



등록특허 10-2819154



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2025년06월10일
(11) 등록번호 10-2819154
(24) 등록일자 2025년06월05일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 27/26 (2006.01) *H04L 25/03* (2006.01)
H04L 27/01 (2006.01) *H04L 27/10* (2006.01)

(52) CPC특허분류
H04L 27/2627 (2013.01)
H04L 25/03343 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2023-7033151(분할)

(22) 출원일자(국제) 2013년06월25일
심사청구일자 2023년09월26일

(85) 번역문제출일자 2023년09월26일

(65) 공개번호 10-2023-0141949

(43) 공개일자 2023년10월10일

(62) 원출원 특허 10-2022-7005590
원출원일자(국제) 2013년06월25일
심사청구일자 2022년02월18일

(86) 국제출원번호 PCT/US2013/047723

(87) 국제공개번호 WO 2014/004585
국제공개일자 2014년01월03일

(30) 우선권주장
61/664,020 2012년06월25일 미국(US)

(뒷면에 계속)

(56) 선행기술조사문현

US20110293030 A1
US20070014272 A1
KR1020120085063 A
KR1020100004051 A

전체 청구항 수 : 총 16 항

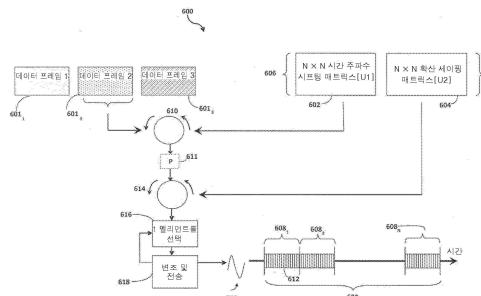
심사관 : 곽현선

(54) 발명의 명칭 정규 직교 시간-주파수 시프팅 통신 시스템에서 변조 및 등화

(57) 요 약

본 발명은 신호 전송 시스템에서 사용가능한 변조 신호를 제공하는 시스템 및 방법에 관한 것이다. 본 발명의 방법은, 아마도 시간 및 주파수 모두에 대해, 복수의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 프레임을 변환된 데이터 매트릭스로 변환하는 단계를 포함한다. 변환된 데이터 매트릭스는, 다수의 변환된 데이터 엘리먼트들을 포

(뒷면에 계속)

대 표 도

함하며, 다수의 변환된 엘리먼트들 각각은 다수의 데이터 엘리먼트들 각각에 기초한다. 이 방법은 변환된 데이터 매트릭스의 변환된 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하는 단계를 더 포함한다.

(52) CPC특허분류

H04L 25/03834 (2013.01)

H04L 27/01 (2021.08)

H04L 27/10 (2021.08)

(30) 우선권주장

61/801,398 2013년03월15일 미국(US)

61/801,366 2013년03월15일 미국(US)

61/801,435 2013년03월15일 미국(US)

61/801,495 2013년03월15일 미국(US)

61/801,994 2013년03월15일 미국(US)

61/801,968 2013년03월15일 미국(US)

명세서

청구범위

청구항 1

셀룰러 통신 시스템으로서,

다수의 셀 사이트들 – 상기 다수의 셀 사이트들 각각은 메시 노드들 및 관련 셀 커버리지 영역들을 포함함 – 을 포함하고,

각각에 메시 노드는 OTFS(orthogonal time frequency space) 변조된 전송들을 사용하여 다른 메시 노드들과 풀 듀플렉스 통신을 수행하도록 구성되고,

상기 OTFS 변조된 전송들의 각각의 데이터 엘리먼트 또는 심볼은 일련의 확산 시간 간격들에 걸쳐 그리고 주기적으로 변하는 주파수들의 범위에 걸쳐 하위분할(subdivide) 및 전송되고,

상기 각각의 데이터 엘리먼트 또는 심볼은 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 또는 심볼들을 포함하는 데이터 프레임에서 전송되고 – N 은 1보다 큰 정수임 –, 그리고

상기 데이터 프레임을 전송하는 것은:

상기 데이터 프레임을 다수의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하는 것 – 상기 다수의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들 중 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들은 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 중 복수의 엘리먼트들에 기초하고, 그리고 상기 변환하는 것은, 확산 커널을 이용하는 2차원 순환 컨볼루션, 2차원 FFT를 사용하여 구현되는 컨볼루션, 상기 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환을 사용하는 곱, 및 2차원 역 푸리에 변환을 포함하는 일련의 동작들을 수행함으로써, 상기 변환된 데이터 매트릭스의 2개의 차원들을 통해 상기 데이터 프레임의 상기 데이터 엘리먼트들을 확산시키는 것을 포함하고, 상기 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환(DFT)은 오직 비-제로 엔트리들만을 포함함 –

을 포함하는,

셀룰러 통신 시스템.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 변환된 데이터 매트릭스는 N 개의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들의 제 1 차원(dimension) 및 N 개의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들의 제 2 차원을 가지고, 그리고

상기 데이터 프레임을 전송하는 것은:

상기 변환된 데이터 매트릭스의 상기 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하는 것 – 상기 변조 신호는 파일럿 신호를 포함하고, 상기 변조 신호는 상기 변환된 데이터 매트릭스를 나타내는 시간-주파수 평면으로서 전송되며, 상기 시간-주파수 평면의 일부는 채널 획득을 위해 활용됨 –

을 더 포함하는,

셀룰러 통신 시스템.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 변환하는 것은, 시간 및 주파수 모두에 대해 상기 다수의 데이터 엘리먼트들 내의 데이터 엘리먼트들을 변환하는 것을 더 포함하는,

셀룰러 통신 시스템.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 데이터 프레임은 N개의 데이터 엘리먼트들의 제1 차원 및 적어도 N개의 데이터 엘리먼트들의 제2 차원을 갖는,

셀룰러 통신 시스템.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

각각의 메시 노드는 대응하는 커버리지 영역을 갖는 모바일 디바이스들에 무선 통신 커버리지를 제공하는,

셀룰러 통신 시스템.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 무선 통신 커버리지를 위하여 사용되는 주파수 밴드는 상기 OTFS 변조된 전송들을 위해 사용되는 주파수 밴드와 동일한,

셀룰러 통신 시스템.

청구항 7

제 5 항에 있어서,

상기 무선 통신 커버리지는 Wi-Fi 또는 LTE 커버리지를 포함하는,

셀룰러 통신 시스템.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 메시 노드들은, 인접하는 메시 노드들이 동일한 주파수 밴드를 이용하여 정보의 스트림들을 동시 병렬 전송하는 것을 지원하도록 구성되는,

셀룰러 통신 시스템.

청구항 9

무선 통신 장치로서,

프로세서 및 송수신기를 포함하고, 상기 프로세서는:

다수의 메시 노드들을 갖는 메시 네트워크를 설정하고; 그리고

다수의 데이터 엘리먼트들 또는 심볼들을 포함하는 적어도 하나의 데이터 프레임을 전송하는 단계 – 각각의 데이터 엘리먼트 또는 심볼은 일련의 확산 시간 간격들에 걸쳐 그리고 주기적으로 변하는 주파수들의 범위에 걸쳐 하위분할 및 전송됨 –; 또는

시간-주파수 평면 상에서 반송된 신호들을 수신하는 단계 – 상기 신호들은 변환된 데이터 매트릭스에 포함된 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들에 따라 생성되며, 상기 변환된 데이터 매트릭스는 다수의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 프레임으로부터 변환된 것이고, 상기 신호들은 심볼 데이터, 및 2차원적으로 확산되어 통신 채널을 통해 전송되었던 파일럿 신호 데이터를 나타내며, 상기 시간-주파수 평면의 일부는 채널 획득을 위해 활용되고, 상기 변환된 데이터 매트릭스는 적어도 N개의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들의 제1 차원 및 적어도 N개의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들의 제2 차원을 가짐 –;

상기 통신 채널의 2차원 시간-주파수 임펄스 응답에 기초하여 등화 계수들을 결정하기 위해 상기 신호들을 프로세싱하는 단계; 및

상기 등화 계수들을 이용하여 2차원 신호 등화 절차를 수행하는 단계
에 의해 상기 다수의 메시 노드들과 통신하도록
구성되고,

상기 적어도 하나의 데이터 프레임은 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 또는 심볼들을 포함하고 — N 은 1보다 큰 정수임 —,

상기 적어도 하나의 데이터 프레임을 전송하는 단계는:

상기 적어도 하나의 데이터 프레임을 다수의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하는 단계 — 상기 다수의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들 중 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들은 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 중 복수의 엘리먼트들에 기초하고 그리고 상기 변환하는 단계는, 확산 커널을 이용하는 2차원 순환 컨볼루션, 2차원 FFT를 사용하여 구현되는 컨볼루션, 상기 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환을 사용하는 꼽, 및 2차원 역 푸리에 변환을 포함하는 일련의 동작들을 수행함으로써, 상기 변환된 데이터 매트릭스의 2개의 차원들을 통해 상기 데이터 프레임의 상기 데이터 엘리먼트들을 확산시키는 단계를 포함하고, 상기 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환(DFT)은 오직 비-제로 엔트리들만을 포함함 —

를 포함하는,

무선 통신 장치.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 변환된 데이터 매트릭스는 N 개의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들의 제 1 차원 및 N 개의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들의 제 2 차원을 가지고, 그리고 상기 적어도 하나의 데이터 프레임을 전송하는 단계는:

상기 변환된 데이터 매트릭스의 상기 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하는 단계 — 상기 변조 신호는 파일럿 신호를 포함하고, 상기 변조 신호는 상기 변환된 데이터 매트릭스를 나타내는 시간-주파수 평면으로서 전송되며, 상기 시간-주파수 평면의 일부는 채널 획득을 위해 활용됨 —

를 더 포함하는,

무선 통신 장치.

청구항 11

제 9 항에 있어서,

상기 변환하는 단계는, 시간 및 주파수 모두에 대해 상기 다수의 데이터 엘리먼트들 내의 데이터 엘리먼트들을 변환하는 단계를 더 포함하는,

무선 통신 장치.

청구항 12

제 9 항에 있어서,

상기 데이터 프레임은 N 개의 데이터 엘리먼트들의 제1 차원 및 적어도 N 개의 데이터 엘리먼트들의 제2 차원을 갖는,

무선 통신 장치.

청구항 13

제 9 항에 있어서,

각각의 메시 노드는 대응하는 커버리지 영역을 갖는 모바일 디바이스들에 무선 통신 커버리지를 제공하는,

무선 통신 장치.

청구항 14

제 13 항에 있어서,

상기 무선 통신 커버리지를 위하여 사용되는 주파수 밴드는 상기 데이터 프레임들을 전송하기 위해 사용되는 주파수 밴드와 동일한,

무선 통신 장치.

청구항 15

제 13 항에 있어서,

상기 무선 통신 커버리지는 Wi-Fi 또는 LTE 커버리지를 포함하는,

무선 통신 장치.

청구항 16

제 9 항에 있어서,

상기 메시 노드들은, 인접하는 메시 노드들이 동일한 주파수 밴드를 이용하여 정보의 스트림들을 동시 병렬 전송하는 것을 지원하도록 구성되는,

무선 통신 장치.

발명의 설명**기술 분야**

[0001]

본 출원은, 35 U.S.C. § 119(e) 하에서, "MODULATION AND EQUALIZATION IN AN ORTHONORMAL TIME-FREQUENCY SHIFTING COMMUNICATIONS SYSTEM"란 명칭으로 2012년 6월 25일자로 출원된 미국 출원 일련번호 61/664,020호, "MODULATION AND EQUALIZATION IN AN ORTHONORMAL TIME-FREQUENCY SHIFTING COMMUNICATIONS SYSTEM"란 명칭으로 2013년 3월 15일자로 출원된 미국 출원 일련번호 61/801,398호, "MODULATION AND EQUALIZATION IN AN ORTHONORMAL TIME-FREQUENCY SHIFTING COMMUNICATIONS SYSTEM"란 명칭으로 2013년 3월 15일자로 출원된 미국 출원 일련번호 61/801,366호, "MODULATION AND EQUALIZATION IN AN ORTHONORMAL TIME-FREQUENCY SHIFTING COMMUNICATIONS SYSTEM"란 명칭으로 2013년 3월 15일자로 출원된 미국 출원 일련번호 61/801,435호, "MODULATION AND EQUALIZATION IN AN ORTHONORMAL TIME-FREQUENCY SHIFTING COMMUNICATIONS SYSTEM"란 명칭으로 2013년 3월 15일자로 출원된 미국 출원 일련번호 61/801,495호, "MODULATION AND EQUALIZATION IN AN ORTHONORMAL TIME-FREQUENCY SHIFTING COMMUNICATIONS SYSTEM"란 명칭으로 2013년 3월 15일자로 출원된 미국 출원 일련번호 61/801,994호, 및 "MODULATION AND EQUALIZATION IN AN ORTHONORMAL TIME-FREQUENCY SHIFTING COMMUNICATIONS SYSTEM"이란 명칭으로 2013년 3월 15일자로 출원된 미국 출원 일련번호 61/801,968호의 우선권의 장점을 청구하며, 이로써, 이들 각각의 내용들은 모든 목적들을 위해 전체가 인용에 의해 통합된다.

[0002]

본 개시물은 일반적으로 통신 프로토콜들 및 방법들에 관한 것이며, 보다 특정하게는, 무선 및 다른 형태들의 통신을 위해 사용되는 신호들의 변조 및 관련 프로세싱을 위한 방법들에 관한 것이다.

배경 기술

[0003]

현대의 전자 통신 디바이스들, 예컨대 광섬유들, 전자 와이어들/케이블들, 또는 무선 링크들과 같은 송신 매체를 통해 통신하도록 구성된 디바이스들은 모두, 신호들을 변조하고 적용 가능한 송신 매체를 통해 이 신호들을 전송함으로써 동작한다. 일반적으로 광속(speed of light)으로 또는 거의 광속으로 이동하는 이들 신호들은, 다양한 타입들의 저하(degradation) 또는 채널 장애들(channel impairments)에 영향을 받을 수 있다. 예를 들어, 변조된 신호가 광섬유 또는 와이어/케이블에서 정션들(junctions)에 부딪칠 때마다, 광섬유 또는 와이어/케이블 매체들에 의해 잠재적으로 에코 신호들(echo signals)이 발생될 수 있다. 또한, 에코 신호들은 잠재적으로, 무선 반사 표면들, 예컨대 벌딩들의 면들(sides) 및 다른 구조물들로부터 무선 신호들이 바운스(bounce)

될 때 발생될 수 있다. 유사하게, 광섬유 또는 와이어/케이블이 다소 상이한 신호 전파 특성들 또는 상이한 주변 온도들로 파이버(fiber) 또는 케이블의 서로 다른 영역들을 통과할 때, 주파수 시프트들(frequency shifts)이 일어날 수 있다. 무선 신호들의 경우, 이동 차량(moving vehicle)으로 또는 이동 차량으로부터 송신되는 신호들은 도플러 효과들(Doppler effects)에 직면할 수 있으며, 이는 또한 주파수 시프트들을 야기한다. 추가로, 기본(underlying) 장비(즉, 송신기들 및 수신기들) 자체가 항상 완벽하게 동작하는 것은 아니며, 마찬가지로 주파수 시프트들을 초래(produce)할 수 있다.

[0004] 이 에코 효과들 및 주파수 시프트들은 바람직하지 못하며, 이러한 시프트들이 너무 커질 경우, 사실상 최대 달성을 가능한 데이터 레이트들이 낮아지고 그리고/또는 여러 레이트들이 증가함으로써 네트워크 성능에 불리하게 영향을 미칠 수도 있다. 이러한 성능 저하는 더욱더 많은 사용자들(이 사용자들 각각은, 계속 증가하는(ever-increasing) 양의 데이터를 전송하고 수신하길 원함)을 수용하고자 추구하는 무선 네트워크들에서 특히 문제시된다. 무선 네트워크들내에서, 에코 효과들 및 주파수 시프트들로 인해 발생하는 역효과들은, 적어도 부분적으로는 무선 통신 능력을 갖는 기준의 무선 디바이스들의 특성들에 기인한다. 특히, 이를 휴대용 무선 디바이스들(예컨대, 셀 폰들, 휴대용 컴퓨터들 등)은 흔히 소형 배터리들에 의해 전력공급되며, 이러한 디바이스들의 사용자들은 통상적으로 이 디바이스들이 재충전이 요구되기 전에 장시간에 걸쳐 동작할 것을 기대한다. 이를 사용자 기대들을 충족시키기 위해, 이들 디바이스들 상의 무선 송신기들은 매우 적은 양의 전력을 사용하여 무선 신호들을 출력해야 하며, 이는 배경 잡음에 대한 무선 라디오 신호를 구별을 어렵게 만든다.

[0005] 추가의 문제점은, 다수의 이들 디바이스들이 이동 차량들, 예컨대 자동차들 상에 보유된다는 점이다. 이는, 이들 디바이스들에 의해 송신되는 저전력(low-power) 무선 신호가, 다양한 왜곡들(distortions), 예컨대 가변적이며 예상치 못한 도플러 시프트들, 그리고 흔히 빌딩들 또는 다른 구조물들로부터의 라디오 반사들의 변경에 의해 야기되는 예상치 못한 다중 경로 효과들에 영향을 받을 수 있기 때문에, 추가의 문제점들을 야기시킨다.

[0006] 게다가, 다양한 무선 채널들의 배경 잡음은 잡음 초래(noise-producing) 전기 디바이스가 급증함에 따라 점점 더 높아지게 된다. 다른 무선 디바이스들의 급증은 또한 배경 잡음에 부가된다.

발명의 내용

[0007] 본 명세서에 개시된 광대역 통신에 대한 시스템 및 방법은 도플러 시프트, 다중 경로 반사들 및 배경 잡음의 문제들에 대한 개선된 내성을 유지하면서 비교적 적은 양의 전력을 사용하여 동작할 수 있다. 무선 통신들의 상황에서의 예들이 본 출원에 걸쳐 사용되지만, 달리 언급하지 않으면, 본 명세서에 개시된 방법들은 유선 통신 시스템들에 동등하게 적용가능한 것으로 의도된다.

본 발명의 개시는 셀룰러 통신 시스템을 기술한다. 본 양상의 셀룰러 통신 시스템은 다수의 셀 사이트들 – 상기 다수의 셀 사이트들 각각은 메시 노드들 및 관련 셀 커버리지 영역들을 포함함 – 을 포함하고, 각각에 메시 노드는 OTFS(orthogonal time frequency space) 변조된 전송들을 사용하여 다른 메시 노드들과 풀 듀플렉스 통신을 수행하도록 구성되고, 상기 OTFS 변조된 전송들의 각각의 데이터 엘리먼트 또는 심볼은 일련의 확산 시간 간격들에 걸쳐 그리고 주기적으로 변하는 주파수들의 범위에 걸쳐 하위분할(subdivide) 및 전송되고, 상기 각각의 데이터 엘리먼트 또는 심볼은 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 또는 심볼들을 포함하는 데이터 프레임에서 전송되고 – N 은 1보다 큰 정수임 –, 그리고 상기 데이터 프레임을 전송하는 것은: 상기 데이터 프레임을 다수의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하는 것 – 상기 다수의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들 중 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들은 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 중 복수의 엘리먼트들에 기초하고, 그리고 상기 변환하는 것은, 확산 커널을 이용하는 2차원 순환 컨볼루션, 2차원 FFT를 사용하여 구현되는 컨볼루션, 상기 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환을 사용하는 곱, 및 2차원 역 푸리에 변환을 포함하는 일련의 동작들을 수행함으로써, 상기 변환된 데이터 매트릭스의 2개의 차원들을 통해 상기 데이터 프레임의 상기 데이터 엘리먼트들을 확산시키는 것을 포함하고, 상기 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환(DFT)은 오직 비-제로 엔트리들만을 포함함 – 을 포함한다.

본 발명의 개시의 양상은 무선 통신 장치에 관한 것이다. 무선 통신 장치는 프로세서 및 송수신기를 포함하고, 상기 프로세서는: 다수의 메시 노드들을 갖는 메시 네트워크를 설정하고; 그리고 다수의 데이터 엘리먼트들 또는 심볼들을 포함하는 적어도 하나의 데이터 프레임을 전송하는 단계 – 각각의 데이터 엘리먼트 또는 심볼은 일련의 확산 시간 간격들에 걸쳐 그리고 주기적으로 변하는 주파수들의 범위에 걸쳐 하위분할 및 전송됨 –; 또는 시간-주파수 평면 상에서 반송된 신호들을 수신하는 단계 – 상기 신호들은 변환된 데이터 매트릭스에 포함된 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들에 따라 생성되며, 상기 변환된 데이터 매트릭스는 다수의 데이터 엘리먼트

들을 포함하는 데이터 프레임으로부터 변환된 것이고, 상기 신호들은 심볼 데이터, 및 2차원적으로 확산되어 통신 채널을 통해 전송되었던 파일럿 신호 데이터를 나타내며, 상기 시간-주파수 평면의 일부는 채널 획득을 위해 활용되고, 상기 변환된 데이터 매트릭스는 적어도 N개의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들의 제1 차원 및 적어도 N개의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들의 제2 차원을 가짐 –; 상기 통신 채널의 2차원 시간-주파수 임펄스 응답에 기초하여 등화 계수들을 결정하기 위해 상기 신호들을 프로세싱하는 단계; 및 상기 등화 계수들을 이용하여 2차원 신호 등화 절차를 수행하는 단계에 의해 상기 다수의 메시 노드들과 통신하도록 구성되고, 상기 적어도 하나의 데이터 프레임은 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 또는 심볼들을 포함하고 – N은 1보다 큰 정수임 –, 상기 적어도 하나의 데이터 프레임을 전송하는 단계는: 상기 적어도 하나의 데이터 프레임을 다수의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하는 단계 – 상기 다수의 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들 중 변환된 복소값 데이터 엘리먼트들은 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 중 복수의 엘리먼트들에 기초하고 그리고 상기 변환하는 단계는, 확산 커널을 이용하는 2차원 순환 컨볼루션, 2차원 FFT를 사용하여 구현되는 컨볼루션, 상기 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환을 사용하는 꼽, 및 2차원 역 푸리에 변환을 포함하는 일련의 동작들을 수행함으로써, 상기 변환된 데이터 매트릭스의 2개의 차원들을 통해 상기 데이터 프레임의 상기 데이터 엘리먼트들을 확산시키는 단계를 포함하고, 상기 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환(DFT)은 오직 비-제로 엔트리들만을 포함함 –를 포함한다.

[0008]

일 양상에서, 본 발명의 개시는 신호 전송 시스템에서 사용가능한 변조 신호를 제공하는 방법을 기술한다. 본 양상의 방법은, 복수의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 프레임을, 복수의 변환된 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하는 단계 –다수의 변환된 데이터 엘리먼트들 중 복수의 엘리먼트들은 다수의 데이터 엘리먼트들 중 다중의 복수의 엘리먼트들에 기초함–를 포함한다. 이 방법은 변환된 데이터 매트릭스의 변환된 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하는 단계를 더 포함한다.

[0009]

다른 양상에서, 본 발명의 개시는 신호 전송 시스템에서 사용가능한 변조 신호를 제공하는 방법을 기술한다. 본 양상의 방법은 다수의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 프레임을, 다수의 변환된 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하는 단계 –다수의 변환된 데이터 엘리먼트들 각각은 다수의 데이터 엘리먼트들 각각에 기초함–, 및 변환된 데이터 매트릭스의 변환된 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하는 단계를 포함한다.

[0010]

본 발명의 개시의 다른 양상은 통신 시스템에서 사용하기 위한 신호 송신기에 관한 것이다. 신호 송신기는 입력 포트, 출력 포트, 프로세서, 및 프로세서에 의해 실행가능한 프로그램 코드를 포함하는 메모리를 포함한다. 프로그램 코드는, 다수의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 프레임을 입력 포트에서 수신하기 위한 코드를 포함한다. 프로그램 코드는 데이터 프레임을, 다수의 변환된 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하기 위한 코드 –다수의 변환된 데이터 엘리먼트들 중 복수의 엘리먼트들은 다수의 데이터 엘리먼트들 중 다중의 복수의 엘리먼트들에 기초함–를 더 포함한다. 추가로, 프로그램 코드는 변환된 데이터 매트릭스의 변환된 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하고 변조 신호를 출력 포트에 제공하기 위한 코드를 포함한다.

[0011]

또 다른 추가의 양상에서, 본 발명의 개시는, 입력 포트, 출력 포트, 프로세서, 및 프로세서에 의해 실행가능한 프로그램 코드를 포함하는 메모리를 포함하는 신호 송신기에 관련된다. 프로그램 코드는, 다수의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 프레임을 입력 포트에서 수신하기 위한 코드를 포함한다. 프로그램 코드는 데이터 프레임을, 다수의 변환된 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하기 위한 코드 –다수의 변환된 데이터 엘리먼트들 각각은 다수의 데이터 엘리먼트들 각각에 기초함–를 더 포함한다. 또한 프로그램 코드에는, 변환된 데이터 매트릭스의 변환된 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하기 위한 코드가 포함된다.

[0012]

추가적인 양상에서, 본 발명의 개시는 신호 송신기의 프로세서에 의한 실행을 위한 프로그램 명령들을 포함하는 비일시적 컴퓨터 판독가능 매체에 관한 것이다. 프로그램 명령들은 프로세서로 하여금, 다수의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 프레임을, 신호 송신기의 입력 포트에서 수신하게 하는 명령들을 포함한다. 프로그램 명령들은 추가로 프로세서로 하여금, 데이터 프레임을, 다수의 변환된 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하게 하며, 여기서 다수의 변환된 데이터 엘리먼트들 중 복수의 엘리먼트들은 다수의 데이터 엘리먼트들 중 다중의 복수의 엘리먼트들에 기초한다. 추가로, 프로그램 명령들은 프로세서로 하여금, 변환된 데이터 매트릭스의 변환된 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하게 한다.

[0013]

또 다른 추가의 양상에서, 본 발명의 개시는 신호 송신기의 프로세서에 의한 실행을 위한 프로그램 명령들을 포

함하는 비일시적 컴퓨터 관독가능 매체와 관련된다. 프로그램 명령들은 프로세서로 하여금, 다수의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 프레임을, 신호 송신기의 입력 포트에서 수신하게 하기 위한 명령들을 포함한다. 명령들은 또한 프로세서로 하여금, 데이터 프레임을, 다수의 변환된 데이터 엘리먼트들을 갖는 변환된 데이터 매트릭스로 변환하게 하며, 여기서, 다수의 변환된 데이터 엘리먼트들 각각은 다수의 데이터 엘리먼트들 각각에 기초한다. 추가로, 프로그램 명령들은 프로세서로 하여금, 변환된 데이터 매트릭스의 변환된 데이터 엘리먼트들에 따라 변조 신호를 생성하게 한다.

[0014] 다른 양상에서, 본 개시물은 신호 송신 시스템에서 이용가능한 변조된 신호를 제공하는 방법을 설명한다. 이 양상의 방법은, 제 1 차원(dimension)의 적어도 N개의 엘리먼트들 및 제 2 차원의 적어도 N개의 엘리먼트들을 갖는 오리지널 데이터 프레임을 설정하는 단계 –N은 1 보다 큼–, 변환된 데이터 매트릭스를 제공하기 위해 시간-주파수 변환(time-frequency transformation)에 따라 오리지널 데이터 프레임을 변환하는 단계, 및 변환된 데이터 매트릭스의 엘리먼트들에 따라 변조된 신호를 생성하는 단계를 포함한다.

[0015] 또 다른 양상에서, 본 개시물은 통신 시스템내에서의 송신을 위해 데이터를 변조하기 위한 방법을 설명한다. 이 양상의 방법은, $N \times N$ 차원의 시간-주파수 시프팅 매트릭스(time-frequency shifting matrix)를 설정하는 단계 –N은 1 보다 큼–, 중간 데이터 프레임(intermediate data frame)을 제공하기 위해 시간-주파수 시프팅 매트릭스를 데이터 프레임과 결합(combining)하는 단계, 중간 데이터 프레임의 엘리먼트들을 치환(permuting)함으로써 변환된 데이터 매트릭스를 제공하는 단계, 및 변환된 데이터 매트릭스의 엘리먼트들에 따라 변조된 신호를 생성하는 단계를 포함한다.

[0016] 다른 양상에서, 본 개시물은 데이터 변조 방법을 설명한다. 이 양상의 방법은, 제 1 차원의 N개의 엘리먼트들 및 제 2 차원의 N개의 엘리먼트들을 갖는 오리지널 데이터 프레임에 한 세트의 데이터 엘리먼트들을 배열하는 단계 –N은 1 보다 큼–, 적어도 N^2 개의 엘리먼트들을 갖는 중간 데이터 매트릭스를 형성하기 위해 시간-주파수 시프팅 매트릭스에 따라 오리지널 데이터 프레임을 변환하는 단계, 중간 데이터 매트릭스의 엘리먼트들 중 적어도 일부를 치환함으로써 변환된 데이터 매트릭스를 제공하는 단계, 및 변환된 데이터 매트릭스의 엘리먼트들에 기초하여 변조된 신호를 생성하는 단계를 포함한다.

[0017] 다른 양상에서, 본 개시물은 데이터를 수신하는 방법을 설명한다. 이 양상의 방법은, 한 세트의 데이터 엘리먼트들로 구성되는 송신된 데이터 프레임에 대응하는 데이터 신호들을 수신하는 단계, 데이터 신호들에 기초하여, 제 1 차원의 적어도 N개의 엘리먼트들 및 제 2 차원의 적어도 N개의 엘리먼트들을 갖는 수신된 데이터 프레임을 구성하는 단계 –N은 1 보다 큼–, 비치환(non-permuted) 데이터 프레임을 형성하기 위해 수신된 데이터 프레임의 엘리먼트들의 적어도 일부를 역치환(inverse permuting)하는 단계, 및 송신된 데이터 프레임의 전치-등화된(reconstructed) 버전에 대응하는 복원 데이터(recovered data)를 형성하기 위해 제 1 역변환(inverse-transformation) 매트릭스에 따라 비치환 데이터 프레임을 역변환하는 단계를 포함한다.

[0018] 다른 양상에서, 본 개시물은 데이터 송신의 방법을 설명한다. 이 양상의 방법은, 제 1 차원의 N개의 엘리먼트들 및 제 2 차원의 N개의 엘리먼트들을 갖는 오리지널 데이터 프레임에 한 세트의 데이터 엘리먼트들을 배열하는 단계 –N은 1 보다 큼–, 및 적어도 N^2 개의 변환된 데이터 엘리먼트들을 갖는 제 1 변환된 데이터 매트릭스를 형성하기 위해 변환 매트릭스에 따라 오리지널 데이터 프레임을 변환하는 단계를 포함하며, 변환된 데이터 엘리먼트들 각각은 오리지널 데이터 프레임의 복수의 데이터 엘리먼트들에 기초하며, 제 1 차원의 제 1 변환된 데이터 매트릭스는 주파수 시프트 축에 대응하며 제 2 차원은 시간 시프트 축에 대응한다. 이 양상의 방법은 추가로, 시간 시프트 축에 관해 엘리먼트들 중 적어도 일부를 시프트하기 위해 제 1 변환된 데이터 매트릭스의 엘리먼트들 중 적어도 일부를 치환함으로써 치환된 데이터 매트릭스를 형성하는 단계, 송신 프레임을 형성하기 위해 주파수-시프트 인코딩 매트릭스를 사용하여 치환된 데이터를 변환하는 단계, 및 송신 프레임의 엘리먼트들에 따라 변조된 신호를 생성하는 단계를 포함한다.

[0019] 다른 양상에서, 본 개시물은 데이터를 수신하는 방법을 설명한다. 이 양상의 방법은, 하나 또는 그 초과의 캐리어 과형들 상에서, 오리지널 데이터 프레임의 복수의 데이터 엘리먼트들을 표현하는 신호들을 수신하는 단계 –데이터 엘리먼트들 각각은, 알려진 한 세트의 과형들에 대해 주기적으로 시간 시프트된 그리고 주기적으로 주파수 시프트된 버전들로 표현됨–, 신호들에 기초하여, 제 1 차원의 적어도 N개의 엘리먼트들 및 제 2 차원의 적어도 N개의 엘리먼트들을 갖는 수신된 데이터 프레임을 생성하는 단계 –N은 1 보다 큼–, 제 1 차원은 주파수 시프트 축에 대응하며 제 2 차원은 시간 시프트 축에 대응함–를 포함한다. 이 양상의 방법은 추가로, 비변환 매트릭스(non-transformed)를 산출하기 위해, 디코딩 매트릭스를 이용하여, 수신된 데이터 프레임의 엘리먼트들에 관한 역변환 연산(inverse transformation operation)을 수행하는 단계, 및 비변환 매트릭스에 기초하여,

オリジ널 데이터 프레임의 추정치(estimate)를 포함하는 복원 데이터 프레임을 생성하는 단계를 포함한다.

[0020] 다른 양상에서, 본 개시물은 시간들, 주파수들, 및/또는 스펙트럼 형상들(파형들)의 넓은 범위에 걸쳐 확산 데이터 심볼들을 수반하는 새로운 신호 변조 기술을 설명한다. 스펙트럼 세이핑(spectral shaping)이 사용될 때 "OTFSSS(Orthonormal Time-Frequency Shifting and Spectral Shaping)"이라 불리는, 또는 보다 일반적으로는 "OTFS"라 불리는 이러한 방법은, 일반적으로는, 종래의 방법들에서 사용되는 데이터 프레임들보다 실질적으로 더 큰 "청크들(chunks)" 또는 프레임들인 데이터를 전송함으로써 동작한다. 즉, 종래 기술의 방법들은 특정한 시간 간격에 걸쳐 통신 링크를 통해 "N개" 심볼들의 프레임들 또는 유닛들을 인코딩 및 전송할 수 있지만, OTFS는 N^2 개의 심볼들의 프레임들이 (흔히, 비교적 긴 시간 간격에 걸쳐) 송신됨을 고려한다. OTFS 변조로, 송신되는 각각의 데이터 심볼 또는 엘리먼트는, 시간, 주파수 및/또는 스펙트럼 형상 스페이스에서 신규한 방식으로 광범위하게 확산된다. 접속의 수신단(receiving end)에서, 각각의 데이터 심볼은 실질적으로 N^2 개의 수신 심볼들의 전체 프레임에 기초하여 리졸브된다(resolved).

[0021] 다른 양상에서, 본원에서는, $N \times N (N^2)$ 의 컨볼루션(convolution) 유닛 매트릭스들(데이터 프레임들)을 이용하여 시간, 주파수 및 잠재적으로 스펙트럼 형상에 대한 확산 입력 데이터에 입각한(predicated) 무선 통신 방법이 개시된다. 일반적으로, 전체 N^2 개의 데이터 심볼들이 N개의 특정 확산 시간 간격들(이 각각은 N개의 시간 슬라이스들로 구성됨)에 걸쳐 수신되거나, 또는 이러한 어떠한 심볼들도 수신되지 않는다. 송신 프로세스 동안, 각각의 $N \times N$ 데이터 프레임 매트릭스는 통상적으로, 제 1 $N \times N$ 시간-주파수 시프팅 매트릭스로 곱해지고, 치환되고, 이후 제 2 $N \times N$ 스펙트럼-세이핑 매트릭스로 곱해져, 생성되는 전체 $N \times N$ 매트릭스(이는 TFSSS 데이터 매트릭스로 언급될 수 있음)에 걸쳐 각각의 데이터 심볼이 혼합될 것이다. 다음, TFSSS 데이터 매트릭스로부터의 컬럼들이, 시간 슬라이스 기반으로 하나의 엘리먼트에 대해 선택되고, 변조되고 송신된다. 수신기에서, 레플리카(replica) TFSSS 매트릭스가 재생성되고 역컨볼브되어(deconvolved), 입력 데이터의 재생성(reconstruction)이 산출된다.

[0022] 본원에 설명된 시스템들 및 방법들의 실시예들은, 시간, 스펙트럼, 파형, 및/또는 스펙트럼-형상에 대해 데이터를 확산시키기 위해 신규한 시간-주파수 시프팅 및 스펙트럼 세이핑 코드들을 이용할 수 있다. 이러한 실시예들에서, 시간-시프팅 기술들, 주파수-시프팅 기술들 및 선택적으로, 스펙트럼-세이핑 기술들은 도플러 시프트들, 다중-경로 효과들, 및 배경 잡음에 의해 야기되는 문제점들에 통상 내성이 있는 방식으로 높은 데이터들로 데이터를 송신하도록 협력하여 사용될 수 있다.

[0023] 신호 송신 프로세스 동안, OTFS 송신기는 주기적으로 변하는 주파수들의 범위에 걸쳐 그리고 일련의 확산 시간 간격들에 걸쳐 각각의 데이터 엘리먼트 또는 심볼을 하위분할(subdivide) 및 송신할 수 있다. 이는 흔히, 각각의 데이터 엘리먼트 또는 심볼이 다른 통신 시스템들에서의 송신 데이터 프레임들에 이용되는 것 보다 다소 긴 시간 기간에 걸쳐 송신될 것을 요구할 것이다. 잠재적으로 이러한 긴 송신 기간들에도 불구하고, OTFS 시스템은, 본원에서 논의되는 컨볼루션 및 역컨볼루션 방식들을 전체로 한 혼합 다중화(complex multiplexing) 방법들을 사용함으로써 우수한 데이터 레이트 성능을 달성할 수 있다. 이러한 방법들의 사용을 통해, 비교적 많은 양의 정보가 각각의 송신되는 신호내에 포함될 수 있다. 특히, 본원에서 개시되는 컨볼루션 및 역컨볼루션 방식들을 이용하여 각각의 데이터 프레임 동안 송신되는 비교적 큰 수(즉, N^2)의 데이터 심볼들 또는 엘리먼트들은, 데이터 레이트에서의 감소(diminution)에도 불구하고, 비교적 높은 데이터 레이트를 달성하는 것을 가능케 하는데, 이렇게 하지 않을 경우 N 시간-확산 간격들에 걸쳐 단일 데이터 엘리먼트 또는 심볼의 분할로부터 데이터 레이트의 감소가 야기될 수 있다. 게다가, 각각의 데이터 심볼은 통상적으로 하위분할되고 복수의 신호들을 통해 전송되기 때문에, 본원에서 설명되는 신호 프로세싱 방식들은 복수의 송신된 신호들 중 하나 또는 그 초파의 것에 대한 손실 이벤트에서도 데이터 심볼들이 복원되도록 허용하는데 사용될 수 있다. 또한, 이러한 방식들은, 도플러 시프트 및 다중-경로 효과들과 같은 공통의 무선 통신 링크 장애들로 인한 손실들을 보상하는데 이용될 수 있다.

