된다.

[0145] 이 경우, 할당리소스 R91에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R101에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 따라서, 리소스 엘리먼트 그룹 R91,

R101에 있어서는, 2차원 직교부호 W_2 의 각 코드가 맵핑된다. 이때, 다른 송신레이어 #1, #2, #4에 있어서의 동일한 리소스 엘리먼트 그룹에 있어서도, 2차원 직교부호 W_0, W_1, W_3 의 각 코드가 맵핑된다. 따라서, 리소스 엘리먼트 그룹 R91, R101은, 다른 송신레이어 #1, #2, #4와의 송신레이어간에 있어서의 직교가 주파수방향으로 실현된다.

[0146] 리소스 엘리먼트 그룹 R92, R102에 있어서는, 1 코드 분만큼 순회 시프트된 2차원 직교부호 W_2 의 각 코드가 맵핑된다. 이때, 다른 송신레이어 #1, #2, #4에 있어서의 동일한 리소스 엘리먼트 그룹에 있어서도, 1 코드 분만큼 순회 시프트된 2차원 직교부호 W_0, W_1, W_3 의 각 코드가 맵핑된다. 따라서, 리소스 엘리먼트 그룹 R92, R102에 있어서도, 다른 송신레이어 #1, #2, #4와의 송신레이어간에 있어서의 직교가 주파수방향으로 실현된다.

[0147] 또, 할당리소스 R102에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑된다. 할당리소스 R103에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다. 할당리소스 R104에는, 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트에 코드 (1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트에 코드 (-1)이 맵핑된다.

[0148] 따라서, 할당리소스 R101로부터 R104의 시간방향에 있어서 선두의 리소스 엘리먼트로 이루어지는 그룹에는 (1, -1, -1, 1)이 맵핑되고, 후속의 리소스 엘리먼트로 이루어지는 그룹에는 (1, 1, -1, -1)이 맵핑된다. 즉, 할당리소스 R101로부터 R104의 동일 서브프레임의 리소스 엘리먼트에는, 시간방향의 선두측을 향해 2차원 직교부호 W_2 의 각 코드가 1 코드 분만큼 옮겨져 맵핑되고 있다. 이와 같이, 2차원 직교부호 W_2 의 각 코드가 주파수방향에서 1 코드 분만큼 순회 시프트되면, 시간방향에 있어서도, 2차원 직교부호 W_2 의 각 코드가 1 코드분 만큼 순회 시프트된다.

[0149] 이때, 다른 송신레이어 #1, #2, #4에 있어서의 동일한 리소스 엘리먼트라도, 2차원 직교부호 W_0, W_1, W_3 의 각 코드가 1 코드 분만큼 순회 시프트되어 맵핑된다. 따라서, 할당리소스 R101로부터 R104는, 다른 송신레이어 #1, #2, #4와의 송신레이어간에 있어서의 직교가 시간방향에 있어서도 실현된다. 이상과 같이, 이 직교패턴에 있어서는, DM-RS의 송신레이어 #1-#4간의 직교가, 직교방향 및 주파수방향의 2차원으로 실현된다. 또, 직교패턴의 피크 전력은, 4개의 할당리소스에 걸쳐 넓은 영역에서 송신레이어간의 직교화되기 때문에, 2차원 직교부호의 맵핑방향의 교체에 의해 송신레이어간의 직교화를 실현하는 구성과 비교하여 랜덤화된다. 따라서, 피크 전력의 증대가 억제된다.

[0150] 이와 같이, 2차원 직교부호를 주파수영역에서 순회 시프트시키면서 맵핑한 경우, 송신레이어 #1-#4간의 직교를 시간방향 및 주파수방향의 2차원으로 실현함과 함께, 피크 전력을 랜덤화하는 것이 가능해져 있다.

[0151] 이상과 같이, 상기한 각 실시형태에 있어서는, 2개의 코드 (1), 2개의 코드 (-1)로 이루어지는 세트가, 시간방향 및 주파수방향으로 배치된 리소스 엘리먼트에 맵핑됨으로써, DM-RS의 송신레이어 #1-#4간의 직교가 시간방향 및 주파수방향의 2차원으로 실현된다.

[0152] 또, 이상의 설명에서는, 하향 레퍼런스신호로서 DM-RS를 예로 설명했으나, 그 외의 종류의 하향 레퍼런스신호, 예를 들면, CQI 측정용 및 PMI 선택용 CSI-RS(Channel State Information-Reference Signal)에도 마찬가지로 적용 가능하다. 이 경우, CSI-RS의 다중방식은, 부호분할 다중(CDM)방식이 적용된다.

[0153] 이하, 본 실시형태의 변형예로서, 본 발명을 하향 레퍼런스신호로서의 CSI-RS에 적용한 예를 설명한다. 또한, 변형예는, DM-RS를 직교화하는 상술한 실시형태와 CSI-RS를 직교화하는 점에 대해서만 상이하다. 따라서, 특히 차이점에 대해서만 상세히 설명한다.

[0154] 도 10(a) (b)는 본 발명자가 제안하는 하향 레퍼런스신호 구성의 일 예를 나타내는 개념도이다. 도 10(a)에는, 동일 리소스 블록 내에서 주파수방향으로 2개의 할당리소스 R31, R32가 등간격으로 배치되고, 각 할당리소스 R31, R32와 동일 서브캐리어이며 시간축방향으로 소정 심볼수만큼 떨어져 할당리소스 R41, R42가 배치되어 있다. 또, 각 할당리소스는, [1 서브캐리어×연속하는 2 심볼] 이다. 단, 할당리소스의 사이즈는 한정되는 것이 아니며, [2 서브캐리어×연속하는 2 심볼] 과 같이 유연하게 설정 가능하다.

[0155] 각 할당리소스에는, 각각 4 송신레이어의 CSI-RS가 다중되어 있다. CSI-RS의 다중방식은, DM-RS와 마찬가지로 부호분할 다중방식이 적용되고 있으며, 하나의 할당리소스에 다중되는 송신레이어의 다른 4개의 CSI-RS가 서로 직교하고 있다. 또, 각 할당리소스의 CSI-RS는, 도 10(b)에 도시하는 2차원 직교부호 ($W = [W_0 W_1]$)이 승산됨으로써 직교된다. 2차원 직교부호는, DM-RS를 직교화할 때에 이용된 직교부호와 동일하다. 할당리소스

(R31, R42)에 다중되는 CSI-RS는 제1 직교부호 W0을 이용하여 다중되고, 할당리소스 (R32, R41)에 다중되는 CSI-RS는 제2 직교부호 W1을 이용하여 다중된다.

[0156] 따라서, 할당리소스에 다중되는 CSI-RS는, 주파수축방향으로 인접하는 할당리소스 (R31, R32)간, 할당리소스 (R41, R42)간에 직교화된다. 또, 할당리소스에 다중되는 CSI-RS는, 시간영역에 있어서 인접하는 할당리소스 (R31, R42)간, 할당리소스 (R32, R41)간에도 직교화된다.

[0157] 또, CSI-RS에 있어서도 2차원 직교부호를 이용하여, DM-RS와 마찬가지로 유저간에 직교시킬 수 있다. 이 경우에 있어서는, 예를 들면, 제1 및 제2 직교부호 W0, W1의 각각의 선두로부터 2 코드를 유저 UE1에 할당하고, 각각의 후속의 2 코드를 유저 UE2에 할당한다. 이로 인해, 하나의 할당리소스에 다중되는 유저 UE1의 송신레이어 및 유저 UE2의 송신레이어의 CSI-RS가 서로 직교된다. 또, 상기한 바와 같이, 할당리소스 (R31, R42)의 CSI-RS는 제1 직교부호 W0, 할당리소스 (R32, R41)의 CSI-RS는 제2 직교부호 W1을 이용하여 직교화되기 때문에, 주파수축방향 및 시간축방향으로 인접하는 할당리소스간에도 유저간의 직교화를 도모할 수 있다.