[0024] 예를 들어, 이에 반하여, 종래 기술에 의하면, 제 1 송신기로부터의 하나의 무선 신호에 의해 야기되는 도플러 효과들이, 제 1 또는 제 2 송신기로부터의 다른 신호와 동일한 주파수 상에 우연하게 떨어진다면(다중-경로 효과들에 대해, 수신기에 대한 임의의 각도에서 객체(object)를 치는(hit) 이동성(moving) 제 1 또는 제 2 송신기로부터의 신호는, 수신기에 또한 도달하는, 제 1 또는 제 2 송신기의 도플러 왜곡된(Doppler distorted) 반사 또는 에코 신호를 생성할 수 있다), 이는 혼란, 애매성 및 데이터 손실을 야기할 수 있다. 그와 대조적으로, 주파수를 주기적으로 시프트시키고 그리고 복수의 시간 간격들에 걸쳐서 데이터의 엘리먼트를 송신함으로써, 도

플러 "충돌"의 영향이 실질적으로 최소화되는 바, — 기껏해야, 잠시 동안의 과도 효과(brief transient effect)가 존재하게 될 것인데, 이는 특정 데이터 심볼 또는 엘리먼트를 송신하는 데에 이용되는 복수의 신호들 중 단지 하나의 손실 만을 야기한다. 다중-경로 효과들과 같은 다른 통신 링크 손상들의 효과들이 또한 최소화 될 수 있는데, 왜냐하면 주기적으로 시프트하는 주파수는 다중 경로 효과들을 보상하기 위한 또 다른 방법을 제공하기 때문이다.

[0025] 주기적으로 시프트하는 주파수들의 시간 범위에 걸쳐서 데이터 엘리먼트 또는 심볼이 분할될(partitioned) 수 있는 적어도 2개의 방법들이 존재하며, 그에 따라 2개의 기본적인 형태들의 OTFS 방법이 존재한다. 제 1 형태의 OTFS 방법에서, 단일 심볼로부터의 데이터가 컨볼브되고(convolved) 다수의 시간 구획들(time slices)에 걸쳐 분할되고, 궁극적으로, 시간 구획마다에 기초하여, 일련의 시간 구획들로서 송신된다. 이러한 송신 방식이 이용될 때, 주기적으로-시프트하는 주파수는 복수의 시간 확산 간격들에 걸쳐서 달성된다. 따라서, 이러한 제 1 형태의 OTFS 방법에 대해, 데이터 송신의 기본 유닛은 시간 구획 기초로 동작한다.

[0026] 제 2 형태의 OTFS 방법에서, 궁극적으로, 데이터는 특성 주파수들을 갖는 일련의 파형들로서 송신되며, 여기서 각각의 파형은, 일반적으로 N 개의 시간 구획들로 이루어지는 시간 확산 간격 동안 지속된다. 이러한 송신 방식이 이용될 때, 주기적으로-시프트하는 주파수는 복수의 시간 확산 간격들에 걸쳐서 달성된다. 따라서, 이러한 제 2 형태의 OTFS 방법에 대해, 데이터 송신의 기본 유닛은, N 개의 시간 구획들로 구성된, 상대적으로 더 긴 시간 확산 간격에 걸쳐서 동작한다. 달리 특정되지 않는다면, 본 개시내용의 나머지 내에서의 논의는, 데이터 송신의 기본 유닛이 시간 구획 기초로 동작하는 제 1 형태의 OTFS 방법에 집중할 것이다.

[0027] 제 1 형태의 OTFS 방법을 다시 고려하면, 일 실시예에서, 이러한 형태의 OTFS 방법은, N^2 심볼들 또는 엘리먼트들을 갖는 $N \times N$ 데이터 프레임 매트릭스의 형성, 및 이러한 데이터 프레임과 제 1 $N \times N$ 시간-주파수 시프팅 매트릭스의 곱셈을 고려한다. 이러한 곱셈의 결과는 선택적으로 치환되며(permuted), 그리고 치환 이후, 제 2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스(spectral shaping matrix)가 선택적으로 곱해진다. 결과적으로, 데이터의 프레임 내의 N^2 데이터 엘리먼트들은 전체에 걸쳐 본질적으로 혼합되거나 분배되어, 결과적으로, $N \times N$ 매트릭스 적을 생성하는 바, 이러한 매트릭스 적은 본원에서 "시간 주파수 시프트된" 데이터 매트릭스 또는 "TFS" 데이터 매트릭스라 불린다. 선택적인 스펙트럼 세이핑이 이용된다면, 결과적인 $N \times N$ 매트릭스 적은 "시간 주파수 시프트된 그리고 스펙트럼 세이핑된" 데이터 매트릭스 또는 "TFSSS" 데이터 매트릭스로서 지칭될 수 있다. 따라서, 예를 들어, $N \times N$ 데이터 프레임의 로우 1 컬럼 1 내의 단일 심볼 또는 엘리먼트는, 결과적인 $N \times N$ TFS 또는 TFSSS의 모든 로우들 및 컬럼들 상에 결국 분배될 수 있다(용어 TFS 다음에 오는 것(what follows the term TFS)은, TFS 또는 TFSSS 데이터 매트릭스를 함축할 수 있다).

[0028] 이후, 이러한 TFS 데이터 매트릭스의 컨텐츠(contents)(즉, 개별적인 엘리먼트들)이 선택되고, 변조되고, 송신될 수 있다. 일반적으로, 이러한 TFS 데이터 매트릭스로부터 한번에 N 개의 엘리먼트들(종종, TFS 데이터 매트릭스로부터의 컬럼)이 하나의 시간 확산 간격에 걸쳐 송신되도록 선택되며, 그에 따라 N 개의 시간 확산 간격들로 하여금 TFS 데이터 매트릭스의 전체 컨텐츠를 송신할 것을 종종 요구한다. 이러한 시간 확산 간격은 또한(in turn), 일반적으로 적어도 N 개의 시간 구획들로 구성된다. 각각의 시간 구획 동안, N 개의 엘리먼트들 중 가장 최근의 선택으로부터의(예를 들어, TFS 데이터 매트릭스의 선택된 컬럼으로부터의) 하나의 엘리먼트가 선택되고, 변조되고, 송신된다.

[0029] 수신 단(receiving end)에서, 프로세스는 일반적으로 반대로 동작한다. TFS 데이터 매트릭스의 개별적인 엘리먼트들이 다양한 시간 구획들 및 다양한 시간 확산 간격들에 걸쳐 수신되어, 수신기로 하여금 최초의 TFS 데이터 매트릭스의 레플리카(이는 통신 링크 손상 효과들로 인해, 완전한 레플리카가 아닐 수도 있다)를 리어셈블링 할 수 있게 한다. 그런 다음, 수신기는, 제 1 $N \times N$ 시간-주파수 시프팅 매트릭스의 자신의 지식, 선택적인 치환 프로세스, 제 2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스, 및 TFS 데이터 매트릭스의 상이한 엘리먼트들을 선택하는 데에 이용되는 선택 프로세스 뿐 아니라, 손상 효과들을 극복하기 위한 다양한 노이즈 감소 또는 보상 기술들을 이용하여, N^2 심볼들 또는 엘리먼트들의 최초의 $N \times N$ 데이터 프레임 매트릭스를 재생성할 것이다. 최초의 데이터 프레임으로부터의 각각의 데이터 심볼 또는 엘리먼트는 TFS 데이터 매트릭스 전체에 걸쳐서 종종 확산되기 때문에, 최초의 데이터 심볼 또는 엘리먼트를 풀기(solve) 위해서는, 종종 대부분의 또는 전체 TFS 매트릭스가 재생성될 필요가 있을 것이다. 하지만, 노이즈 감소 및 보상 기술들을 이용함으로써, 전송 동안의 작은 데이터 손실들이 종종 보상될 수 있다.

[0030] 몇몇 실시예들에서, 주기적으로 시간 시프트된 그리고 주기적으로 주파수 시프트된 파형들을 이용하는 진보된

신호 변조 방식들이, 광범위한 상황들에서 채널 손상들을 수정하는 데에 이용될 수 있다. 예를 들어, 하나의 양상에서, OFTS 방법은, 에코 반사들 및 주파수 오프셋들의 역효과들을 효과적으로 보상하는 방식으로 변조된 신호를 이용하여 복수의 데이터 심볼들을 송신하는 것을 고려할 수 있다. 이러한 방법은 일반적으로, 복수의 데이터 심볼들을 하나 또는 그 초과의 $N \times N$ 심볼 매트릭스들로 분배하는 것, 및 송신기 내에서 일어나는 신호 변조를 제어하기 위해 하나 또는 그 초과의 $N \times N$ 심볼 매트릭스들을 이용하는 것을 포함할 것이다. 구체적으로, 송신 프로세스 동안, $N \times N$ 심볼 매트릭스 내의 각각의 데이터 심볼은 N 개의 파형들을 가중화하는 (weight) 데에 이용된다. 이러한 N 개의 파형들은, 엔코딩 매트릭스(U)에 따라 결정되는, N 개의 주기적으로 시간 시프트된 그리고 N 개의 주기적으로 주파수 시프트된 파형들의 모든 치환들의 N^2 크기의(sized) 세트로부터 선택된다. 각각의 데이터 심볼에 대해, 최종 결과(net result)는, N 개의 심볼-가중화된, 주기적으로 시간 시프트되고 주기적으로 주파수 시프트된 파형들을 생성한다. 일반적으로, 이러한 엔코딩 매트릭스(U)는, 해당하는 역(inverse) 디코딩 매트릭스(U^H)를 갖는 $N \times N$ 유니타리 매트릭스(unitary matrix)이도록 선택된다. 이러한 제약의 부과(imposition)는, 엔코딩 매트릭스(U)가, 일반적으로 디코딩될 수 있는 결과들을 생성함을 의미한다.

[0031] 이러한 예를 계속하면, $N \times N$ 심볼 매트릭스 내의 각각의 데이터 심볼에 대해, 송신기는 해당하는 N 개의 심볼-가중화된, 주기적으로 시간 시프트되고 주기적으로 주파수 시프트된 파형들을 더할 수 있으며, 전체 $N \times N$ 심볼 매트릭스가 그렇게 엔코딩되는 시간에 의해, N^2 가산-심볼-가중화된(summation-symbol-weighted), 주기적으로 시간 시프트되고 주기적으로 주파수 시프트된 파형들을 생성한다. 그런 다음, 송신기는 이러한 N^2 가산-심볼-가중화된, 주기적으로 시간 시프트되고 주기적으로 주파수 시프트된 파형들(N 개의 합성 파형(composite waveform)들로서 구성됨)을 N 개의 시간 블록들 또는 주파수 블록들의 임의의 조합들에 걸쳐서 송신할 것이다.

[0032] 이러한 송신을 수신하고 디코딩하기 위해, 송신된 N^2 가산-심볼-가중화된, 주기적으로 시간 시프트되고 주기적으로 주파수 시프트된 파형들은 이후 수신기에 의해 수신되며, 수신기는 해당하는 디코딩 매트릭스(U^H)에 의해 제어된다. 이후, 수신기는 다양한 $N \times N$ 심볼 매트릭스들 내에 최초의 심볼들을 재생성하기 위해 이러한 디코딩 매트릭스(U^H)를 이용할 것이다.

[0033] 송신 및 수신의 이러한 프로세스는 일반적으로, 다양한 전자 디바이스들, 이를 테면 장비를 갖춘 마이크로프로세서(microprocessor equipped), 장비를 갖춘 디지털 신호 프로세서(digital signal processor equipped), 또는 신호 송신기의 컨볼루션 및 변조 파트들을 제어하는 다른 전자 회로에 의해 수행될 것이다. 유사하게, 수신 및 복조의 프로세스는 또한 일반적으로, 장비를 갖춘 마이크로프로세서, 장비를 갖춘 디지털 신호 프로세서, 또는 신호 수신기의 복조, 누적(accumulation) 및 디컨볼루션 파트들을 제어하는 다른 전자 회로에 의존할 것이다. 하지만, 본원에서 개시되는 예시적인 기술들 및 시스템들이, 적어도 하나의 무선 송신기 및 수신기로 구성되는 무선 통신 시스템의 상황 내에서 종종 논의될 것이지만, 이러한 예들은 한정적인 것으로 의도되지 않음을 이해해야 한다. 대안적인 실시예들에서, 송신기 및 수신기는 광학적/광섬유 송신기들 및 수신기들, 전자 와이어 또는 케이블 송신기들 및 수신기들, 또는 다른 타입들의 송신기들 및 수신기들일 수 있다. 이론적으로, 보다 실험적인(exotic) 신호 송신 매체들, 이를 테면 음향 신호들 등이 또한, 본 방법들과 관련하여 이용될 수 있다.

[0034] 이전에 논의된 바와 같이, 다양한 파형들을 송신하는 데에 이용되는 매체들(예를 들어, 광학 신호, 전기 신호, 또는 무선 신호들)과 상관없이, 이러한 파형들은 다양한 신호 손상들(이를 테면, 다양한 에코 반사들 및 주파수 시프트들)에 의해 왜곡 또는 손상될 수 있다. 결과적으로, 수신기는 종종, 최초 신호의 왜곡된 형태를 수신할 것이다. 여기에서, OTFS 방법의 실시예들은, 주기적으로 시간 시프트되고 주기적으로 주파수 시프트된 파형들이 이러한 왜곡들을 검출하고 수정하는 데에 특히 유용하다는 이해(insight)를 이용한다.

[0035] 통신 신호들은 한정된 속도로(종종, 광속으로 또는 광속 가까이에서), 자신들의 각각의 통신 매체들을 통해 전파되기 때문에, 그리고 송신기로부터 수신기까지의 거리는 일반적으로, 송신기와 에코가 발생되는 장소(들) 간의 거리, 및 에코가 발생되는 장소(들)와 수신기 간의 거리와 상당히 다르기 때문에, 에코 반사들의 전체적인 효과(net effect)는, 최초에 송신된 파형들과 그것의 시간-시프트된 버전들 모두가 수신기에서 수신되고, 그에 의해 왜곡된 합성 신호를 야기한다. 하지만, 주기적으로 시간 시프트된 파형들을 이용하는 OTFS 방법의 실시예들은 이러한 왜곡에 대항하는(counteract) 데에 이용될 수 있다. 특히, 수신기에서의 시간 디컨볼루션 디바이스는, 이러한 파형들의 주기적으로 시간이 변하는(time varying) 패턴들을 분석하고, 반복 패턴들을 결정하고, 에코 왜곡된 신호를 다시 다양한 신호들의 다양한 시간-시프트된 버전들로 분해하는(decompose) 것을 돋기 위해

반복 패턴들을 이용하도록 동작할 수 있다. 시간 디컨볼루션 디바이스는 또한, 시간 지연된 에코 신호(들)가 최초에 송신된 신호와 매칭하는(match up) 것이 가능하게 위해 얼마나 많은 시간-오프셋 (또는 다수의 시간 오프셋들)이 요구되는지를 결정할 수 있다. 본원에서 시간 디컨볼루션 파라미터로서 지정될 수 있는 이러한 시간 오프셋 값은, 송신기 및 수신기에 대한 에코 위치(들)의 상대적인 위치에 대한 유용한 정보를 모두 제공할 수 있으며, 그리고 송신기와 수신기 사이에서 일어나는 일부 신호 손상을 시스템이 특징화하는 것을 또한 도울 수 있다. 이는, 통신 시스템이 보다 나은 성능을 위해 자신을 자동으로 최적화하는 것을 도울 수 있다.

[0036] 에코 반사들에 부가하여, 다른 신호 왜곡들이 일어날 수 있는데, 이는 하나 또는 그 초과의 주파수 시프트들을 야기할 수 있다. 예를 들어, 무선 이동 송신기가 정지된 수신기 쪽으로 이동하거나 그러한 수신기로부터 멀리 이동할 때, 도플러 시프트 또는 도플러 효과들이 일어날 수 있다. 무선 이동 송신기가 정지된 수신기 쪽으로 이동하는 경우, 그것이 송신하는 무선 파형들은 보다 높은 주파수들에서 오프셋될 것인데, 이는 수신기가 더 낮은 주파수에서 변조된 신호들을 기대하고 있는 경우 혼란을 야기할 수 있다. 무선 이동 송신기가 수신기에 대해 수직으로 이동하고 있고, 무선 이동 송신기의 경로 내에 (이를 테면, 빌딩과 같은) 에코 소스가 또한 존재한다면, 훨씬 더 많은 혼란스러운 결과가 발생할 수 있다. 도플러 효과들로 인해, 에코 소스는 최초 신호의 블루 시프트된(blue shifted)(더 높은 주파수) 버전을 수신하고, 최초 신호의 이러한 블루 시프트된(더 높은 주파수) 버전을 수신기에 반사한다. 결과적으로, 수신기는, 최초의 더 낮은 주파수에서 최초로 송신된 "직접(direct)" 무선 파형들과, 또한 최초 무선 파형들의 시간-지연된 더 높은 주파수 버전을 모두 수신할 것이며, 그에 따라 상당한 혼란을 야기할 수 있다.

[0037] 주기적으로 시간 시프트된 파형들 및 주기적으로 주파수 시프트된 파형들의 이용이 이러한 타입의 문제를 해소하는 것을 도울 수 있는 것으로 발견되었다. 특히, 주기적인 변화(cyclic variation)는 중요한 패턴 매칭 정보를 산출하며, 이러한 패턴 매칭 정보는 수신기로 하여금 수신된 신호의 어느 부분들이 왜곡되었는지와 그러한 왜곡의 정도를 결정할 수 있게 하는 것으로 발견되었다. 일 실시예에서, 이러한 주기적으로 변하는 신호들은 수신기로 하여금 수신된 신호의 2-차원(예를 들어, 시간 및 주파수) 디컨볼루션을 수행할 수 있게 한다. 예를 들어, 수신기의 주파수 디컨볼루션 부분은 파형들의 주기적으로 주파수가 변하는 패턴들을 분석하고, 주파수 패턴 매칭을 본질적으로 행하고, 왜곡된 신호를 다양한 신호들의 다양한 주파수 시프트된 버전들로 분해할 수 있다. 동시에, 수신기의 이러한 부분은 또한, 주파수 왜곡된 신호를 최초에 송신된 신호와 매칭시키기 위해 얼마나 많은 주파수 오프셋이 요구되는지를 결정할 수 있다. 이러한 주파수 오프셋 값(본원에서는 "주파수 디컨볼루션 파라미터"로서 지정됨)은 수신기에 대한 송신기의 속도에 대한 유용한 정보를 제공할 수 있다. 이는 송신기와 수신기 사이에서 일어나는 주파수 시프트 신호 손상들의 일부의 특징화를 용이하게 할 수 있다.

[0038] 앞에서와 같이, 수신기의 시간 디컨볼루션 부분은 파형들의 주기적으로 시간이 변하는 패턴들을 분석하고, 시간 패턴 매칭을 또한 행하고, 에코 왜곡된 신호를 최초 신호의 다양한 시간-시프트된 버전들로 다시 분해할 수 있다. 수신기의 시간 디컨볼루션 부분은 또한, 시간 지연된 에코 신호를 최초의 또는 직접(direct) 신호와 매칭시키기 위해 얼마나 많은 시간-오프셋이 요구되는지를 결정할 수 있다. 이러한 시간 오프셋 값(다시, 본원에서는 "시간 디컨볼루션 파라미터"로서 지정됨)은 또한, 에코 위치(들)의 상대적인 위치들에 대한 유용한 정보를 제공할 수 있으며, 그리고 송신기와 수신기 사이에서 일어나는 신호 손상들 중 일부를 시스템이 특징화하는 것을 또한 도울 수 있다.

[0039] 서로에 대해 상이한 거리들 및 속도들에서 잠재적으로 존재하는 에코 소스들, 수신기들 및 송신기들에 적용될 때, 시간 및 주파수 디컨볼루션 양자 모두의 전체적인 효과는, 수신기로 하여금 손상된 에코 및 주파수 시프트된 통신 신호들을 적절하게 해석할 수 있게 하는 것이다.

[0040] 또한, 수신기에서, 왜곡되지 않은 형태의 최초에 송신된 신호로부터 수신되는 에너지가 너무 낮아서 바람직하지 않은 신호 대 잡음 비를 갖는다고 하더라도, 적절한 시간 및 주파수 오프셋들 또는 디컨볼루션 파라미터들을 적용함으로써, (만일 그렇지 않으면 노이즈에 기여하게 될) 신호들의 시간 및/또는 주파수 시프트된 버전들로부터의 에너지가 대신에 신호에 기여하도록 대신 이용될 수 있다.

[0041] 이전과 같이, 시간 및 주파수 역컨볼루션 파라미터들은 또한 송신기 및 수신기에 관한 에코 위치(들)의 상대적 포지션들 및 속도들뿐 아니라, 송신기와 수신기 사이의 다양한 속도들에 대한 유용한 정보를 제공할 수 있다. 이들은 차례로 송신기와 수신기 사이에서 발생하는 신호 손상들(impairments)의 일부를 시스템이 특징화하는 것을 도울뿐 아니라, 자동화 시스템 최적화 방법들을 도울 수 있다.

[0042] 따라서 일부 실시예들에서, OTFS 시스템은 또한 에코 반사들 및 주파수 오프셋들 중 하나 또는 결합 어느 하나로 인해, 에코 반사들 및 주파수 오프셋들로 인한 다수의 신호들이, 수신기가 송신기에 의해 이전에 전송된 N^2

합산-심볼-가중된 주기적으로 시간 시프트되고 주파수 시프트된 파형들의 시간 및/또는 주파수 시프트된 베판들을 표현하는 시간 및/또는 주파수 컨볼브된 신호를 수신하는 것을 초래할 수 있는 경우 개선된 통신 신호 수신기에 대한 방법을 제공할 수 있다. 여기서, 개선된 수신기는 다양한 에코 반사들 및 주파수 오프셋들을 정정(correct)하기 위하여 손상된 신호의 시간 및/또는 주파수 역컨볼루션을 추가로 수행할 것이다. 이런 개선된 수신기 방법은 자동화 통신 채널 최적화에 더하여 또한 다른 목적들을 위해 또한 이용 가능한 시간 및 주파수 둘 다의 역컨볼루션된 결과들(즉, 보다 높은 품질을 갖는 신호들 및 보다 낮은 신호 대 노이즈 비율들)뿐 아니라, 다양한 시간 및 주파수 역컨볼루션 파라미터들을 초래할 것이다. 이를 다른 목적들은 다양한 신호 손상들에 따른 변조 방법들을 적응적으로 선택하는 채널 사운딩(즉, 다양한 통신 시스템 신호 손상들을 보다 우수하게 특성화함), 및 심지어 레이더 시스템들의 개선들을 포함할 수 있다.

[0043]

본 발명의 다양한 실시예들의 성질 및 목적들의 보다 우수한 이해를 위해, 첨부 도면들과 함께 취해진 다음 상세한 설명에 대해 참조가 이루어져야 한다.

도면의 간단한 설명

[0044]

도 1은 시간/주파수 선택적 페이딩을 나타낼 수 있는 무선 통신 시스템의 예를 예시한다.

도 2는 도 1의 무선 통신 시스템에서 통신을 모델링하기 위하여 사용될 수 있는 예시적 수학 모델을 도시한다.

도 3a는 OTFS 통신 시스템의 컴포넌트들의 예시적 블록도를 도시한다.

도 3b는 도 3a의 시스템 내의 전송 디바이스의 OTFS 트랜시버가 데이터 프레임을 전송할 수 있게 하는 프로세스를 예시한다.

도 3c는 도 3a의 시스템 내의 수신 디바이스의 OTFS 트랜시버가 전송된 데이터 프레임을 수신하도록 동작할 수 있게 하는 프로세스를 예시한다.

도 4a는 예시적 OTFS 트랜시버의 컴포넌트들을 예시한다.

도 4b는 OTFS 트랜시버가 TFS 데이터 매트릭스를 활용하는 정보를 전송, 수신 및 재생성할 수 있게 하는 예시적 프로세스를 예시한다.

도 5는 시간/주파수 페이딩을 나타내는 예시적인 통신 채널을 통한 예시적인 OTFS 방법과 시분할 다중 액세스 방법 사이의 예측된 비트 에러 레이트의 비교를 예시한다.

도 6a는 무선 링크를 통해 데이터를 전송하기 위하여 OTFS 방법이 사용될 수 있는 하나의 방식의 개괄을 도시한다.

도 6b는 도 6a의 방법을 수행하기 위한 예시적 OTFS 송신기의 컴포넌트들을 예시한다.

도 6c는 예시적 OTFS 데이터 송신 방법을 나타내는 흐름도이다.

도 7a는 무선 링크를 통해 데이터를 수신하기 위하여 OTFS 방법이 사용될 수 있는 하나의 방식의 개괄을 도시한다.

도 7b는 도 7a의 방법을 수행하기 위한 예시적 OTFS 수신기의 컴포넌트들을 예시한다.

도 7c는 예시적 OTFS 데이터 복조 방법을 나타내는 흐름도이다.

도 8은 OTFS 방법의 제 2 형태에 따라 데이터를 컨볼브 및 역컨볼브하기 위하여 사용된 기본 빌딩 블록들의 예시적 세트를 도시한다.

도 9는 전송된 데이터의 그룹들 사이의 가드 시간들을 포함하는 예시적 전송 프레임을 도시한다.

도 10은 OTFS 방법의 제 2 형태에 따라 데이터를 컨볼브하고 데이터를 전송하기 위하여 사용된 주기적 컨볼루션 방법의 다이어그램을 도시한다.

도 11은 도 9의 전송 프레임으로부터 발생하는 수신 프레임의 예시적 구조를 도시한다.

도 12는 OTFS 방법의 제 2 형태에 따라 수신된 데이터를 역컨볼브하기 위하여 사용된 주기적 역컨볼루션 방법의 다이어그램을 도시한다.

도 13은 제 1 대안적인 OTFS 송신 방식에 일치하는 송신기에 의해 수행된 동작들을 예시한다.

도 14는 제 1 대안적인 OTFS 방식에 일치하는 수신기에 의해 수행된 동작들을 예시한다.

도 15는 제 2 대안적인 OTFS 방식에 일치하는 송신기에 의해 수행된 동작들을 예시한다.

도 16은 제 2 대안적인 OTFS 방식에 일치하는 수신기에 의해 수행된 동작들을 예시한다.

도 17은 시분할 멀티플렉싱 송신 기반을 대표하는 항등 매트릭스의 형태의 유니타리 매트릭스[U1]를 예시한다.

도 18은 주파수 분할 멀티플렉싱 송신 기반을 대표하는 DFT 매트릭스 형태의 유니타리 매트릭스[U1]를 예시한다.

도 19는 코드 분할 멀티플렉싱 송신 기반을 대표하는 하마다르 매트릭스 형태의 유니타리 매트릭스[U1]를 예시한다.

도 20은 시간 및 주파수 둘 다에서 확산된 $L \times N \times N$ 심볼들을 포함하는 데이터의 프레임을 형성하는 L-OTFS NxN 매트릭스들의 시퀀스를 예시한다.

도 21a는 OTFS 송신기 모듈의 일 실시예의 더 상세한 다이어그램을 도시한다.

도 21b는 도 21a의 OTFS 송신기 내에서 생성된 TFS 매트릭스를 묘사한다.

도 21c는 도 21a의 송신기의 동작에 관련된 시간라인을 묘사한다.

도 22는 OTFS 변조 방식에 사용될 수 있는 예시적 치환 연산을 예시한다.

도 23은 OTFS 변조 방식에서 사용될 수 있는 다른 예시적 치환 연산을 예시한다.

도 24는 OTFS 변조 방식에서 사용될 수 있는 제 1 예시적 시간 및 주파수 타일링 접근법을 예시한다.

도 25는 OTFS 방식에서 사용될 수 있는 제 2 예시적 시간 및 주파수 타일링 접근법을 예시한다.

도 26은 OTFS 변조 방식에서 사용될 수 있는 제 3 예시적 시간 및 주파수 타일링 방식을 예시한다.

도 27은 다양한 타입들의 에코 반사들을 보상하기 위하여 수신된 신호의 시간 역컨볼루션이 수행되게 하기 위한 주기적 시간 시프트 과형들의 송신을 예시한다.

도 28은 에코 반사들 및 주파수 시프트들 둘 다를 보상하기 위하여 수신된 신호의 시간 및 주파수 역컨볼루션 둘 다가 수행되게 하기 위한 주기적 시간 시프트 과형들 및 주기적 주파수 시프트 과형들 둘 다의 송신을 예시한다.

도 29는 단일 심볼 매트릭스 내에서 연관된 일련의 N개의 연이은 시간 블록들 또는 대안적으로, 상이한 심볼 매트릭스들로부터 블록들의 시간-인터리빙된 시리즈 어느 하나로서 다양한 컴포짓(composite) 과형 블록들의 송신을 예시한다.

도 30은 하나 또는 그 초파의 보다 넓은 주파수 범위들에 걸쳐 보다 짧은 지속시간 시간 블록들 동안 또는 하나 또는 그 초파의 보다 좁은 주파수 범위들에 걸쳐 보다 긴 지속시간 시간 블록들 어느 하나로서 다양한 컴포짓 과형 블록들의 송신을 예시한다.

도 31은 등화기를 사용하여 에코 반사들 및 주파수 시프트들의 효과들을 수학적으로 보상하도록 구성된 수신기 프로세싱 섹션의 하이-레벨 표현을 도시한다.

도 32a는 에코 반사들 및 주파수 시프트들이 전송된 신호를 흐릿하게하거나 순상시키거나 왜곡시킬 수 있는 통신 채널의 예를 도시한다.

도 32b는 왜곡들을 수정하기 위하여 사용될 수 있는 적응성 선형 등화기의 예를 도시한다.

도 32c는 왜곡들을 수정하기 위하여 사용될 수 있는 적응성 결정 피드백 등화기의 예를 도시한다.

도 33은 채널을 통해 전파하는 동안 신호가 조우할 수 있는 다양한 에코(시간 시프트들) 및 주파수 시프트들을 예시하는 시간-주파수 그래프를 도시한다.

도 34는 적응성 결정 피드백 등화기의 피드 포워드(FF) 부분에 의해 형성된 텝 값들의 시간-주파수 맵을 예시적으로 표현한다.

도 35는 적응성 결정 피드백 등화기의 피드백(FB) 부분에 의해 형성된 텝 값들의 시간-주파수 맵을 예시적으로

표현한다.

도 36a 및 도 36b는 적어도 예상된 레이턴시에 기초하여 인터리빙 방식에 일치하는 다양한 상이한 시간 블록들을 전송하는 유틸리티를 보여준다.

도 37은 본 개시에 따른 전이중(full duplex) OTFS 트랜시버의 예를 예시한다.

도 38은 본 개시에 따른 반복 신호 분리를 제공하는 OTFS 수신기의 예를 예시한다.

도 39a, 도 39b, 도 39c 및 도 39d는 한 쌍의 변환 매트릭스들 또는 프레임들을 사용하는 OTFS 인코딩이 어떻게 기반 프레임들(F_{ij})의 N^2 상이한 기반 매트릭스들(B_{ij})로 N^2 데이터 심볼들(d_{ij})을 확산시킬 수 있는지를 예시한다.

도 40은 다중-안테나 OTFS 시스템에서 신호 분리를 가능하게 하기 위하여 이용될 수 있는 시간-주파수-공간 결정 피드백 등화기의 블록도이다.

도 41은 시간-주파수-공간 결정 피드포워드 FIR 필터의 블록도이다.

도 42는 시간-주파수-공간 결정 피드백 FIR 필터의 블록도이다.

도 43은 예시적 무선 통신 시스템에서 이용될 수 있는 종래 트랜시버의 하이-레벨 표현을 제공한다.

도 44a 및 도 44b는 확산 커널을 활용하기 위하여 구성된 제 1 및 제 2 OTFS 트랜시버들의 실시예들의 블록 개략도들을 제공한다.

도 45는 OTFS 트랜시버에 의해 수행된 동작들을 대표하는 흐름도이다.

도 46은 2차원 시간-주파수 매트릭스를 전송된 파형으로 변환하도록 배치된 직교 맵으로서 변조기의 기능을 예시한다.

도 47 및 도 48은 직교 맵에 따라 2차원 시간-주파수 매트릭스로의 수신된 파형의 복조기에 의한 변환을 예시한다.

도 49는 LMS(least means square) 등화 절차를 수행하도록 구성되는 2차원 결정 피드백 등화기의 예시적인 구현을 예시한다.

도 50은 셀 사이트들 및 연관된 셀 커버리지 영역들로 구성되는 셀룰러 통신 시스템의 문맥 내에서 OTFS 메쉬 네트워크를 도시한다.

도 51은 한 세트의 유선 네트워크 게이트웨이를 주위에 조직되는 OTFS 메쉬 네트워크를 도시한다.

도 52는 복수의 메쉬 엘리먼트들을 포함하는 단일-채널 무선 메쉬 네트워크로 구성되는 OTFS 메쉬 네트워크 시스템을 도시한다.

도 53은 2차원 채널 임펄스의 예시를 제공한다.

도 54a 내지 도 54c는 2차원 채널 왜곡 이후의 입력 및 출력 스트림들을 도시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0045]

본원에 설명된 신호 변조 기술들의 일 고유 양상은 비교적 큰 범위의 시간들, 주파수들 및 스펙트럼 형상들에 걸쳐 단일 심볼의 데이터를 확산하는 개념이다. 대조적으로, 종래 통신 시스템들은 정해진 데이터 심볼을 그러한 데이터 심볼과 고유하게 연관된 특정 시간-확산 간격 또는 시간 슬라이스에 할당하는 것에 근거를 두었다. 아래에서 논의된 바와 같이, 개시되는 OTFS 방법은, 대부분의 경우에 있어 다른 심볼들과 공유되는 다수의 시간-확산 간격들에 걸쳐 단일 심볼의 데이터를 확산하는 것으로부터 다양한 장점들이 축적될 수 있다는 인식에 적어도 부분적으로 기초한다. 종래 변조 기술들과는 대조적으로, OTFS 방법은 복수의 시간 슬롯들, 복수의 주파수들 또는 스펙트럼 범위들(확산 스펙트럼) 및 복수의 스펙트럼 형상들 양쪽 모두에 걸쳐 단일 데이터 심볼을 컨볼브하는 것으로 수반할 수 있다. 아래에서 설명되는 바와 같이, 데이터 컨볼루션에 대한 이러한 접근법은 손상된 통신 링크들에 걸친 우수한 성과를 발생시킨다.

[0047]

시스템 개요

[0048]

도 1은 시간/주파수 선택 페이딩을 보일 수 있는 무선 통신 시스템(100)의 예를 예시한다. 시스템(100)은 송신

기(110)(예를 들어, 셀 폰 타워) 및 수신기(120)(예를 들어, 셀 폰)를 포함한다. 도 1에 예시된 시나리오는 송신기(100)로부터 송신되는 신호가 수신기(100)에 도달하기 이전에 이동하는 다수의 경로들(다중-경로)을 포함한다. 제 1 경로(130)는 나무(132)를 통과하여 반사하고, 제 2 경로(140)는 빌딩(142)으로부터 반사하며, 제 3 경로(150)는 제 2 빌딩(152)으로부터 반사한다. 제 4 경로(160)는 이동 중인 자동차(162)로부터 반사한다. 경로들(130, 140, 150 및 160) 각각은 상이한 거리를 이동하고, 상이한 레벨로 그리고 상이한 주파수에서 감쇄 또는 페이딩되기 때문에, 통상적으로 구성되는 경우 수신기(120)는 다중-경로 신호들의 유해적인 간섭으로 인해서 호를 차단할 수 있거나 적어도 낮은 스루풋이 발생할 수 있다.

[0049] 도 43을 이제 참조하면, 도 1의 무선 통신 시스템(100)에서 활용될 수 있는 종래 트랜시버(4300)에 대한 고-레벨 표현이 제공된다. 트랜시버(4300)는, 예를 들어, 시분할 다중 액세스(TDMA), 코드 분할 다중 액세스(CDMA) 또는 직교 주파수 분할 다중 액세스(OFDM) 시스템들을 위해 설정된 프로토콜들에 따라 동작할 수 있다. TDMA, CMRA 및 OFDM 시스템들과 같은 종래 무선 통신 시스템들에서는, 송신기(4304)와 수신기(4308) 간의 다중경로 통신 채널(4310)이 1차원 모델로 표현된다. 이러한 시스템들에서는, 통신 채널의 임펄스 응답의 1차원 표현을 사용하여 채널 왜곡이 특징화된다. 트랜시버(4300)는 수신기(4308)에 의해 생성되는 1차원 출력 데이터 스트림(4330)으로부터 이러한 추정된 채널 왜곡을 적어도 부분적으로 제거하도록 구성되는 1차원 등화기(4320)를 포함할 수 있다.

[0050] 불행하게도, 1차원 채널 모델의 사용은 다수의 기본적인 문제들을 제시한다. 첫째, 기존 통신 시스템들에서 이용되는 1차원 채널 모델들은 비-고정적인데, 즉, 통신 채널의 심볼-왜곡 영향이 심볼마다 변한다. 또한, 채널이 단지 1차원으로 모델링될 때는, 특정의 수신된 심볼들이 "채널 페이딩"으로 인해 다른 것들보다 에너지가 상당히 더 낮게 되기 쉽고 또한 가능하다. 마지막으로, 1차원 채널 상태 정보(CSI)는 랜덤하게 보이며, 그것의 대부분은 특정 포인트들에서 취해지는 채널 측정들 간의 보간에 의해서 추정되고, 그에 따라서 정보를 본질적으로 부정확하게 만든다. 이러한 문제들은 단지 다중-안테나(MIMO) 통신 시스템들에서 악화된다. 아래에서 논의되는 바와 같이, 본원에 설명된 OTFS 방법의 실시예들은 1차원 채널 모델의 사용으로부터 발생하는 기본적인 문제들을 실질적으로 극복하기 위해 사용될 수 있다.