[0158] 또한, 변형예에 있어서는, CSI-RS의 직교화에, DM-RS의 직교화에 이용되는 2차원 직교부호와 동일한 직교부호를 이용하는 구성으로 했으나, 이 구성으로 한정되는 것이 아니다. 2차원 직교부호는, CSI-RS를 주파수방향, 시간방향, 레이어간에 직교화를 가능하게 하는 것이면 좋으며, DM-RS의 직교화에 이용되는 2차원 직교부호와 다른 직교부호를 이용해도 좋다.

[0159] 도 11을 참조하면서, 변형예에 따른 무선기지국장치(40)에 대해 설명한다. 또한, 도 11에 있어서, 상술한 실시형태에 따른 무선기지국장치(20)와 동일한 기능을 갖는 구성에 대해서는, 동일한 부호를 부여하고, 그 설명은 생략한다. 무선기지국장치(40)는, 복수의 송신안테나 #1~#N을 구비하고 있으며, 복수 송신안테나로부터 각 송신레이어의 송신데이터 및 하향 레퍼런스신호(CSI-RS를 포함)를 동시 송신한다. 여기서는, 설명의 편의로 실제의 송신안테나수를 8개로 하여 설명한다. 즉, 최대 송신레이어수는 8 레이어까지 가능하다.

[0160] 변형예에 따른 무선기지국장치(40)는, 송신데이터를 생성하는 송신데이터 생성부(21), 직교 CSI-RS를 생성하는 직교 CSI-RS 계열 생성부(41), 프리코딩 후의 송신데이터와 직교 CSI-RS를 다중하는 다중부(42), 스크램블부호를 생성하는 스크램블부호 생성부(43), 스크램블부호를 직교 CSI-RS에 승산하여 스크램블하는 스크램블 처리부(44)를 구비한다. 무선기지국장치(40)에서는, 송신데이터의 생성, 직교 CSI-RS의 생성, 스크램블부호의 생성, 송신데이터와 직교 CSI-RS의 다중이, 송신레이어마다 실시된다.

[0161] 직교 CSI-RS 계열 생성부(41)는, 상기한 실시형태에 따른 직교 RS 계열 생성부(22)와 동일한 방법으로 2차원 직교부호 (W = [W0 W1])을 이용하여 직교 CSI-RS를 생성한다. 따라서, 여기서는 직교 CSI-RS의 생성방법에 대해 간략화하여 설명한다. 또, 직교 CSI-RS 계열 생성부(41)는, 최대 송신레이어수(=8)에 대응하여 최대 8개까지 병렬 동작하게 되기 때문에, 본 명세서에서는 송신레이어를 구별하기 위해, 송신레이어에 '#n'의 식별번호를 부가하여 설명한다.

[0162] 송신레이어 #1~#4에 대응한 직교 CSI-RS 계열 생성부(41)는, 각 송신레이어의 CSI-RS 계열에 대해, 식별번호 (#1~#4)순으로 제1 직교부호 W0의 코드를 선두로부터 순서대로 승산하여 직교 CSI-RS를 생성한다. 이 결과, 송신레이어 #1~#4간에 직교하는 직교 CSI-RS가 생성된다. 또, 송신레이어 #5~#8에 대응한 직교 CSI-RS 계열 생성부(41)는, 각 송신레이어의 CSI-RS 계열에 대해, 식별번호 (#5~#8)순으로 제2 직교부호 W1의 코드를 선두로부터 순서대로 승산하여 직교 CSI-RS를 생성한다. 이 결과, 송신레이어 #5~#8간에 직교하는 직교 CSI-RS가 생성된다.

[0163] 또, 변형예에 있어서도, 도 10(a)에 예시되는 바와 같이, 송신레이어 #1~#4의 4 레이어분의 CSI-RS와 송신레이어 #5~#8의 4 레이어분의 CSI-RS로 나뉘, 각각 4 레이어 다중하고 있다. 또, 송신레이어 #5~#8의 각 직교 CSI-RS가 다중되는 각 할당리소스 (R32, R41)와, 송신레이어 #1~#4의 각 직교 CSI-RS가 다중되는 할당리소스 (R31, R42)와의 관계는, 주파수방향으로 인접하고, 그리고 시간방향으로도 인접하는 배치관계가 되어 있다. 따라서, 개개의 송신레이어 #1~#4, 및 송신레이어 #5~#8에 있어서는, 주파수방향으로 인접하는 CSI-RS가 직교하고, 시간수방향으로 인접하는 CSI-RS가 직교하게 된다. 이와 같이, CSI-RS에 있어서도, 2차원 직교부호에 의해 주파수방향, 시간방향, 레이어간의 3개의 직교화가 가능해진다.

[0164] 이상의 설명에서는, 송신레이어수=8로 한 경우의, CSI-RS의 레퍼런스신호 구성이지만, 2차원 직교부호 (W = [W0 W1])을 이용하여, 최대 송신레이어수=4로 하여 CSI-RS를 유저간에 직교시키는 것도 가능하다. 직교 CSI-RS 계열 생성부(41)는, 2개의 유저단말 UE1, UE2에 대해 각각 최대 송신레이어수(=4)까지 대응하기 때문에, 최대 8개까지 병렬 동작하게 된다.

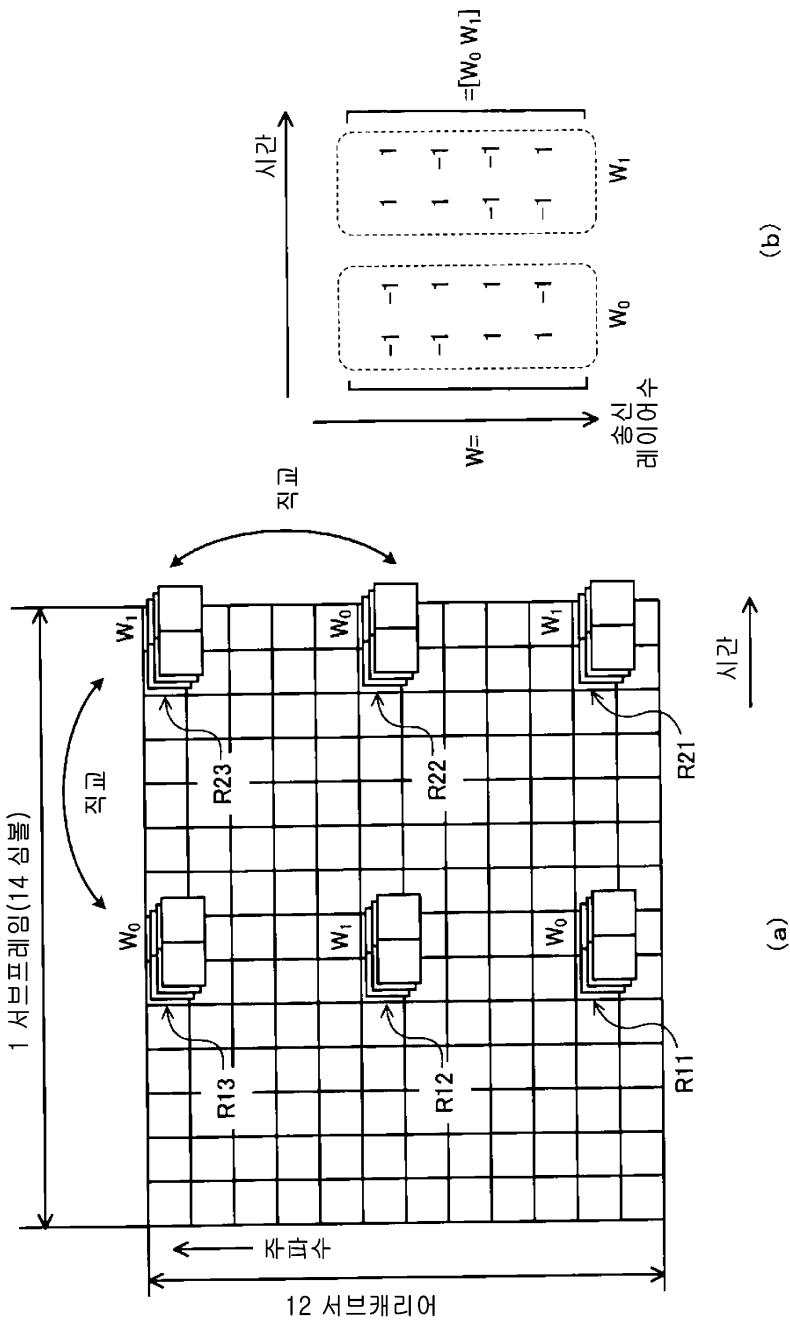
- [0165] 이 경우, 유저단말 UE1의 송신레이어에 대응하는 직교 CSI-RS 계열 생성부(41)는, 제1 및 제2 직교부호 W0, W1의 선두 2 코드를 이용하여, 직교 CSI-RS를 생성한다. 또, 유저단말 UE2의 송신레이어에 대응하는 직교 CSI-RS 계열 생성부(41)는, 제1 및 제2 직교부호 W0, W1의 후속 2 코드를 이용하여, 직교 CSI-RS를 생성한다. 이 결과, 유저단말 UE1의 송신레이어#1, #2의 직교 CSI-RS와, 유저단말 UE2의 송신레이어#1, #2의 직교 CSI-RS가 동일 할당리소스에 각각 다중된다. 또, 유저단말 UE1의 송신레이어#3, #4의 직교 CSI-RS와, 유저단말 UE2의 송신레이어#3, #4의 직교 CSI-RS가 동일 할당리소스에 각각 다중된다.
- [0166] 또, 유저간 다중에 있어서도, 유저단말 UE1, UE2의 각 송신레이어#1, #2의 4레이어분의 CSI-RS와 유저단말 UE1, UE2의 각 송신레이어#3, #4의 4레이어분의 CSI-RS로 나눠, 각각 4 레이어 다중하고 있다. 또, 유저단말 UE1, UE2의 각 송신레이어#1, #2의 각 직교 CSI-RS가 다중되는 각 할당리소스 (R31, R42)와, 유저단말 UE1, UE2의 각 송신레이어#3, #4의 각 직교 CSI-RS가 다중되는 각 할당리소스 (R32, R41)과의 관계는, 주파수방향으로 인접하고, 그리고 시간방향으로도 인접하는 배치관계가 되어 있다. 따라서, 유저단말 UE1, UE2의 송신레이어#1, #2, 및 각 송신레이어#3, #4에 있어서는, 주파수방향으로 인접하는 CSI-RS가 직교하고, 시간축방향으로 인접하는 CSI-RS가 직교하게 된다. 이와 같이, 유저간 다중에 있어서도, 2차원 직교부호에 의해 주파수방향, 시간방향, 레이어간의 3개의 직교화가 가능해진다.
- [0167] 스크램블부호 생성부(43)는, 주변 셀 간섭을 랜덤화하기 위한 스크램블부호를 생성한다. 스크램블 처리부(44)는, 상술한 실시형태에 따른 스크램블 처리부(25)와 동일한 방법에 의해, 스크램블부호를 직교 CSI-RS에 승산한다. 따라서, 스크램블 처리의 상세에 대해서는 생략한다. 스크램블법으로서는, 셀 고유 스크램블이 적용 가능하다. 셀 고유 스크램블을 적용하는 경우, 스크램블부호는 접속 셀(PDCCH를 수신하는 셀)의 셀 ID에 의해 결정해도 좋으며, 접속 셀로부터 하이어·레이어 시그널링(알림정보 등)으로 부여되어도 좋다.
- [0168] 다중부(42)는, 프리코딩부(26)의 후단에 마련되며, 송신데이터와 직교 CSI-RS를 1 리소스 블록 상에 겹치지 않도록 다중한다. 여기서, 송신데이터, 직교 CSI-RS는 송신안테나마다 다중된다.
- [0169] IFFT부(27)는, 송신데이터, 직교 CSI-RS가 서브캐리어 맵핑된 주파수영역의 송신신호(서브캐리어신호)를, 역고속 푸리에 변환한다. 역고속 푸리에 변환에 의해 서브캐리어에 할당된 주파수성분의 신호가 시간성분의 신호열로 변환된다. 그 후, CP 부가부(28)에서 사이클릭 프리픽스가 부가되고, 송신앰프(29)에서 전력 증폭하고 나서 송신안테나를 통해 송신된다.
- [0170] 도 12를 참조하면서, 본 발명의 변형예에 따른 유저단말(30)에 대해 설명한다. 또한, 도 12에 있어서, 상술한 실시형태에 따른 유저단말(10)과 동일한 기능을 갖는 구성에 대해서는, 동일한 부호를 부여하여 설명한다. 유저단말(30)의 수신처리계는, 상기한 바와 같이 직교 CSI-RS, 송신데이터가 송신레이어마다 다중한 신호를 수신한다. 수신신호는, CP 제거부(31)에서 사이클릭 프리픽스가 제거되고, FFT부(32)에서 고속 푸리에 변환하고 시계열의 신호성분을 주파수성분의 열로 변환된다. 수신신호는, 분리부(33)에 있어서 서브캐리어 디맵핑되어, RS 계열신호를 송신하고 있는 레퍼런스·시그널, 하향 제어정보를 송신하고 있는 제어채널(예를 들면, PHICH, PDCCH), 송신데이터를 송신하고 있는 공유채널(예를 들면, PDSCH)로 분리한다.
- [0171] 레퍼런스·시그널의 수신 심볼 중 직교 CSI-RS는 CQI 측정부(47) 및 PMI 선택부(48)로 입력된다. 또, PDSCH는 하향 송신데이터의 복조부가 되는 멀티 레이어 복조부(35)로 입력된다.
- [0172] CQI 측정부(47)는, PDCCH(또는 PDSCH)를 복호하여 얻어진 CSI-RS 계열정보(직교 CSI-RS의 셋정보이며, 2차원 직교부호 W에 관한 정보)를 이용하여 대응하는 송신레이어의 CSI-RS를 취득하고, CSI-RS를 이용하여 해당 송신레이어에 대해 CQI를 측정한다.
- [0173] PMI 선택부(48)는, PDCCH(또는 PDSCH)를 복호하여 얻어진 CSI-RS 계열정보(직교 CSI-RS의 셋정보이며, 2차원 직교부호 W에 관한 정보)를 이용하여 대응하는 송신레이어의 CSI-RS를 취득하고, CSI-RS를 이용하여 해당 송신레이어에 대해 PMI를 선택한다.
- [0174] 이상과 같이, 이 변형예에 따르면, 리소스 블록 상에 2차원상(狀)으로 맵핑되는 CSI-RS에 대해, 동일 송신레이어에 있어서 주파수방향으로 인접하는 CSI-RS끼리를 직교부호로 직교화할 수 있음과 함께 시간방향으로 인접하는 CSI-RS끼리를 직교부호로 직교화할 수 있으며, 또한 동일한 할당리소스로 맵핑된 CSI-RS를 송신레이어간에 직교시킬 수도 있다. 즉, 간단한 2차원 직교부호로 CSI-RS에 관한 주파수방향, 시간방향 및 레이어간의 3개의 직교화가 가능해지며, 송신레이어수의 증대, 유저간의 직교화가 실현된다.
- [0175] 이상의 설명에서는, CSI-RS 계열에 제1 및 제2 직교부호 (W0, W1)을 승산함으로써, CSI-RS를 직교화했으나, 2

차원 직교부호 $W = [W_0 \ W_1]$ 의 부호 자체를 CSI-RS 계열로서 이용하는 것도 가능하다. 이 경우, CSI-RS 계열에 제1 및 제2 직교부호 (W_0, W_1)을 승산하는 처리는 삭제할 수 있다. 또한, 상기 설명에 있어서는, 2차원 직교부호의 실현법으로서, 직교부호 W_0, W_1 을 이용한 경우에 대해 설명하고 있으나, 본 발명에 있어서는, 도 13(a)에 도시하는 바와 같이, 시간영역에서 직교부호를 승산하고, 그 승산방향(도 13(a)에 있어서의 직선 화살표 방향)을 주파수영역에서 교대로 교체함으로써 2차원 직교부호를 생성해도 좋다(도 13(b) 참조). 이와 같은 방법으로도, 시간 및 주파수의 어느 것으로 역확산 처리해도 직교하는 부호를 생성할 수 있다.