[0051] 수학식 (1)에 의해 아래에서 표시된 바와 같이, 일 양상에서, OTFS 방법은 무선 채널이 시간 및 도플러 시프트들의 결합의 가중된 중첩으로 표현될 수 있다는 것을 인지한다:

$$h^a(\varphi)(t) = \sum_{\tau, \omega} a(\tau, \omega) e^{j2\pi\omega\tau} \varphi(t + \tau)$$

시간-주파수 가중치들

(1)

[0052] 기준 채널 모델들과 연관된 파라미터들과 대조적으로, 수학식 (1)의 시간-주파수 가중치들(τ)은 2차원적이며, 무선 채널을 충분히 특징화하는 것으로 믿어진다. 시간-주파수 가중치들(τ)은 무선 채널에 존재하는 다이버시티 브랜치들 모두를 기본적으로 나타내기 위해 의도된다. 이는 1차원 모델들에 근거한 시스템들에서 공통적인 페이딩에 관해서 2차원 모델들에 일반적으로 기초한 OTFS 시스템 및 다른 통신 시스템들에 의해 경험되는 페이딩 효과들을 실질적으로 최소화하는 것으로 믿어진다. 마지막으로, 종래 통신 시스템들에서 이용되는 비-고정적인 1차원 채널 모델들과 대조적으로, 수학식 (1)의 시간-주파수 가중치들(τ)은 실질적으로 고정적인데, 즉, OTFS 시스템의 예시적인 실시예들의 시간 스케일에 관련해서 그 가중치들은 매우 느리게 변한다.

[0054] OTFS 통신 시스템의 실시예에서 수학식 (1)의 2차원 채널 모델의 사용은 다수의 장점들을 제공한다. 예를 들어, 수학식 (1)의 채널 모델의 사용은 채널 다중경로 지연 및 도플러 시프트 양쪽 모두가 정확하게 동시에 프로파일링되며 할 수 있다. 이러한 모델의 사용 및 본원에서 설명되는 OTFS 변조 기술들은 또한 채널 에코들의 코히어런트한 어셈블리 및 페이딩 현상의 최소화를 용이하게 하는데, 그 이유는 모든 각각의 심볼이 채널 내에 존재하는 다이버시티 브랜치들 모두를 실질적으로 경험하기 때문이다. 2차원 채널 모델이 본질적으로 고정적인 경우, 모든 각각의 심볼은 실질적으로 동일한 2차원 패턴에 따라 결정론적으로 왜곡(꿰손)된다. 진행에 기반하여 2차원에서 통신 채널의 이러한 안정적인 정확한 특징화는 또한 OTFS 시스템으로 하여금 각각의 비트가 채널을 통해 어떻게 전달되는지를 "맞춤화"함으로써 데이터 왜곡을 최소화하게 할 수 있다. 마지막으로, 2차원 채널 모델의 사용은 다수의 소스들을 연결해제하고 그들 사이의 상호 간섭을 제거함으로써 효과적인 신호 분리를 가능하게 한다.

[0055] 관심은 이제 도 2와 관련되는데, 도 2는 시간/주파수 선택 페이딩을 모델링하기 위해 사용될 수 있는 수학적 모델(200)의 예를 예시한다. 모델(200)의 송신 측은 전치 등화기(210), 송신기/변조 컴포넌트(220), 채널 모델

(230), 및 가산 잡음(240)을 포함하는데, 그 가산 잡음(240)은 합산기(250)를 통해서 전송 신호와 결합된다. 모델(200)의 수신 측은 수신기/복조기(260) 및 후치 등화기(270)를 포함한다.

[0056] 전치 등화기(210)는 수신기/복조기(260) 및/또는 후치 등화기(270)에 의해 이루어지는 측정들에 의해서 결정되는 바와 같은, 모델의 수신 측으로부터 채널을 통해 수신되는 피드백에 기초하여 채널 모델 h_c 에서의 변하는 채널 조건들을 만회하는데 사용될 수 있는 전치-왜곡 전달 함수 h_t 를 모델링하기 위해 사용된다. 송신기/변조기(220)는 채널(230)을 통해 데이터를 전송하기 위해 본원에서 설명되는 변조 방식들을 사용한다.

[0057] 수신기/복조기(260)는 채널(230)을 통해 수신되는 신호를 복조한다. 수신되는 신호는 채널 전달 함수 h_c 에 의해 결정되는 바와 같은 시간/주파수 선택 페이딩에 의해서 왜곡되었고, 가산 잡음(240)을 포함한다. 수신기/복조기(260) 및 후치 등화기(270)는 채널 조건들로 인한 가산 잡음 및 시간/주파수 선택 페이딩에 의해서 야기되는 왜곡을 감소시키기 위해 본원에서 논의된 방법들을 활용한다. 수학적 모델(200)은 오리지널 데이터(D)에 대해 동작하는 3개의 전달 함수들의 수학적 결합을 수행함으로써 등화된 데이터 D_{eq} 의 특성을 결정하는데 사용될 수 있다. 3개의 전달 함수들은 송신기 전달 함수 h_t , 채널 전달 함수 h_c , 및 등화기 전달 함수 h_r 을 포함한다.

[0058] 본원에 설명된 OTFS 방법들 및 시스템들의 실시예들은, 본원에서 설명된 방식으로 시간, 스펙트럼 및/또는 스펙트럼 형상들에 걸쳐 임의의 정해진 심볼에 대한 데이터를 확산시키는 것이 간접, 특히 도플러 효과들 및 다중-경로 효과들뿐만 아니라 일반적인 배경 잡음 효과들에 의해 야기되는 간접에 실질적으로 강한 변조된 신호들을 산출한다는 인식에 부분적으로 기초한다. 게다가, OTFS 방법은 기존 통신 시스템들(예를 들어, OFDM 시스템들)에 의해 요구되는 것 보다 수신기와 송신기 사이의 덜 정확한 주파수 동기화를 요구하는 것으로 믿어진다.

[0059] 본질적으로, OTFS 방법은, 심볼들의 그룹에 대한 데이터가 종래 방법들에서 보다 일반적으로 더 오랜 시간 기간에 걸쳐 송신되게 하는 방식으로 시간과 주파수 양쪽 모두에 걸쳐 그리고 일부 실시예들에서는 스펙트럼 형상에 걸쳐 N^2 심볼들(본원에서는 "프레임"으로 불림)의 그룹에 대한 데이터를 컨볼브한다. OTFS 방법의 사용은 또한 임의의 정해진 심볼들의 그룹에 대한 데이터가 종래 방법들에서 보다 일반적으로 더 오랜 시간 기간에 걸쳐 누적되게 한다. 그러나, 특정 실시예들에서, OTFS 방법은 그렇더라도 그 방법에 의해 가능한 다른 송신 효율들을 이용함으로써 그러한 더 오랜 송신 기간들의 사용에도 불구하고 유리한 데이터 레이트들이 달성되게 할 수 있다. 예를 들어, 일 실시예에서는, 심볼들의 그룹이 동일한 확산-스펙트럼 코드를 사용하여 송신될 수 있다. 비록 이것이 그렇지 않은 경우 혼란 및 모호성을 초래할 수 있지만(그 이유는, 각각의 심볼이 코드와 고유하게 연관되지 않을 것이기 때문임), OTFS 방법의 사용은, 예를 들어, 시간 범위 및 주파수 기간들에 걸쳐 상이한(그러나, 미리 정의된) 확산-스펙트럼 컨볼루션 방법들을 사용하여 심볼들이 송신되게 할 수 있다. 그 결과, 심볼들에 대응하는 데이터 모두가 최종적으로 수신기 내에서 누적될 때, 전체 프레임 또는 심볼들의 그룹은 종래 기술들에 의해 고려되지 않은 방식으로 재생성될 수 있다. 일반적으로, 개시된 접근법과 연관된 하나의 트레이드-오프는, 데이터의 전체 다중-심볼 프레임이 정확하게 수신되는 것이나 또는 프레임 중 어느 것도 정확하게 수신되지 않는 것 중 어느 하나라는 것인데, 즉, 통신 채널 내에 너무 많은 간접이 존재한다면, 다수의 심볼들을 성공적으로 디컨볼브하고 리트리브하는 능력은 실패할 수 있다. 그러나, 논의될 바와 같이, OTFS의 다양한 양상들은 그렇지 않을 경우 이러한 자명한 트레이드-오프로부터 발생할 성능의 임의의 저하를 완화시킬 수 있다.

[0060] 도 3a는 예시적인 OTFS 통신 시스템(300)의 컴포넌트들의 블록도이다. 도시된 바와 같이, 시스템(300)은 송신 디바이스(310) 및 수신 디바이스(330)를 포함한다. 송신 디바이스(310) 및 수신 디바이스(330)는 제 1 및 제 2 OTFS 트랜시버들(315-1 및 315-2)을 각각 포함한다. OTFS 트랜시버들(315-1 및 315-2)은 본원에 설명된 방식으로 통신 채널(320)을 통해 단방향으로 혹은 양방향으로 통신한다. 비록 본원에 설명된 예시적인 실시예에서는 시스템(300)이 무선 통신 시스템을 포함할 수 있지만, 다른 실시예들에서는, 통신 채널이 예를 들면 광섬유 또는 동축케이블 내의 통신 채널과 같은 유선 통신 채널을 포함할 수 있다. 위에서 설명된 바와 같이, 통신 채널(320)은 다수의 경로들을 포함할 수 있고, 시간/주파수 선택 페이딩에 의해 특징화될 수 있다.

[0061] 도 4는 예시적인 OTFS 트랜시버(400)의 컴포넌트들을 예시한다. OTFS 트랜시버(400)는 도 3의 통신 시스템(300)에 예시된 예시적인 OTFS 트랜시버들(315) 중 하나 또는 둘 모두로서 사용될 수 있다. OTFS 트랜시버(400)는 송신기 모듈(405)을 포함하는데, 그 송신기 모듈(405)은 전치 등화기(410), OTFS 인코더(420) 및 OTFS 변조기(430)를 포함한다. OTFS 트랜시버(400)는 또한 수신기 모듈(455)을 포함하는데, 그 수신기 모듈(455)은 후치 등화기(480), OTFS 디코더(470) 및 OTFS 복조기(460)를 포함한다. OTFS 트랜시버의 컴포넌트들은 하드웨어, 소프트웨어 또는 그 둘의 결합으로 구현될 수 있다. 하드웨어 구현의 경우, 프로세싱 유닛은 하나 이상의 ASIC들(application specific integrated circuits), DSP들(digital signal processors), DSPD들(digital

signal processing devices), PLD들(programming logic devices), FPGA들(field programmable gate arrays), 프로세서들, 제어기들, 마이크로-제어기들, 마이크로프로세서들, 위의 설명된 기능들을 수행하도록 설계된 다른 전자 유닛들 및/또는 이들의 결합 내에 구현될 수 있다. 개시된 OTFS 방법들은 트랜시버(400)의 다양한 컴포넌트들 면에서 설명될 것이다.

[0062] 일 양상에서, OTFS 통신 방법은 송신 디바이스(310)로부터 통신 채널(320)을 통해 수신 디바이스(330)에 데이터 ([D])의 적어도 하나의 프레임을 송신하는 단계를 수행하고, 이러한 데이터의 프레임은 최대 N^2 개의 데이터 엘리먼트들의 매트릭스를 포함하고, N 은 1보다 크다. 방법은, 송신되는 경우 각각의 데이터 엘리먼트의 값이 복수의 무선 파형들에 걸쳐 확산되도록 데이터 프레임의 데이터 엘리먼트들을 OTFS 송수신기(315-1) 내에서 컨볼루션하는 단계를 포함하고, 각각의 파형은 특성 주파수를 갖고, 각각의 파형은, 데이터 프레임 [D]로부터의 복수의 상기 데이터 엘리먼트들로부터 컨볼루션된 결과들을 반송한다. 추가로, 송신 프로세스 동안, 각각의 데이터 엘리먼트의 값이 복수의 시간들에 걸쳐 전송된 복수의 순환 주파수 시프트된 파형들로서 송신되도록, 복수의 시간들에 걸쳐 이러한 복수의 무선 파형들의 주파수를 순환 시프팅한다. 수신 디바이스(330)에서, OTFS 송수신기(315-2)는 이러한 무선 파형들을 수신 및 역컨볼루션하여, 데이터 [D]의 상기 적어도 하나의 프레임의 레플리카를 재생성한다. 예시적인 실시예에서, 컨볼루션 프로세스는, 이러한 무선 파형들의 실질적으로 전부가 송신 및 수신될 때까지, 데이터([D])의 임의의 프레임의 임의의 데이터 엘리먼트가 재생성되는 것이 보장될 수 있도록 한다.

[0063] 도 5는, TDMA 시스템 및 OTFS 시스템의 시뮬레이션에 의해 예측되는 비트 에러 레이트들(BER)의 비교를 예시한다. 두 시스템들 모두는 16 QAM 성상도를 활용한다. 시뮬레이션은 100 Hz의 도플러 확산 및 3 마이크로초의 지연 확산을 모델링하였다. 그래프들로부터 볼 수 있는 바와 같이, OTFS 시스템은 동일한 신호대 잡음비(SNR)에 대해 TDMA 시스템보다 훨씬 더 낮은 BER을 제공한다.

[0064] 이제, 예를 들어, OTFS 송수신기(400)로서 구현될 수 있는 OTFS 송수신기(4500)에 의해 수행되는 동작들을 표현하는 흐름도인 도 45에 대해 관심을 기울인다. OTFS 송수신기(4500)는, 변조기(4510)를 포함하는 송신기 및 복조기(4520)를 포함하는 수신기 및 2차원 등화기(4530)를 포함한다. 동작시에, OTFS 송수신기(4500)의 송신기는 2차원 심볼 스트림을 심볼들의 $N \times N$ 매트릭스 형태로 수신하고, 이러한 매트릭스는 이후 TF 매트릭스로 지칭될 수 있다.

$$x \in \mathbb{C}^{N \times N}$$

[0066] 도 46에 예시된 바와 같이, 일 실시예에서 변조기(4510)는 2차원 TF 매트릭스를 하기 송신된 파형으로 변환하도록 배치된 직교 맵으로서 기능한다:

$$\phi_r = M(x) = \sum x(i, j) \phi_{i,j} \quad \phi_{i,j} \perp \phi_{k,l}$$

[0068] 도 47을 참조하면, 복조기(4520)는 출력 스트림을 생성하기 위해 직교 맵에 따라, 수신된 파형을 2차원 TF 매트릭스로 변환한다:

$$\phi_r \mapsto y = D(\phi_r)$$

[0070] 일 실시예에서, OTFS 송수신기(4500)는, 예를 들어, 지연 분해능(즉, 디지털 시간 "틱(tick)" 또는 클럭 증분), 도플러 분해능, 프로세싱 이득 팩터(블록 사이즈) 및 직교정규 기반 함수를 포함하는 다수의 변수 파라미터들로 특성화될 수 있다. 이러한 변수 파라미터들 각각은 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0071] 지연 분해능(디지털 시간 틱):

$$\Delta T \in \mathbb{R}^{>0} \quad \left(\Delta T = \frac{1}{Bw} \right)$$

[0073] 도플러 분해능:

$$\Delta F \in \mathbb{R}^{>0} \quad \left(\Delta F = \frac{1}{Trans} \right)$$

[0075] 프로세싱 이득 팩터(블록 사이즈):

$$N > 0$$

[0077] C^{Nx1} 의 직교정규 기반(스펙트럼 형상들):

$$U = \{u_1, u_2, \dots, u_N\}$$

[0079] 도 45에 의해 예시된 바와 같이, 동작 동안 변조기(4510)는 TF 매트릭스 $x \in C^{N \times N}$ 를 취하고, 이를 펠스 파형으로 변환한다. 일 실시예에서, 펠스 파형은 하이젠베르그 표현 및 스펙트럼 형상들의 항들로 정의된 펠스 트레이인을 포함하며:

$$\phi_r = M(x) = \left(\underbrace{\Pi(x)u_1}_{b_1}, \underbrace{\Pi(x)u_2}_{b_2}, \dots, \underbrace{\Pi(x)u_N}_{b_N} \right)$$

[0080]

여기서, $b_1, b_2 \dots b_N$ 은 도 48에 예시되고, 여기서 하이젠베르그 관계식에 따라

$$\Pi(h * x) = \Pi(h) \cdot \Pi(x) \text{ 특히:}$$

$$\Pi(\delta_{(t, \omega)} * x) = L_t \cdot \Pi(x)$$

$$\Pi(\delta_{(0, \omega)} * x) = M_\omega \cdot \Pi(x)$$

[0085] 이다.

[0086] 하이젠베르그 표현은

$$\Pi: C^{N \times N} \xrightarrow{\sim} C^{N \times N} \text{ given by:}$$

$$\Pi(x) = \sum_{\tau, w=0}^{N-1} x(\tau, w) M_w L_\tau, \quad x \in C^{N \times N}$$

[0087]

[0088] 을 제공하는데, 여기서 L_t 및 M_ω 는 순환 시간 및 주파수 시프트들을 각각 표현하고,

$$L_\tau \in C^{N \times N} : \quad L_\tau(\phi)(t) = \phi(t + \tau), \quad \tau = 0, \dots, N-1$$

$$M_\omega \in C^{N \times N} : \quad M_\omega(\phi)(t) = e^{\frac{j2\pi \omega t}{N}} \phi(t), \quad \omega = 0, \dots, N-1$$

[0089] 로 표현될 수 있다.

[0091] 복조기(4520)는 수신된 파형을 취하고, 이를 위그너 변환 및 스펙트럼 형상들의 항으로 정의된 TF 매트릭스 $y \in C^{N \times N}$ 로 변환한다:

$$\phi_r = (b_1, b_2, \dots, b_N) \quad \text{위그너 변환}$$

$$y(\tau, w) = D(\phi_r)(\tau, w) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \langle M_w L_\tau u_n, b_n \rangle$$

[0092]

[0093] M 및 D의 주요 특성(Stone von Neumann 이론):

$$D(h^a M(x)) = h * x \quad \text{여기서:}$$

$$h(\tau, w) \approx a(\tau \Delta T, w \Delta F)$$

[0096] 도 49에 예시된 바와 같이, 등화기(4530)는,

$$y \mapsto \hat{x}$$

[0098] 이 되도록 LMS(least means square) 등화를 수행하도록 구성되는 2차원 판정 피드백 등화기로서 구현될 수 있다.

[0100] 매트릭스 공식화

[0101] 이러한 설명 전반에 걸쳐, 매트릭스 용어의 사용은, OTFS 송수신기(315-1) 또는 OTFS 송수신기(315-2)에 의해 수행될 다양한 연산들의 간결한 설명으로 이해되어야 한다. 따라서, 특정한 매트릭스의 계수들을 획득하기 위해 사용되는 일련의 단계들은 송신기 또는 수신기 전자 회로(예를 들어, 도 4a에 예시된 송신기(405) 및 수신기(455)의 다양한 컴포넌트들)에 대한 명령들의 세트에 대응한다. 예를 들어, 계수들의 하나의 세트는, 송신기(405) 또는 수신기(455)가 확산 스펙트럼 동작을 수행하도록 명령할 수 있고, 계수들의 상이한 세트는, 송신기(405) 또는 수신기(455)가 스펙트럼 형상화 변조 또는 복조 동작을 수행하도록 명령할 수 있고, 계수들의 다른 세트는, 송신기가 다양한 시간 확산 또는 시간 누산 기능들을 수행하도록 명령할 수 있다. 여기서, 표준 매트릭스 계산은, 무선 신호들의 이러한 복소 급수들을 송신 및 수신하는데 이용되는 일련의 명령들을 인용하는 빠른 방식으로서 사용된다.

[0102] 따라서, 본 논의가 매트릭스들의 곱셈을 언급하는 경우, 곱셈으로 형성된 매트릭스의 각각의 데이터 엘리먼트는, 순수한 숫자로서보다는 송신기 또는 수신기 전자 회로(예를 들어, 도 4a에 예시된 바와 같은 송신기(405) 또는 수신기(455))에 의해 수행될 다양한 다중-단계 동작들의 관점에서 이해될 수 있다. 따라서, 예를 들어, QAM 또는 위상 시프트 키잉 명령들과 같은 톤 또는 스펙트럼 형상 확산 명령들을 가질 수 있는 다른 매트릭스로 곱해진 의사랜덤 수들과 같은 확산 스펙트럼을 가질 수 있는 하나의 매트릭스와, 다른 스캐닝 시스템, 치환 방식 또는 데이터 명령들을 가질 수 있는 매트릭스와의 곱셈으로부터 형성된 매트릭스 엘리먼트는, 송신기(405)로 하여금, 이러한 3개의 수단에 따라 변조되는 라디오 신호를 송신하도록 또는 수신기(455)로 하여금 이러한 3개의 수단에 따라 변조된 라디오 신호를 수신하고 복조/디코딩하도록 지시하는 것으로 이해되어야 한다.

[0103] 매트릭스 용어에 대입되면, 시간, 스펙트럼, 및 톤 또는 스펙트럼 형상 모두에 걸친 심볼들의 그룹에 대해 데이터를 컨볼루션하는 OTFS 방법은, N^2 개의 정보 엘리먼트들(심볼들)을 갖는 데이터 프레임을 N^2 개의 엘리먼트들을 갖는 다른 새로운 매트릭스로 변환하여, 새로 변환된 매트릭스(여기서는 TFS 데이터 매트릭스로 지칭됨)의 각각의 엘리먼트가 원래 데이터 프레임의 모든 엘리먼트들에 대한 정보를 반송하는 것으로 간주될 수 있다. 즉, 새로 변환된 TFS 데이터 매트릭스는 일반적으로 원래 데이터 프레임 매트릭스 [D]의 각각의 엘리먼트로부터 가중된 기여도를 반송할 것이다. 그 다음, 이러한 TFS 데이터 매트릭스의 엘리먼트들은 연속적인 시간 인터벌들에 걸쳐 송신 및 수신된다.

[0104] 앞서 논의된 바와 같이, OTFS 방법의 실시예들에서, 컨볼루션 및 역컨볼루션의 기본 유닛(컨볼루션 유닛)은 N^2 개의 심볼들 또는 데이터 엘리먼트들의 매트릭스로 이루어진다. 각각의 시간 인터벌에 걸쳐, 각각의 데이터 엘리먼트에 대해 상이한 파형이 사용될 수 있다. 반대로, 선행 기술의 방법들은 일반적으로 각각의 데이터 엘리먼트에 대해 동일한 파형을 사용한다. 일관성을 위해, N^2 개의 데이터의 유닛들은 일반적으로 본 명세서에서 "데이터 프레임"으로 지칭될 것이다. N 은 1보다 큰 임의의 값일 수 있고, 몇몇 실시예들에서는 64 내지 256의 범위일 것이다.

[0105] OTFS 방법과 컨볼루션 변조 방식들 사이의 하나의 차이는, 선행 기술의 통신 프로토콜에 대한 컨볼루션, 송신, 수신 및 역컨볼루션의 기본 유닛이, 하나의 확산 인터벌 시간에 걸쳐 n 개의 심볼들에 대한 데이터를 전송하는 확산 코드들 상에서 동작되는 n 개의 심볼들 또는 엘리먼트들 "d"의 데이터 프레임로서 특성화될 수 있다는 점을 관찰함으로써 인식될 수 있고, 여기서:

[0106] $[D_{1xn}] = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_n]$

[0107] 이다.

[0108] 반대로, OTFS 방법의 실시예들은 일반적으로 컨볼루션, 송신, 수신 및 역컨볼루션의 상이한 기본 유닛을 이용한다. 구체적으로, 이러한 OTFS 실시예들은 통상적으로, 논의될 바와 같이, 복수의 확산 인터벌 시간들(종종 복수는 N 임)에 걸쳐 N^2 개의 엘리먼트들에 대한 데이터를 전송하는 이러한 N^2 개의 엘리먼트들 또는 심볼들 "d"로 이루어진 더 큰 데이터 프레임 $[D_{N \times N}]$ 을 이용할 것이다. 데이터 프레임 $[D_{N \times N}]$ 은

$$[0109] \quad [D_{N \times N}] = \begin{bmatrix} d_{1,1} & d_{1,2} & \dots & d_{1,N} \\ d_{2,1} & d_{2,2} & \dots & d_{2,N} \\ d_{3,1} & d_{3,2} & \dots & \\ d_{4,1} & d_{4,2} & \dots & d_{N,N} \end{bmatrix}$$

[0110]로서 표현될 수 있다.

[0111] 일반적으로, 본 명세서에서 데이터의 프레임에 대한 참조는, 앞서 나타낸 것과 같은 $N \times N$ 또는 N^2 매트릭스에 대한 참조인 것으로 고려될 수 있고, 여기서 이 매트릭스의 적어도 몇몇 엘리먼트들은 제로 또는 널 엘리먼트들일 수 있다. 몇몇 실시예들에서, 데이터의 프레임은 비-정사각형, 즉, $N \times M$ 일 수 있고, 여기서 $N \neq M$ 이다.

[0113] 신호 송신

[0114] 앞서 논의된 바와 같이, OTFS 방법은 다수의 확산 시간 인터벌들(통상적으로 적어도 N 개의 확산 인터벌들 또는 시간들)에 걸쳐 통신 링크를 통해 N^2 개의 심볼들의 이러한 그룹을 확산시킬 것이고, 여기서 각각의 개별적인 확산 시간 인터벌은 적어도 N 개의 시간 슬라이스들로 이루어진다. 동기화 및 식별 목적을 위한 잠재적인 오버헤드로 인해, 몇몇 실시예들에서는, 이러한 오버헤드를 위한 여지를 제공하기 위해 과도한 시간 슬라이스들 및/또는 과도한 확산 시간 인터벌들이 할당될 수 있음을 주목한다. 제시의 명확화를 위해, 이러한 오버헤드는 일반적으로 무시될 것이지만, 본 개시는 또한, 이러한 오버헤드가 존재하는 방법들을 포함하는 것으로 의도됨을 이해해야 한다.

[0115] 따라서, OTFS 방법의 예시적인 실시예들에서, 데이터는 통상적으로 100 MHz 위의 주파수들 그리고 종종 1 GHz 또는 그 초과 위의 주파수들을 갖는 무선 라디오 신호들을 통해 과형들의 복소 급수들로서 송신될 것이다. 그 다음, 이러한 라디오 주파수들은 통상적으로 적어도 N 개의 확산 시간 인터벌들에 걸쳐 수신되고, 여기서 각각의 확산 시간 인터벌은 종종 적어도 N 개의 시간-슬라이스들로 이루어진다. 수신되면, 원래의 데이터 프레임이 역 컨볼루션될(즉, 풀어질(solve)) 것이고, 심볼들의 원래의 그룹에 대한 가장 가능한 계수들이 재생성된다. 원래의 데이터 프레임을 성공적으로 디컨볼루션하거나 풀기 위해, 수신기는 통상적으로, 송신기에 의해 이용된 시간, 스펙트럼, 및 톤 또는 스펙트럼 형상 확산 알고리즘들에 대한 지식을 가질 것임은 명백할 것이다.

[0116] 프로세스(340)를 예시하는 도 3b에 관련하여 이제 주목하고, 프로세스(340)에 의해 송신 디바이스(310)의 OTFS 송수신기(315-1)가 본원에서 $(N \times N)$ 또는 (N^2) 매트릭스 $[D]$ 로 표현된 데이터의 데이터 프레임(또는 컨볼루션 유닛)을 송신할 수 있다. 이러한 프로세스는 다음과 같은 표준 매트릭스 곱셈을 사용하여 설명될 수 있다.

[0117] 1: 제 1 $N \times N$ 매트릭스 $[U_1]$ 및 $[D]$ 의 매트릭스 적을 구성($[U_1] * [D]$ 또는 더 간단히 $[U_1][D]$ 중 어느 하나로 종종 기록됨, 여기서 "*" 및 간단한 닫힘 관계(예를 들면, $[U_1][D]$) 둘 모두는 매트릭스 곱셈을 나타내도록 의도됨)(단계 342).

[0118] 2: 새로운 $N \times N$ 매트릭스를 생성하기 위해 치환 연산 P 에 의해 선택적으로 $[U_1][D]$ 를 치환(단계 344). 일반적으로, 임의의 가역 치환 연산이 사용될 수 있다. P 는 항등 연산일 수 있거나, 대안적으로 오리지널 $N \times N$ $[U_1][D]$ 매트릭스의 열들을 변환된 $[U_1][D]'$ 매트릭스의 대각 엘리먼트들로 근본적으로 병진시키는(translate) 치환 연산일 수 있다.

[0119] 3: 치환 완료 시에, (예를 들면, 스펙트럼 성형을 위해) 선택적으로 치환 결과와 제 2 $N \times N$ $[U_2]$ 매트릭스를 곱하여, $[P([U_1][D])][U_2]$ 를 형성(단계 348).

[0120] 4: 아래에 논의되는 방법들에 따라 이러한 신호를 송신(단계 350).

[0121] 일 실시예에서, 치환 연산 P 는 선택적으로 다음의 형태일 수 있다.

$$[0122] \quad b_{i,j} = a_{i,(j-i) \bmod N}$$

[0123] 여기서 [a]는 오리지널 매트릭스(여기서 $[U_1][D]$)이고, [b]는 새로운 매트릭스(여기서 $P[U_1][D]$)이다.

[0124] 간략히 하기 위해, 이러한 치환 연산의 결과는 $P([U_1][D])$ 로 쓸 수 있다.

[0125] 도 22는 사용될 수 있는 다른 치환을 예시한다. 이러한 경우에, 치환은 다음의 관계로 제공된다.

$$b_{i,j} = a_{i,(j+i) \bmod N}$$

[0126]

[0127] 또 다른 치환 옵션이 도 23에 예시된다. 도 23에서, 예시적인 목적으로, 제 2 [a] 매트릭스는 오리지널 [a] 매트릭스 다음에 배치된다. 제 1 및 제 2 [a] 매트릭스들을 중첩하는 대각선들이 그려진다. 치환된 [b] 매트릭스는 각각의 대각선을 하나의 열 좌측(또는 또 다른 치환에서 우측)으로 병진시킴으로써 형성되고, 여기서 병진된 엔트리들 중 하나 이상은 제 2 [a] 매트릭스에 속하여, 하나 이상의 엔트리들이 제 2 [a] 매트릭스로부터 제 1 [a] 매트릭스의 동일한 위치로 이동된다.

[0128] 여기서 $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 둘 모두는, 사용되는 경우에, 일반적으로 광대역 잡음, 협대역 간섭, 임펄스 잡음, 도플러 시프트, 크로스토크 등과 같이 (종종 무선) 통신 링크 상의 특정 장애들을 완화하도록 선택되는 유니터리 NxN 매트릭스들일 수 있다. 이를 위해, 비교적 사소한 단위 매트릭스들[1], 또는 계수들 대부분이 매트릭스의 중앙 대각선을 따라 간단히 배치되는 매트릭스들인 것으로 $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 를 간단히 선택하기보다는, 스펙트럼 및 톤 또는 스펙트럼-형상 공간에 걸쳐 컨볼루션 유닛[D]의 원하는 확산 또는 컨볼루션을 비교적 효율적이고 균일한 방식으로 달성하기 위해 일반적으로 매트릭스 전체에 걸쳐 비-제로 계수들을 갖는 $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 가 일반적으로 선택될 것이다. 일반적으로, 매트릭스 계수들은 또한 직교성(orthogonality)을 유지하거나 각각의 매트릭스들의 상이한 행들에서 구현되는 상이한 인코딩 방식들 사이를 구별하기 위한 능력을 제공할 뿐만 아니라, 라디오 신호들에 다중-경로 효과들이 실시될 때 발생할 수 있는 자동 상관 효과들을 최소화하기 위해 선택될 것이다.

[0129] $[U_1]$ 이 의사-랜덤 시퀀스들에 대응하는 행들을 가질 수 있는 특정 경우를 참조하면, 매트릭스 내의 각각의 연속적인 행이 자신 위의 행의 의사-랜덤 시퀀스의 주기적으로 회전된 버전인 치환 방식을 채용하는 것이 유용할 수 있다. 따라서, 전체 NxN 매트릭스는 길이 N의 단일 의사-랜덤 시퀀스의 연속적인 주기적으로 회전된 버전들로 구성될 수 있다.

[0130] 도 17 내지 도 19는, 상이한 타입들의 유니터리 매트릭스 $[U_1]$ 이 다양한 형태들의 변조를 나타내는데 사용될 수 있는 방식을 예시적으로 나타낸다. 예를 들면, 도 17은 시분할 다중화 송신 기반을 나타내는 단위 매트릭스 (1710) 형태의 유니터리 매트릭스 $[U_1]$, 즉, 즉, 각각의 열 및 각각의 행이 단일 "1" 및 다수의 "0" 값들로 구성된 기저 벡터들의 매트릭스를 예시한다. 단위 매트릭스(1710)가 데이터 매트릭스 [D]와 조합될 때, 결과는 [D]의 각각의 열이 타임 라인들(1700) 중 하나에 대응하는 상이한 타임 슬롯에서 송신되는 것에 대응한다(즉, [D]의 열들은 시간 분할 다중화 시리즈의 송신들로 송신됨).

[0131] 도 18은 주파수 분할 다중화 송신 기반을 나타내는 DFT 기저 벡터 매트릭스(1810) 형태의 유니터리 매트릭스 $[U_1]$ 을 예시한다. DFT 기저 벡터 매트릭스(1810)는 회전 페이서 또는 톤 기저 벡터들을 나타내는 N 개의 열 엔트리들로 구성된다. DFT 기저 벡터 매트릭스(1810)가 데이터 매트릭스 [D]로 곱셈될 때, 결과적인 매트릭스의 열들은, 타임 라인들(1800)의 세트로 표현된 바와 같이, 상이한 주파수 오프셋 또는 톤을 각각 갖는 회전 페이서들을 나타낸다. 이것은 [D]의 각각의 열이 상이한 주파수 오프셋 또는 톤에서 송신되는 것에 대응한다.

[0132] 도 19는 코드 분할 다중화 송신 기반을 나타내는 하다마르 매트릭스(1910) 형태의 유니터리 매트릭스 $[U_1]$ 를 예시한다. 하다마르 매트릭스(1910)는 준(quasi)-랜덤 플러스 및 마이너스 기저 벡터들의 세트로 구성된다. 하다마르 매트릭스(1910)가 데이터 매트릭스 [D]로 곱셈될 때, 결과적인 매트릭스의 열들은, 타임 라인들(1900)의 세트로 표현된 바와 같이, 상이한 준-랜덤 코드 분할 다중화 신호들을 나타낸다. 이것은 [D]의 각각의 열이 상이한 준-랜덤 코드를 사용하여 송신되는 것에 대응한다.

[0133] 원칙적으로, $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 은, 둘 모두가 사용되는 경우에, 매우 다양한 상이한 유니터리 매트릭스들일 수 있다. 예를 들면, $[U_1]$ 은 이산 푸리에 변환(DFT) 매트릭스일 수 있고, $[U_2]$ 는 하다마르 매트릭스일 수 있다. 대안적으로, $[U_1]$ 은 DFT 매트릭스일 수 있고, $[U_2]$ 는 쳐프 매트릭스일 수 있다. 대안적으로, $[U_1]$ 은 DFT 매트릭스일 수 있고, $[U_2]$ 는 또한 DFT 매트릭스일 수 있고, 기타 등등이다. 따라서, OTFS 방법의 특정 양상들을 설명할 목적으로, $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 의 임의의 특정 예들 및 실시예들이 제공될 것이지만, 이러한 특정 예들 및 실시예들은 제한

하는 것으로 의도되지 않는다.

[0134] 쳐프 매트릭스 $[V]$ 가 일반적으로 신호 프로세싱에서 다음의 매트릭스로서 정의되는 것을 유의하고, 여기서 Ψ 가 쳐프 레이트인 경우에,

[0135] $[V] = \text{diag}(\Psi, \Psi^2, \dots, \Psi^n)$, $\Psi = e^{j\psi}$ 및 주파수 $= e^{j\omega}$ 이고, 여기서 ω 는 스펙트럼의 초기 중심 주파수이다.

[0136] 대안적으로, 다음의 형태의 엘리먼트들이 채워진 상이한 쳐프 매트릭스가 사용될 수 있다.

$$[0137] V_{j,k} = e^{\left(\frac{-i2\pi kj^2}{N}\right)}$$

[0138] 여기서 j 는 매트릭스 행이고, k 는 매트릭스 열이고, N 은 매트릭스의 크기이다.

[0139] $[U_1]$ 또는 $[U_2]$ 또는 $[U_3]$ (논의됨)에 사용될 수 있는 다른 일반적으로 사용되는 직교 매트릭스들은 이산 푸리에 매트릭스들, 다항식 지수 매트릭스들, 하모닉 진동 매트릭스들, 이전에 논의된 하다마르 매트릭스들, 월시 매트릭스들, 하알 매트릭스들, 페일리 매트릭스들, 월리엄슨 매트릭스들, M-시퀀스 매트릭스들, 르장드르 매트릭스들, 자코비 매트릭스들, 하우스홀더 매트릭스들, 회전 매트릭스들 및 치환 매트릭스들을 포함한다. 이러한 매트릭스들의 역들이 또한 사용될 수 있다.

[0140] 논의될 바와 같이, 일부 실시예들에서, $[U_1]$ 은 시간-주파수 시프팅 매트릭스인 것으로 이해될 수 있고, $[U_2]$ 는 스펙트럼 성형 매트릭스인 것으로 이해될 수 있다. 따라서, 판독 가능성을 보존하기 위해, $[U_1]$ 은 종종 제 1 시간-주파수 시프팅 매트릭스로 지칭될 것이고, 따라서 $[U_2]$ 는 제 2 스펙트럼 성형 매트릭스로 지칭될 것이다. 그러나, 이러한 명명법의 사용은 또한 제한적인 것으로 의도되지 않는다. 제 2 매트릭스 $[U_2]$ 에 의한 선택적인 치환 또는 곱셈이 수행되지 않는 실시예들에서, $[U_1]$ 매트릭스는, 결과적인 변환된 데이터 매트릭스의 엘리먼트들이 상이한 시간들에서(예를 들면, 행 기반으로 또는 임의의 다른 순서 기반으로) 송신되는 프레임워크를 제공함으로써 시간 시프팅을 용이하게 한다.

[0141] 몇몇의 더 구체적인 실시예들로 넘어가면, 일부 실시예들에서, $[U_1]$ 은 르장드르 심볼들(Legendre symbols) 또는 확산 시퀀스들에 대응하는 행들을 가질 수 있고, 여기서 매트릭스 내의 각각의 연속적인 행은 그의 위의 행에서 르장드르 심볼들의 주기적으로 시프팅된 버전일 수 있다. 이러한 르장드르 심볼들은 또한 가끔 대안적으로 기저 벡터들 및 가끔 스펙트럼-확산 코드들로 지칭될 것이다.