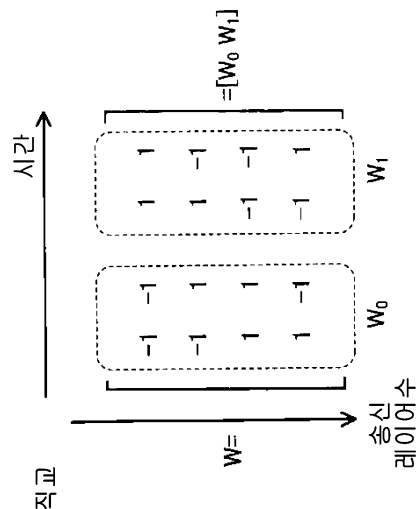
- [0176] 또, CSI-RS에 있어서도, 상기한 바와 같은 도 14 내지 도 20에 도시하는 바와 같은 직교패턴을 적용하여 직교화를 도모하는 것이 가능하다.
- [0177] 본 발명은 상술한 실시예에 한정되는 것이 아니며, 본 발명의 요지를 일탈하지 않는 범위에서 다양하게 변형 실시 가능하다.
- [0178] 산업상의 이용가능성
- [0179] 본 발명은, 하향링크의 레퍼런스신호에 DM-RS 및 CSI-RS를 포함하는 무선통신시스템에 적용 가능하다.
- [0180] 본 출원은, 2009년 6월 23일 출원의 특원 2009-149127, 2009년 10월 5일 출원의 특원 2009-231861, 2009년 11월 2일 출원의 특원 2009-252406 및 2010년 1월 6일 출원의 특원 2010-001417에 기초한다. 이들의 내용은 전부 여기에 포함시켜 둔다.

도면

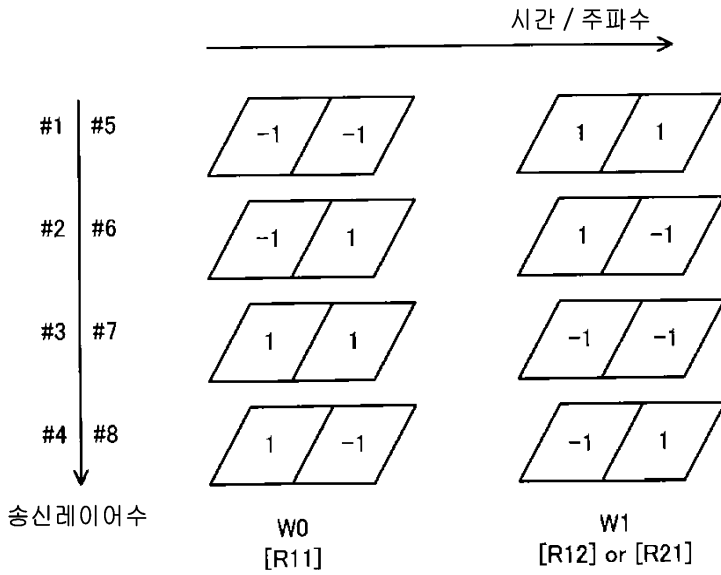
도면1



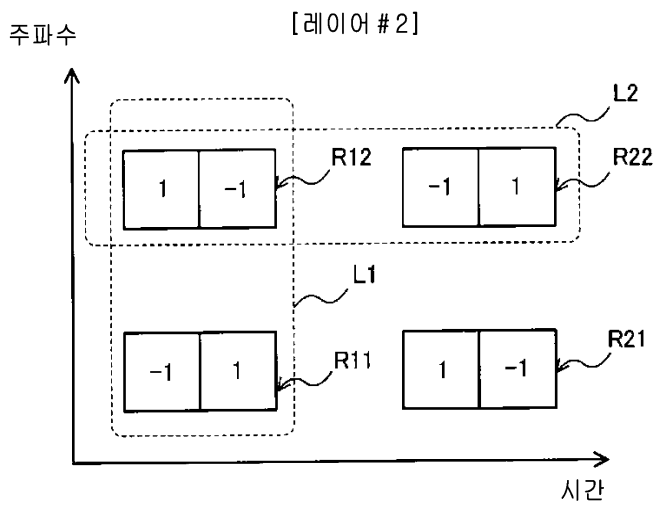
(b)



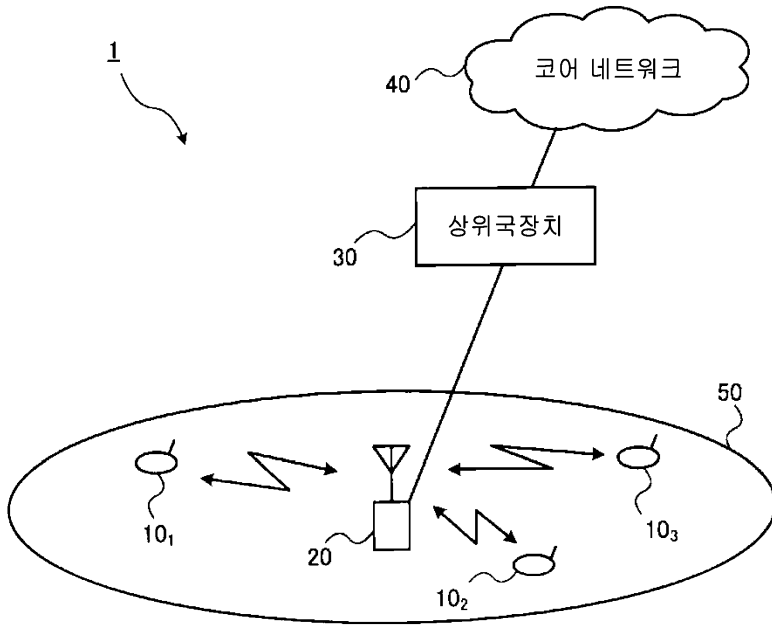
도면2



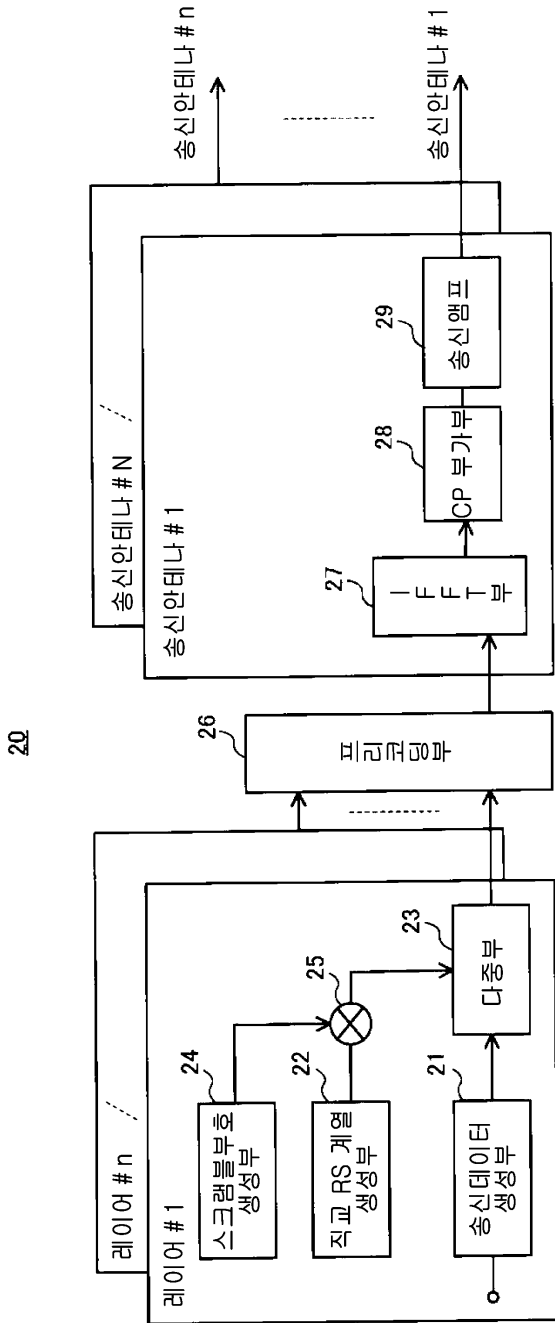
도면3



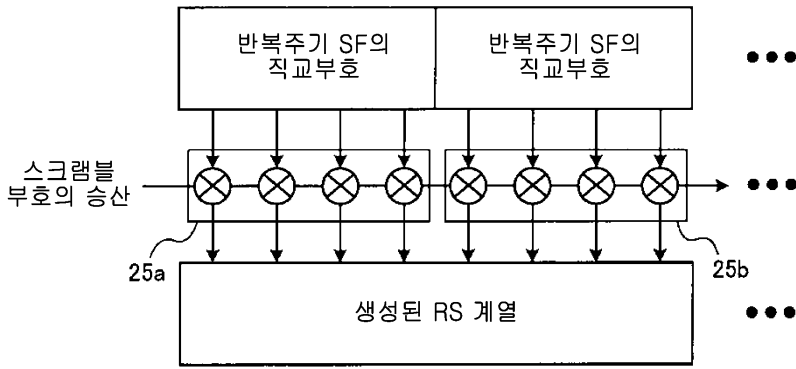
도면4



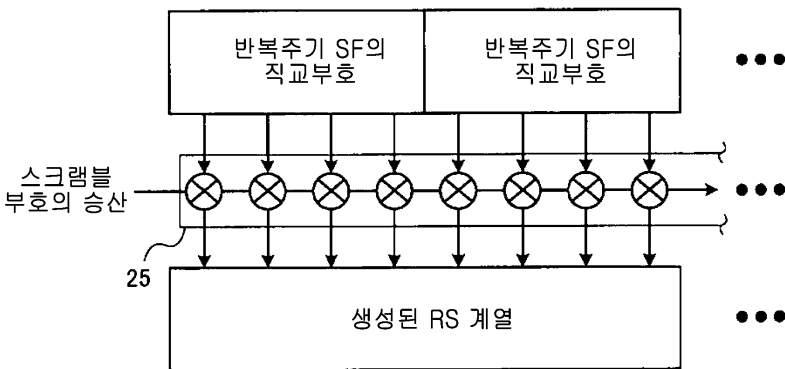
도면5



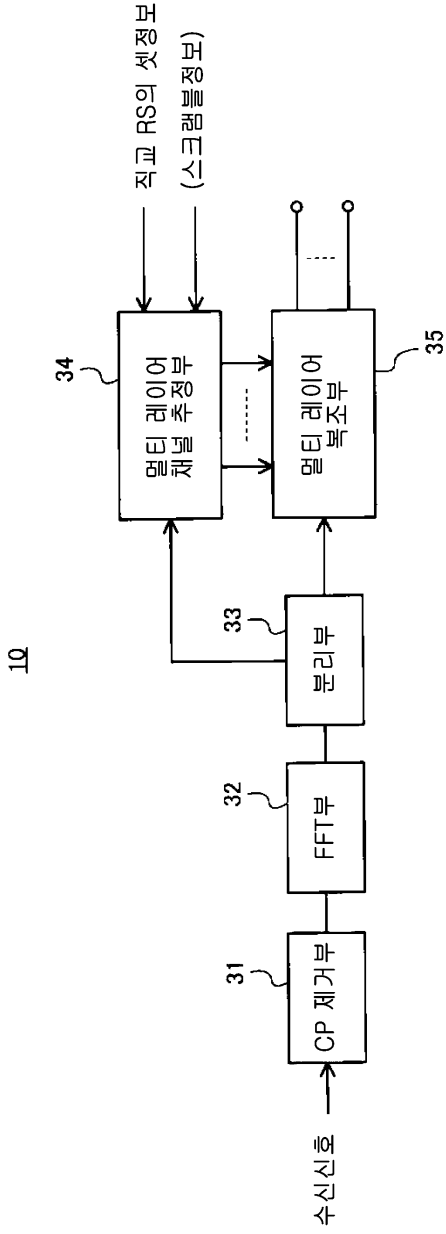
도면6



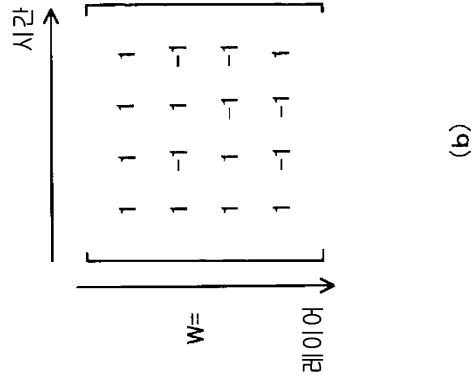
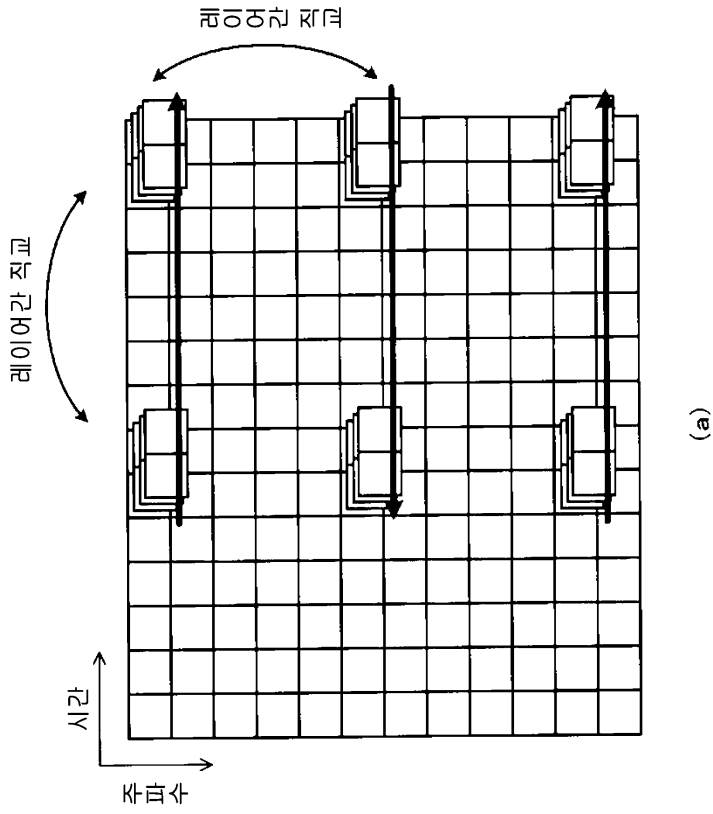
도면7