[0142] 일부 실시예들에서, $[U_2]$ 는 이산 푸리에 변환(DFT) 매트릭스 또는 역이산 푸리에 변환(IDFT) 매트릭스인 것으로 선택될 수 있다. 이러한 DFT 및 IDFT 매트릭스는 NxN ($P[U_1][D]$) 매트릭스와 같이 실수 또는 복소수들의 시퀀스를 취하고, 또한 ($P[U_1][D]$)를 무선 송신에 적합한 일련의 스펙트럼 형상들로 변조하는데 사용될 수 있다.

[0143] DFT 및 IDFT 매트릭스 $[U_2]$ 에 대한 개별적인 행들은 가끔 대안적으로 푸리에 벡터들로 지칭될 것이다. 일반적으로, 푸리에 벡터들은 그 타입의 복소 정현 과형들(톤 또는 스펙트럼-형상들)을 생성할 수 있다.

$$[0144] X_j^k = e^{\left(\frac{-i*2*\pi*j*k}{N}\right)}$$

[0145] 여기서, NxN DFT 매트릭스에 대해, X 는 DFT 매트릭스의 행 k , 열 N 내의 푸리에 벡터의 계수이고, j 는 열 번호이다. 이러한 푸리에 벡터의 계들은 톤들 또는 스펙트럼-형상들인 것으로 고려될 수 있다.

[0146] 임의의 특정 $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 가 임의의 정해진 데이터 프레임 $[D]$ 을 송신하는데 사용될 수 있지만, 다수의 데이터 프레임들 $[D]$ 이 동시에 송신되고 있을 때, 선택된 특정 $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 는 데이터 프레임들 $[D]$ 사이에서 변동할 수 있고, 사실 통신 세션을 통해 많은 데이터 프레임들 $[D]$ 을 송신하는 과정에 걸쳐 특정 통신 링크 손상들을 회피하도록 동적으로 최적화될 수 있다.

[0147] 컨볼루션 및 변조의 이러한 프로세스는 장착된 마이크로프로세서, 장착된 디지털 신호 프로세서 또는 무선 라디오 송신기의 컨볼루션 및 변조 부분들을 제어하는 다른 전자 회로와 같은 전자 디바이스에 의해 정상적으로 이루어질 것이다. 마찬가지로, 수신 및 복조의 프로세스는 또한 일반적으로 장착된 마이크로프로세서, 장착된 디지털 신호 프로세서, 또는 무선 라디오 수신기의 복조, 측적 및 디컨볼루션 부분들을 제어하는 다른 전자 회로에 의존할 것이다.

[0148] 따라서, 다시 매트릭스 곱셈을 사용하여 그리고 다시 이들이 모두 NxN 매트릭스들이라는 것을 상기하여, $[P([U_1][D])][U_2]$ 는, $[U_2]$ 가 선택적인 경우에, 송신기가 복수의 시간 확산 간격들, 타임 슬라이스들, 주파수들 및 스펙트럼 형상들에 걸쳐 분배할 TFS 데이터 매트릭스를 나타낸다. 다양한 매트릭스 연산 및 선택적인 치환 단계들의 결과로서, 변조 및 송신 후에 오리지널 NxN 데이터 매트릭스 $[D]$ 로부터의 단일 엘리먼트 또는 심볼이 상이한 시간 확산 간격들, 타임 슬라이스들, 주파수들 및 스펙트럼 형상들 전체에 걸쳐 분배되고, 이어서 수신기에 의해 재조립되고, 다시 심볼의 오리지널 단일 데이터 엘리먼트로 디컨볼루션될 것이라는 것을 또한 유의하라.

[0149] 도 6a는 통신 채널(320)과 같은 무선 링크를 통해 데이터를 송신하기 위한 예시적인 OTFS 방법(600)을 예시적으로 나타낸다. 도 6b는 도 6a의 방법을 수행하기 위한 예시적인 OTFS 송신기(650)의 컴포넌트들을 예시한다. 방법(600)은, 예를 들면, 도 4의 OTFS 송수신기(400)의 컴포넌트들 또는 도 6b의 OTFS 송신기(650)의 컴포넌트들에 의해 수행될 수 있다.

[0150] 도 6의 예에서, 송신을 위해 의도된 페이로드는 N^2 개의 심볼들 또는 데이터 엘리먼트들을 포함하는 NxN 매트릭스 $[D]$ 로 구성된 입력 데이터 프레임(601)을 포함한다. 도 6a에 도시된 바와 같이, 연속의 데이터 프레임들(601)이 제공되고, 이를 각각은 NxN 데이터 엘리먼트들의 매트릭스 $[D]$ 를 정의한다. 각각의 매트릭스 $[D]$ 는 OTFS 송신기(650) 내의 디지털 데이터 소스(660)에 의해 제공될 수 있다. 매트릭스 $[D]$ 의 엘리먼트들은, 예를 들면, 16QAM 양자화기의 16 포인트 성상도와 같은 성상도 매트릭스의 포인트들로부터 선택된 복소값들일 수 있다. 이러한 데이터를 인코딩하기 위해, OTFS 디지털 인코더(665)는 NxN 매트릭스 $[U_1](602)$ 를 선택하고, 일부 실시예들에서, NxN 매트릭스 $[U_2](604)$ 를 선택할 것이다(단계 606). 이전에 논의된 바와 같이, 일부 실시예들에서, 매트릭스 $[U_1](602)$ 는 르장드르 심볼들로 구성된 매트릭스 또는 하다마르 매트릭스일 수 있다. 이러한 매트릭스 $[U_1](602)$ 는 종종 기본적인 데이터 매트릭스 $[D](601)$ 내의 심볼들 또는 엘리먼트들을 시간 및 주파수 시프팅하도록 설계될 것이다.

[0151] 매트릭스 $[U_2](604)$ 는 DFT 또는 IDFT 매트릭스일 수 있으며, 흔히 신호들을 스펙트럼으로 세이핑하도록 설계된다. 예를 들어, 일부 실시예들에서 매트릭스 $[U_2](604)$ 는 OFDM 방식으로, 예컨대 직교 진폭(QAM: quadrature-amplitude modulation)나 위상 시프트 키잉, 또는 다른 방식에 의해 시간에 따른 신호들을 변환하도록 OTFS 변조기(430)의 송신기 회로들에 지시하기 위한 계수들을 포함할 수 있다.

[0152] 대개 매트릭스 $[D](601)$ 는 스테이지(610)에서 디지털 인코더(665)에 의해 매트릭스 $[U_1](602)$ 와 곱해지는 매트릭스일 것이며, 이러한 연산의 매트릭스 곱 $[U_1][D]$ 는 이후에 디지털 인코더(665)에 의해 선택적으로 치환되어 $P([U_1][D])$ 를 형성한다(스테이지(611)). 스펙트럼 세이핑 매트릭스가 이용되는 실시예들에서, 디지털 인코더(665)는 매트릭스 $[U_1][D]$ 를 매트릭스 $[U_2](604)$ 와 곱하여 $N \times N$ TFS 데이터 매트릭스를 형성하며, 이는 또한 본 명세서에서 OFTS 송신 매트릭스로 지칭될 수도 있다(스테이지(614)).

[0153] 다음에, OTFS 아날로그 변조기(670)에 의해, 시간 기준의 단일 엘리먼트에 대해, 대개 한 번에 N개 엘리먼트들의 열 쪽 TFS 매트릭스의 다양한 엘리먼트들이 선택된다(스테이지(616)). 선택된 엘리먼트들은 이후, 안테나(680)를 통해 전송되는 변조된 신호를 생성하는데 사용된다(스테이지(618)). 보다 구체적으로는, 일 실시예에서 각각의 개별 TFS 매트릭스 엘리먼트의 특정 실수 및 허수 컴포넌트들이 각각의 시간 슬라이스 동안 시변 무선 신호(620)를 제어하는데 사용된다. 따라서 각각의 시간 확산 간격(608) 동안 대개 TFS 매트릭스의 하나의 N-엘리먼트 열이 전송될 것이며, 이 열로부터의 각각의 엘리먼트는 시간 확산 간격(608)의 N개의 시간 슬라이스들(612) 중 하나에서 전송될 것이다. 오버헤드 영향들을 무시하면, N개의 단일 시간 확산 간격들(622) 동안 일 반적으로 완전한 $N \times N$ TFS 매트릭스가 전송될 수 있다.

[0154] 이제, OTFS 송신기(650)에 의해 또는 예를 들어, (뒤에 논의되는) 도 21의 OTFS 송신기(2100)에 의해 구현될 수

있는 예시적인 OTFS 데이터 송신 방법(690)을 나타내는 흐름도인 도 6c로 주의를 돌린다. 도시된 바와 같이, 이 방법은 적어도 2차원의 시간-주파수 변환 매트릭스를 설정하는 단계(스테이지(692))를 포함한다. 다음에, 시간-주파수 변환 매트릭스가 데이터 매트릭스와 결합된다(스테이지(694)). 이 방법(690)은 시간-주파수 변환 매트릭스와 데이터 매트릭스의 결합을 기초로 변환된 매트릭스를 제공하는 단계(스테이지(696))를 더 포함한다. 다음에, 변환된 데이터 매트릭스의 엘리먼트들에 따라 변조된 신호가 생성된다(스테이지(698)).

[0155] 이제, 도 6a와 도 6c의 송신 방법(600)을 구현하기 위해 OTFS 송신기(650)(도 6b)의 기능들을 수행할 수 있는 OTFS 송신기 모듈(2100)의 블록도 표현인 도 21a로 주의를 돌린다. 도 21과 도 6b를 참조하면, 송신기(2100)는 디지털 인코더(665) 내에 포함하기 위해 구성된 디지털 프로세서(2102) 및 아날로그 변조기 컴포넌트(670) 내에 포함하기 위해 구성된 변조기(2104)를 포함한다. 마이크로프로세서, 디지털 신호 프로세서, 또는 다른 유사한 디바이스일 수 있는 디지털 프로세서(2102)는 데이터 매트릭스 [D](2101)를 입력으로 받아들이고, $[U_1]$ 매트릭스(2102) 및 $[U_2]$ 매트릭스(2104)를 입력들로 받아들이거나 생성할 수 있다. 프로세서(2102)와 연관된 메모리 내에 저장된 매트릭스 생성 루틴(2105)은 프로세서(2102)에 의해 실행될 때, TFS 매트릭스(2108)(도 21b)를 생성할 것이며, 이 매트릭스는 일반적으로 한 세트의 복소값 엘리먼트들로 구성될 것이다. 생성되면, 스캐닝/선택 루틴(2106)은 프로세서(2102)에 의해 실행될 때 흔히, 우선 TFS 매트릭스로부터 N개의 엘리먼트들의 하나의 열을 선택한 다음, 이 열을 아래로 스캐닝하여 한 번에 개개의 엘리먼트들을 선택함으로써 TFS 매트릭스(2108) 매트릭스로부터 개개의 엘리먼트들을 선택할 것이다. 일반적으로, 시간 슬라이스(2112)(도 21c)마다 하나의 새로운 엘리먼트가 선택될 것이다.

[0156] 따라서 연속적인 시간 슬라이스마다, TFS 매트릭스(2108)로부터의 하나의 엘리먼트가 변조기(2104)를 제어하는 데 사용될 것이다. OTFS 방법의 일 실시예에서, 변조기(2104)는 엘리먼트를 실수 및 허수 컴포넌트들로 분리하기 위한 모듈들(2132, 2134), 결과적인 실수 및 허수 컴포넌트들을 초평하기 위한 모듈들(2142, 2144), 및 다음에 필터링 동작들을 수행하기 위한 필터링 모듈들(2152, 2154)을 포함한다. 다음에, 필터링된 결과들이 사인 및 코사인 생성기들(2162, 2164)의 동작을 제어하는데 사용되는데, 이들의 출력들은 아날로그 무선 파형(2120)을 생성하기 위해 RF 반송파를 사용하여 업컨버팅된다. 다음에, 이 파형은 수신기로 이동하는데, 여기서 그 파형은 도 7을 참조로 뒤에 설명되는 바와 같이 복조 및 역컨볼루션된다. 따라서 이 방식에서는(또 오버헤드 영향들을 무시하면), TFS 매트릭스의 1열로부터의 엘리먼트($t_{1,1}$)가 첫 번째 시간 확산 간격(2124)의 첫 번째 시간 슬라이스에서 전송될 수 있고, TFS 매트릭스의 1열로부터의 N번째 엘리먼트는 마지막 시간 슬라이스에서 전송될 수 있다. TFS 매트릭스의 2열로부터의 다음 엘리먼트($t_{1,2}$)는 두 번째 시간 확산 간격(2128)의 첫 번째 시간 슬라이스에서 전송될 수 있는 것이다. 따라서 변조기(2104)는 각각의 시간 확산 간격 동안 복소 파형을 전송하며, 여기서 파형의 값은 확산 간격의 각각의 시간 슬라이스 동안 TFS 매트릭스(2108)의 서로 다른 엘리먼트에 의해 결정된다.

[0157] 대안적인 실시예에서, TFS 데이터 매트릭스의 대각선 항들은 단일 시간 확산 간격당 하나의 대각선 항씩, 일련의 단일 시간 확산 간격들 동안 전송될 수 있으므로, 최종 $N \times N$ 송신 매트릭스의 N개의 대각선 항들은 N개의 시간 간격들 동안 전송된다. 다른 실시예들에서, TFS 송신 매트릭스 $[[U_1][D]][U_2]$ 의 개개의 엘리먼트들이 통신 링크를 거쳐 전송되는 순서는 전송 매트릭스 또는 전송 백터에 의해 결정된다.

[0158] 일부 실시예들에서는, 이러한 기본 모델에 어떠한 오버헤드가 존재할 수도 있다. 따라서 예를 들어, 어떤 시간 패딩(추가 시간 슬라이스들 또는 추가 시간 확산 간격들)을 이용하면, 필요에 따라 TFS 데이터 매트릭스의 특정 부분들의 재전송을 요청하기 위해, 비-콘볼브드(non-convolved) 방식으로 전송될 수 있는 체크섬들 또는 다른 검증/핸드쉐이킹 데이터가 시간 확산 간격 단위로, N개의 시간 확산 간격을 단위로, 또는 심지어 시간 슬라이스 간격 단위로 수신기에 의해 다시 송신기로 전송될 수 있다.

[0159] 도 9는 보호 시간들(950)에 의해 분리된 복수의 전송 블록들(920)로 구성된 예시적인 전송 프레임(900)을 예시적으로 나타낸다. 각각의 전송 블록(920)은 [D] 매트릭스의 일부, 예컨대 [D] 매트릭스의 행 또는 서브블록들, 또는 도 9에 도시된 것과 같은 열에 대응하는 데이터를 포함한다. 보호 시간(950)은 전송되는 신호들의 도플러 시프트를 해결하기 위한 시간을 수신기에 제공할 수 있다. 도플러 시프트는 수신 시간의 지연들 또는 진척들을 야기하며, OTFS 수신기(455)는 전송 블록들(920-1, 920-2, 920-3, 920-4, 920-5) 간의 간격들을 사용하여 다른 사용자들로부터의 간섭 없이 데이터를 캡처할 수 있다. 보호 시간들(950)은 OTFS 방법의 제 1 형태 또는 제 2 형태에 사용될 수 있다. 송신이 프레임(900)을 전송하는데 사용되는 코드들과는 다른 코드들(예를 들어, 아다마르 코드들)을 사용하는 한, 영역 내의 다른 송신기들에 의해 보호 시간들(950)이 이용될 수 있다.

[0160] 이제, 각각 $N \times N$ 차원인 L 개의 OTFS 매트릭스들(2010)의 시퀀스를 나타내는 도 20으로 주의를 돌린다. L 개의 OTFS 매트릭스들(2010)은 시간 및 주파수 모두에서 확산되는 $L \times N \times N$ 개의 심벌들을 포함하는 데이터의 프레임을 집합적으로 포함한다. 매트릭스들(2010-1 내지 2010-L)은 연속해서 전송되며, 매트릭스들(2010) 사이에 보호 시간들(T_g)을 포함한다. 주어진 매트릭스(2010)의 N 개의 열들(2020)은 열 단위로 전송되는데, 일반적으로 각각의 열(2020)의 송신 사이에 보호 시간들이 삽입된다. 따라서 $N \times [L \times (N \times T + T_g)]$ 보다 더 긴 시간에 L 개의 프레임들(2010)이 전송되며, 여기서 T 는 앞서 설명한 보호 시간들을 포함하여 심벌들의 하나의 열을 전송하는 시간이다.

[0161] 앞서 논의한 바와 같이, 일부 실시예들에서 제 1 $N \times N$ 시간 확산 매트릭스 $[U_1]$ 은 순환 시프트되는 르장드르 심벌들의 N 개의 행들 또는 N 길이의 의사 난수로 구성될 수 있다. 즉, 전체 $N \times N$ 확산 매트릭스는 동일한 르장드르 심벌들의 모든 다양한 순환 치환들로 채워진다. 일부 실시예들에서, 이러한 버전의 $[U_1]$ 매트릭스는 스펙트럼 확산을 위해 사용될 수 있으며, 예를 들어 그 매트릭스가 영향을 미치고 있는 임의의 매트릭스의 엘리먼트들을 시간에 따라 빠르게, 즉 르장드르 심벌들이 작용하고 있는 매트릭스의 엘리먼트들의 정보 신호 비트 레이트 보다 훨씬 더 빠른 칩 레이트로 빠르게 변조하도록 송신기에 지시할 수 있다.

[0162] 일부 실시예들에서, 제 2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스 $[U_2]$ 는 이산 푸리에 변환(DFT) 또는 이산 푸리에 역변환(IDFT) 매트릭스일 수 있다. 이러한 DFT 및 IDFT 매트릭스들은 DFT 매트릭스 계수들이 작용하는 임의의 매트릭스의 엘리먼트들을 스펙트럼 시프트하도록 송신기에 지시할 수 있다. 많은 다양한 변조 방식들이 사용될 수 있지만, 일부 실시예들에서 이 변조는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 타입 변조로 선택될 수 있으며, 이 경우 직교 진폭 변조 또는 위상 시프트 키잉과 같은 변조 방식이 사용될 수 있고, 이는 결국 선택적으로, 가까운 간격의 많은 직교 부반송파들에 걸쳐 분할될 수 있다.

[0163] 흔히, 제 1 $N \times N$ 시간-주파수 시프트 매트릭스 $[U_1]$ 에 어떤 계수들을 사용할지 그리고 제 2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스 $[U_2]$ 에 어떤 계수들을 사용할지에 관한 실제 선택은 통신 채널(320)에 존재하는 상태들에 좌우될 수 있다. 예를 들어, 통신 채널(320)이 광대역 잡음, 협대역 간섭, 임펄스 잡음, 도플러 시프트, 누화 등과 같은 특정 타입의 장애를 받는다면, 일부 제 1 $N \times N$ 시간-주파수 시프트 매트릭스들 및 일부 제 2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스들은 이러한 장애들에 더 잘 대처할 수 있을 것이다. OTFS 방법의 일부 실시예들에서, 송신기와 수신기는 이러한 채널 장애들을 측정하려고 시도할 것이며, 이러한 장애들에 의해 야기되는 데이터 손실을 최소화하기 위해 각각에 제 1 $N \times N$ 시간-주파수 시프트 매트릭스들 $[U_1]$ 과 제 2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스들 $[U_2]$ 가 교대하는 타입들을 제안할 수 있다.

[0164] 매트릭스 곱 $[[U_1][D]][U_2]$ 로 표현되며 또한 본 개시의 범위 내에 있는 앞서 설명한 데이터 송신 프로세스의 다양한 변형들이 도 13과 도 15를 참조로 아래 설명된다. 예를 들어, 도 13은 제 1 대안적인 OTFS 송신 방식을 보여준다. 도 13의 실시예에서, 데이터 매트릭스 $[D]$ 는 IDFT 매트릭스일 수도 있는 제 3 유니터리 매트릭스 $[U_3]$ (1306)에 의해 추가로 콘벌브될 수 있다. 한 구현에서, $[U_1]$ 은 DFT 매트릭스일 수 있고 매트릭스 $[U_2]$ (1308)는 DFT 매트릭스와 베이스의 곱일 수 있다. 이 방식에서, 데이터를 스캐닝하고 전송하는 프로세스는 앞서 설명한 치환 연산(P)으로 표현된다. 따라서 기본적인 송신 프로세스는 $[U_3] * [P([U_1][D])] * [U_2]$ 로 표현될 수 있다. 여기서 매트릭스 $[D]$ 는 참조 번호(1300)로 식별되고, 매트릭스 곱($[U_1][D]$)은 참조 번호(1302)로 식별된다. 치환된 버전의 매트릭스 곱($[U_1][D]$), 즉 $P([U_1][D])$ 는 참조 번호(1304)로 식별되고, 최종 매트릭스 곱 $[U_3][P([U_1][D])][U_2]$ 는 참조 번호(1310)로 식별된다. 다양한 실시예에서, 매트릭스 $[U_3]$ (1306)은 DFT 매트릭스, IDFT 매트릭스 또는 자명한 단위 매트릭스(이 경우, 이러한 제 1 대안적인 방식은 매트릭스 $[U_3]$ 이 이용되지 않는 방식과 본질적으로 동일해짐)를 포함할 수 있다.

[0165] 이제, 제 2 대안적인 OTFS 송신 방식을 나타내는 도 15에 주의를 돌린다. 도시된 바와 같이, 원래의 데이터 매트릭스 $[D]$ 는 참조 번호(1500)로 식별되고, 매트릭스 곱 $[U_1][D]$ 는 참조 번호(1502)로 식별되고, 치환된 매트릭스 $P([U_1][D])$ 는 참조 번호(1504)로 식별되고, 매트릭스 $[U_2]$ 는 참조 번호(1506)로 식별된다. 도 15의 표현에서, 치환 연산(P)의 효과들 중 적어도 일부는 서로 다른 방향들의 화살표(1507) 및 화살표(1507')로 표현된다. 일 실시예에서, $[U_1]$ 은 아다마르 매트릭스; 즉, 상호 직교 행들과 +1 또는 -1 계수들로 구성된 정방 매트릭스일

수 있다. 이 매트릭스는 $H^T = nI_n$ 이라는 특성을 가지며, 여기서 I_n 은 $N \times N$ 단위 매트릭스이고 H^T 는 H 의 전치이다. 도 15의 대안적인 OTFS 송신 방식과 일치하게, 전송된 신호에 대응하는 매트릭스는 $[P([U_1][D])][U_2]$ 로 표현될 수 있으며, 참조 번호(1508)로 식별된다.

[0167] 신호 수신 및 데이터 재생성

[0168] 이제, 수신 디바이스(330)의 OTFS 트랜시버(315-2)가 전송된 데이터 프레임을 수신하도록 동작할 수 있게 하는 프로세스(360)를 나타내는 도 3c로 주의를 돌린다. OTFS 트랜시버(315-2) 내에서, 송신 동안 수행되는 프로세스는 본질적으로 반대로 이루어진다. 여기서 TFS 데이터 매트릭스의 시간 및 주파수 확산 레플리카 ($[P([U_1][D])][U_2]$)'(여기서 ' 표시는 레플리케이트된 매트릭스를 나타냄)가 다수의 시간 확산 간격들, 시간 슬라이스들, 주파수들 및 스펙트럼 세이프들에 걸쳐 누산된 다음, 역컨볼루션되어, 다음의 동작들을 수행함으로써 [D]를 구한다:

[0169] 1: ($[P([U_1][D])][U_2]$)'를 수신함(스테이지(362))

[0170] 2: 이것이 송신에 사용되었다면, $[U_2]$ 매트릭스의 에르미트 매트릭스 $[U_2^H]$ 와의 제 1 좌측 곱셈을 수행하여, $P([U_1][D])$ 를 생성함(스테이지(364))

[0171] 3: 송신 동안 치환이 사용되었다면, 이 레플리카를 $(P([U_1][D])P^{-1})$ 로 역치환하여, $[U_1][D]$ 를 생성함(스테이지(368))

[0172] 4: $[U_1]$ 매트릭스의 에르미트 매트릭스 $[U_1^H]$ 와의 제 2 우측 곱셈을 수행하여, [D]를 전치-등화함(스테이지(370)).

[0173] 잡음 및 채널에서의 다른 손상들의 결과로서, 정보 매트릭스들 및 다른 잡음 감소 방법들의 사용은, 통신 링크에서의 다양한 손상들로 인한 데이터 손실 또는 왜곡을 보상하기 위해 쓰일 수 있다. 사실, OTFS 방법의 실시 예들에 의해 고려된 바와 같이 넓은 범위의 시간들, 주파수들, 및 스펙트럼 형상들에 걸쳐 데이터 프레임 [D]의 본래 엘리먼트들을 확산시키는 하나의 장점은, 많은 송신 시간들, 주파수들 및 스펙트럼 형상들 중 몇몇과 연관된 정보의 송신 동안 손실을 보상하는 것이 간단해지는 것임이 쉽게 인정될 수 있다.

[0174] 다양한 역컨볼루션 방법들이 OTFS 방법의 실시 예들에서 사용될 수 있지만, 에르미트 매트릭스들의 사용이 특히 적절할 수 있는데, 그 이유는 일반적으로 유니테리 매트릭스 $[U]$ 의 임의의 에르미트 매트릭스 $[U^H]$ 에 대해, 다음의 관계가 적용되기 때문이다:

[0175] $[U][U^H] = [I]$ 여기서, $[I]$ 는 아이덴티티 매트릭스이다.

[0176] 통신 링크들은, 물론, 무한 레이트로 데이터를 전송할 수 없다. 따라서, OTFS 방법의 일 실시 예에서, 균형이 잡혀(그리고 오버헤드를 무시) $N \times N$ TFS 데이터 매트릭스의 적어도 N 개 엘리먼트들이 하나의 시간-확산 간격으로 통신 링크를 경유해 전송될 수 있도록, 제1 $N \times N$ 시간-주파수 시프팅 매트릭스($[U_1]$, 제2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스($[U_2]$ (1이 사용될 때)), 그리고 데이터 프레임의 엘리먼트들, 뿐만 아니라 통신 링크의 제약들(예컨대, 가용 대역폭, 전력, 시간량 등등)이 선택된다. 더욱 구체적으로(그리고 다시 오버헤드를 무시), $N \times N$ TFS 데이터 매트릭스의 하나의 엘리먼트는 일반적으로, 각각의 시간-확산 간격의 각각의 시간 슬라이스 동안 전송될 것이다.

[0177] 이러한 데이터 통신 레이트가 주어지면, 그러면 통상적으로 전체 TFS 데이터 매트릭스가 N 개 시간-확산 간격들에 걸쳐 통신될 수 있고, 이러한 가정이 일반적으로 본 논의를 위해 사용될 것이다. 그러나, 제1 $N \times N$ 시간-주파수 시프팅 매트릭스, 제2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스, 및 데이터 프레임의 엘리먼트들, 뿐만 아니라 통신 링크의 제약들 사이에 다른 벨런싱 고려사항들이 주어지면, 전체 TFS 데이터 매트릭스가 N 개 미만의 시간-확산 간격들로 통신될 수 있거나, 또는 N 개 초과의 시간 확산 간격들로도 통신될 수 있음이 분명해야 한다.

[0178] 위에서 논의된 바와 같이, TFS 데이터 매트릭스로부터 상이한 엘리먼트들을 선택함으로써, 그리고 통신 링크를 경유해, 시간 슬라이스 단위마다 하나의 엘리먼트 상에서, 다수의 확산 시간 간격들에 걸쳐, 상기 상이한 엘리먼트들을 전송함으로써, TFS 데이터 매트릭스의 콘텐츠들이 전송될 수 있다. 원리적으로, TFS 데이터 매트릭스

의 상이한 엘리먼트들을 선택하는 이러한 프로세스가 다양한 상이한 방법들에 의해, 예컨대 TFS 데이터 매트릭스의 연속적 행들을 각각의 단일 시간 확산 간격으로 전송함으로써, TFS 데이터 매트릭스의 연속적인 열들을 각각의 연속적인 시간 확산 간격으로 전송함으로써, TFS 데이터 매트릭스의 연속적인 대각선들을 각각의 연속적인 시간 확산 간격들로 전송함으로써 등등에 의해, 통신 링크 용량의 관점에서 볼 때, 간섭을 최소화함으로써, 그리고 애매성을 감소시킴으로써 달성될 수 있지만, 몇몇의 방식들은 종종 다른 방식들보다 더 우수하다. 따라서, 통신 링크에서의 다양한 손상들에 응답하여 송신 효율을 최적화하기 위해 종종 $[U_1]$ 매트릭스 및 $[U_2]$ 매트릭스, 뿐만 아니라 치환 방식 P이 선택될 수 있다.

[0179] 도 4b에 도시된 바와 같이, 예시적 프로세스(404) –상기 프로세스(404)에 따라, OTFS 트랜시버가 TFS 데이터 매트릭스를 활용하는 정보를 전송하고, 수신하고, 재생성할 수 있음–는 따라서 일반적으로 다음과 같이 특징지어질 수 있다:

[0180] 1: 각각의 단일 시간-확산 간격에 대해, TFS 데이터 매트릭스의 N개 상이한 엘리먼트들을 선택(종종, TFS 매트릭스의 연속적인 열들이 선택될 것이다)(단계 482).

[0181] 2: 주어진 시간 확산 간격으로 상이한 시간 슬라이스들에 걸쳐, TFS 데이터 매트릭스의 N개의 상이한 엘리먼트들로부터 하나의 엘리먼트(각각의 시간 슬라이스마다 상이한 엘리먼트)를 선택하고, 이 엘리먼트를 변조하고, 그리고 각각의 상이한 엘리먼트가 자신만의 시간 슬라이스를 점유하도록 이 엘리먼트를 전송(단계 484).

[0182] 3: 주어진 시간 확산 간격으로 상이한 상기 시간 슬라이스들에 걸쳐, 전송된 TFS 데이터 매트릭스의 이러한 N개의 상이한 복제 엘리먼트들을 수신(단계 486).

[0183] 4: TFS 데이터 매트릭스의 이러한 N개의 상이한 엘리먼트들을 복조(단계 488).

[0184] 5. 수신기에서 TFS 데이터 매트릭스의 복제를 리어셈블링하기 위하여, 단계 482, 단계 484, 단계 486 및 단계 488을 최대 총 N번 반복(단계 490).

[0185] 이러한 방법은, 제1 $N \times N$ 확산 코드 매트릭스 $[U_1]$, 제2 $N \times N$ 스펙트럼 세이핑 매트릭스 $[U_2]$, 치환 방식 P, 뿐만 아니라 다양한 시간 기간들에 걸쳐 전송하기 위해 TFS 매트릭스로부터 엘리먼트들을 선택하는데 사용되는 특정 방식에 관한 수신기에 의한 암을 가정한다. 일 실시예에서, 수신기는 누적된 TFS 데이터 매트릭스를 취하고, 표준 선형 대수 방법들을 이용하여 본래 $N \times N$ 데이터 프레임을 푼다. 본래 데이터 프레임 [D]으로부터의 각각의 본래 데이터 심볼이 본질적으로 전체 TFS 데이터 매트릭스에 걸쳐 분산되었기 때문에, 완전한 TFS 데이터 매트릭스가 수신기에 의해 수신될 때까지, 데이터 [D]로부터 임의 엘리먼트 또는 심볼을 재생성하는 것이 가능하지 않을 수 있음이 인정될 수 있다.

[0186] 이제 도 7a에 주의를 기울이면, 도 7a는 통신 채널(320)과 같은 무선 링크를 경유해 OTFS-변조 데이터를 복조하기 위한 예시적 방법(700)을 예시적으로 표현한다. 도 7b는 도 7a의 방법을 수행하기 위한 예시적 OTFS 수신기의 컴포넌트들을 예시한다. 방법(700)은 도 4a의 OTFS 트랜시버(400)의 OTFS 수신기 모듈(455)에 의해 또는 도 7b의 OTFS 수신기(750)에 의해 수행될 수 있다. 단지 OTFS 송신기(405)가 종종, 디지털 부분에서 매트릭스 계산들을 수행할 수 있고 그런 다음 아날로그 부분에서 결과들을 아날로그 신호들로 변환할 수 있는 하이브리드 아날로그/디지털 디바이스이기 때문에, 그래서 OTFS 수신기(750)는 통상적으로, OTFS 수신기(750)의 아날로그 수신기(770)에서 라디오 신호들을 수신 및 복조할 수 있을 것이고, 그런 다음 종종, 디지털 OTFS 수신기(780)의 디지털 부분에서 이러한 신호들을 디코딩 또는 역컨볼빙(deconvolving)할 수 있을 것이다.

[0187] 도 7a에 도시된 바와 같이, 전송된 라디오 신호들(620)의 채널-손상된 버전들에 대응하는 수신 신호들(720)은, 예컨대 OTFS 수신기(750)의 안테나(760)에 의해 수신될 수 있다. 수신 신호들(720)은 일반적으로, 통신 채널(320)에 의해 발생된 신호 아티팩트(artifact)들, 손상들, 또는 왜곡들 때문에, 전송된 신호들(620)의 정확한 복사들을 포함하지 않을 것이다. 따라서, TFS 매트릭스의 본래 엘리먼트들의 복제들 –그러나, 정확한 복사들은 아님– 이 OTFS 아날로그 수신기(770)에 의해 모든 각각의 시간 슬라이스(612)마다 수신 및 복조(722)된다. 예시적 실시예에서, TFS 매트릭스의 하나의 열이 모든 각각의 확산 시간 간격(608) 동안 단계 722에서 복조된다. 결과로서, OTFS 복조기(460)가 N개의 단일 시간 확산 간격들에 걸쳐 이러한 엘리먼트들을 누적하여, 궁극적으로 본래 TFS 매트릭스의 복제를 생성하는데 필요한 엘리먼트들이 누적될 것이다(단계 724).

[0188] 단계 724 동안 누적된 TFS 매트릭스를 디코딩 또는 역컨볼빙하기 위하여, 디지털 OTFS 데이터 수신기(780)는, 단계 726 동안, TFS 매트릭스를 $[U_2]$ 매트릭스의 에르미트 매트릭스, 즉 단계 704에서 설정된 $[U_2^H]$ 와 레프트 멀

티플라이(left multiply)한다. 다음 차례로, 디지털 OTFS 데이터 수신기(780)는, 단계 728에서, 이러한 레프트 곱셈(left multiplication)의 결과의 역 치환(P^{-1})을 수행한다. 그런 다음, 단계 730에서, 단계 728의 결과를 본래 $N \times N$ 시간-주파수 시프팅 매트릭스 $[U_1]$ 의 에르미트, 즉 단계 702에서 설정된 $[U_1^H]$ 와 라이트 멀티플라이(right multiply)함으로써, 본래 데이터 매트릭스 $[D]$ 의 복제(732)를 재생성하기 위하여, 디지털 OTFS 데이터 수신기(780)는 TFS 매트릭스를 역컨볼빙한다. 재생성된 신호가 일반적으로 다양한 통신 링크 손상들로 인한 어떤 잡음 및 왜곡을 가질 것이기 때문에, 다양한 표준 잡음 감소 및 통계 평균화 기술들, 예컨대 정보 매트릭스들이 재생성 프로세스(미도시)를 드는데 사용될 수 있다. 각각의 본래 데이터 매트릭스 $[D]$ 의 각각의 복제된 프레임(732)은 디지털 데이터 저장소(782) 내에 저장될 수 있다(단계 740).

[0189] 이제 도 7c에 주의를 기울이면, 도 7c는 OTFS 트랜시버(400)의 OTFS 수신기 모듈(455)에 의해 또는 예컨대 도 7b의 OTFS 수신기(750)에 의해 구현될 수 있는 예시적 OTFS 데이터 복조 방법(790)을 대표하는 흐름차트이다. 도 7c에 도시된 바와 같이, 방법은 적어도 2차원의 시간-주파수 역변환 매트릭스를 설정하는 단계(단계 792)를 포함한다. 방법은, 역변환 매트릭스의 에르미트인 시간-주파수 변환 매트릭스를 이용하여 형성된 변조 신호를 수신하는 단계(단계 794)를 더 포함한다. 그런 다음, 변조 신호가 복조되어, 변환된 데이터 매트릭스가 형성된다(단계 796). 방법은, 변환된 데이터 매트릭스 및 역변환 매트릭스를 결합시킴으로써 데이터 매트릭스를 생성하는 단계(단계 798)를 더 포함한다.

[0190] 이제 도 16에 주의를 기울이면, 도 16은 도 15의 대안적 OTFS 송신 방식에 대응하는 대안적 OTFS 신호 수신 방식을 예시한다. 도시된 바와 같이, 데이터 $[D]$ 를 인코딩 및 변조하는데 사용되는 매트릭스들 $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 의 에르미트 매트릭스들, 뿐만 아니라 다수의 시간 간격들에 걸쳐 데이터를 스캐닝 및 전송하는데 사용되는 본래 치환 연산 P 를 실행취소(undo)하기 위한 역 치환 연산 P^{-1} 을 형성함으로써, 수신 데이터의 매트릭스 $[r]$ (1600)이 복조 및 역컨볼빙(디코딩)된다. 도 16의 예시에서, 역 치환 $P^{-1}([r][U_2^H])$ 는 참조 번호 1604에 의해 식별되고, 재생성된 데이터 매트릭스 $[D]([U_1^H]*P^{-1}([r]*[U_2^H])$ 로부터 생성됨)는 참조 번호 1606에 의해 식별된다.

[0191] 이제 도 15에 주의를 기울이면, 도 15는 대안적 OTFS 송신 방식을 예시한다. 도시된 바와 같이, 본래 데이터 매트릭스 $[D]$ 는 참조 번호 1500에 의해 식별되고, 매트릭스 프로덕트 $[U_1][D]$ 는 참조 번호 1502에 의해 식별되고, 치환된 매트릭스 $P([U_1][D])$ 는 참조 번호 1504에 의해 식별되고, 그리고 매트릭스 $[U_2]$ 는 참조 번호 1506에 의해 식별된다. 도 15의 표현에서, 적어도 치환 연산 P 의 특정한 효과들은 화살표(1507) 및 화살표(1507')의 상이한 방향들에 의해 표현된다. 일 실시예에서, $[U_1]$ 은 하다마르 행렬일 수 있는데; 즉, 상호 직교하는 행들과 +1 또는 -1 중 어느 한 쪽의 계수들로 구성된 정사각 매트릭스일 수 있다. 이러한 매트릭스는 $H^T = nI_n$ 이라 는 특성을 갖고, 여기서 I_n 은 $N \times N$ 아이덴티티 매트릭스이고 H^T 는 H 의 트랜스포즈(transpose)이다. 도 15의 대안적 OTFS 송신 방식과 일치하게, 전송된 신호에 대응하는 매트릭스는 $[P([U_1][D])]*[U_2]$ 로서 표현될 수 있고, 참조 번호 1508에 의해 식별된다.

[0192] 위에서-설명된 데이터 재생성 프로세스의 다양한 수정들이 또한 본 개시물의 범위 내에 있으며, 도 14 및 도 16을 참조하여 아래에 설명된다. 이제 도 14로 가면, 도 13의 제1 대안적 OTFS 송신 방식과 일치하게 전송된 신호들의 수신 및 재생성을 위한 방식이 예시된다. 여기서, 다양한 통신 링크 손상 효과들 이후 송신기가 수신 및 누적시킨 데이터는 $[r]$ 매트릭스(1400)로서 표현된다. 데이터 $[D]$ 를 인코딩 및 변조하는데 본래 사용되는 본래 $[U_1]$, $[U_2]$, 및 $[U_3]$ 매트릭스들의 에르미트 매트릭스들, 뿐만 아니라 다수의 시간 간격들에 걸쳐 데이터를 스캐닝 및 전송하는데 사용되는 본래 치환 연산 P 를 실행취소하기 위한 역 치환 연산 P^{-1} 을 형성함으로써, $[r]$ 매트릭스(1400)는 복조 및 역컨볼빙(디코딩)된다. 여기서, $[U_1^H]$ 는 IDFT 매트릭스일 수 있고, $[U_3^H]$ 는 DFT 매트릭스일 수 있으며, $[U_2^H](1402)$ 는 DFT 매트릭스 타임스(times) 베이스(base)일 수 있다. 도시된 바와 같이, $P^{-1}([U_3^H][r][U_2^H])$ 는 참조 번호 1404에 의해 식별되고, 재생성된 데이터 매트릭스 $[D]$ 는 참조 번호 1406에 의해 식별된다.

[0193] 이제 도 11을 참조하면, 수신 데이터 또는 블록들(1120)의 그룹들 사이의 가드 시간들(1150)을 포함하는 예시적

수신 프레임(1100)이 예시된다. 수신 프레임(1100)은 도 9에 예시된 것들과 동등한 특징들을 갖는 프레임의 송신에 응답하여 수신되는 프레임에 대응한다. 도 11에 도시된 바와 같이, 각각의 수신 블록(1120)은 [D] 매트릭스의 일부분, 예컨대 도 11에 도시된 바와 같은 열, 또는 행, 또는 [D] 매트릭스의 서브-블록들을 포함하는 정보를 포함한다. 전체 [D] 매트릭스는, N개 블록들(1120) 및 N-1개 가드 시간들(1150)을 포함하는 시간 T_f (1130)에서 수신된다. 가드 시간(1150)은 수신 신호들에서 도플러 시프트를 리졸빙하기 위한 시간을 수신기에 제공한다. 도플러 시프트는 수신 시간에서 지연들 또는 앞당김(advance)들을 유발하고, OTFS 수신기(455)는 다른 사용자들로부터의 간섭 없이 데이터를 캡쳐하기 위해 수신 블록들(1120-1, 1120-2, 1120-3, 1120-4 및 1120-5) 사이에 가드 시간들(1120)을 사용할 수 있다.

[0194] OTFS 방법의 제 2 형태

이제, OTFS 방법의 제 2 형태의 양태들을 설명하는데 참조될 도 8, 10, 및 12로 주의를 돌린다. 이전에 언급된 바와 같이, 도 6 및 7을 참조하여 설명되었던 제 1 OTFS 방법에서, 데이터는, 시간 슬라이스 당 기초(per time slice basis)로 전송된다. 그와 대조적으로, OTFS 방법의 제 2 형태는 데이터가 일련의 과형들로서 전송되는 것을 고려하며, 그 과형들 각각은 일반적으로 N개의 시간 슬라이스들의 기간 동안 존속한다(subsist). 더 상세하게는, OTFS 방법의 제 2 형태의 실시예들에서, N^2 개의 데이터 엘리먼트들을 포함하는 데이터 [D]의 입력 프레임 내의 각각의 데이터 엘리먼트에는, 지속기간 N개의 시간 슬라이스들의 기본적인 과형으로부터 도출된 고유한(unique) 과형이 할당된다. 일 구현에서, 이러한 고유성(uniqueness)은, 기본적인 과형의 시간 및 주파수 순환 시프트의 특정 결합을 각각의 데이터 엘리먼트에 할당함으로써 획득된다.

OTFS 방법의 제 2 형태의 일 실시예와 일치하여, 데이터 [D]의 입력 프레임에서의 각각의 엘리먼트에 그것의 대응하는 고유한 과형을 곱하여, 그에 의해, 일련의 N^2 개의 가중된 고유한 과형들을 생성한다. (일반적으로 N개의 시간 슬라이스들로 구성된) 하나의 확산 시간 간격에 걸쳐, 데이터 [D]의 프레임에서의 각각의 데이터 엘리먼트에 대응하는 모든 N^2 개의 가중된 고유한 과형들은 동시에 결합되고 전송된다. 추가로, 이러한 실시예에서, N개의 시간 슬라이스들의 길이(또는 지속기간)의 다른 고유한 기본적인 과형이 각각의 연속적인 시간-확산 간격에 대해 사용된다. N개의 고유한 기본적인 과형들(즉, N개의 시간-확산 간격들 각각에 대해 하나씩)의 세트는 정규 직교(orthonormal) 기초를 형성한다. 인식될 수 있는 바와 같이, OTFS 엘리먼트의 제 2 형태의 실시예들은, [D]의 적어도 일부가 N개의 시간-확산 간격들 각각 내에서 전송되는 것을 고려한다.

OTFS 방법의 이러한 제 2 형태에 따라 변조되고 전송된 과형들을 수신하기 위해, 수신된 신호는, (N개의 시간 슬라이스들의 각각의 확산 간격에 걸쳐) 그 특정 시간 확산 간격에 대한 전송 프로세스 동안에 각각의 데이터 엘리먼트에 이전에 할당된 모든 N^2 개의 과형들의 세트와 상관된다. 이러한 상관(correlation)을 수행할 시에, 수신기는 N^2 개의 데이터 엘리먼트들 각각에 대한 고유한 상관 스코어를 생성할 것이다(수신기는 N^2 개의 데이터 엘리먼트들의 대응하는 세트에 송신기에 의해 각각 할당된 N^2 개의 과형들의 세트의 지식(knowledge)을 가질 것 이거나 또는 수신기에 그 지식이 제공될 것이다). 이러한 프로세스는 일반적으로, 모든 N개의 시간-확산 간격들에 걸쳐 반복될 것이다. 따라서, 오리지널(original) 데이터 매트릭스 [D]는, 각각의 데이터 엘리먼트에 대해, N개의 시간-확산 간격들에 걸친 상관 스코어들을 합산함으로써, 수신기에 의해 재생성될 수 있다. 상관 스코어들의 이러한 합산은 전형적으로, 데이터 [D]의 프레임의 N^2 개의 데이터 엘리먼트들을 산출할 것이다.

이제 도 8로 넘어가면, OTFS 방법의 제 2 형태에 따라 데이터를 컨볼빙(convolving) 및 디컨볼빙(deconvolving)하는데 사용되는 벡터들의 예시적인 세트가 도시된다. 구체적으로, 도 8은 기저 벡터(802), 데이터 벡터(800), 푸리에 벡터(804), 및 전송 벡터(806)를 도시한다. 도 8의 실시예에서, 데이터 벡터(800)는, NxN [D] 매트릭스의 N개의 엘리먼트들(종종 하나의 로우(row), 컬럼(column), 또는 대각선(diagonal)을 포함할 수 있고, 기저 벡터(802)는, NxN [U₁] 매트릭스의 N개의 엘리먼트들(종종 하나의 로우, 컬럼, 또는 대각선)을 포함할 수 있고, 푸리에 벡터(804)는, 종종 DFT 또는 IDFT 매트릭스를 포함할 수 있는 NxN [U₂] 매트릭스의 N개의 엘리먼트들(종종 하나의 로우(row), 컬럼(column), 또는 대각선)을 포함할 수 있다. 전송 프레임(808)은 N개의 단일 시간-확산 간격들(T^m)(810)로 구성되며, N개의 단일 시간-확산 간격들(T^m)(810) 각각은 다수의(예를 들어 N개의) 시간 슬라이스들을 포함하는 전송 벡터(806)에 의해 정의된다. 도 8의 실시예에서, 전송 벡터(806)는, 각각의 전송 간격의 각각의 시간 슬라이스 동안의 전송을 위한 OTFS 전송 매트릭스의 엘리먼트들을 선택하는 것에서 송신기에 의해 사용되는 정보를 제공한다.

[0199] 도 8에서, 라인들(812)은, 각각의 푸리에 벡터 과정(804)이 하나의 확산 시간 간격(T^m)(810)에 걸쳐 명시되는 (manifested) 것을 나타내도록 의도된다. 이것이 OTFS 방법의 제 1 형태(여기에서, 무선 신호는 본질적으로 시간 슬라이스 당 기초로 전송됨)와 OTFS 방법의 제 2 형태(여기에서, 각각의 과정은 다수의(예를 들어, N개의) 시간 슬라이스들로 구성된 시간 확산 간격에 걸쳐 존재함) 사이의 무선 라디오 신호 변조의 차이를 나타내는 것이 관찰된다.

[0200] 도 10은 OTFS 방법의 제 2 형태에 따라 데이터를 컨볼빙하고 데이터를 전송하기 위해 사용될 수 있는 순환 컨볼루션 방법의 양태들을 예시한다. 이전에 논의된 바와 같이, $[U_1]$ 이 길이 N의 순환적으로 치환된(cyclically permuted) 르장드르 수(Legendre number)로 구성되는 경우에 특히, 데이터를 컨볼빙하고 데이터를 스캐닝하는 프로세스는 대안적으로, 언더라잉(underlying) 데이터의 순환 컨볼루션인 것으로 이해될 수 있다. 여기서, d^0 , d^k , d^{N-1} 는 $[D]$ 매트릭스의 데이터 벡터(1000) 성분의 심볼들 또는 엘리먼트들인 것으로 이해될 수 있으며, b^m 계수들은 $[U_1]$ 매트릭스의 기저 벡터(1002) 성분들을 나타내는 것으로 이해될 수 있으며, X 계수들은 $[U_2]$ 매트릭스의 푸리에 벡터(1004) 성분들을 나타내는 것으로 이해될 수 있다. b^m 계수들 및 X 계수들의 결합들은 전송 블록(T^m)(1010)을 형성하기 위해 합산된다. 도 10의 예시에서, 각각의 그러한 결합은 $[b^m X^k]$ 로서 표현되고, k^{th} 푸리에 벡터와 m^{th} 기저 벡터의 엘리먼트-방식(element-wise) 곱을 포함한다.

[0201] 도 39a, 39b, 39c, 및 39d는 예시적인 OTFS 인코딩 스킴(scheme)을 예시하며, 그 예시적인 OTFS 인코딩 스킴에 의해, 데이터 매트릭스의 N^2 개의 데이터 심볼들(d_{ij})은, 변환 매트릭스들의 쌍을 사용하여, 기저 프레임들(F_{ij})의 N^2 개의 상이한 기저 매트릭스들(B_{ij})로 확산된다. 도 39a를 참조하면, 기저 매트릭스는 N개의 길이 N의 기저 벡터들($b_0 - b_{N-1}$)을 포함한다. $[U_1]$ 이 DFT 또는 IDFT 매트릭스를 사용하여 구현되는 경우에, $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 에 의한 $[D]$ 매트릭스의 곱은, 기저 벡터들($b_0 - b_{N-1}$) 각각을, 주 대각선을 따라 각각의 DFT 벡터(컬럼)의 N개의 성분들을 배치함으로써 형성된 대각선 매트릭스와 곱함으로써 복제될(replicated) 수 있다. 이들 곱들의 결과는 N^2 개의 기저 매트릭스들이다. 도 39a에 도시된 바와 같이, 그 후에, 각각의 데이터 엘리먼트(d_{ij})는 N^2 개의 기저 매트릭스들 중 하나와 곱해지고, 결과적인 N^2 개의 매트릭스들($d_{ij}^* B_{ij}$)은 OTFS 데이터 매트릭스를 산출하도록 합산된다. 이는, 예를 들어, 도 10의 순환 컨볼루션에 의해 예시된다. 따라서, 각각의 데이터 엘리먼트(d_{ij})는 OTFS 데이터 매트릭스의 각각의 엘리먼트에 걸쳐 확산된다.

[0202] 도 39b는 $N-1$ 개의 컬럼들 및 $N-k$ 개의 로우들을 포함하는 불완전한 기저 매트릭스를 예시하며, 여기서, 1 및 k는 일과 동등하거나 또는 일보다 더 크다. 결과적인 곱들은, 전체 NxN OTFS 매트릭스에 걸쳐 데이터 엘리먼트들(d_{ij})의 일부에만 확산된다. 도 39c는 길이 M의 N개의 벡터들을 갖는 기저 프레임을 예시하며, 여기서, M은 N보다 더 크다. 결과적인 기저 프레임들은 NxM 엘리먼트들을 포함한다. 도 39d는 $N-1$ 개의 컬럼들 및 $M-k$ 개의 로우들을 포함하는 불완전한 기저 프레임을 예시하며, 여기서, 1 및 k는 일과 동등하거나 또는 일보다 더 크다. 결과는, 모든 데이터 엘리먼트들(d_{ij})보다 더 적은 데이터 엘리먼트들이 N^2 개의 기저 프레임들 모두에 걸쳐 확산된다.

[0203] 도 12는, OTFS 방법의 제 2 형태에 따라, 수신된 데이터를 디컨볼빙하기 위해 사용될 수 있는 순환 디컨볼루션 방법의 도면을 도시한다. 도 12에서, R^m (1202)은 OTFS 수신기(455)에 의해 수신되고 복조된 누적된 신호(730)의 일부를 나타낸다. 다시, 이전에 논의된 바와 같이, $[U_1]$ 이 길이 N의 순환적으로 치환된 르장드르 수로 구성되는 경우에 특히, 그 후에, 데이터를 디컨볼빙하고 데이터를 재생성하는 매트릭스-기반 수학적인 프로세스는 대안적으로, 도 10에서 이전에 컨볼빙된 전송된 데이터의 순환 디컨볼루션인 것으로 이해될 수 있다. 여기서, 재생성된 성분들(1200), $\sim d^0$, $\sim d^k$, $\sim d^{N-1}$ 는 $[D]$ 매트릭스의 데이터 벡터(1000) 성분의 재생성된 엘리먼트들(심볼들)인 것으로 이해될 수 있으며, b^m 계수들(1002)은 다시 $[U_1]$ 매트릭스의 동일한 기저 벡터(1002) 성분들을 나타내는 것으로 이해될 수 있으며, X 계수들(1004)은 다시, $[U_2]$ 매트릭스의 푸리에 벡터(1004) 성분들을 나타내는 것으로 이해될 수 있다. 부가하여, $[b^m X^k]$ 는 k^{th} 푸리에 벡터와 m^{th} 기저 벡터의 미러 컨주케이트(mirror

conjugate)의 엘리먼트-방식 꼽을 나타내는 것으로 이해될 수 있다.

[0204] 이러한 대안적인 스킵 또는 실시예에서, OTFS 방법은, 복수의 시간-확산 간격들에 걸쳐 동작하는 복수의 시간-스펙트럼-톤 또는 스펙트럼-형상 확산 코드들을 생성하는 것을 포함하는, 통신 링크를 통해 데이터([D])의 적어도 하나의 프레임을 전송하는 방법인 것으로 이해될 수 있으며, 각각의 단일 시간-확산 간격은 적어도 하나의 클록 간격들로 구성되고; 각각의 시간-스펙트럼-톤 또는 스펙트럼-형상 확산 코드는 제 1 시간-주파수 시프팅, 제 2 스펙트럼 세이핑(shaping), 및 시간 확산 코드 또는 스캐닝 및 전송 스킵의 함수를 포함한다.

[0205] 다수의 사용자들

[0206] 예시적인 실시예에서, OTFS 변조 기법들은, (여기에서 일반적으로 다수의 송신기 경우라고 지칭되는) 다수의 송신기들을 사용하여 다수의 사용자들로부터 전송될 데이터가 단일 수신기에 의해 수신될 수 있게 하기 위해 채용될 수 있다. 예를 들어, 각각이 N개의 엘리먼트들을 포함하는 데이터의 프레임을 전송하기를 원하는 다수의 사용자들 "a", "b", "c", 및 "d"를 가정한다. 다중-사용자 OTFS 전송 스킵의 실시예와 일치하여, 다수의 사용자들에 의해 공유되는 개념적인(conceptual) NxN OTFS 전송 매트릭스가 아래에서 설명되는 방식으로 생성될 수 있다. 구체적으로, 각각의 주어진 사용자는, 데이터의 이들의 N개의 엘리먼트들을, 그러한 사용자와 연관된 NxN 데이터 프레임의 하나의 컬럼으로 패킹하고, 다른 컬럼들은 빈채로 놔둔다(계수들이 제로(zero)로 세팅됨). 사용자 "a"에 의해 전송되고 사용자 "a"와 연관된 NxN 데이터 프레임 $[D_a]$ 은 따라서 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$[D_a] = \begin{bmatrix} a_{1,1} & 0_{1,2} & \dots & 0_{1,n} \\ a_{2,1} & 0_{2,2} & \dots & 0_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n,1} & 0_{n,2} & \dots & 0_{n,n} \end{bmatrix}$$

[0207]

[0208] 유사하게, 사용자 "b"에 의해 전송되고 사용자 "b"와 연관된 NxN 데이터 프레임 $[D_b]$ 은 따라서 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$[D_b] = \begin{bmatrix} 0_{1,1} & b_{1,2} & \dots & 0_{1,n} \\ 0_{2,1} & b_{2,2} & \dots & 0_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0_{n,1} & b_{n,2} & \dots & 0_{n,n} \end{bmatrix}$$

[0209]

[0210] 그리고, 사용자 "n"은 NxN 데이터 프레임 $[D_n]$ 을 전송한다.

$$[D_n] = \begin{bmatrix} 0_{1,1} & 0_{1,2} & \dots & n_{1,n} \\ 0_{2,1} & 0_{2,2} & \dots & n_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0_{n,1} & 0_{n,2} & \dots & m_{n,n} \end{bmatrix}$$

[0211]

[0212] 따라서, 사용자들 "a", "b" ... "n" 각각에 의한 데이터 프레임들 $[D_a]$, $[D_b]$... $[D_n]$ 의 전송은 개념적인 NxN OTFS 전송 매트릭스의 전송을 야기하며, 사용자들 각각은 그러한 개념적인 전송 매트릭스의 컬럼들 중 하나와 연관된다. 이러한 방식으로, 각각의 독립적인 사용자 "a", "b"..."n"은, 개념적인 NxN OTFS 전송 매트릭스 내의 그것의 지정된 슬롯(즉, 컬럼) 동안에 그것의 N개의 데이터 엘리먼트들을 전송하고, 그 외에는, 정보를 전송하지 않는다. 이는, 개념적인 NxN OTFS 전송 매트릭스가 단일 송신기에 의해서만 전송된 완전한 데이터 프레임을 나타냈었던 것처럼, 데이터 프레임들 $[D_a]$, $[D_b]$... $[D_n]$ 에 대응하는 신호들이 수신기에서 수신될 수 있게 한다.

수신기에서 그렇게 수신되면, 수신된 데이터 프레임들 $[D_a]$, $[D_b] \dots [D_n]$ 은, 위에서 논의된 방식으로 후에 디컨볼빙될 수 있는 개념적인 $N \times N$ OTFS 전송 매트릭스를 효과적으로 복제한다.

[0213] 도 24는, 선행하는 예와 일치하여, 다수의 사용자들이 개념적인 OTFS 전송 매트릭스의 지정된 컬럼들에서 데이터를 전송할 수 있는 방식을 예시하는 시간/주파수 평면(2400)을 도시한다. 도시된 바와 같이, 시간/주파수 평면(2400)은, 개념적인 OTFS 전송 매트릭스의 제 1 컬럼에서의 데이터의, 제 1 사용자에 의한 전송을 타나내는 제 1 타일(T^0)(2410-1)을 포함한다. 도 24의 실시예에서, 제 1 타일(T^0)(2410-1)은, OTFS 채널의 전체 대역폭(BW)을 포함하고, T_f/N 의 지속기간 동안 연장되며, 여기서, T_f 는 개념적인 OTFS 전송 매트릭스 내의 모든 엔트리들을 전송하기 위해 요구되는 총 시간을 나타낸다. 유사하게, 시간/주파수 평면(2400)은, 제 2 T_f/N 간격 동안에 개념적인 OTFS 매트릭스의 제 2 컬럼에서의 데이터의 제 2 사용자에 의한 전송을 타나내는 제 2 타일(T^1)(2410-2)을 포함한다. 이러한 방식으로, N개의 사용자들 각각에게는, $N \times N$ 개념적인 OTFS 전송 매트릭스 내에 포함된 이들의 각각의 N개의 엘리먼트들을 전송하기 위한 T_f/N 의 시간 간격이 제공된다.

[0214] 도 25는, 선행하는 예와 일치하여, 다수의 사용자들이 개념적인 OTFS 전송 매트릭스의 지정된 로우들에서 데이터를 전송할 수 있는 다른 방식을 예시하는 대안적인 시간/주파수 평면(2400)을 도시한다. 도시된 바와 같이, 시간/주파수 평면(2500)은, 개념적인 OTFS 전송 매트릭스의 제 1 로우 또는 로우들의 제 1 세트에서의 데이터의 제 1 사용자에 의한 전송을 나타내는 제 1 타일(T^0)(2510-1)을 포함한다. 도 25의 실시예에서, 제 1 타일(T^0)(2510-1)은, 제 1 로우들의 수에 대응하는 OTFS 채널의 전체 대역폭(BW)의 제 1 부분을 포함하고, 전송은 전체 지속기간 T_f 동안 연장되며, 여기서, T_f 는 개념적인 OTFS 전송 매트릭스 내의 모든 엔트리들을 전송하기 위해 요구되는 총 시간을 나타낸다. 유사하게, 시간/주파수 평면(2500)은, 대역폭의 제 2 부분을 포함하고 또한 전체 T_f 시간 간격 동안에 전송하는 개념적인 OTFS 매트릭스의 제 2 로우 또는 로우들에서의 데이터의 제 2 사용자에 의한 전송을 타나내는 제 2 타일(T^1)(2510-2)을 포함한다. 이러한 방식으로, 사용자들 각각에게는, $N \times N$ 개념적인 OTFS 전송 매트릭스 내에 포함된 이들의 각각의 N개의 엘리먼트들(또는 N의 정수 배수개의 엘리먼트들)을 전송하기 위한 T_f 의 전체 시간 간격에 대한 대역폭의 부분이 제공된다.

[0215] 도 26은 다수의 사용자들이 앞의 예와 일치하는 개념적인 OTFS 전송 매트릭스의 지정된 컬럼/로우 부분들에서 데이터를 전송할 수 있는 다른 방식을 도시하는 또 다른 시간/주파수 평면(2600)을 도시한다. 도시된 바와 같이, 시간/주파수 평면(2600)은 개념적 OTFS 전송 매트릭스의 하나 또는 그 초과의 제 1 컬럼들 및 하나 또는 그 초과의 제 1 로우들에서의, 사용자에 의한, 데이터의 전송을 나타내는 제 1 타일 T^0 (2610-1)을 포함한다. 도 26의 실시형태에서, 제 1 타일(T^0)(2610-1)은 제 1 타일(2610-1)의 로우들의 수에 비례하는 OTFS 채널의 전체 대역폭(BW)의 일 부분을 포함하고, 전송은 T_f/N 의 지속기간 동안 연장되고, T_f 는 개념적 OTFS 전송 매트릭스 내에서 엔트리들 전부를 전송하기 위해 요구되는 총 시간을 나타내고 $n \leq N$ 은 제 1 타일(2610-1)이 포함하는 로우들의 수를 나타낸다. 유사하게, 시간/주파수 평면(2600)은 제 2 $m T_f/N$ 인터벌 동안 개념적 OTFS 매트릭스의 하나 또는 그 초과의 제 2 컬럼들 및 하나 또는 그 초과의 제 2 로우들에서의, 제 2 사용자에 의한, 데이터의 전송을 나타내는 제 2 타일 T^1 (2610-2)을 포함하며, $m \leq N$ 은 제 2 타일(2610-2)의 로우들의 수를 나타낸다. 이러한 방식으로, 사용자들 각각은 $N \times N$ 의 개념적 OTFS 전송 매트릭스 내에 포함되는 그들의 각각의 엘리먼트들을 전송하기 위해 T_f/N 의 정수배의 시간 인터벌이 제공된다.

[0216] 도 24 내지 도 26의 타일들의 사이즈는 해당하는 사용자에게 제공된 데이터의 양에 비례적으로 대응한다. 따라서, 더 높은 데이터 레이트 요건들을 가진 사용자들은 [D] 매트릭스의 큰 부분과 그에 따라 더 큰 타일들을 수득할 수 있다. 이외에도, 송신기에 더 가까운 사용자들은 [D] 매트릭스의 큰 부분을 수득할 수 있는 동안 사용자들을 폐쇄하고 더 멀리 있는 사용자에게 전송하는 데이터 손실을 최소화하도록 효율적인 전송들의 이점을 취하기 위해 더 멀리 떨어진 사용자들에게 더 작은 부분들이 제공될 수 있다.

[0217] 상이한 송신기들(또는 단순히 다수의 송신기들)을 이용하고 있는 다수의 사용자들은 동일한 프로토콜을 이용하여 동일한 통신들의 링크를 통해 통신할 수 있다. 여기서, 각각의 사용자 또는 송신기는, 예를 들어, 이들 각각의 데이터를 전송하거나 수신하도록 데이터의 N^2 사이즈 프레임에서 작은 수의 데이터 엘리먼트들만을 선택할 수 있다. 일 예로서, 사용자는 그의 목적을 위해서 데이터의 프레임의 하나의 컬럼을 단순히 선택하고 다른 컬럼들

을 제로로 설정할 수 있다. 이후, 사용자의 디바이스는 통상적으로 TFS 데이터 매트릭스들을 계산하고 이들을 전송하고 수신할 것이다.

[0218] 상기 논의된 바와 같이, OTFS 접근법의 하나의 이점은 도플러 시프트들과 주파수 시프트들에 대한 저항이 증가된다. 예를 들어, 많은 경우들에서, OTFS 접근법에 의해 고려되는 더 큰 정도의 시간, 주파수, 및 스펙트럼 정형은 손상된 통신 링크에 걸쳐서 기능하도록 OTFS-장착식 디바이스들의 우수한 능력으로 인한 이러한 시프트들의 어떠한 부정적인 효과들도 크게 완화시킬 것이다. 다른 경우들에서, 국소적으로 손상된 디바이스는 더 큰 정확도로 식별될 수 있고, 기지국 또는 다른 전송 디바이스는 수정 신호들을 손상된 디바이스에 전송하거나, 또는 대안적으로는 손상된 디바이스를 정치시킬 수 있다.

[0219] 채널 손상들에 대한 저항 개선

[0220] 상기 논의된 바와 같이, OTFS 방법의 일 이점은 통신 채널 손상들에 대한 저항이 증가하는 것이다. 이러한 손상들에 대한 저항은, 비정상적인 송신기의 영향(구체적으로, 송신기가 비정상적인 송신기가 차지하는 TFS 데이터 매트릭스의 엘리먼트들에 인접해 있는 TFS 데이터 매트릭스의 엘리먼트들 상에서 도플러 시프트 또는 주파수 시프트를 겪고 있는 것)을 최소화하기 위해서 제 1 $N \times N$ 시간-주파수 시프팅 매트릭스와 제 2 $N \times N$ 스펙트럼 정형 매트릭스를 추가로 선택함으로써 개선될 수 있다. 대안적으로 수신기는 문제를 분석하고, 제 1 $N \times N$ 시간-주파수 시프팅 매트릭스들과 상기 제 2 $N \times N$ 스펙트럼 정형 매트릭스들의 대안적인 세트가 문제를 감소시킬 것인지 여부를 결정하고, 대응하는 변화들이 대응하는 송신기(들)에 대하여 이루어지는 것을 제안 또는 명령할 수 있다.

[0221] 심볼 기반 전력 및 에너지 고려 사항

[0222] OTFS 방법은 또한, 종래의 변조 기술들을 이용하여 이루어질 수 있는 것 보다 전송 거리, 송신기 전력, 및 정보 데이터 레이트 간에 이루어지는 보다 복잡한 트레이드오프들을 가능하게 한다. 이 증가된 유연성은, 각각의 심볼이 종래 기술들이 사용되는 경우에 대하여 각각의 심볼이 상당히 더 많은 수의 인터벌들에 걸쳐 전반적으로 확산되기 때문에 부분적으로 발생한다. 예를 들어, 종래의 시간-분할 멀티플렉싱 통신 시스템들에서, 전송된 심볼당 전력은, 심볼이 하나의 시간 인터벌에만 걸쳐서 전송되기 때문에 상당히 높아야만 한다. 종래의 확산 스펙트럼 통신 시스템들에서, 심볼은 본질적으로 N 개의 인터벌들에 걸쳐 전송되고 있고, 인터벌 당 전력은 상응하게 적다. OTFS 방법이 N^2 개의 상이한 양상들(예를 들어, 파형들, 시간들)을 통해 정보의 비트 또는 심볼을 전송하기 때문에, 양상당 전력이 훨씬 적다. 다른 것들 중에서, 이것은, 일반적으로 특정 시간 인터벌에 걸쳐 특정 파형에만 영향을 주는 임펄스 노이즈의 효과가 작을 것이라는 것을 의미한다. 이것은 또한, OTFS 방법에 의해 인에이블된 증가된 수의 신호 전송 양상들(파형들, 시간들)로 인해서, 특정 통신 링크 장애 상황에 즉시 가장 잘 대응하도록 신호를 최적화할 수 있는 자유도가 더 많다는다는 것을 의미한다.

[0223] OTFS 균등화의 개요

[0224] 이제, 도 27 내지 도 36을 주목하며, OTFS 통신 시스템 내에서 도플러 및 주파수 시프트를 보상하는 다양한 기술들을 설명하기 위해 언급할 것이다. 이제 도 27로 돌아가면, 수신기(2706)는 본원에 설명된 방식으로 수신된 신호의 시간 디컨벌루션을 통한 다양한 타입들의 에코 반사들 또는 다른 채널 왜곡들을 보상하는 예시적인 프로세스가 도시된다. 도 27에서, 무선 송신기(2700)는 상기 설명에 따른 방법들을 이용하여 복소 순환 시간 시프트된 그리고 순환 주파수 시프트된 무선 파형(2702)을 다수의 방향들로 전송한다. 무선 송신기(2700)는, 예를 들어, 도 4의 OTFS 송신기(405)를 이용하여 실현될 수 있다. 이러한 신호들(2704) 중 일부는 수신기(2706)로 직접 진행한다. 수신기(2706)은, 예를 들어, 도 4의 OTFS 수신기(455)일 수 있다. 다른 신호들(2708)은 무선 반사기, 이를 테면 빌딩(2707)에 의해 반사될 수 있다. 이러한 "에코" 반사들(2710)은 수신기(2706)에 도달할 더 먼 거리를 이동하고, 따라서 결국에는 지연 시간이 있다. 그 결과, 수신기(2706)는 원래 신호(2704)와 에코 파형들(2710) 둘 모두의 합산인 왜곡된 신호(2712)를 수신한다.

[0225] 전송된 신호(2702)의 일 부분이 순환 시간 시프트된 파형이기 때문에, 도 4의 후치-등화기(480)와 같은, 수신기에서의 시간 디컨벌루션 디바이스(2714)는 파형들의 순환 시간 변화 패턴들을 분석하고 적절한 보상을 실시한다. 도 27의 실시형태에서, 이 분석은 일 타입의 패턴 매칭 또는 등가물과 다양한 시간-시프트 버전들로 다시 왜곡된 수신 신호의 분해를 포함할 수 있다. 이러한 시간-시프트 버전들은, 예를 들어, 직접 신호들(2704)에 해당하는 제 1 시간-시프트 버전(2716)과 반사된 신호(2710)에 대응하는 제 2 시간-시프트 버전(2718)을 포함할 수 있다. 시간 디컨벌루션 디바이스(2714)는 또한, 시간 지연된 에코 신호(2718, 2710)를 원래 즉 직접 신호(2716, 2704)와 일치시키기 위해서 필요한 시간-오프셋(2720)을 결정할 수 있다. 여기서 시간 디컨벌루션

파라미터로 지정되는 이 시간 오프셋 값(2720)은 송신기(2700)와 수신기(2706)에 대한 에코 위치(들)의 상대적인 위치에 관해 유용한 정보를 제공할 수 있다. 이 파라미터는 또한, 시스템이 송신기와 수신기 사이에 발생하는 신호 손상을 중 일부를 특징으로 하는 것을 도울 수 있다.

[0226]

도 28은, 에코 반사들과 주파수 시프트들(이 예에서, 도플러 효과 주파수 시프트들) 둘 모두를 보상하기 위해 수신기(2806)(이를 테면, OTFS 수신기(455))가 수신된 신호의 시간 및 주파수 보상 둘 모두를 하도록 돋는데 유용할 수 있는 순환 시간 시프트 과형들과 순환 주파수 시프트 과형들 둘 모두를 전송하는 방법의 예를 도시한다. 도 28에서, 이동하는 무선 송신기(2800)(이를 테면, OTFS 송신기(405))는 재차, 다수의 방향들에서, 복소 순환 시간 시프트 및 순환 주파수 시프트 무선 과형(2802)을 전송하고 있다. 표현의 단순화를 위해서, 송신기(2800)는 수신기(2806)에 직각으로 이동하고 있으므로, 수신기를 향하여 이동하지도 수신기에서 멀어지지도 않으며, 따라서, 수신기(2806)에 대한 도플러 주파수 시프트들도 존재하지 않는다는 것이 가정된다. 송신기(2800)가 무선 반사기, 이를 테면, 빌딩(2807)을 향하여 이동하고 있고, 따라서 원래의 무선 과형(2802)이 도플러 효과에 의해 수정될 것이고, 이로써, 과형(2802)의 주파수들이 반사기(2807)에 대하여 더 높은 주파수(청색 시프트)를 향하여 시프팅한다는 것을 추가적으로 가정한다.

[0227]

이와 같이, 수신기(2806)에 충돌하는 직접 신호들(2804)은, 이 예에서, 주파수 시프트되지 않을 것이다. 그러나, 무선 반사기, 여기서 또 빌딩(2807)으로부터 바운스 오프된 도플러-시프트된 무선 신호들(2808)은 더 높은 주파수 시프트된 형태로 에코 오프될 것이다. 이러한 더 높은 주파수 시프트된 "에코" 반사들(2810)은 또한 여전히, 수신기(2806)에 도달하기 위해 더 먼 거리를 이동해야 하고, 따라서, 결국에는 또한 시간 지연이 역시 있게 된다. 그 결과, 수신기(2806)는 시간 및 주파수 시프트된 에코 과형들(2810)이 있는 직접 신호(2804)를 합산하는 것으로 인해 왜곡되는 신호(2812)를 수신한다.

[0228]

그러나, 상술되었던 바와 같이, 본원에 기술된 OTFS 기술들은 순환 시간 시프트 및 주파수 시프트 과형들의 송신을 이용할 수 있다. 그에 따라, 수신기(2806) 내의 시간 및 주파수 디컨벌루션 디바이스(2814)(대안적으로 시간 및 주파수 적응 등화기, 이를 테면, 도 4의 OTFS 복조기(460) 및 OTFS 후치-등화기(480))는 이러한 과형들을 다양한 시간-시프트 및 주파수 시프트된 버전들로 다시 분해하기 위해서 과형들의 순환 시간 변화 및 주파수 변화 패턴들을 평가할 수 있다. 이러한 버전들 중에 포함된 것은 직접 신호(2804)에 해당하는 제 1 버전(2816)과 주파수 시프트 에코 과형(2810)에 해당하는 제 2 버전(2818)이다. 일 실시형태에서, 이 평가와 분해는 패턴 매칭 또는 관련 기술들을 이용하여 실시될 수 있다. 동시에, 시간 및 주파수 디컨벌루션 디바이스(2814)는 또한, 상기 언급된 시간 디컨벌루션 파라미터와 주파수 오프셋 값(2822)(본원에서 주파수 디컨벌루션 파라미터로도 또한 지정될 수 있음)을 결정할 수 있다. 이러한 파라미터들은 전송기(2800)와 수신기(2806)에 대하여 에코 위치(들)의 상대적인 위치에 관하여 유용한 정보를 제공할 수 있고, 또한, 송신기와 수신기 간에 발생하는 신호 손상을 중 특정 손상의 정의(characterization)를 가능하게 할 수 있다.

[0229]

시간 및 주파수 디컨벌루션들 둘 모두의 순효과는, 잠재적으로 서로 다른 거리들 및 서로에 대한 속도들에 존재하는 송신기, 수신기, 및 에코 소스들에 인가 될 때, 수신기가 손상된 신호를 적절하게 해석할 수 있게 하는 것이다. 여기서, 일차 신호에서 수신된 에너지가 너무 낮아서 적절한 해석을 할 수 없는 경우에도, 신호들의 시간 및/또는 주파수 시프트 버전들로부터의 에너지는 신호 버전들에 대해 적절한 시간 및 주파수 오프셋들 또는 디컨벌루션 파라미터의 인가 시에 일차 신호에 부가될 수 있음으로써, 수신기에서 노이즈가 더 적어지게 하고 신호는 더 신뢰할 수 있게 한다. 추가적으로, 시간 및 주파수 컨벌루션 파라미터들은 송신기 및 수신기뿐만 아니라 송신기와 수신기 사이의 다양한 속도들에 대하여 에코 위치(들)의 상대적인 위치들과 속도들에 대한 유용한 정보를 포함할 수 있고, 또한, 시스템이 송신기와 수신기 사이에서 발생하는 신호 손상을 중 일부를 특징으로 하도록 도울 할 수 있다.