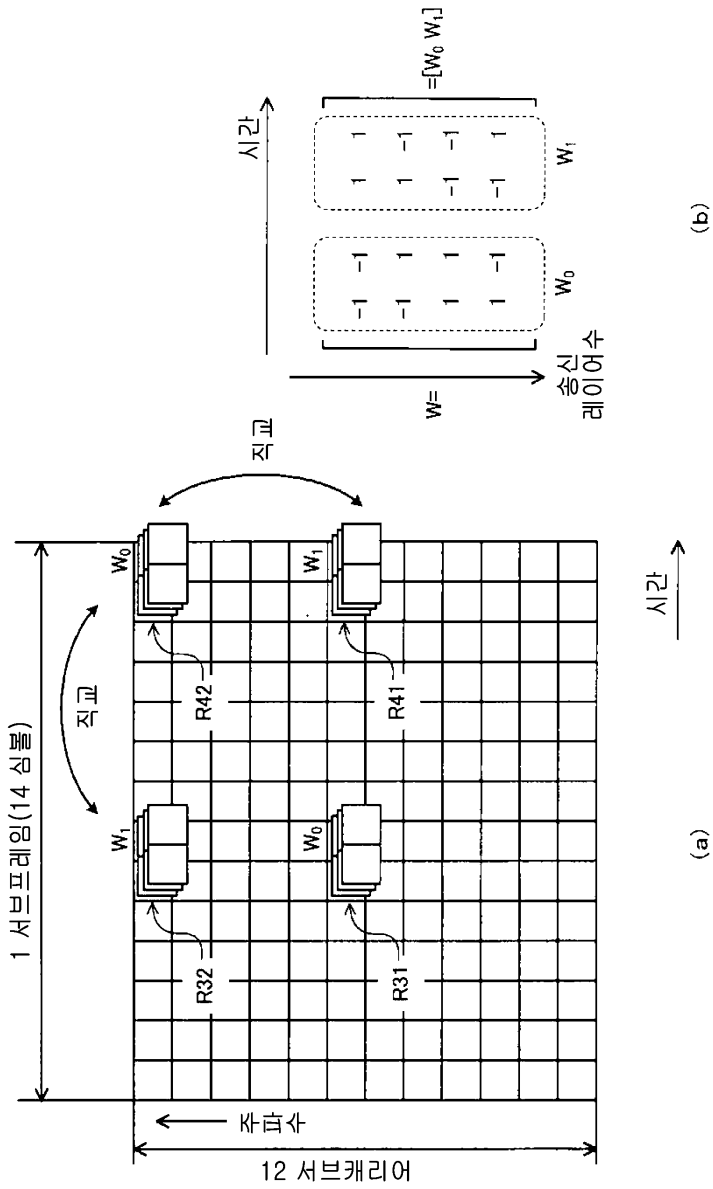
도면8



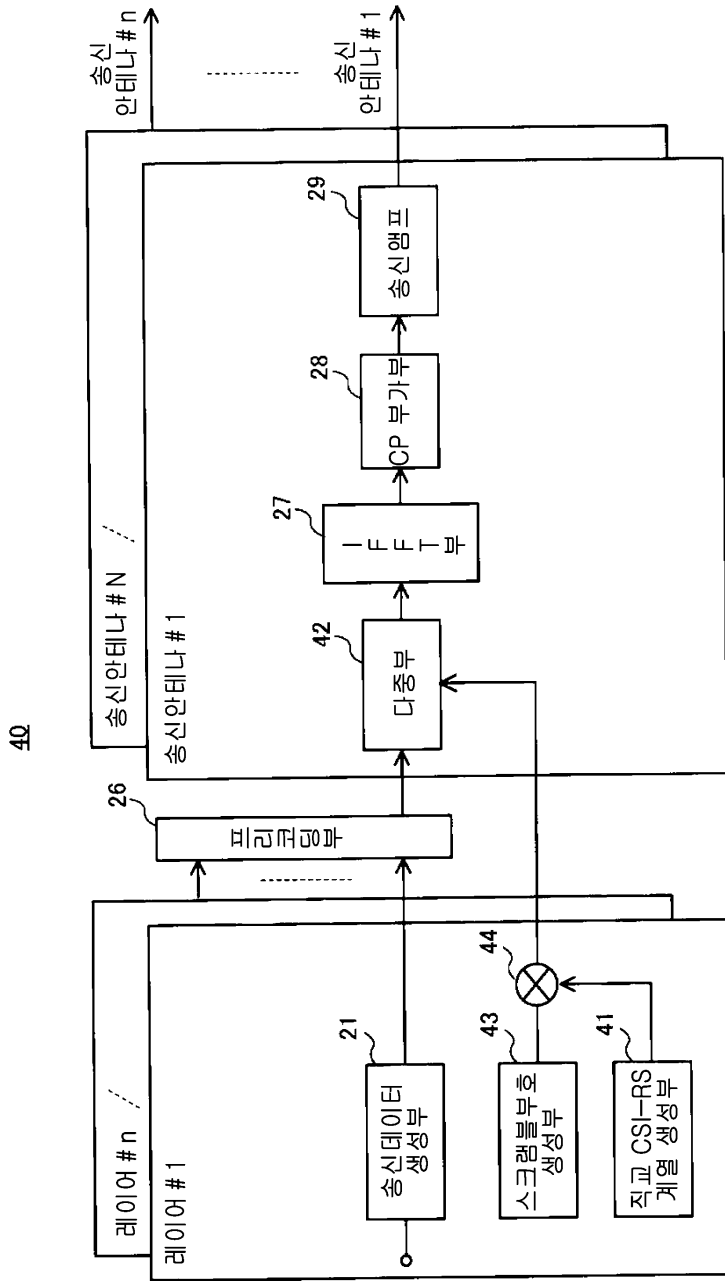
도면9



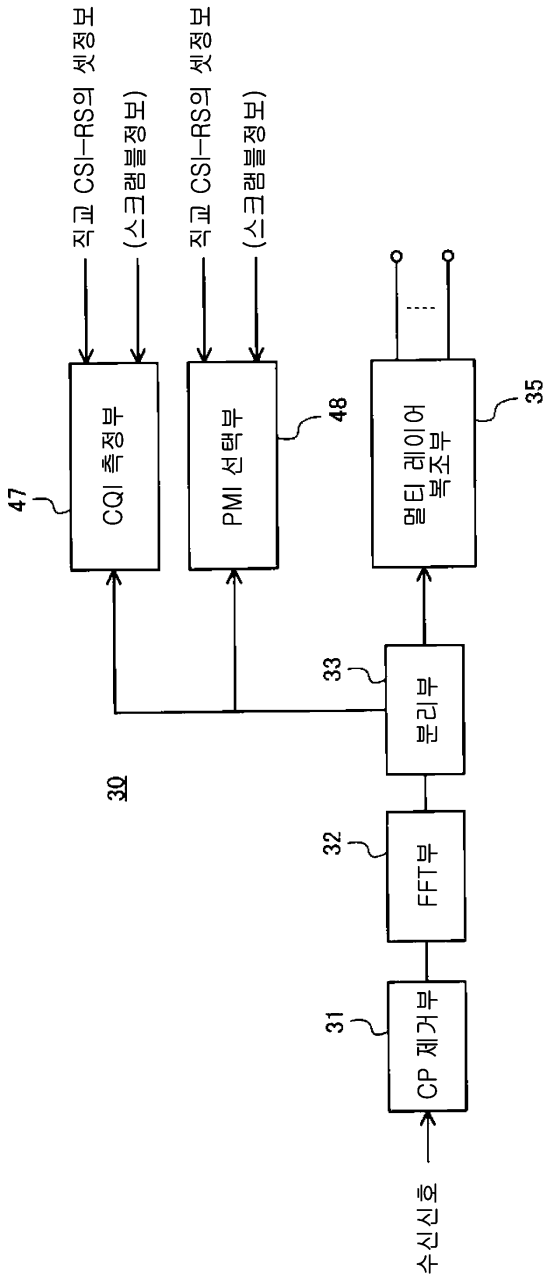
도면10



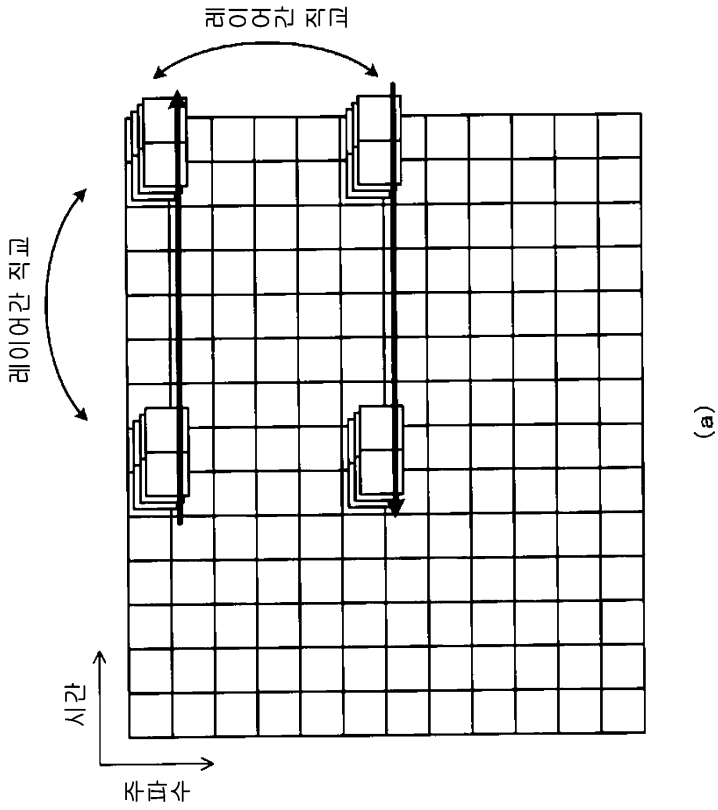
도면11



도면12



도면13



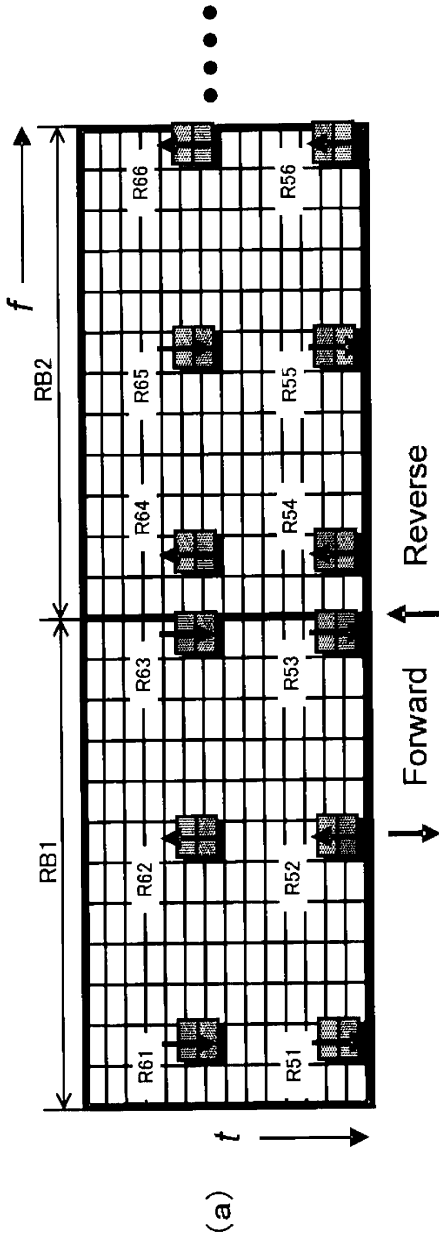
$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

시간

레이어

(b)

도면14



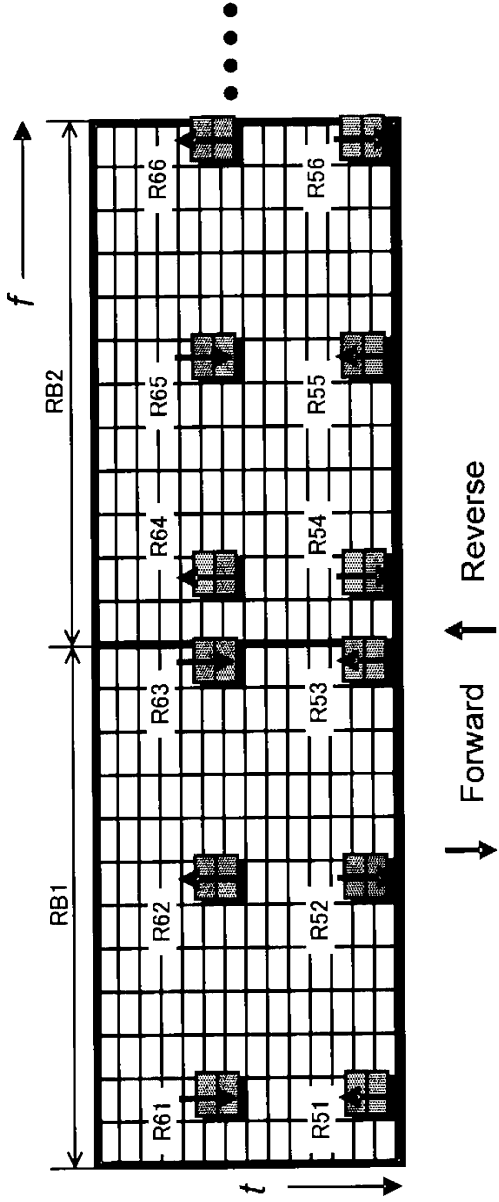
Direction of orthogonal sequence mapping

(b)