[0230]

이와 같이, 일부 구현들에서, 본원에 설명된 OTFS 시스템들은 또한, 에코 반사들과 주파수 오프셋들 중 하나 또는 이들의 조합으로 인해서, 이러한 반사들과 오프셋들과 연관된 다수의 신호들이, 수신기가 N^2 개의 합산-심볼-가중 순환 시간 시프트 및 주파수 시프트 과형들의 시간 및/또는 주파수 시프트 버전들을 나타내는 시간 및/또는 주파수 컨벌브드 합성 신호를 수신하게 하는, 개선된 수신기를 제공하는 방법을 제공할 수 있다. 여기서, 개선된 수신기는 추가로, 이러한 에코 반사들과 결과적으로 발생된 시간 및/또는 주파수 오프셋들을 보정하기 위해서 시간 및/또는 주파수 컨벌브드 신호를 시간 및/또는 주파수 디컨벌브시킬 것이다. 이것은, 시간 및 주파수 디컨벌브드 결과들(즉, 신호들, 즉, 통상적으로 훨씬 더 높은 품질의 신호와 더 낮은 품질의 신호 대 잡음비)뿐만 아니라, 논의될 바와 같이, 수 많은 다른 목적들을 위해 유용한 다양한 시간 및 주파수 디컨벌루션 파라미터들 둘 모두를 발생시킬 것이다.

[0231] 그러나, 다른 응용예들의 더욱 상세한 논의로 진행하기 전에, 다양한 파형들을 먼저 더 상세하게 논의하는 것이 유용하다.

[0232] 본 명세서에 설명된 OTFS 시스템들 및 방법들의 실시예들은 일반적으로, 복수의 데이터 심볼들을 하나 또는 그 초과의 $N \times N$ 심볼 매트릭스들로 분배하며, 송신기의 신호 변조를 제어하도록 이를 하나 또는 그 초과의 $N \times N$ 심볼 매트릭스들을 사용함으로써 생성된 파형들을 이용한다. 본 명세서에서, 각각의 $N \times N$ 심볼 매트릭스에 대해, 송신기는, 매트릭스 U 에 따라 결정된 N 개의 순환적으로 시간 시프트된 및 N 개의 순환적으로 주파수 시프트된 파형들의 모든 순열(permuation)들의 N^2 -사이즈 세트로부터 선택되는 N 개의 파형들을 가중하기 위해 각각의 데이터 심볼을 사용할 수도 있으며, 따라서, 각각의 데이터 심볼에 대해 N 개의 심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 및 순환적으로 주파수 시프트된 파형들을 생성한다. 이러한 인코딩 매트릭스 U 는, 대응하는 역 디코딩 매트릭스 U^H 를 갖는 $N \times N$ 단위 매트릭스이도록 선택된다. 방법은 추가적으로, $N \times N$ 심볼 매트릭스 내의 각각의 데이터 심볼에 대해, N 개의 심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 및 순환적으로 주파수 시프트된 파형들을 합산할 것이며, N^2 개의 합산-심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 및 순환적으로 주파수 시프트된 파형들을 생성한다. 송신기는, N 개의 시간 블록들 또는 주파수 블록들의 임의의 결합을 통해, N 개의 합성 파형들로서 구성된 이들 N^2 개의 합산-심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 및 순환적으로 주파수 시프트된 파형들을 송신할 것이다.

[0233] 상술된 바와 같이, 다양한 파형들은 통신 링크를 통해 (최대 N_2 개의 데이터 심볼들 또는 엘리먼트들의 매트릭스로 구성된) 적어도 하나의 데이터 프레임 [D]을 송신 및 수신하는데 사용될 수 있다. 본 명세서에서, 각각의 데이터 심볼은 기본 파형으로부터 도출된 (대응하는 파형으로 지정된) 고유 파형을 할당받을 수도 있다.

[0234] 예를 들어, 데이터 매트릭스 [D]의 데이터 심볼들은, 기본 파형의 시간 및 주파수 순환 시프트의 데이터 심볼 특정 결합을 갖는 길이 N 의 시간 슬라이스들의 이러한 기본 파형으로부터 도출되는 고유 파형(대응하는 파형)에 각각의 데이터 심볼을 할당함으로써, 순환적으로 변하는 시간 및 주파수 시프트들의 범위에 걸쳐 확산될 수도 있다(본 명세서에 설명된 실시예들에서, N 개의 시간 슬라이스들의 세트는 이러한 파형을 송신하는데 요구되는 시간에 대응하고, 또한 시간 블록으로 지정됨).

[0235] 일 실시예에서, 데이터 프레임 [D] 내의 각각의 심볼은 자신의 대응하는 파형과 결합되며, 일련의 N^2 개의 가중된 고유 파형들을 생성한다. 하나의 확산 시간 간격(또는 시간 블록 간격)에 걸쳐, 데이터 프레임 [D] 내의 각각의 데이터 심볼에 대응하는 모든 N^2 개의 가중된 고유 파형들은 동시에 결합 및 송신된다. 추가적으로, 하나의 시간 블록(N 개의 시간 슬라이스들)의 길이(또는 지속기간)의 상이한 고유 기본 파형은, 각각의 연속하는 시간-확산 간격(연속하는 시간 블록)에 대해 사용될 수도 있다. 따라서, 하나의 시간 블록에 대응하는 상이한 고유 기본 파형은 각각의 연속하는 시간-확산 간격에 대해 사용될 수도 있으며, N 개의 고유 파형들의 이러한 세트는 일반적으로 정규직교(orthonormal) 기반을 형성한다. 본질적으로, [D]의 각각의 심볼은, 모든 N 개의 시간 블록들에 걸쳐 또는 대안적으로는 시간 블록들 및 주파수 블록들(예를 들어, 할당된 주파수 범위들)의 몇몇 결합에 걸쳐 반복적으로 (부분적으로) 송신된다.

[0236] 시간의 각각의 블록에 걸쳐 데이터를 수신하기 위해, 수신된 신호는, 그 특정한 시간 블록에 대한 송신기에 의해 각각의 데이터 심볼에 이전에 할당된 모든 N^2 개의 파형들의 대응하는 세트와 상관된다. 이러한 상관을 수행할 시에, 수신기는 N^2 개의 데이터 심볼들의 각각의 심볼에 대해 고유 상관 스코어(score)를 생성할 수도 있다. 이러한 프로세스는, 모든 N 개의 블록들이 수신될 때까지 시간 블록들 및 주파수 블록들의 몇몇 결합에 걸쳐 반복될 것이다. 따라서, 본래의 데이터 매트릭스 [D]는, 각각의 데이터 심볼에 대해, N 개의 시간 블록들 또는 주파수 블록들에 걸쳐 상관 스코어들을 합산함으로써 수신기에 의해 재생성될 수 있으며, 상관 스코어들의 이러한 합산은 데이터 프레임 [D]의 N^2 개의 데이터 심볼들을 전치-등화할 것이다.

[0237] 몇몇 실시예들에서, 송신 시간을 가속화시키기 위해, 이를 N 개의 시간 블록들 중 몇몇은 비-연속적으로 송신될 수도 있거나, 대안적으로, 이를 N 개의 시간 블록들 중 몇몇은 전체적으로 상이한 주파수 범위로 주파수 시프팅될 수도 있고, N 개의 시간 블록들의 본래의 세트로부터 다른 시간 블록들과 병렬로 송신될 수도 있음을 유의한다. 이것은, 도 29를 참조하여 추후에 더 상세히 설명된다.

[0238] 포커스가 기본(underlying) 순환적으로 시간 시프트된 및 순환적으로 시프트된 파형들로 지향될 수 있기 위해, 상술된 OTFS 방법들의 하나의 실시예의 상세한 양상들이 다소 일반화될 수도 있고, 간략화된 형태로 또한 설명될 수도 있다. 예를 들어, N 개의 순환적으로 시간 시프트된 및 N 개의 순환적으로 주파수 시프트된 파형들의 모

든 순열들의 N^2 개의 세트로부터 선택하는 동작은, 선택적인 순열 연산 P 뿐만 아니라 상술된 다른 단계들에 적어도 부분적으로 대응할 수도 있다. 부가적으로, N개의 순환적으로 시간 시프트된 및 N개의 순환적으로 주파수 시프트된 파형들의 모든 순열들의 N^2 개의 세트는, 예를 들어, 이산 퓨리에 변환(DFT) 매트릭스 또는 이산 퓨리에 역변환 매트릭스(IDFT)에 의해 적어도 부분적으로 설명되는 것으로 이해될 수도 있다. 이러한 DFT 및 IDFT 매트릭스는, 예를 들어, 실수 또는 복소수의 시퀀스를 취하고 그들을 일련의 상이한 파형들로 변조하기 위하여 송신기에 의해 사용될 수 있다.

[0239] 이제 특정한 예를 고려하면, DFT 매트릭스(예를 들어, 도 18의 DFT 매트릭스)의 개별 행들은, N개의 순환적으로 시간-시프트된 및 주파수-시프트된 파형들의 세트를 포함하는 퓨리에 벡터를 생성하기 위해 각각 사용될 수도 있다. 일반적으로, 퓨리에 벡터들은 다음과 같이, 복소 정현파 타입을 생성할 수도 있으며,

$$X_j^k = e^{\frac{(-i*2*\pi*j*k)}{N}}$$

[0240]

[0241] 여기서, NxN DFT 매트릭스 [X]에 대해, X_j^k 는 DFT 매트릭스의 k행 j열 내의 퓨리에 벡터의 계수이고, N은 열들의 수이다. 이러한 퓨리에 벡터의 생성들은, OTFS 시스템에서의 사용에 적합한 다양한 시간 시프트된 및 주파수 시프트된 파형들이 생성될 수도 있는 방식의 하나의 예를 표현하는 것으로 고려될 수도 있다.

[0242] 예를 들어 및 상술된 바와 같이, 도 10은, 송신기가 데이터를 인코딩 및 송신하기 위해 사용할 수 있는 순환 콘볼루션 방법의 일 예의 다이어그램을 도시한다. 도 10에서, 다양한 $[b^m * X^k]$ 컴포넌트들의 합산이 또한 "합성 파형"으로 지칭될 수 있다. 결과적으로, 도 10에 따르는 실시예에서, 심볼들의 완전한 [D] 매트릭스는 최종적으로, N개의 합성 파형들로서 송신될 것이다.

[0243] 상술되었지만, 도 12는 또한, 수신된 데이터를 디코딩하는데 사용될 수 있는 순환적인 디콘볼루션 방법의 다이어그램을 제공하는 것으로 이해될 수도 있다. 더 상세하게, 특히 $[U_1]$ 이 길이 N의 순환적으로 순열된 르장드르 수로 구성되는 경우, 데이터를 디콘볼루션하고 데이터를 재생성하는 프로세스는 대안적으로, 도 10을 참조하여 설명된 바와 같이 송신기에 의해 이전에 콘볼빙(convolve)(인코딩)된 송신된 데이터의 순환 디콘볼루션(순환 디코딩)인 것으로 이해될 수 있다. 도 12의 실시예에서, $\sim d^0$, $\sim d^k$, $\sim d^{N-1}$ 엘리먼트들은, (송신된 데이터 벡터(1000)에 대응하는) [D] 매트릭스의 데이터 벡터(1200) 컴포넌트의 재생성된 심볼들(심볼들)을 표현하고, b^m 계수들은 또한 $[U_1]$ 매트릭스의 베이스 벡터(1002) 컴포넌트들을 표현하며, X_j^k 계수들은 또한 $[U_2]$ 매트릭스의 퓨리에 벡터(1004) 컴포넌트들을 표현하는 것으로 이해될 수 있다. 여기서, $(R_m)(1202)$ 은 수신기에 의해 수신 및 복조되는 누산된 신호(1010)의 일부이다.

[0244] 도 24-26을 참조하여 상술된 바와 같이, 데이터 매트릭스 [D]의 행들(주파수 오프셋들) 및 열들(시간 오프셋들)을 비례시키기 위한 상이한 텔팅 방식들은, 다수의 사용자들이 동일한 데이터 매트릭스 [D]에서 다수의 시간/주파수 오프셋 블록들에 걸쳐 데이터를 송신하기 위해 제공하도록 이용될 수 있다. 이들 텔팅 방식들은, 송신기 및 수신기가 경험하고 있는 모션 및 반사된 신호들의 타입(들) 및 결과적인 시간 및 주파수 오프셋들에 의존하여, 상이하게 이용될 수 있다. 상이한 시간/주파수 블록들을 이용하기 위한 몇몇 예시적인 방법들이 이제 도 29-30을 참조하여 설명될 것이다.

[0245] 이제 도 29를 참조하면, 일련의 N개의 연속하는 시간 블록들(즉, 그 사이에 어떠한 다른 블록들도 존재하지 않음)로서 송신될 수 있는 다양한 송신된 파형 블록들(2900)이 도시되어 있다. 이들 연속하는 시간 블록들은 인접한 시리즈(2902)(즉, 다양한 파형 블록들 사이에 최소의 갭 또는 어떻나 시간 갭들도 존재하지 않음)일 수 있거나, 그 시간 블록들은 드물게 인접한 시리즈(2904)(즉, 다양한 파형 블록들 사이에 시간 갭들을 가짐)일 수 있으며, 이들은 몇몇 실시예들에서, 동기화, 핸드 쉐이킹(hand shaking), 다른 사용자의 송신기들을 청취, 채널 평가 및 다른 목적들을 위해 사용될 수도 있다. 대안적으로, 다양한 파형 시간 블록들은, 시리즈(2910)에 도시된 바와 같은 인접한 또는 드물게 인터리빙된 방식으로 (몇몇 경우들에서, 상이한 송신기들로부터의 것일 수도 있는) 하나 또는 그 초과의 상이한 심볼 매트릭스들(2906, 2908)로부터의 블록들과 시간-인터리빙되게 송신될 수 있다.

[0246] 또 다른 대안으로서, 다양한 파형 시간 블록들 중 몇몇은, 전체적으로 상이한 주파수 대역들 또는 범위들(2912,

2914, 2916)로 주파수 전치(transpose)될 수도 있다. 이것은 송신 시간을 가속화시킬 수 있는데, 이는, 이제 다수의 과형 시간 블록들이 이제 상이한 주파수 블록들로서 동일한 시간에서 송신될 수 있기 때문이다. 시간/주파수 오프셋 타일들(2918 및 2920)에 도시된 바와 같이, 그러한 다수의 주파수 대역 송신들은 또한, 인접한, 드물게 인접한, 인접하여 인터리빙된 또는 드물게 인접하여 인터리빙된 방식으로 행해질 수 있다. 여기서, (2922 및 2928)은 제 1 주파수 범위(2912)에서의 하나의 시간 블록을 표현하고, (2924 및 2930)은 주파수 범위(2912)에서의 다음의 시간 블록을 표현한다. 여기서, 상이한 주파수 캐리어 파들에 따라 신호를 변조함으로써, 간략히 설명될 바와 같이, 다양한 주파수 범위들(2912, 2914, 및 2916)이 형성될 수 있다. 따라서, 예를 들어, 주파수 범위 또는 대역(2912)은 1GHz 주파수 캐리어 파를 변조함으로써 송신될 수도 있고, 주파수 범위 또는 대역(2914)은 1.3GHz 주파수 캐리어 파를 변조함으로써 송신될 수도 있고, 대역(2915)은 1.6GHz 주파수 캐리어 파를 변조함으로써 송신될 수도 있는 등의 식이다.

[0247] 상이하게 나타내면, 상술된 N^2 개의 합산-심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 및 순환적으로 주파수 시프트된 과형들로부터 도출된 N개의 합성 과형들 그 자체는, 적어도 N개의 시간 블록들에 걸쳐 송신될 수도 있다. 이들 N개의 시간 블록들은, 시간(예를 들어, (2902, 2904))에서 연속적으로 송신되거나 대안적으로는, 제 2 및 상이한 NxN 심볼 매트릭스로부터 N개의 시간 블록들과 시간-인터리빙되게 송신될 수도 있다.

[0248] 도 30은, 송신기에 의해 송신된 다양한 합성 과형 블록들이 하나 또는 그 초파의 더 넓은 주파수 범위들에 걸쳐 더 짧은 지속기간 시간 블록들로서, 또는 하나 또는 그 초파의 더 협소한 주파수 범위들에 걸쳐 더 긴 지속기간 시간 블록들로서 송신될 수 있다는 것을 도시한다. 즉, 도 30은, OTFS 방법의 실시예들의 사용을 통해 이용가능하게 되는 주파수 대역폭과 시간 시아의 예시적인 트레이드오프들을 도시한다. 시간/주파수 타일(2940)에서, 각각의 주파수 범위(2912, 2914, 및 2916)에 대한 이용가능한 대역폭이 비교적 크지만, (2942)에서, 각각의 주파수 범위(2932, 2934 및 2936)에 대한 이용가능한 대역폭은 상당히 작다. 본 명세서에서, OTFS 방식은, 시간 블록 당 더 많은 시간을 허용함으로써, 더 협소한 주파수 범위들을 보상할 수 있다. 따라서, 이용가능한 높은 대역폭을 갖는 시간/주파수 타일(2940)에서, 시간 블록들(2922 및 2924)이 더 짧아질 수 있을 때, 이용가능한 더 낮은 대역폭을 갖는 시간/주파수 타일(2942)에서, 합성 과형을 송신하기 위한 시간 블록들(2926)은 길어진다.

[0249] 도 29 및 도 30 둘 모두에 대해, 오직 하나의 기본적인 캐리어 주파수만이 존재하면, 모든 N개의 블록들이 N개의 시간 블록들로서 시간에서 연속적으로 송신된다. 이용가능한 N개 미만의 다수의 기본적인 캐리어 주파수들이 존재하면, 모든 N개의 블록들은 N개의 시간 블록들 및 N개의 주파수 블록들의 몇몇 결합으로서 송신될 수 있다. 이용가능한 N 또는 그 초파의 기본적인 주파수들이 존재하면, 모든 N개의 블록들은 1개의 시간 블록의 지속기간에 걸쳐 N개의 주파수 블록들로서 송신될 수 있다.

[0250] 이제 주의(attention)가 다시 도 21로 지향되며, 예시적인 전치-등화 방식을 설명할 시에 도 21에 대한 참조가 행해질 것이다. 상술되었던 바와 같이, 송신기(2100)는, 일련의 N개의 연속적인 과형 시간 블록들을 송신하도록 구성되며, 여기서, 각각의 시간 블록을 N개의 시간 슬라이스들의 세트를 포함한다. 모든 각각의 연속적인 시간 슬라이스 동안, OTFS 매트릭스(2108)로부터의 하나의 엘리먼트가 변조 회로(2104)를 제어하는데 사용될 수 있다. 또한 상술되었던 바와 같이, 변조 방식은, 엘리먼트가 자신의 실수 및 허수 캠포넌트들로 분리되고, 절단 및 필터링되며, 그 후, 사용되어, 사인 및 코사인 생성기의 동작을 제어하여, 합성 아날로그 과형(2120)을 생성할 것이다. 전체의 본래의 NxN 데이터 심볼 매트릭스 [D]가 송신되는 시간에 의한 총(net) 효과는, N개의 합성 과형들로서 구성되는 N^2 개의 합산-심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 및 순환적으로 주파수 시프트된 과형들의 형태로 데이터를 송신하는 것이다.

[0251] 몇몇 실시예들에서, 송신기(2100)는, 도 4의 전치-등화기(410)에 의해 통상적으로 수행되는 전치-등화 동작을 추가적으로 구현할 수도 있으며, 그 동작은, [D] 매트릭스를 아날로그 변조 회로(2102)에 제공하기 전에 그것을 프로세싱하는 것을 수반한다. 이러한 전치-등화 동작이 수행되는 경우, 송신기(2100)는 전치-등화된 OTFS 신호들(2130)을 출력하며; 그렇지 않으면, 송신기는 간단히 OTFS 신호들(2120)을 출력한다. 예를 들어, OTFS 신호(2120)가 특정한 에코 반사들 및/또는 주파수 시프트들을 겪는다는 것을 송신기(2100)와 통신하는 수신기가 검출할 경우, 전치-등화 동작이 수행될 수도 있다. 그와 같이 그러한 에코 반사들 및/또는 주파수 시프트들을 검출할 시에, 수신기는, 그러한 반사들 및 시프트들에 관련된 교정(corrective) 정보를 송신기에 송신할 수도 있다. 그 후, 전치-등화기(410)는, 이를 에코 반사들 및/또는 주파수 시프트를 보상하기 위해, 후속하여-송신된 전치-등화된 OTFS 신호들을 형상화할 수도 있다. 따라서, 예를 들어, 수신기가 에코 지연을 검출하면, 전치-등화기(410)는 반-에코(anti-echo) 소거 과형을 갖는 신호를 전송할 수도 있다. 유사하게, 수신기가 주파수 시프

트를 검출하면, 전치-등화기(410)는, 송신된 전치-등화 신호(2130)로 보상적인 역 주파수 시프트를 도입시킬 수 있다.

[0252] 도 31은 에코 반사들 및 주파수 시프트들의 효과들을 보상하도록 동작하는 예시적 수신기 프로세싱 섹션(3110)을 예시한다. 도 31을 참조하면, 수신기 프로세싱 섹션(3110)은 사이클릭 디컨볼루션 프로세싱 블록(3106) 및 등화기(3102)를 포함한다. 등화기(3102)는 일련의 산술 연산들을 수행하며, 에코 반사들 및 주파수 시프트들이 기초 신호(underlying signal)를 왜곡한 범위에 관련된 정보를 또한 제공할 수 있는 등화 파라미터들(3108)을 출력한다. 등화기(3102A)는, 예를 들어, 적응적 등화기일 수 있다.

[0253] 도 31에서, 송신이, 앞서 도 27 및 도 28에 도시된 바와 같이, 다양한 에코 반사들 및/또는 주파수 시프트들에 의해 왜곡되었기 때문에, 합성 송신 파형이 다양한 에코 반사들 및/또는 주파수 시프트들을 가진다고 가정된다. 이것은 왜곡 파형(3100)을 생성하고, 왜곡 파형(3100)은 간략성을 위해 단순한 에코 반사 지연 왜곡을 통해 표현된다. 도 31에서, 등화기(3102)는 왜곡된 파형(3100)을 분석함으로써 각각의 왜곡을 감소시키거나 실질적으로 제거하도록 구성되며, 원래의 합성 파형이 N개의 순환적으로 시간 시프트되고 그리고 N개의 순환적으로 주파수 시프트된 파형들로 구성되었다는 지식에 의해 보조되고, 어떤 종류의 시간 오프셋들 및 주파수 오프셋들이, 왜곡된 파형(3100)을 도 31에서 디컨볼브된(deconvolved) 파형(3104)으로서 표현된, 원래의 파형의 근접한 표현으로 최적으로 다시 디컨볼브할 것인지를 결정한다. 등화기(3102)에 의해 수행되는 등화 동작들은 사이클릭 디컨볼루션 디바이스(3106)에 의해 대안적으로 수행될 수 있다.

[0254] 일 실시예에서, 등화기(3102)는 왜곡된 파형을 등화하는 프로세스 동안 한 세트의 등화 파라미터들(3108)을 생성한다. 예를 들어, 원래의 파형이 시간 t_{offset} 만큼 그리고 원래의 파형 및 t_{offset} 에코 파형이 수신기에 도달하는 시간만큼 오직 단일 에코 반사 오프셋에 의해서만 왜곡된 단순한 경우에, 결정적 왜곡된 신호(3100)는, 예를 들어, 약 90%의 원래의 파형 및 10%의 t_{offset} 에코 파형일 수 있으며, 그 다음, 등화 파라미터들(3108)은 90%의 원래의 그리고 10%의 에코 신호 믹스(mix) 둘 모두뿐만 아니라, t_{offset} 값을 출력할 수 있다. 통상적으로, 물론, 실제 왜곡된 신호(3100)는 다수의 다양한 시간 및 주파수 오프셋 컴포넌트들로 구성될 수 있고, 여기서 다시, 이 왜곡을 클린(clean)하는 것과 더불어, 등화기(3102)는 또한, 신호(3100)의 다양한 컴포넌트들의 다양한 시간 오프셋들, 주파수 오프셋들 및 비율 믹스(percentage mix)를 송신기 및/또는 수신기에 보고할 수 있다.

[0255] 도 29 및 도 30에서 앞서 논의된 바와 같이, N개의 시간 블록들에서의 다양한 합성 파형들은 다양한 방식들로 송신될 수 있다. 시간 연속적 송신, 즉, (흔히, 핸드쉐이킹 또는 다른 제어 신호들에 대해 선택적으로 이용될 수 있는 시간 캡 만큼) 제 2 시간 블록 및 그 다음, 제 3 시간 블록에 선행하는 제 1 블록과 더불어, 합성 파형들의 다양한 블록들은 다른 방식들에 의해 송신될 수 있다.

[0256] 일부 실시예들에서, 예를 들어, 다수의 송신기들 그리고 잠재적으로 또한 다수의 수신기들이 존재할 수 있는 네트워크 시스템에서, 하나 초과의 인코딩 방법을 이용하여 다양한 송신들로부터 데이터를 송신하는 것이 유용할 수 있다. 여기서, 예를 들어, N개의 시간 블록들의 제 1 세트는 제 1 유니타리 행렬 $[U_1]$ 을 이용하여 제 1 송신기로부터의 제 1 NxN 심볼 행렬로부터 발신되는 데이터 심볼들을 송신할 수 있다. N개의 시간 블록들의 제 2 세트는 제 2 유니타리 행렬 $[U_2]$ 을 이용하여 제 2 송신기로부터의 제 2 NxN 심볼 행렬로부터 발신되는 데이터 심볼들을 송신할 수 있다. 실시예에 따라, $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 는 동일하거나 또는 서로 다를 수 있다. 제 1 송신기로부터 발신되는 신호들이 서로 다른 장애들(예를 들어, 서로 다른 에코 반사들, 서로 다른 주파수 시프트들)에 당면할 수 있기 때문에, 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들의 일부 방식들은 다른 것들보다 더 양호하게 동작할 수 있다. 따라서, 이 파형들뿐만 아니라, 유니타리 행렬들 $[U_1]$ 및 $[U_2]$ 은 이 특정 에코 반사들, 주파수 오프셋들 및 제 1 송신기, 제 2 송신기 및/또는 수신기의 시스템 및 환경의 다른 신호 장애들의 특성들에 기초하여 선택될 수 있다.

[0257] 예로서, 도 31에 따라 등화를 구현하도록 구성되는 수신기는, 자신이 유도한 등화 파라미터들(3108)에 기초하여, 이러한 수신기에 의해 경험되는 조건들 및 현재 환경을 고려하여 우수한 동작을 제공하도록 의도되는 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들의 대안적 세트를 제안하도록 선출(elect)할 수 있다. 이러한 경우, 수신기는 이 제안(또는 커맨드)을 대응하는 송신기(들)에 송신할 수 있다. 이러한 타입의 "핸드쉐이킹"은 원하는 임의의 타입의 신호 송신 및 인코딩 방식을 이용하여 이루어질 수 있다. 따라서, 다수의 송신기 및 수신기 환경에서, 각각의 송신기는 자신의 의도된 수신기가 송신기와 수신기 사이의 통신들 채널을 통해 송신기와 수신기 사이의 통신에 고유한 장애들에 최적으로 대처할 수 있도록 자신의 신호를

최적화하려고 시도할 수 있다.

[0258] 일부 경우들에서, 많은 양의 데이터를 송신하기 이전에 또는 원하는 임의의 시간에, 주어진 송신기 및 수신기는 송신기 및 수신기의 시스템 및 환경의 다양한 에코 반사들, 주파수 시프트들 및 다른 장애들을 더 직접적으로 테스트하는 것을 선택할 수 있다. 이것은, 예를 들어, 복수의 데이터 심볼들이 수신기에 공지된 테스트 심볼들인 것으로 선택되는 경우(예를 들어, 수신기는 이 특정 테스트 심볼들의 기록을 저장할 수 있음) 송신기가 테스트 신호를 전송하게 함으로써 이루어질 수 있다. 이러한 경우 수신기가 임의의 장애의 부재 시 자신이 어떤 종류의 신호를 수신하여야 하는지를 정확하게 인식할 것이기 때문에, 등화기(3102)는 일반적으로, 수신기가 이러한 인식이 부족한 경우와 관련하여, 수신기에 의한 이용을 위해 훨씬 더 정확한 시간 및 주파수 등화 파라미터들(3108)을 제공할 수 있을 것이다. 따라서, 이러한 경우 등화 파라미터들은 적용가능한 송신기(들) 및 수신기의 시스템 및 환경의 에코 반사들, 주파수 오프셋들 및 다른 신호 장애들의 특성에 관한 훨씬 더 정확한 정보를 제공한다. 이 더 정확한 정보는 적용가능한 송신기(들)가 현재 상황에 더 적합한(예를 들어, U 행렬들에 대한) 통신 방식들의 이용을 위해 시프트하도록 제시 또는 커맨드(command)하기 위해 수신기에 의해 이용될 수 있다.

[0259] 일부 실시예들에서, 송신기가 무선 송신기이고, 수신기가 무선 수신기이며, 주파수 오프셋들이 도플러 효과들에 의해 야기될 때, 디컨볼루션 파라미터들, 즉, 에코 반사들 및 주파수 오프셋들의 특성들의 더 정확한 결정은 송신기 및 수신기의 환경에서 적어도 하나의 오브젝트(object)의 위치 및 속도를 결정하기 위해 이용될 수 있다.

OTFS 등화 기법들의 예들

[0262] 이 섹션은 일반적 OTFS 등화 접근법 및 위에서 논의된 장치와 일관하여 구현될 수 있는 다수의 예시적 OTFS 등화 기법들의 설명을 포함한다. 그러나, 이러한 예시적 기법들을 설명하기 이전에, 이 OTFS 등화 기법들의 논의를 위해 적절한 문맥을 제공하기 위하여, OTFS-변조된 신호들의 송신 및 수신의 양상들의 개요가 제공된다.

[0263] 이제, OTFS 신호 송신 및 수신의 이러한 개요로 터닝하여, 마이크로프로세서-제어된 송신기가 심볼들을 다양한 NxN 행렬들 [D]의 다양한 엘리먼트들로 재패키징 또는 분배함으로써, 송신을 위해 일련의 서로 다른 심볼들 "d"(예를 들어, $d_1, d_2, d_3\dots$)를 패키징하는 경우를 고려해보자. 일 구현에서, 이러한 분배는, 예를 들어, [D] 행렬의 모든 NxN 심볼들이 풀(full)이 될 때까지, [D] 행렬의 제 1 행 및 제 1 열에 d_1 을(예를 들어, $d_1 = d_{0,0}$), [D] 행렬의 제 1 행, 제 2 열에 d_2 를(예를 들어, $d_2=d_{0,1}$) 할당하는 것 등을 포함할 수 있다. 여기서, 송신기에 송신할 "d" 심볼들이 없어지면, 나머지 [D] 행렬 엘리먼트들은 0 또는 널 엔트리를 표시하는 다른 값으로 세팅될 수 있다.

[0264] 데이터를 송신하기 위해 1차 기저로서 이용되는 다양한 1차 과형들(이 과형들이 특유의 사인 곡선 형상을 가지는 것을 나타내기 위해 여기서 "톤들"이라 칭해질 것임)은 NxN IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform) 행

렬 [W]에 의해 설명될 수 있고, 여기서, [W]에서의 각각의 엘리먼트 w 에 대해, $w_{j,k} = e^{\frac{i2\pi jk}{N}}$ 또는 대안적 으로 $w_{j,k} = e^{ij\theta_k}$ 또한 $w_{j,k} = [e^{i\theta_k}]^j$ 이다. 따라서, [D]에서의 개별 데이터 엘리먼트들 d 는 데이터 행렬의 톤 변환 및 분배 형태를 생성하는 행렬 곱셈 연산 $[W]*[D](NxN 행렬 [A])$ 에 의해 여기서 설명되며, 여기서, $[A]=[W]*[D]$ 임)에 의해 다양한 기본 톤들 w 의 결합으로서 변환 및 분배된다.

[0265] N개의 순환적으로 시간 시프트된 그리고 N개의 순환적으로 주파수 시프트된 과형들을 생성하기 위해, 톤 변환 및 분배 데이터 행렬 [A]는 그 다음, 스스로 모듈러 산술(modular arithmetic) 또는 "클럭" 산술에 의해 추가로

치환되며, 이로써 [B]의 각각의 엘리먼트 b 를 포함하는 NxN 행렬 $[B](b_{i,j} = a_{i,(i+j) \bmod N})$ 를 생성한다. 이것은 대안적으로 $[B]=\text{Permute}([A]) = P(\text{IDFT}*[D])$ 로서 표현될 수 있다. 따라서, 클럭 산술은 사이클릭 시간 및 주파수 시프트들의 패턴을 제어한다.

[0266] 그 다음, 앞서 설명된 유니타리 행렬 [U]는 [B] 상에서 동작하도록 이용될 수 있어, NxN 송신 행렬 [T](여기서, $[T]=[U]*[B]$)를 생성하며, 따라서, 인코딩 행렬 [U]에 따라 결정되는 N개의 순환적으로 시간 시프트된 그리고 N 개의 순환적으로 주파수 시프트된 과형들의 모든 치환들의 N^2 크기의 세트를 생성한다.

[0267] 대안적으로, $N \times N$ 송신 행렬 $[T] = [U] * P(IDFT * [D])$ 이라고 두자.

[0268] 그 다음, 통상적으로 열(column)을 기반으로, N 의 각각의 개별 열은 주파수 캐리어 파를 추가로 변조하도록 이 용된다(예를 들어, 약 1 GHz의 주파수들이 범위에서 송신하면, 캐리어 파는 1 GHz에서 세팅될 것임). 이러한 경우, $N \times N$ 행렬 $[T]$ 의 각각의 N -엘리먼트 열은 각각의 데이터 심볼에 대해 N 개의 심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들을 생성한다. 효과적으로, 그 다음, 송신기는 예를 들어, 데이터의 시간 블록 상에서 합성 파형으로서 시간에서 $[T]$ 의 하나의 열로부터의 N 개의 심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들의 합을 송신하고 있다. 대안적으로, 송신기는 대신에, $[T]$ 의 서로 다른 열들에 대한 서로 다른 주파수 캐리어 파를 이용하고, 그리고 이에 따라, 예를 들어, 하나의 주파수 캐리어 파 상에서 $[T]$ 의 하나의 열을 송신하고, 동시에 서로 다른 주파수 캐리어 파 상에서 $[T]$ 의 서로 다른 열을 송신할 수 있어서, 따라서, 그렇게 하기 위해 물론 더 많은 대역폭을 이용함에도 불구하고, 동시에 더 많은 데이터를 송신할 수 있다. 동시에 $[T]$ 의 하나 초파의 열을 송신하기 위해 서로 다른 주파수 캐리어 파들을 이용하는 이러한 대안적 방법은 주파수 블록들로 지칭될 것이며, 여기서 각각의 주파수 캐리어 파는 자기 자신의 주파수 블록으로 고려된다.

[0269] 따라서, $N \times N$ 행렬 $[T]$ 가 N 개의 열들을 가지기 때문에, 송신기는, 도 29 및 도 30에서 앞서 도시된 바와 같이, N 개의 시간 블록들 또는 주파수 블록들의 임의의 결합 상에서, N 개의 합성 파형들로서 구성되는, N^2 개의 합(summation)-심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들을 송신할 것이다.

[0270] 수신기 측에서, 송신 프로세스는 본질적으로 반전된다. 여기서, 예를 들어, 마이크로프로세서 제어된 수신기는 물론, 그 특정 애플리케이션에 대해 요구되는 다양한 시간 블록들 또는 주파수 블록들 상에서 다양한 열 $[T]$ 을 수신(예를 들어, N 개의 합성 파형들(N 개의 심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들로 알려져 있음)을 수신)할 것이다. 충분한 대역폭이 이용가능하고, 시간이 절대적으로 필요한 경우들에서, 송신기는 다수의 주파수 캐리어 파들 상에서 다수의 주파수 블록들로서 데이터를 송신할 수 있다. 한편, 이용가능한 대역폭이 더 제한되고 그리고/또는 시간(레이턴시)이 덜 중요하면, 대신에 다수의 시간 블록들 상에서 수신기가 수신할 것이고 송신기가 송신할 것이다.

[0271] 동작 동안, 수신기는 하나 또는 그 초파의 주파수 캐리어 파들로 효과적으로 튜닝하며, 특정 애플리케이션에 대해 세팅된 다수의 시간 및 주파수 블록들 상에서, 결국 $N \times N$ 수신 행렬 $[R]$ 로서 원래의 $N \times N$ 송신된 행렬 $[T]$ 로부터 데이터 또는 계수들을 수신할 수 있다. 일반적 경우, $[R]$ 은 $[T]$ 와 유사할 것이지만, 송신기와 수신기 사이의 다양한 장애들의 존재로 인하여 동일하지 않을 수 있다.

[0272] 그 다음, 마이크로프로세서 제어된 수신기는, 역으로 원래의 송신 프로세스를 모방하는 일련의 단계들로서 송신 프로세스를 반전한다. $N \times N$ 수신 행렬 $[R]$ 은 먼저, 역 디코딩 행렬 $[U^H]$ 에 의해 디코딩되어서, $[B^R]$ (여기서, $[B^R] = ([U^H] * [R])$ 임)라 여기서 칭해지는 원래의 치환 행렬 $[B]$ 의 근사한 버전을 생성한다.

[0273] 그 다음, 수신기는 $N \times N$ $[B^R]$ 행렬의 엘리먼트들 상에서 역 모듈러 계산(inverse modular mathematics) 또는 역 클럭 산술 연산을 수행함으로써 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들(또는 톤들)로부터 데이터를 되돌리기(back out) 위해 역 클럭 연산을 수행하여서, $N \times N$ $[B^R]$ 행렬의 각각의 엘리먼트 b^R 에 대해, $a_{i,j}^R = b_{i,(j-i) \bmod N}^R$ 을 생성한다. 이것은 데이터 행렬 $[A]$ 의 톤 변환 및 분배 형태의 역-순환적으로(de-cyclically) 시간 시프트된 그리고 역-순환적으로 주파수 시프트된 베픈을 생성하는데, 이는 이하에서 $[A^R]$ 로 지칭될 수 있다. 대안적으로, $[A^R] = \text{Inverse Permute } ([B^R])$ 또는 $[A^R] = P^{-1}([U^H] * [R])$ 이라고 두자.

[0274] 그 다음으로, 수신기는 추가로, 오리지널 역 푸리에 변환 매트릭스(IDFT)의 $N \times N$ 이산 푸리에 변환 매트릭스(DFT)를 이용하여, $[A]$ 매트릭스를 분석함으로써, $[A^R]$ 매트릭스로부터 오리지널 데이터 심볼들(d)의 적어도 근사치를 추출한다.