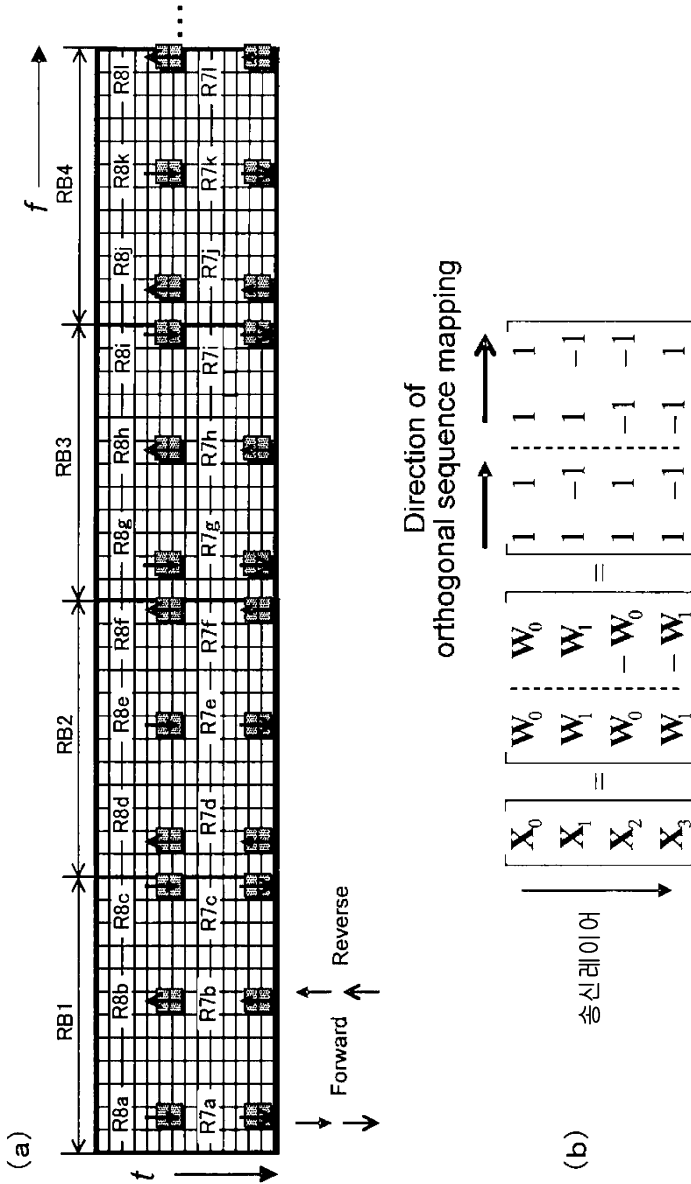
순신레이어

$$\begin{bmatrix} W_0 \\ W_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

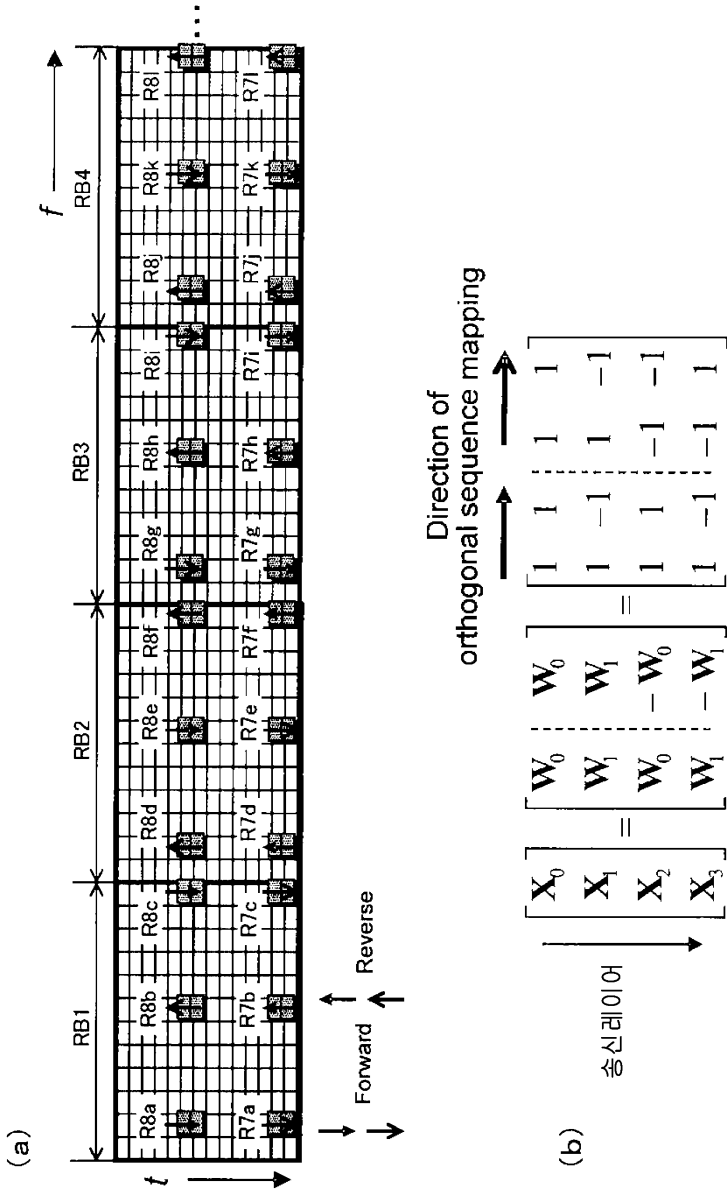
도면15



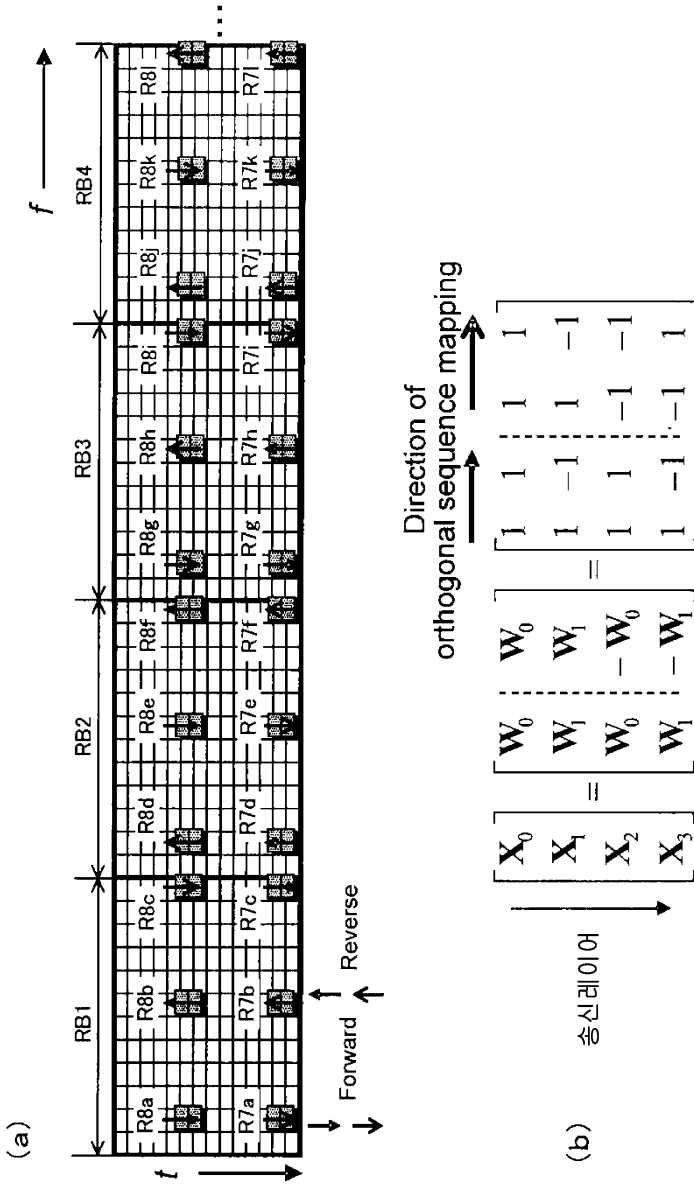
도면16



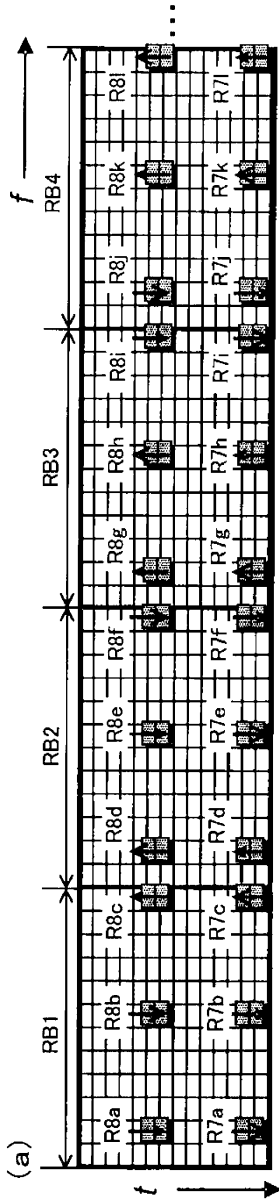
도면17



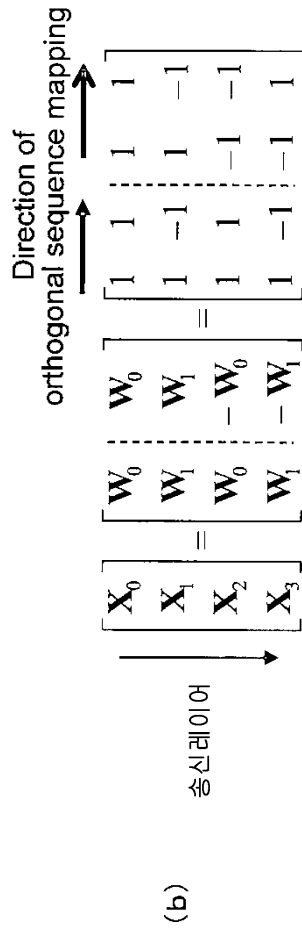
도면18



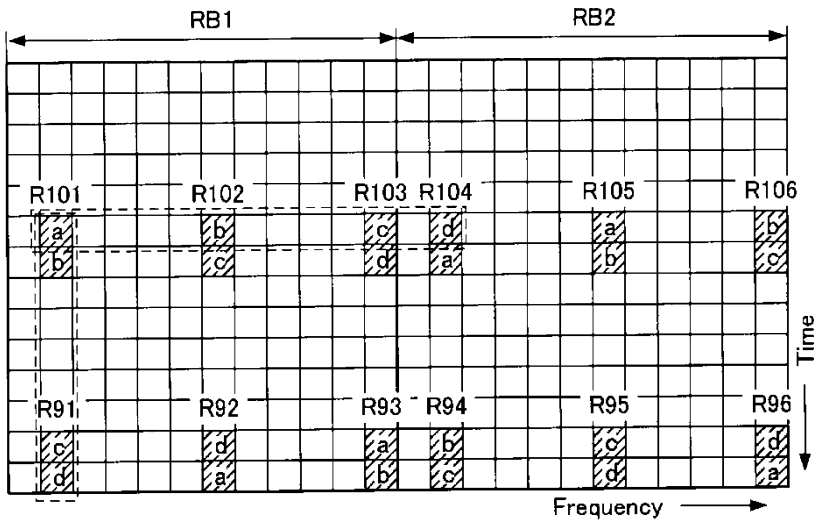
도면19



Forward ↑
Reverse ↓



도면20



(a)

$$\begin{matrix} \text{레이어} \\ \downarrow \\ \begin{bmatrix} W_0 \\ W_1 \\ W_2 \\ W_3 \end{bmatrix} \end{matrix} = \begin{matrix} \begin{matrix} \text{a} & \text{b} & \text{c} & \text{d} \\ \rightarrow \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

(b)