[0275] 여기서, 각각의 수신된 심볼(d^R)에 있어서, d^R 은 $N \times N$ 수신 데이터 매트릭스($[D^R]$)의 엘리먼트들이며, 여기서, $[D^R] = DFT * A^R$ 이거나, 또는 대안적으로 $[D^R] = DFT * P^{-1}([U^H] * [R])$ 이다.

[0276] 따라서, 오리지널 N^2 합산-심볼-가중된 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들이 이후에, 대응하는 디코딩 매트릭스(U^H)(또한, $[U^H]$ 으로 표현됨)에 의해 제어되는 수신기에 의해 수신된다. 수신기의 프로세서는, 하나 또는 둘 이상의 원래 전송된 $N \times N$ 심볼 매트릭스들([D])의 다양한 전송된 심볼들("d") (또는 이러한 전송된 심볼들의 적어도 근사치)을 재생성하기 위해 이러한 디코딩 매트릭스($[U^H]$)를 이용한다.

[0277] 이제, 다양한 예시적인 OTFS 등화 기법들의 논의로 돌아가면, 에코 반사들 및 주파수 시프트들의 신호 손상 효과들에 의해 초래된 왜곡들을 정정하기 위해 이용될 수 있는 적어도 몇몇 일반적인 접근방식들이 존재한다. 하나의 접근방식은, 순환적으로 시간 시프트된 그리고 순환적으로 주파수 시프트된 파형들 또는 "톤들"이 예측 가능 시간-주파수 패턴을 형성한다는 사실을 레버리지(leverage)한다. 이러한 방식에서, 수신기의 전단부에 놓인 역컨볼루션 디바이스는, 이러한 패턴들뿐만 아니라, 이러한 패턴들의 에코-반사된 그리고 주파수 시프트된 버전들을 인식하도록, 그리고 패턴 인식 프로세스에 의해 적합한 역컨볼루션들을 수행하도록 간단하게 구성될 수 있다. 대안적으로, 왜곡들은, 다양한 에코 반사 및 주파수 시프트 효과들을 본질적으로 결정하도록, 그리고 이러한 효과들에 대해 해결하도록 설계된, 수신기의 프로세서에 의해 실행된 소프트웨어 루틴들을 이용하여 수학적으로 정정될 수 있다. 제 3 대안으로서, 일단, 어느 프로세스에 의해서든, 수신기는 통신 매체들의 특정 시간 및 주파수 왜곡들의 시간 및 주파수 등화 파라미터들을 결정하고, 수신기는, 이러한 효과들에 대해, 예를 들어, 도 4의 전치 등화기(410)와 같은 전치-등화기를 이용함으로써, 송신기로 하여금 본질적으로 전치-보상 또는 전치-인코딩하도록 명령하기 위해, 커맨드를 송신기에 전송할 수 있다. 즉, 예를 들어, 수신기가 에코를 검출하는 경우, 송신기는, 이러한 에코 등을 오프셋하는 방식으로 전송하도록 명령받을 수 있다.

[0278] 도 32a는 채널(H_c)의 에코 반사들 및 주파수 시프트들(예를 들어, 모션에 의해 초래된 도플러 시프트들)이 가산 합음(additive noise)(3202)에 의해 블러링(blur) 또는 왜곡될 수 있는 예시적인 시스템을 예시한다. 시간 및 주파수 왜곡들은 데이터 어레이에 작용하는 2차원 필터(H_c)로서 모델링될 수 있다. 이러한 필터(H_c)는 예를 들어, 도플러 시프트들 및 시간 지연들을 갖는 다수의 에코들의 존재를 나타낸다. 이러한 왜곡들을 감소시키기 위해, 신호는, 신호(3200)가 채널을 통해 수신기에 전송되기 전에, 예를 들어, 전치-등화기(3208)를 이용하여 전치-등화되고, 이후에, D^R 매트릭스가 3206에서 복원(recover)된 후에, 후치-등화기(3206)를 이용하여 후치-등화될 수 있다. 이러한 등화 프로세스는 예를 들어, 디지털 프로세싱 기법들을 이용하여 수행될 수 있다. 이상적으로는 오리지널 D 매트릭스를 완전히 재생성할, 수신된 D 매트릭스의 등화된 형태는 이하에서 D_{eq} 로 지칭될 수 있다.

[0279] 도 32b는 이러한 왜곡들을 정정하기 위해, 후치-등화기(3206)를 구현하기 위해 이용될 수 있는 적응형 선형 등화기(3240)의 예를 도시한다. 등화기(3102)로서 또한 이용될 수 있는 적응형 선형 등화기(3240)는 다음의 함수에 따라 동작할 수 있다:

$$Y(k) = \sum_{L=Lc}^{Rc} C(l) * X(k-l) + \eta(k)$$

2차원 등화의 수학적 토대들

[0281] 본질적으로 2차원인 OTFS 변조와 연관된 예시적인 등화 메커니즘이 아래에서 논의된다. 상기 OTFS 변조는, 예를 들어 OFDM 및 TDMA와 같은 종래의 변조 방식들에서의 그의 1차원 대응부와 대조적이다.

[0282] OTFS 송신기에 제공된 입력 심볼 스트림이, (예를 들어, QPSK 또는 더 높은 QAM의) 특정 유한 성상도 ($\mathcal{C} \subset \mathbb{C}$)의 값들을 갖는 디지털 함수($X \in \mathbb{C} (R_d \times R_d)$)라는 것을 가정한다. 이러한 송신기는 이러한 입력 스트림을 아날로그 신호($\Phi^{Tx,Pass}$)로 변조하고, 그 다음으로, 상기 아날로그 신호($\Phi^{Tx,Pass}$)는 전송된다.

[0283] 송신 동안 $\Phi^{Tx,Pass}$ 는 다중경로 채널 왜곡을 겪는다. 왜곡된 통과대역 신호($\Phi^{Tx,Pass}$)가 OTFS 수신기에 도달하고, 디지털 함수($Y \in \mathbb{C} (R_d \times R_d)$)로 다시 복조되며, 이는 본 명세서에서 출력 스트림으로 지정될 수 있다. OTFS 변조의 집약성 특성(locality property)들은, 다중경로 채널 왜곡의 순수 효과(net effect)가, 2

차원 채널 임펄스 응답을 갖는 순환 2차원 컨볼루션에 의해 주어진다는 것을 의미한다. 도 53 및 도 54를 참조한다.

[0284] 도 53을 참조하면, 2차원 채널 임펄스의 예시가 제공된다. 시간 축을 따르는 스미어(smear)는, 시간 지연을 초래하는 다중경로 반사들을 나타내는 반면, 주파수 축을 따르는 스미어는 도플러 시프트들을 초래하는 다중경로 리플렉터들을 나타낸다. 도 54a 내지 도 54c에서, 입력 및 출력 스트림들은 2차원 채널 왜곡 이후에 도시된다. 구체적으로, 도 54a는 2차원 채널 임펄스를 나타내고, 도 54b는 입력 스트림의 일부분을 나타내고, 도 54b는 채널 및 가산 잡음을 갖는 컨볼루션 이후의 동일한 부분을 도시한다.

[0285] 다음으로, 적합한 등화 메커니즘이 기술될 것이다. 이를 위해, $0, 1, \dots, N-1$ 에 의해 디지털 시간 축의 엘리먼트들을 열거하고, 각각 다음의 함수들의 시퀀스들로서 입력 및 출력 스트림들(X 및 Y)을 고려하는 것이 편리할 것이며:

$$\begin{aligned} X &= (X(k) \in \mathbb{C}(R_d) : k = 0, \dots, N-1), \\ Y &= (Y(k) \in \mathbb{C}(R_d) : k = 0, \dots, N-1), \end{aligned}$$

[0286] 여기서, 모든 각각의 $k = 0, \dots, N-1$ 및 $i \in R_d$ 에 대해 $X(k)(i) = X(k, i)$ 및 $Y(k)(i) = Y(k, i)$ 이다.

[0288] 더욱이, 설명의 목적들을 위해, 시간 인덱스(k)는 양측 방향들에서 무한이고, 즉, $k \in \mathbb{Z}$ 이고, 디지털 시간 방향은 선형이고, 디지털 주파수 방향은 순환적이라는 것이 가정될 것이다. 이러한 규칙들 하에서, 출력 스트림과 입력 스트림 사이의 관계는 다음의 방정식(1.1)에 의해 표현될 수 있고:

$$Y(k) = \sum_{l=L_C}^{R_C} C(l) * X(k-l) + \mathfrak{N}(k), \quad 1.1$$

[0289]

[0290] 여기서,

[0291] ● $C = (C(l) \in \mathbb{C}(R_d) : l = L_C, \dots, R_C)$ 는 채널 임펄스 텁들이다. 통상적으로, $L_C \in \mathbb{Z}^{<0}$ 및 $R_C \in \mathbb{Z}^{>0}$ 이다. 수 $n_C = R_C - L_C + 1$ 는 본 명세서에서 채널의 메모리 길이로 지정될 수 있다. 연산 $*$ in (4.1)는 링(R_d) 상에서의 1차원 순환 컨볼루션을 나타낸다.

[0292] ● $\mathfrak{N}(k) \in (0, N_0 - Id_N)$ 는 평균 0 및 공분산 매트릭스($N_0 \cdot Id$)를 갖는 복합 가우스 2차원 벡터이고, 백색 가우스 잡음을 나타낸다.

[0293] 이제 도 32c를 참조하면, 등화기(3102)(도 31)로서 활용될 수 있는 예시적인 적응형 결정 피드백 등화기(3250)가 도시된다. 적응형 결정 피드백 등화기(3250)는, 포워드 피드백 프로세스(3210)에서 메인 신호의 최상부 상의 에코 및 주파수 시프트된 신호들 양측 모두를 시프트하고, 그 다음으로 또한, 3312에서 임의의 나머지 에코 및 주파수 시프트된 신호들을 추가로 제거하기 위해 피드백 신호 소거 방법들을 이용한다. 그 다음으로, 방법은 결과적인 신호들을 이산 값들로 효과적으로 라운딩(round)한다.

[0294] 적응형 결정 피드백 등화기(3250)는, 몇몇 실시예들에서, 다음의 함수에 따라 동작할 수 있고:

$$X^s(k) = \sum_{l=L_F}^{R_F} F(l) * Y(k+l) - \sum_{l=L_B}^{-1} B(l) * X^h(k+l)$$

[0295] [0296] 여기서, $X^H(k) = Q(X^s(k))$ 이다.

[0297] 록킹된 캐리어 주파수를 갖는 결정 피드백 최소 제곱 평균 추정기(DF-LMS)

[0298] 이제, 방정식 (1.1)로 표현된 관계식에 적응된 예시적인 결정 피드백 LMS 등화기는, 캐리어 주파수가 송신기와 수신기 사이에 록킹되는, 즉, $W_{\text{Tx}} = W_{\text{Rx}}$ 인 조건 하에서 기술될 것이다. 비-제로 불일치, 즉, $\Delta W \neq 0$ 의 존재의 조건 하에서의 등화기의 적응이 이후에 기술될 것이다. 일 양상에서, 등화기는 다음과 같은 포워드 필터 및 피드백 필터를 포함하고:

$$F = (F(l) \in \mathbb{C}(R_d) : l = L_F, \dots, R_F)$$

포워드 필터:

$$B = (B(l) \in (R_d) : l = L_B, \dots, -1)$$

피드백 필터 :

[0300] [0301] 여기서, 통상적으로, $L_F, L_B \in \mathbb{Z}^{<0}$ 및 $R_F \in \mathbb{Z}^0$ 는 $L_F, L_B \geq L_C$ 및 $R_F \geq R_C$ 를 충족한다. 실제로, 양측 필터들은 디지털 시간 축 상에서의 현재 포인트를 지시하는 부가적인 파라미터($k \in \mathbb{Z}$)에 의존하고, 그러므로, 필터 텁들에 대한 완전한 표기는 $F_k(l)$ 및 $B_k(l)$ 이다. 그러나, 표현을 위해, 이러한 부가적인 인덱스는 일반적으로 생략될 것이고, 필요할 때에만 포함될 것이다. 소프트 추정기는 다음과 같이 규정되고:

$$X^s(k) = \sum_{l=L_F}^{R_F} F(l) * Y(k+l) - \sum_{l=L_B}^{-1} B(l) * X^h(k+l). \quad 1.2$$

[0302] [0303] 여기서, $X^h(k+l)$ 은, 양자화 $X^h(k) = Q(X^s(k))$ 로서 규정된 과거 데이터 벡터 $X(k+l), l = L_B, \dots, -1$ 의 과거 하드 추정(past hard estimation)인데, 즉, 다음과 같다:

$$X^h(k)(i) = \arg \min_{p \in \mathcal{C}} |X^s(k)(i) - p|. \quad 1.3$$

[0304] 초기 포워드 및 피드백 필터 텁들의 계산

[0305] [0306] 일 양상에서, 폐쇄 공식(closed formula)은, 채널 임펄스 응답에 관하여 표현된 결정 피드백 등화기의 포워드 및 피드백 텁들을 결정하기 위해 이용될 수 있다. 이러한 경우, 포워드 텁들은 피드백과 상관없이 계산되고, 그 다음으로, 피드백 텁들이 결정된다.

[0307] 포워드 텁들의 계산

[0308] 먼저 $k = 0$ 로 고정하고, X^s 이, 벡터 $X(0)$ 에 대한 다음의 소프트 추정기를 표시하게 하고, 이는 포워드 텁들에만 종속된다:

$$[0309] X^s = \sum_{l=L_F}^{R_F} F(l) * Y(l). \quad 1.7$$

[0310] 다음으로, 모든 각각의 $k \in \mathbb{Z}$ 에 대해 $X(k) \sim \mathcal{CN}(0, P \cdot Id_N)$ 이 가정된다. 나중에, 이러한 조건은, $k \geq 0$ 에 대해 $X(k) \sim \mathcal{CN}(0, P \cdot Id_N)$ 이고, $k < 0$ 에 대해 $X(k) = 0$ 인 조건에 의해 대체될 수 있고, 이는 X^s 의 선택에 더욱 적응된다. 본 발명자들은 소프트 에러 항을 $Err = Err(0)$ 로 나타낸다:

$$[0311] Err = X^s - X(0) \quad 1.8$$

[0312] 본 발명자들은 비용 함수를 다음과 같이 고려하고:

$$[0313] U(F) = \mathbb{E} \|Err\|^2 = \mathbb{E} \|X^s - X(0)\|^2$$

[0314] 여기서, 가산 백색 가우스 잡음(\mathfrak{N}) 및 입력 스트림(X)의 확률 분포를 통해 예상치가 취해진다. 선택적인 필터(F^{opt})는 다음과 같이 규정되고:

$$[0315] F^{\text{opt}} = \arg \min_F U(F)$$

[0316] 그러므로, 이는, 다음의 1차 방정식들의 시스템을 충족한다:

$$[0317] \nabla_{F(l)} U(F^{\text{opt}}) = 0, l = L_F, \dots, R_F. \quad 1.9$$

[0318] 그레디언트($\nabla_{F(l)} U$)에 대한 식은 (1.6)의 평균된 버전이고, 즉 다음과 같다:

$$[0319] \begin{aligned} \nabla_{F(l)} U &= \mathbb{E} [Err * Y(l)^\star] = \mathbb{E} [(X^s - X(0)) * Y(l)^\star] \\ &= \mathbb{E} [X^s * Y(l)^\star] - \mathbb{E} [X(0) * Y(l)^\star] \end{aligned} \quad 1.10$$

[0320] 본 발명자들은 먼저 항 $\mathbb{E} [X(0) * Y(l)^\star]$ 을, 그리고 그 다음으로, 항 $\mathbb{E} [X^s * Y(l)^\star]$ 을 계산한다. 표현 $X(0) * Y(l)^\star$ 을 전개하면, 본 발명자들은 다음을 획득한다:

$$[0321] X(0) * Y(l)^\star = \sum_{l'=L_F}^{R_F} X(0) * X(l-l')^\star * C(l')^\star$$

[0322] $l \neq 0$ 및 $\mathbb{E} [X(0) * X(0)^\star] = NP \cdot \delta_{w=0}$ 일 때, $\mathbb{E} [X(0) * X(k)^\star] = 0$ 라는 것이 관찰되었고, 그에 따라, 다음과 같은 결론이 내려진다:

$$[0323] \mathbb{E} [X(0) * Y(l)^\star] = NP \cdot \delta_{w=0} * C(l)^\star = NP \cdot C(l)^\star \quad 1.11$$

[0324] 다음으로, 항 $[X^s * Y(l)]^\star$ 이 계산된다:

$$\mathbb{E} [X^s * Y(l)^\star] = \sum_{l'=L_F}^{R_F} F(l') * \mathbb{E}[Y(l') * Y(l)] \quad 1.12$$

[0325] $Y(l') * Y(l)$ 에 대한 표현을 전개하면, 다음이 획득된다:

$$\begin{aligned} Y(l') * Y(l) &= \left(\sum_{r=L_C}^{R_C} C(r) * X(l' - r) + \mathfrak{N}(l') \right) \\ &\quad * \left(\sum_{s=L_C}^{R_C} C(s) * X(l - s) + \mathfrak{N}(l) \right) \\ &= \sum_{s=L_C}^{R_C} \sum_{r=L_C}^{R_C} C(s)^\star * C(r) * X(l - s) * X(l' - r) \\ &\quad + \mathfrak{N}(l') * \mathfrak{N}(l) + \text{부가적인 항들} \end{aligned} \quad 1.13$$

[0327] $R(l, l') = \frac{1}{SNR} \cdot \mathbb{E}[Y(l') * Y(l)]$ 로 나타낸다. (1.13)의 양 측들의 기대값(expectation)를 취하면, $R(l, l')$ 에 대한 다음의 명확한 수학식이 획득된다:

$$R(l, l') = \begin{cases} \sum_{\substack{s, r=L_C \\ s-r=l-l'}}^{R_C} C(r) * C(s)^\star & l \neq l' \\ \sum_{s=L_C'}^{R_C} C(s) * C(s)^\star + \frac{1}{SNR} \cdot \delta_{w=0} & l = l' \end{cases} \quad 1.14$$

[0330] 여기서, $R(l, l')$ 의 계산에 있어서, (1.13)에서 특정한 항들의 평균에 관한 다음의 조건들을 이용된다:

$$\mathbb{E}[X(k) * X(k')] = NP \cdot \delta_{k=k'},$$

$$\mathbb{E}[\mathfrak{N}(k) * \mathfrak{N}(k')] = NN_0 \cdot \delta_{k=k'},$$

$$\mathbb{E}[\text{부가적인 항들}] = 0.$$

[0331] (1.9), (1.10), (1.11) 및 (1.12)를 결합하면, 최적의 필터(F^{opt})가 1차 방정식들의 다음의 시스템을 충족한다고 결론은 내려진다:

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} R(l, l') * F^{\text{opt}}(l') = C(l)^\star, \quad l = L_F, \dots, R_F \quad 1.15$$

[0334] 마지막으로, 시스템(1.15)은 다음과 같이 스칼라 방정식 $n_F = R_F - L_F = 1$ 의 N 시스템들로 감소될 수 있다. (1.15)의 양 측들에 DFT를 적용하면, 다음이 획득된다:

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} \widehat{R(l, l')} \cdot \widehat{F^{\text{opt}}(l')} = \widehat{C(l)}^* = \widehat{\widehat{C(l)}}, \quad l = L_F, \dots, R_F \quad 1.16$$

[0335]

[0336] 여기서,  는 대응하는 함수의 DFT를 나타내고, DFT가 콘볼루션(convolution)을 포인트와이즈 곱

(pointwise multiplication)으로 교체하고, \star 를 복소 공액으로 교체한다는 것을 상기하면,  는 $\mathbb{C}(R_d)$ 에서 함수의 포인트와이즈 곱을 나타낸다. (1.16)의 각각의 함수 값 방정식은 링(ring)(R_d)의 각각의 엘리먼트 상의 양자의 측들을 평가함으로써 n_F 스칼라 값 방정식으로 디커플링되는 것을 이제 관찰한다. 명시적으로, 0, 1, 2, ..., $N-1$ 로 R_d 내의 엘리먼트들을 넘버링하는 경우, 결국 방정식의 다음의 스칼라 값 시스템에 도달한다:

[0337]

각각의 $i = 0, \dots, N-1$ 에 대해,

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} \widehat{R(l, l')}(i) \cdot \widehat{F^{\text{opt}}(l')}(i) = \widehat{\widehat{C(l)}(i)}, \quad l = L_F, \dots, R_F \quad 1.17$$

[0338]

[0339] 보다 구체적인 매트릭스 형태(1.17)는 다음과 같을 것이다:

[0340]

각각의 $i = 0, \dots, N-1$ 에 대해,

$$\begin{pmatrix} \widehat{R(L_F, L_F)}(i) & \cdots & \widehat{R(L_F, R_F)}(i) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \widehat{R(R_F, L_F)}(i) & \cdots & \widehat{R(R_F, R_F)}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \widehat{F^{\text{opt}}(L_F)}(i) \\ \vdots \\ \widehat{F^{\text{opt}}(R_F)}(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{\widehat{C(L_F)}(i)} \\ \vdots \\ \widehat{\widehat{C(R_F)}(i)} \end{pmatrix} \quad 1.18$$

[0341]

[0342] 입력 스트림이 $k < 0$ 에 대해 $X(k) = 0$ 를 만족할 때의 경우를 고려함으로써 논의에 대한 결론은 내리며, 이는 지난 간접의 (피드백) 차감에 적응되는 경우이다. 이 시나리오에서, 최적의 포워드 필터(F^{opt})는 다음의 형태를 취하는 "매트릭스 계수들" $R(1, 1')$ 을 갖는 형태(1.15)의 시스템을 만족한다:

$$R(l, l') = \begin{cases} \sum_{\substack{s=L_C \\ s-r=l-l'}}^{\min\{l, R_C\}} \sum_{r=L_C}^{\min\{l', R_C\}} C(s)^* * C(r) & l \neq l' \\ \sum_{s=L_C}^{\min\{l, R_C\}} C(s)^* * C(s) + \frac{1}{SNR} \cdot \delta_{w=0} & l = l' \end{cases} \quad 1.19$$

[0343]

[0345] 피드백 필터 템들의 계산

[0346] 최적의 피드백 필터 템($B^{\text{opt}}(l), l = L_B, \dots, -1$)은 다음의 수학식에 따라 포워드 및 채널 템들로부터 계산

될 수 있다:

$$[0347] B^{\text{opt}}(l) = \sum_{l'=L_C}^{R_C} F^{\text{opt}}(l'+l) * C(l') \quad 1.20$$

[0348] 수학식(1.20)의 정당화(justification)는 다음과 같이 진행된다. 몇몇 특정한 $l_0 = L_B, \dots, -1$ 에 대한 입력 벡터 $X(l_0)$ 을 고정한다. 각각의 항 $Y(l_0+1')$ 으로부터 그의 간섭($C(l') * X(l_0)$)을 차감하면, "간섭 없는" 시퀀스($\tilde{Y}(l), l = L_F, \dots, R_F$)가 획득된다. 이제, 시퀀스($\tilde{Y}(l)$)에 포워드 필터(F^{opt})를 적용하면, 다음에 의해 주어진 $X(0)$ 에 대한 추정기가 획득되며, 이는 정당화를 결론내린다.

$$[0349] X^s = \sum_{l=L_F}^{R_F} F^{\text{opt}}(l) * X(l) - B^{\text{opt}}(l_0) * X(l_0)$$

[0351] 최적의 초기 포워드 및 피드백 필터 텁들의 계산

[0352] 대안적인 양상에서, 판단 피드백 등화기의 최적의 포워드 및 피드백 필터 텁들의 폐쇄된 수학식은 채널 임펄스 응답의 견지에서 표현될 수 있다. 이것에 관하여, 각각의 $k \in \mathbb{Z}$ 에 대해 $X(k) \sim \mathcal{CN}(0, P \bullet \text{Id}_N)$

를 가정하는 확률적인 세팅에서 계산이 된다. X^s 로 벡터 $X(0)$ 에 대한 다음의 소프트 추정기(soft estimator)가 나타내어 진다:

$$[0353] X^s = \sum_{l=L_F}^{R_F} F(l) * Y(l) - \sum_{l=L_B}^{-1} B(l) * X(l) \quad 1.21$$

[0354] $Err = Err(0)$ 에 의해, 소프트 여러 항이 나타내어 진다:

$$[0355] Err = X^s - X(0) \quad 1.22$$

[0356] 비용 함수가 고려된다:

$$[0357] U(F, B) = \mathbb{E} \|Err\|^2 = \mathbb{E} \|X^s - X(0)\|^2$$

[0358] 여기서, 입력 스트림(X)의 확률 분포 및 부가적인 화이트 가우시안 노이즈(white Gaussian noise)() 상에서 기대값이 취해진다. 최적의 필터들($F^{\text{opt}}, B^{\text{opt}}$)은 다음과 같이 정의된다:

$$[0359] (F^{\text{opt}}, B^{\text{opt}}) = \arg \min_{(F, B)} U(F, B)$$

[0360] 이에 따라, 이들은 1차 방정식의 다음의 시스템을 만족한다:

$$\begin{aligned}\nabla_{F(l)} U(F^{\text{opt}}, B^{\text{opt}}) &= 0, l = L_F, \dots, R_F. \\ \nabla_{B(l)} U(F^{\text{opt}}, B^{\text{opt}}) &= 0, l = L_B, \dots, -1,\end{aligned}\quad 1.23$$

[0361]

[0362] 여기서, 그라디언트들(gradients)은 다음에 의해 주어진다:

$$\begin{aligned}\nabla_{F(l)} U &= \mathbb{E} [Err * Y(l)^{\star}], l = L_F, \dots, R_F, \\ \nabla_{B(l)} U &= -\mathbb{E} [Err * X(l)^{\star}], l = L_B, \dots, -1.\end{aligned}\quad 1.24$$

[0364] 우선, 명시적으로 제 1 시스템($U(F^{\text{opt}}, B^{\text{opt}}) = 0$)이 기록된다. 항($\mathbb{E} [Err * Y(l)^{\star}]$)을

확대(expand)하면, 다음이 획득된다:

$$\begin{aligned}\mathbb{E} [Err * Y(l)^{\star}] &= \sum_{l'=L_F}^{R_F} F(l') * \mathbb{E} [Y(l') * Y(l)^{\star}] \\ &\quad - \sum_{l'=L_B}^{-1} B(l') * \mathbb{E} [X(l') * Y(l)^{\star}] \\ &\quad - \mathbb{E} [X(0) * Y(l)^{\star}].\end{aligned}$$

[0365]

직접적인 계산은 다음을 드러내고:

$$\begin{aligned}\mathbb{E} [X(0) * Y(l)^{\star}] &= NP \cdot C(l)^{\star}, \\ \mathbb{E} [X(l') * Y(l)^{\star}] &= NP \cdot C(l - l'), \\ \mathbb{E} [Y(l') * Y(l)^{\star}] &= NP \cdot R_1(l, l'),\end{aligned}$$

[0367]

여기서,

$$R_1(l, l') = \begin{cases} \sum_{\substack{s, r=L_C \\ s-r=l-l'}}^{R_C} C(r) * C(s)^{\star} & l \neq l' \\ \sum_{s=L'_C}^{R_C} C(s) * C(s)^{\star} + \frac{1}{SNR} \cdot \delta_{w=0} & l = l' \end{cases}$$

[0369]

이다.

[0370]

따라서, 방정식들의 제 1 시스템은 다음에 다다른다:

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} R_1(l, l') * F^{\text{opt}}(l') - \sum_{l'=L_F}^{R_F} C(l - l') * B^{\text{opt}}(l') = C(l)^{\star}, \quad l = L_F, \dots, R_F \quad 1.25$$

[0371]

다음으로, 명시적으로 시스템($\nabla_{B(l)} U(F^{\text{opt}}, B^{\text{opt}}) = 0$)이 기록된다. 항($\mathbb{E} [Err * X(l)^{\star}]$)을 확대하

[0372]

면, 다음이 획득된다:

$$\begin{aligned}\mathbb{E} [Err * X(l)^\star] &= \sum_{l'=L_F}^{R_F} F(l') * \mathbb{E} [Y(l') * X(l)^\star] \\ &\quad - \sum_{l'=L_B}^{-1} B(l') * \mathbb{E} [X(l') * X(l)^\star] \\ &\quad - \mathbb{E} [X(0) * X(l)^\star].\end{aligned}$$

[0373]

[0374] 직접적인 계산은 다음을 드러낸다:

$$\begin{aligned}\mathbb{E} [Y(l') * X(l)^\star] &= NP \cdot C(l' - l), \\ \mathbb{E} [X(l') * X(l)^\star] &= NP \cdot \delta_{l=l'} \cdot \delta_{w=0}, \\ \mathbb{E} [X(0) * X(l)^\star] &= 0,\end{aligned}$$

[0375]

[0376] 따라서, 방정식들의 제 2 시스템은 다음에 다다른다.

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} C(l' - l) * F^{\text{opt}}(l') - B^{\text{opt}}(l) = 0, \quad l = L_B, \dots, -1$$

[0377]

1.26

[0378] 방정식(1.26)을 이용하면, 최적의 피드백 필터 템들은 다음과 같이 최적의 포워드 필터 템들 및 채널 템들의 견지에서 표현될 수 있다:

$$B^{\text{opt}}(l) = \sum_{l'=L_F}^{R_F} C(l' - l) * F^{\text{opt}}(l'), \quad l = L_B, \dots, -1$$

[0379]

1.27

[0380] (1.25)에서 (1.27)의 우측을 대체하는 것은 최적의 포워드 필터 템이 다음의 1차 방정식의 해답을 찾음으로써 결정되는 것을 가능하게 한다:

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} R_1(l, l') * F^{\text{opt}}(l') - \sum_{l'=L_F}^{R_F} R_2(l, l') * F^{\text{opt}}(l') = C(l)^\star, \quad l = L_F, \dots, R_F,$$

[0381]

1.28

[0382] 여기서,

$$R_2(l, l') = \sum_{s=l+1}^{l-L_B} \sum_{r=l'+1}^{l'-L_B} C(r) * C(s)^\star$$

[0383]

이다.

$$R(l, l') = R_1(l, l') - R_2(l, l')$$

[0384] 마지막 언급으로서, 이 나타내어 지고, 다음의 형태로 시스템(1.28)을 기록한다:

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} R(l, l') * F^{\text{opt}}(l') = C(l)^\star, \quad l = L_F, \dots, R_F$$

[0385]

1.29

$$n_F = R_F - L_F = 1$$

[0386]

시스템(1.29)은 다음과 같이

스칼라 방정식들의 N 시스템들로 감소될 수 있다.

DFT를 (1.15)의 양측에 적용하면, 다음이 획득된다:

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} \widehat{R(l, l')} \cdot \widehat{F^{\text{opt}}(l')} = \widehat{C(l)}^\star = \overline{\widehat{C(l)}}, \quad l = L_F, \dots, R_F$$

[0387]

1.30

[0388]

여기서, 는 대응하는 함수의 DFT를 나타내고, DFT가 콘볼루션(convolution)을 포인트와이즈 곱(pointwise multiplication)으로 교체하고, 를 복소 공액으로 교체하므로, 는 에서 함수의 포인트와이즈 곱을 나타낸다. (1.30)의 각각의 함수 값 방정식은 링(R_d)의 각각의 엘리먼트 상의 양자의 측들을 평가함으로써 n_F 스칼라 값 방정식으로 디커플링되는 것을 이제 관찰한다. 명시적으로, 0, 1, 2, ..., $N-1$ 로 R_d 내의 엘리먼트들을 넘버링하는 것은 방정식의 다음의 스칼라 값 시스템을 발생시킨다:

[0389]

각각의 $i = 0, \dots, N-1$ 에 대해,

$$\sum_{l'=L_F}^{R_F} \widehat{R(l, l')}(i) \cdot \widehat{F^{\text{opt}}(l')}(i) = \overline{\widehat{C(l)}(i)}, \quad l = L_F, \dots, R_F$$

[0390]

1.31

[0391]

보다 구체적인 매트릭스 형태(1.31)는 다음과 같을 것이다:

[0392]

각각의 $i = 0, \dots, N-1$ 에 대해,

$$\begin{pmatrix} \widehat{R(L_F, L_F)}(i) & \cdots & \widehat{R(L_F, R_F)}(i) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \widehat{R(R_F, L_F)}(i) & \cdots & \widehat{R(R_F, R_F)}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \widehat{F^{\text{opt}}(L_F)}(i) \\ \vdots \\ \widehat{F^{\text{opt}}(R_F)}(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \overline{\widehat{C(L_F)}(i)} \\ \vdots \\ \overline{\widehat{C(R_F)}(i)} \end{pmatrix}$$

[0393]

채널 포착

[0395]

OTFS 변조 방식의 예시적인 채널 포착 컴포넌트가 이제 설명될 것이다. 이를 달성하기 위해, 우리는 R_d 의 엘리먼트들을 0, 1, ..., $N-1$ 로 넘버링한다. 채널 포착을 위해, 직사각형 스트립 $[0, R_C - 2L_C] \times [0, N]$ 이 시간 주파수 평면에서 다뤄진다. 이 스트립에서 입력 스트립 X의 값은 이하가 되는 것으로 특정된다.

[0396]

$$X(\tau, w) = \begin{cases} N & \tau = -L_C \text{ 및 } w = 0 \\ 0 & \text{그 외} \end{cases}.$$

[0397]

일반적으로, 이러한 스트립의 보완은 데이터에 기여될 것이다.

[0398]

경사도 보정

[0399] 앞서 언급된 바와 같이, 결정 피드백 등화기의 포워드 및 피드백 텁들은, 인덱스 k 에 의존하며, k 가 변화함에 따라서 천천히 변한다. 우리는 적절한 이차 비용 함수에 대한 경사도 보정에 기초하여 예시적인 추적 메커니즘을 본원에서 설명하도록 진행한다. 우리는 k 단계에서 소프트 에러 항을 $Err(k)$ 로 나타낸다.

$$Err(k) = X^s(k) - X^h(k) \in \mathbb{C}(R_d)$$

[0400]

1.4

[0401] 여기서 이론적으로, 이러한 에러는 진짜(true) 데이터 벡터 $X(k)$ (진짜 결정들)에 대하여 취해져야 하지만; 그러나, 예시적인 실시예에서, 이 에러는 식(1.4)에서 특정된 것과 같이 하드 추정기(hard estimator) $X^h(k)$ (하드 결정들)에 대하여 취해진다. 우리는, 후술하는 비용 함수 U 를 정의하며, 이는 포워드 및 피드백 필터 텁들을 인수(argument)들로서 취한다.

$$U(F, B) = \|Err(k)\|^2 = \|X^s(k) - X^h(k)\|^2$$

1.5

$$\mathbb{C}(R_d)$$

[0403] 여기서, $\|\cdot\|$ 는 $\mathbb{C}(R_d)$ 에 대한 표준 에르미트 내적 $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 과 연관된 놈(norm)이다. 사실상, 비용 함수가 인덱스 k 에 의존하지만, 그러나 명료함을 위해 우리는 이러한 인덱스를 표기에서 생략한다는 점에 주목한다. 다음으로,

우리는 $\mathbb{C}(R_d)$ 에 대한 유클리드(Euclidean) 내적 $2\operatorname{Re}\langle \cdot, \cdot \rangle$ 에 대하여 경사도

$\nabla_{F(l)}U, l = L_F, \dots, R_F$ 및 $\nabla_{B(l)}U, l = L_B, \dots, -1$ 를 계산한다. (실벡터 공간으로 고려됨). 경사도들에 대한 공식들은:

$$\nabla_{F(l)} = \nabla_{F(l)}U = Err(k) * Y(k+l)^\star, \quad l = L_F, \dots, R_F,$$

$$\nabla_{B(l)} = \nabla_{B(l)}U = -Err(k) * X^h(k+l)^\star, \quad l = L_B, \dots, -1 \quad 1.6$$

$$\star$$

[0405] 여기서 \star 은 모든 각각의 $f \in \mathbb{C}(R_d)$ 및 $i \in R_d$ 에 대해 $f^\star(i) = \overline{f(-i)}$ 에 의해 주어진 콘볼루션

대수학 $\mathbb{C}(R_d)$ 에 대한 스타 연산을 의미한다. 즉, 함수의 스타 연산은 복소 공액이 후속되는 R_d 내부의 편성(coordinate)을 반전시킴으로써 획득된다. 우리는, 스타 연산이 DFT에 의해 복소 공액에 관련되며, 이는 모든

각각의 $f \in \mathbb{C}(R_d)$ 에 대해 $DFT(f^\star) = \overline{DFT(f)}$ 인 것에 주목한다.

[0406] k 단계에서의 텁들의 보정은 (역) 경사도 방향에 작은 증분을 부가함으로써 획득되는데, 즉: 적당하게 선택된 양의 실수 $\mu \ll 1$ 에 대해

$$F_{k+1}(l) = F_k(l) - \mu \cdot \nabla_{F(l)}, \quad l = L_F, \dots, R_F,$$

$$B_{k+1}(l) = B_k(l) - \mu \cdot \nabla_{B(l)}, \quad l = L_B, \dots, -1,$$

[0408] 이다. 작은 파라미터 μ 의 최적 값 μ_{opt} 는

$$\mu_{\text{opt}} = \arg \min_{\mu} U(F + \mu \cdot \nabla_F, B + \mu \cdot \nabla_B).$$

[0410]로 주어진다.

[0411] 파라미터 μ 에서 이차 표현 $U(F + \mu \cdot \nabla_F, B + \mu \cdot \nabla_B)$ 의 형식적인 전개는,

$$\begin{aligned} U(F + \mu \cdot \nabla_F, B + \mu \cdot \nabla_B) &= U(F, B) \\ &\quad + \mu(2\operatorname{Re}\langle F, F \rangle + 2\operatorname{Re}\langle B, B \rangle) \\ &\quad + \mu^2 \operatorname{Hess}(\nabla_F, \nabla_B), \end{aligned}$$

[0412]

[0413] 를 나타내며, 여기서 $\text{Hess}(\nabla_F, \nabla_B)$ 는:

$$[0414] \quad \text{Hess}(\nabla_F, \nabla_B) = \left\| \sum_{l=L_F}^{R_F} \nabla_{F(l)} * Y(k+l) - \sum_{l=L_B}^{-1} \nabla_{B(l)} * X^h(k+l) \right\|^2$$

[0415] 를 의미하고,

[0416] 그리고 $\langle F, F \rangle$ 및 $\langle B, B \rangle$ 는:

$$\begin{aligned} \langle F, F \rangle &= \sum_{l=L_F}^{R_F} \langle F(l), F(l) \rangle, \\ \langle B, B \rangle &= \sum_{l=L_B}^{-1} \langle B(l), B(l) \rangle. \end{aligned}$$

[0417] 를 의미한다.

[0419] 우리가 $b = 2 \operatorname{Re}\langle F, F \rangle + 2 \operatorname{Re}\langle B, B \rangle$ 그리고 $a = \text{Hess}(\nabla_F, \nabla_B)$ 를 나타낸다면, 포물선의 최저치에 대한 표준 공식은:

$$[0420] \quad \mu_{opt} = \frac{-b}{2a}.$$

[0421] 로 주어진다.

[0422] 도 33은, 채널을 통한 송신 동안 신호가 직면할 수 있는 다양한 에코(시간 시프트들) 및 주파수 시프트들의 예시를 제공하는 시간-주파수 그래프를 나타내며; 즉, 도 33은 채널의 임펄스 응답을 예시한다. 그 채널에 임의의 에코(시간 시프트) 또는 주파수 시프트들이 부족했다면, 대신에 신호 스파이크 3400 – 그 채널에 의해 변형된 것으로서 오리지널 신호를 나타냄 – 가 정의된 시간 및 주파수에서 단일 스파이크로서 나타날 것이다. 그러나, 다양한 에코들 및 주파수 시프트들로 인해, 오리지널 신호가 그 대신에 스파이크 3400에 의해 예시된 방식으로 시간(3302) 및 주파수(3304) 둘 다에 걸쳐 확산된다. 이에 따라, 수신기(3204)에서의 추가 프로세싱 이전에 또는 나중에 수신기가 D^R 스테이지(3206)로의 프로세싱을 취한 이후에, 이러한 영향들을 보상하거나 또는 그렇지 않으면 해결하는 것이 바람직하다. 대안적으로, 오리지널 신호는 관련 프로세스를 이용하여 송신 이전에 전치-등화될 수 있다(3208).

[0423] 도 34는, 도 33에 나타낸 채널 임펄스 응답에 의해 도입된 시간 및 주파수 왜곡들에 대해 보정할 때 도 32c의 적응형 결정 피드백 등화기의 피드 포워드(FF; feed forward) 부분에 의해 생성된 텁 값들의 시간-주파수 맵을 예시적으로 나타낸다. 등화기의 FF 부분(3210)은 에코 또는 주파수 시프팅된 신호들을 시프트하도록 작업하여 메인 신호(반사되지 않은 그리고 시프트되지 않은 신호)와 다시 한 번 일치시켜서, 이에 따라 수신 신호의 세기를 강화하면서 에코 또는 주파수 시프팅된 신호들의 세기를 약화시킨다.

[0424] 도 35는, 도 33에 나타낸 채널 임펄스 응답에 의해 도입된 시간 및 주파수 왜곡들에 대해 보정할 때 도 32c의 적응형 결정 피드백 등화기의 피드백(FB) 부분(3212)에 의해 생성된 텁 값들의 시간-주파수 맵을 예시적으로 나타낸다. 등화기의 피드포워드(FF) 부분(3210)이 에코 및 주파수 시프팅된 신호들을 실질적으로 오프셋하기 위해 동작한 후에, 일부 잔여 에코 및 주파수 신호들은 여전히 남아있을 것이다. 피드백(FB) 부분(3212)은, 이러한 트레이스 잔여 에코 신호들을 제거하도록 동작하여, 필수적으로 시스템의 이 부분에 대한 적응형 제거기 (adaptive canceller)처럼 동작한다.

[0425] 그후, 적응형 결정 피드백 등화기(3214)의 양자화 부분은, 예를 들어, 송신 이후에 심볼 "1"이 "0.999"가 아닌 "1"로서 수신 말단에 다시 한 번 나타나도록, 결과로 나타나는 신호를 가장 가깝게 양자화된 값으로 "대량화 (round)"하도록 동작한다.

[0426] 이전에 논의된 바와 같이, 특히 단계(802B)에 적합한 등화 방법의 대안적인 수학적 논의가 가출원 제61/615,884 호에 설명되며, 그 내용은 인용에 의해 본원에 포함된다.

[0427] 데이터 인터리빙

[0428] 이제, OTFS 시스템 내에서 인터리빙을 이용할 때 추가적인 상세함을 위해 참조할 도 36a 및 도 36b에 주목한다. 특히, 도 36a 및 도 36b는 인터리빙 방식으로 다양한 상이한 시간 블록들을 송신하기 위해 유용할 것으로 나타나며, 여기서 모든 N개의 블록들을 송신하는데 필요한 시간은 상이한 데이터 행렬들 D 사이에서 변화할 수 있으며, 여기서 인터리빙 방식은 다양한 최적화 방식들에 따라 모든 N개의 블록들을 송신하기 위해 필요한 시간인 레이턴시를 고려하는 것과 같은 것이다. 레이턴시들의 그룹들을 적절하게 선택함으로써, 일 사용자 또는 다른 사용자로의 딜레이들을 방지할 수 있다. 예를 들어, 도 36a는 5명의 사용자들(a, b, c, d 및 e)에 대한 송신 시간들을 도시하는 제 1 레이턴시 타임라인(3600)을 나타낸다. 성상도(3605)는, 각각 4의 레이턴시를 갖는 사용자들(a 및 b)을 포함하는 제 1 그룹, 및 각각 6의 레이턴시를 갖는 사용자들(c, d 및 e)을 포함하는 제 2 그룹을 포함하는 2개의 그룹들을 나타내는 계층적 도면을 나타낸다. 이는, 사용자들(a 및 b)이 매 4개의 시간 슬롯들마다 데이터를 송신 또는 수신할 것인 반면, 사용자들(c, d 및 e)은 매 6개의 시간 슬롯들마다 데이터를 송신 또는 수신할 것이라는 것을 의미한다. 시간 트랙(3610)은 각각의 사용자에 대한 송신/수신의 결과 순서를 나타내는 반면, 레이턴시 표시자들(3615, 3620, 3625, 3630 및 3635)은 사용자들(a, b, c, d 및 e) 각각에 대한 결과 레이턴시 간격을 나타낸다.

[0429] 도 36b는 4명의 사용자들(a, b, c 및 d)에 대한 송신 시간들을 나타내는 제 2 레이턴시 시간라인(3650)을 나타낸다. 성상도(3655)는, 2의 레이턴시를 갖는 사용자 a를 포함하는 제 1 그룹, 4의 레이턴시를 갖는 사용자 b를 포함하는 제 2 그룹, 및 각각 8의 레이턴시를 갖는 사용자들(c 및 d)을 포함하는 제 3 그룹을 포함하는 3개의 그룹들을 도시하는 계층적 도면을 나타낸다. 이는, 사용자 a는 매 2개의 시간 슬롯들마다 데이터를 송신 또는 수신할 것이고, 사용자 b는 매 4개의 시간 슬롯들마다 데이터를 송신 또는 수신할 것인 반면, 사용자들(c 및 d)은 매 8개의 시간 슬롯들마다 데이터를 송신 또는 수신할 것이라는 것을 의미한다. 시간 트랙(3660)은, 각각의 사용자에 대한 송신/수신의 결과 순서를 나타내는 반면, 레이턴시 표시자들(3665, 3670, 3675 및 3680)은 사용자들(a, b, c 및 d) 각각에 대한 결과 레이턴시 간격을 나타낸다. 상이한 레이턴시들은, 상이한 사용자들에 대하여 사용자가 어떠한 유형의 서비스를 찾고 있는지에 따라 선택될 수 있다. 예를 들어, 보이스 접속은 2의 레이턴시를 제공받을 수 있는 반면, 파일 또는 비디오 다운로드는 8의 레이턴시를 제공받을 수도 있다. 레이턴시는 다른 이유들로 선택될 수 있다.

풀 듀플렉스 트랜시버

[0430] [0431] 도 37은, 동일한 주파수 대역에서 데이터가 동시에 송신 및 수신되는 것을 가능하게 할 수 있는 풀 듀플렉스 OTFS 트랜시버(3700)의 일례를 나타낸다. OTFS 트랜시버(3700)는, 시간 및 주파수 도메인에서 에코 제거를 구현하는 에코 제거 모듈(3705)을 가지고 구성된다. 이는, 송신된 신호의 2차원 반사들의 추정; 즉, 주파수 시프트들 및 시간 시프트들의 추정을 가능하게 한다. 나타낸 바와 같이, 제 1 OTFS 인코더(3710-1)는, 제 1 행렬 [U1], 치환 연산, 기저 행렬[U2]의 제 2 행렬 곱셈 및 결과로 변형된 데이터 행렬의 요소들의 사인/코사인 송신으로 OTFS 인코딩을 수행한다. 변형된 데이터 행렬은, 일차원 데이터 스트림에서 한 번에 하나의 컬럼이 송신되고, RF 업 컨버터(3715-1)를 통해 RF 주파수에 업-컨버팅되며, 송신 전력 증폭기(3720-1)로 전력 증폭되고, 서클레이터(3722)를 통해 안테나(3740)로 통과된다.

[0432] 도 37의 실시예에서, 안테나는 또한 다른 송신기로부터 제 2 데이터 스트림을 수신한다. 그러나, 제 2 데이터 스트림은 또한 OTFS 송신기(3700)에 의해 송신된 제 1 신호의 반사들을 포함한다. 서클레이터(3722)는, 수신된 제 2 신호를, 에코 제거기(3705)에 의해 생성된 반사된 신호들의 추정을 감산하는 감산기(3724)로 라우팅한다. 제 2 OTFS 인코더(3710-2), 제 2 RF 업 컨버터(3715-2) 및 에코 제거기 전력 증폭기(3720-2)는 수신된 제 2 신호로부터 감산되는 추정 에코를 생성한다.

[0433] RF 다운 컨버터(3725)는, 제 2 수신 신호를 복조하고, 복조된 수신 신호 데이터 스트림 D_r 을 제 1 OTFS 디코더(3730-1) 및 제 2 OTFS 디코더(3730-2)로 통과시킨다. 제 1 OTFS 디코더(3730-2)는 제 1 데이터 스트림을 송신하는데 이용되었던 기저 t 행렬을 이용하여 수신된 제 2 신호를 디코딩한다. 제 2 OTFS 디코더(3730-2)는, 다른 송신기가 제 2 데이터 스트림을 인코딩하는데 이용했던 기저 r 행렬을 이용하여 에코-제거된 데이터 스트림을 디코딩한다. 제 1 OTFS 디코더(3730-1)의 출력은, 반사된 에코들 채널의 2차원 추정을 튜닝하기 위해 에코 제거기(3705)에 잔여 에러 신호로서 다시 공급된다. 제 2 OTFS 디코더(3730-2)의 출력은 다른 송신기로부터의 제 2 데이터 스트림의 추정이다. 주파수 및 시간 둘 다에서의 에코 채널의 추정을 획득하기 위한 능력은, OTFS 기법의 주요한 이점이며, 종래 기술 방법들을 이용하여 가능하게 되는 것으로 믿어지지 않는 방식으로 공통의 주파수 대역에 걸친 풀-듀플렉스 통신을 용이하게 한다.

반복 신호 분리

[0435] 도 38은 본 발명에 따라 반복 신호 분리를 제공하는 OTFS 수신기(3800)의 예를 도시한다. OTFS 수신기(3800)는 제 1 기본 매트릭스를 사용하는 제 1 송신기로부터 제 1 데이터 매트릭스(D_1)를 수신한다. OTFS 수신기(3800)는 또한, 동일한 주파수 대역에서 제 2 송신기로부터 제 2 데이터 스트림(D_2)을 수신하고 상기 주파수 대역에서 제 2 데이터 스트림(D_2)은 제 1 기본 매트릭스와 다른 제 2 기본 매트릭스를 사용하여 인코딩된다. 제 1 OTFS 디코더(3810-1)가 제 1 데이터 매트릭스(D_1)를 디코딩하여 일차원 데이터 스트림(Y_1)을 생성하는 동안 제 2 OTFS 디코더는 제 2 데이터 매트릭스(D_2)를 디코딩하여 제 2 일차원 데이터 스트림(Y_2)을 형성한다.

[0436] OTFS 수신기(3800)는 제 1 및 제 2 피드 포워드 등화기들(3820-1 및 3820-2), 제 1 및 제 2 피드백 등화기들(3835-1 및 3835-2), 및 제 1 및 제 2 슬라이서들(3825-1 및 3825-2)을 포함하는 피드-포워드 및 피드백 등화기들의 쌍을 포함한다. 제 1 및 제 2 감산기들(3830-1 및 3830-2)은 이차원 시간/주파수 시프트 채널 모델들을 최적화하기 위해서 피드백 등화기들(3835) 및 피드 포워드 등화기들(3820) 중 각각의 등화기들에 의해서 사용되는 제 1 및 제 2 잔여 오류 신호들(3840-1 및 3840-2)을 계산한다.

[0437] 크로스토크 제거기들(3845-1 및 3845-2)의 쌍이 또한, 감산기들(3815-1 및 3815-2)에서 각각의 신호를 감산하기 위해서 제 1 수신된 데이터 신호 및 제 2 수신된 데이터 신호의 추정치들을 최적화하기 위해, 잔여 에러 신호들(3840-1 및 3840-2)을 각각 사용한다. 이러한 방식으로, 하나의 데이터 신호로부터 다른 데이터 신호로의 크로스토크가 최소화된다. 도 37의 전이중 OTFS 송수신기(3700)와 함께, OTFS 수신기(3800)는 이차원 시간/주파수 채널들을 모델링할 수 있고 종래의 일차원(즉, 오직 시간만) 채널 모델링 접근법들을 채용하는 수신기들을 넘어서 상당한 진보를 보여줄 것으로 믿어진다.

[0438] 이제 도 40에 대해 주목하는데, 도 40은 다중-안테나 OTFS 시스템에서 신호 분리를 용이하게 하기 위해 채용될 수 있는 시간-주파수-공간 판단 피드백 등화기(4000)의 블럭도이다. 도 40에 도시된 바와 같이, M 시간-주파수 평면들(4004)의 세트에 의해 표현된 수신된 신호 정보(R)는 등화기(4000)의 입력 포트(4010)에서 수신된다. M 시간-주파수 평면들(4004) ($M > N$)의 각각은 OTFS 수신기와 연관된 M 안테나 인스턴스들 중 하나에 의해 N 송신 안테나 인스턴스들로부터 수집된 정보를 표현한다. 코-로케이팅될 수 있거나 코-로케이팅되지 않을 수 있는 N 송신 안테나 인스턴스들은 일반적으로, M 수신 안테나 인스턴스들과 연관있는 OTFS 수신기로부터 원격에 있는 OTFS 송신기와 연관된다. M 수신 안테나 인스턴스들 및 N 송신 안테나 인스턴스들의 각각은, 예를 들어, 다른 안테나 인스턴스들과 코-로케이팅되거나 또는 코-로케이팅되지 않는 단일 물리 안테나를 포함할 수 있다. 대안적으로, M 수신 안테나 인스턴스들 및 N 송신 안테나 인스턴스들의 하나 또는 그 초과는 편광 기법들(polarization techniques)을 통해 획득된 안테나 인스턴스에 대응할 수 있다.

[0439] 도 40의 실시예에서, 시간-주파수-공간 판단 피드백 등화기(4000)는 시간-주파수-공간 피드포워드 FIR 필터(4020) 및 시간-주파수-공간 피드백 FIR 필터(4030)를 포함한다. 등화기(4000)는 N 시간-주파수 평면들 ($M > N$)의 세트에 적어도 개념적으로 배열된 등화된 데이터 스트림을 생산하고, 여기에서, 다시, N은 등화기(4000)와 연관된 OTFS 수신기의 M 안테나 인스턴스들에 대한 안테나 인스턴스들 송신 정보의 숫자에 대응한다.

[0440] 이제 도 41을 참조하면, 시간-주파수-공간 피드포워드 FIR 필터(4020)를 구현하는데 사용될 수 있는 시간-주파수-공간 피드포워드 FIR 필터(4100)의 블럭도가 제공된다. 도시된 바와 같이, 필터(4100)는 M 수신 안테나들의 대응하는 세트에 대해서 제공되는 M 시간-주파수 평면들(4104)의 세트에 반송되는(carried) 수신된 신호 정보(R)를 프로세싱한다. 필터(4100)는 N 시간-주파수 평면들(4150) ($M > N$)의 세트에 적어도 개념적으로 배열된 필터링된 데이터 스트림을 생산하고, 여기에서, 다시, N은 등화기(4000)와 연관된 OTFS 수신기의 M 안테나 인스턴스들에 대한 안테나 인스턴스들 송신 정보의 숫자에 대응한다.

[0441] 도 42를 참조하면, 시간-주파수-공간 피드백 FIR 필터(4030)를 구현하는데 사용될 수 있는 시간-주파수-공간 판단 피드백 FIR 필터(4200)의 블럭도가 제공된다. 도시된 바와 같이, 필터(4200)는 M 수신 안테나들의 대응하는 세트에 대해서 제공되는 M 시간-주파수 평면들의 세트에, 예를 들어, 대응할 수 있는 M 시간-주파수 평면들(4204)의 세트에 반송되는 수신된 신호 정보(R)를 프로세싱한다. 필터(4200)는 N 시간-주파수 평면들(4250) ($M > N$)의 세트에 적어도 개념적으로 배열되는 필터링된 데이터 스트림을 생산한다.

[0442] 시간-주파수-공간 판단 피드백 등화기(4000)는 유리하게, 이용 가능한 대역폭의 사용을 실질적으로 최대화하는 방식으로 OTFS 통신 시스템 내의 신호들의 분리를 가능하게 한다. 그러한 신호 분리는 OTFS 통신 시스템 내의 여러 상황들에서 유용하다. 이들은, 다중 코-로케이팅된 또는 코-로케이팅되지 않은 안테나들에 의해 피드된 수신기에서, 송신기의 코-로케이팅된 또는 코-로케이팅되지 않은 안테나들의 세트에 대해서 송신된 신호들의 분

리를 포함한다. 부가적으로, 시간-주파수-공간 판단 피드백 등화기(4000)는, 원격 송신기로부터 수신된 신호 에너지로부터, 근처 송신 안테나로부터의 송신들에 반응하여 수신 안테나에 의해 수신된 에코들의 분리를 가능하게 한다. 이러한 에코 제거는 심지어 송신 및 수신 신호 에너지가 동일한 주파수 대역 내에 있을 때에도 발생할 수 있는데, 이는 본원에서 설명된 이차원 채널-모델링 기법들이, 원격 송수신기와 연관된 채널 및 에코 채널 양쪽 모두의 정확하고 고정된 표현들을 가능하게 하기 때문이다. 게다가, 이하에서 논의되는 바와 같이, 개시된 시간-주파수-공간 판단 피드백 등화기의 신호 분리 능력은, 이웃하는 OTFS 송수신기들이 동일한 주파수 대역의 전이중 통신으로 다른 그러한 송수신기들과 서로에게 명백한 방식으로 결합할 수 있는 매우 구성으로, OTFS 송수신기들의 배치를 가능하게 한다.

[0443] 다시 도 40을 참조하면, 예시적인 OTFS 시스템의 작동은, 송신기와 연관된 각각의 안테나 인스턴스로부터, 이차원 정보 어레이가 전송되는 것을 보여주는 시간-주파수 평면의 송신으로서 특징화될 수 있다. 코-로케이팅되거나 또는 코-로케이팅되지 않은, 각각의 그러한 안테나 인스턴스는, 서로의 각각 독립적인, 이차원 정보 평면들을 동시에 송신할 수 있다. 이러한 정보 평면들의 각각의 정보는 동일한 기본 기능들을 사용하여 시간 및 주파수로 시프팅될 수 있다. N 송신 안테나 인스턴스들의 각각으로부터 M 수신 안테나 인스턴스들의 각각으로의 송신 동안, 각각의 송신된 평면 내의 정보는 N 송신 안테나 인스턴스들 중 하나를 M 수신 안테나 인스턴스들의 각각에 링크하는 상이한 이차원 채널들에 의해서 상이하게 영향받는다.

[0444] OTFS 수신기와 연관된 M 안테나 인스턴스들의 각각에서, 수집되는 수신된 신호 에너지의 이차원 어레이 내의 각각의 엔트리는 전형적으로, 그러한 신호 에너지를 송신하는 것과 관련된 N 송신 안테나 인스턴스들의 각각으로부터의 기여를 포함한다. 즉, M 수신 안테나 인스턴스들의 각각이, N 송신 안테나 인스턴스들의 각각에 의해 분리적으로 전송된 정보의 이차원의 시간-주파수 평면들의 혼합을 수집한다. 따라서, 등화기(4000)에 의해 해결되어야 할 문제는, N OTFS 송신 안테나 인스턴스들과 M OTFS 수신 안테나 인스턴스들 사이의 다양한 통신 채널들의 NxM "커플링 매트릭스" 표현의 도치로서 다소 극단적으로 단순화되게 특징화될 수 있다.

[0445] 일 실시예에서 N 송신 안테나 인스턴스들의 각각은, 다른 N-1 안테나 인스턴스들에 의해 송신된 파일럿 신호들로부터, N-1 안테나 인스턴스들의, 시간-주파수 평면 내의 위치에 의해 구별될 수 있는 파일럿 신호를 전송한다. 이러한 파일럿 신호들은 OTFS 수신기가 각각의 채널을 분리하여 측정할 수 있게 하고 각각의 안테나 인스턴스 사이의 커플링을 가능하게 한다. 이러한 정보를 사용하여 수신기는 본질적으로, 등화기(4000) 내에 존재하는 필터들을 초기화하고 이에 의해 전버전스가 더 신속하게 달성될 수 있다. 일 실시예에서 어댑티브 프로세스는 수신된 신호 에너지를 상이한 시간-주파수-공간 평면들로 분리하는데 사용되는 인버팅된 채널 또는 필터를 정제하는데 사용된다. 따라서, 각각의 송신 및 수신 안테나 인스턴스 사이의 커플링 채널은 측정될 수 있고, 측정된 채널의 표현이 인버팅되며, 인버팅된 채널 표현은 수신된 신호 에너지를 정보의 분리된 별개의 시간-주파수 평면들로 분리하는데 사용될 수 있다.

[0446] 상기 주지된 바와 같이, OFDM-기반 시스템들과 같은, 공지된 종래의 통신 시스템들과 연관된 채널 모델들은 사실상 일차원이다. 그에 의해, 이러한 모델들은 채널의 이차원(예를 들어 시간-기반 또는 주파수-기반) 특징들 모두를 정확하게 고려하는 것이 불가능하고, 오직 하나의 그러한 특징의 추정치를 제공하는 것으로 제한된다. 게다가, 그러한 일차원 채널 모델들은 현대의 통신 시스템의 시간 스케일에 비례하여 신속하게 변화하고, 그리고 따라서 적용 가능한 채널 표현의 도치가, 가능하다 할 지라도, 매우 어려워진다.

[0447] 또한, 본 명세서에 설명된 고정적 2차원 시간-주파수 채널 모델들은, OFTS 시스템들이 교차-편파(cross-polarization) 소거를 효과적으로 구현하는 것을 가능하게 한다. OFTS 트랜시버와 연관된 송신 안테나 인스턴스는 수평으로-편파된 송신에 대해 구성되고, OFTS 트랜시버의 근접한 수신 안테나는 수직으로-편파된 신호 에너지를 수신하도록 구성되는 경우를 고려한다. 불운하게도, 송신 또는 수신 안테나 중 어느 하나에 근접한 반사기들은, 송신-안테나로부터 송신되는 수평으로-편파된 에너지 중 일부를 반사시키고 교차-편파시킬 수도 있으며, 그 에너지 중 일부는 수직으로-편파된 반사로서 수신 안테나로 지향될 수도 있다. 본 명세서에 기재된 2차원 채널 모델의 타입이 수신 안테나에 대해 달리 의도된 에너지로부터의 이러한 교차-편파된 반사를 연결해제하고 소거하기 위해 요구된다는 것이 믿어진다.

[0448] 유사하게, 동일한 채널 상에서 수행되는 전 양방 통신은, 근접한 수신기 상에서 송신기의 영향을 실질적으로 제거하기에 충분히 강건한 에코 소거를 요구한다. 또한, 그러한 에코 소거는, 특히 이동 중인 반사기들의 경우에서, 표현이 적절히 반전되는 것을 허용하기 위해 적어도 에코 채널의 정확한 2차원 표현을 요구하는 것으로 믿어진다.

[0449] 확산 채널을 사용하는 OTFS 트랜시버

[0450] 상술된 바와 같이, OTFS 방법의 실시예는 2차원 입력 데이터 매트릭스를 확산시킴으로써 2차원 매트릭스를 생성하는 단계를 수반할 수도 있다. 부가적으로, 시간/주파수 타일링이 채널을 통한 2차원 매트릭스의 전달에서 이용될 수도 있다. 이러한 접근에서, 각각의 매트릭스 컬럼은 시간의 함수로서 타일링될 수도 있는데, 즉, 각각의 컬럼 엘리먼트는, 후속하는 컬럼들 사이에 선택적으로 개재(interpose)된 시간 갭들과 함께, 총 이용가능한 송신 대역폭을 이용하여 짧은 심볼 시간 슬라이스를 점유한다. 대안적으로, 매트릭스 컬럼들은 주파수의 함수로서 타일링되고 전달될 수도 있는데, 즉, 컬럼의 각각의 엘리먼트는, 후속하는 컬럼들 사이에 선택적으로 개재된 시간 갭들과 함께, 더 긴 시간 기간에 대해 주파수 빈(bin)을 점유한다.

[0451] 다른 실시예들에서, 확산 커널은 입력 데이터 매트릭스의 확산을 수행하기 위해 사용될 수도 있다. 이러한 경우에서, 2차원 확산은, 예를 들어, 확산 커널을 이용하는 2차원 순환 컨볼루션, 2차원 FFT를 사용하여 구현되는 컨볼루션, 확산 커널의 2차원 DFT와의 곱, 후속하여 2차원 역 푸리에 변환을 통해 달성될 수도 있다. 광범위하게 다양한 확산 커널들이 이용될 수도 있는데, 그러나, 선택된 커널의 2차원 DFT는, 역확산 프로세스 동안 제로에 의한 분할을 회피하기 위해 임의의 제로들이 없어야 한다. 또한, 확산은, 컨볼루션들, 변환들 및 치환들의 대안적 방법들을 사용하여 또한 달성될 수도 있다. 마스킹(즉, 엘리먼트 간 곱)이 각각의 동작이 반전가능한 또한 이용될 수도 있다.

[0452] 이제, 확산 커널을 이용하도록 구성되는 제 1 OTFS 트랜시버(4400) 및 제 2 OTFS 트랜시버(4450)의 실시예의 블록도 표현들을 제공하는 도 44a 및 도 44b로 주의를 돌린다. 확산 커널을 사용하는 OTFS 통신의 원리들을 설명하는 것에서 도 44a의 제 1 OTFS 트랜시버(4400)에 대해 참조가 이루어질 것이다. 제 2 OTFS 트랜시버(4450)는, 제 1 OTFS 트랜시버(4400)와 이론상으로 실질적으로 유사하지만 더 많은 효율적 신호 프로세싱을 가능하게 하는 것으로 믿어지는 아키텍처에 의해 특징화된다.

[0453] 도 44a에 도시된 바와 같이, 제 1 OTFS 트랜시버(4400)의 송신기(4404)는, 2차원 확산 블록(4408), FFT 블록(4410), 및 제 1 및 제 2 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4412, 4414)을 포함한다. 제 1 및 제 2 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4412, 4414)은, 2차원으로 확산 입력 데이터의 시간-주파수 타일링을 수행하도록 구성되고, 예를 들어, 하나 또는 그 초과의 필터 뱅크들을 사용하여 구현될 수도 있다. 2차원 확산 블록(4408) 및 FFT 블록(4410)은, 예를 들어, 광범위한 군의 일원화된 매트릭스들로부터 선택된 확산 커널을 사용하여 일련의 동작들을 수행함으로써 2차원 입력 데이터의 확산을 협력하여 수행한다. 일 실시예에서, 이러한 일련의 동작들은, 확산 커널을 이용하는 2차원 순환 컨볼루션, 2차원 FFT를 사용하여 구현되는 컨볼루션, 확산 커널의 2차원 이산 푸리에 변환을 사용하는 곱, 및 2차원 역 푸리에 변환을 포함한다. 이것은, 정보 인덱스에 대응하는 양만큼 컬럼 방향을 따라 "상향"으로 커널 매트릭스를 순환적으로 시프팅시키는 것(타임 시프트를 산출함), 및 주파수가 정보 인덱스에 의해 셋팅되는 대각 톤에 의한 곱을 초래한다. 그 후, 모든 결과적인 변환된 매트릭스들은, 각각의 엘리먼트가 변환된 커널(기반 매트릭스)을 사용하여 수행되는 2차원 확산 매트릭스를 생성하도록 함께 합산된다.

[0454] 제 1 OTFS 트랜시버(4400)의 수신기(4420)는, 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4412 및 4414)에 의해 수행되는 타일링 동작의 반전을 수행하도록 구성되는 제1 및 제 2 반전 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4424, 4426)을 포함한다. 2차원 IFFT 블록(4428) 및 역확산 블록(4430)은, 2차원 확산 블록(4408) 및 FFT 블록(4410)에 의해 수행되는 확산 동작의 반전을 수행하도록 구성된다. 그 후, 수신된 데이터는 시간-주파수-공간 결정 피드포워드/피드백 분석기 블록(4438)에 의해 등화되며 이전에 FFT 블록(4434)을 사용하여 컨버팅된다. 그 후, 등화된 데이터는 IFFT 블록(4440)을 사용하여 컨버팅된다.

[0455] 이제 도 44b로 넘어가면, 제 2 OTFS 트랜시버(4450)의 송신기(4454)는, FFT 블록(4458) 및 푸리에 마스크에 의해 어드레싱되는 곱셈기(4460)로 구성되는 2차원 확산 어레인지먼트를 포함한다. 송신기(4454) 내의 각각의 정보 엘리먼트는, 적용 가능한 정보 엘리먼트 인덱스(입력 2차원 정보 어레이에서의 행 및 열 포지션)에 대응하는 수평(행) 및 수직(열) 방향 둘 모두에서의 커널 매트릭스의 순환 시프트로서 표현된다. 도 44b의 구현에서, 확산 커널은, 자신의 2차원 DFT가 비-제로 엘리먼트들 전체로 구성되도록(따라서, 결과적인 매트릭스가 단일성(singularity)들을 형성하지 않으면서 반전되는 것을 가능하게 함) 선택된다. 결과적인 매트릭스는, 2차원 확산 정보 엘리먼트를 표현하기 위해 행들의 DFT 변환을 거친다. 그 후, 모든 결과적인 변환된 매트릭스들은, 결과적인 2차원 확산 정보 매트릭스를 생성하기 위해 함께 합산된다.

[0456] 도 44b에 도시된 바와 같이, 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4462, 4464, 및 4466)의 배열은 멀티플라이어(4460)에 의해 2차원적으로 확산되는 입력 데이터 출력의 시간-주파수 타일링을 실행하도록 구성된다. 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4464 및 4466)은, 예를 들면 하나 또는 둘 이상의 필터 뱅크들(filter banks)을 이용하

여 구현될 수 있다.

[0457] 제 2 OTFS 트랜스시버(4450)의 수신기(4470)는, 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4462, 4464 및 4466)에 의해 수행되는 타일링 작업의 역(inverse)을 실행하도록 구성된 역 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4474, 4476 및 4478)의 직렬 배열(serial arrangement)을 포함한다. 멀티플라이어(4480)는 역 시간-주파수 타일링 엘리먼트들(4474, 4476 및 4478)에 의해 산출된 출력을 역 마스크(inverse mask)와 곱하도록 구성된다. 다음으로, IFFT 블록(4482)이 멀티플라이어(4480)의 출력을 변환하고, 시간-주파수-공간 결정 피드포워드/피드백 분석기 블록(4488)으로 결과를 제공한다. 그 후 등화된 데이터(equalized data)가 IFFT 블록(4492)에 의해 변환된다.

메시 네트워킹(Mesh Networking)

[0459] 이제, OTFS 통신 시스템들의 메시 네트워크 구현들을 예시적으로 나타내는 도 50 내지 도 52로 주의를 돌린다. 도 50 내지 도 52에 도시된 OTFS 메시 네트워크들은 여기서 설명되는 에코 소거 기술들(echo cancellation techniques) 및 시간-주파수-공간 등화를 유리하게 헤버리징하여, OTFS 메시 노드들이 동일한 통신 채널 상의 그러한 다른 노드들과 (그러한 통신 채널이 또한 인접하는 OTFS 메시 노드들에 의해 이용되든지 또는 이용되지 않든지) 전 양방 통신(full duplex communication)으로 결합하는 것을 가능하게 한다.

[0460] 도 50을 참조하면, 셀 사이트들(5004) 및 관련 셀 커버리지 영역들(5008)로 구성된 셀룰러 통신 시스템의 맥락 내에서 OTFS 메시 네트워크(5000)가 도시된다. 도 50으로부터 이해될 수 있는 바와 같이, 커버리지 영역들(5008) 사이에 상당한 갭들이 존재할 수 있다.

[0461] 메시 네트워크(5000)는, 일반적으로 커버리지 영역들(5008)의 범위 밖에 있는 높은 수요의 영역들 내의 고정식 또는 이동식 디바이스들에 무선 통신 커버리지를 제공하도록 작동하는 복수의 OTFS 무선 메시 노드들(5020)을 포함한다. 전술된 이유들을 위해, 각각의 OTFS 무선 메시 노드(5020)는 동일 주파수 밴드에 걸쳐서 그러한 다른 메시 노드들(5020)과 전 양방 무선 통신하도록 구성될 수 있다. 통일 주파수 밴드에 걸친 이러한 전 양방 무선 통신은 도 50에서 무선 링크들(5030)에 의해 표시된다. 도 50의 실시예에서, 무선 링크들(5030)은, 각각의 OTFS 무선 메시 노드들(5020)과 전 양방 무선 통신하도록 구성된다. 도 50 내지 도 52에 도시된 OTFS 무선 메시 노드들(5020)은, 노드들(5020)이 서로를 발견하고 각각의 OTFS 무선 메시 노드들(5020)과 전 양방 무선 통신하도록 구성된다.

[0462] 이제 도 51을 참조하면, 유선 네트워크 게이트웨이들(5110)의 세트 주위에 조직화된 OTFS 메시 네트워크(5100)가 도시된다. 메시 네트워크(5100)는 노드들(5120)의 각각에 근접한 영역들 내의 고정식 또는 이동식 디바이스들에 무선 통신을 제공하도록 작동하는 복수의 OTFS 무선 메시 노드들(5120)을 포함한다. 각각의 OTFS 무선 메시 노드(5120)는 동일 주파수 밴드에 걸쳐서 그러한 다른 메시 노드들(5120)과 전 양방 무선 통신하도록 구성될 수 있다. 동일 주파수 밴드에 걸친 이러한 전 양방 무선 통신은 도 51에서 무선 링크들(5130)에 의해 표시된다. 도 51의 실시예에서, 무선 메시 노드들(5120)은, 노드들(5120)이 서로를 발견하고 각각의 유선 네트워크 게이트웨이(5110)에 대한 링크들(5130) 상의 모든 가능한 경로들을 결정하도록 구성되는 관점에서, 자가-구성적(self-organizing)이다. 따라서, 네트워크 라우팅 기술들은 무선 메시 링크들(5130)에 걸친 양 방향들에서 유선 네트워크 게이트웨이들(5110)과 무선 메시 노드들(5120) 사이의 패킷화된 정보를 라우팅하도록 이용될 수 있다.

[0463] 도 52는 복수의 메시 엘리먼트들을 포함하는 단일-채널 무선 메시 네트워크(5204)로 구성된 OTFS 메시 네트워크 시스템(5200)을 도시한다. 일 실시예에서, 메시 네트워크(5204)의 특정 메시 엘리먼트들은 OTFS 무선 메시 라우터(5210) 및 각각의 커버리지 영역(5254) 내의 최종 사용자 디바이스들(5250)을 제공하는 트래픽 어그리게이션 디바이스(5220)(그리고, 예를 들면 LTE 노드 또는 Wi-Fi 액세스 포인트)를 바람직하게 포함한다. 각각의 OTFS 무선 메시 라우터(5210)는 동일 주파수 밴드에 걸쳐서 그러한 다른 메시 노드들(5210)과 전 양방 무선 통신하도록 구성될 수 있다. 도 52의 실시예에서, 무선 메시 노드들(5210)은, 노드들(5210)이 서로를 발견하고 그리고 각각의 유선 네트워크 게이트웨이(5240)로의 OTFS 무선 링크들(5230) 상의 모든 가능한 경로들을 결정하도록 구성되는 관점에서, 자가-구성적이다. 따라서, 네트워크 라우팅 기술들은 무선 메시 링크들(5230)에 걸친 양 방향들에서 - 유선 네트워크 게이트웨이들(5110)을 통하여 - 유선 네트워크(5244)와 메시 노드들(5120) 사이의 패킷화된 정보를 라우팅하도록 이용될 수 있다. 도시된 바와 같이, 유선 네트워크(5244)는 광역 네트워크로의 콘디션(conduit)을 제공할 수 있으며, 광대역 네트워크로의 콘디션을 통하여 정보 패킷들이 이동식 네트워크 오퍼레이터의 코어 네트워크(5260)와 메시 네트워크(5204) 사이에서 라우팅된다.

[0464] 일 실시예에서, 포인트 링크에 대해 단일 포인트에 걸쳐서 동일한 주파수 밴드를 이용하여 정보의 스트림들을 동시에 병렬 전송하는 것을 지원하기 위해, 인접하는 메시 노드들(5120)을 이용함으로써 메시 공간적 개인이 획득될 수 있다. 이러한 접근법은 인접하는 노드들(5120)을 이용함으로써 신호 전송 개인을 향상시켜서, 분산된 전송 소스를 효과적으로 생성하고, 그에 따라 공간적 신호 분리를 통하여 개인을 획득할 수 있다.

[0465]

여기서 설명되는 시스템들 및 방법들의 일부 실시예들은, 상기에서 및/또는 관련 출원들에서 설명되는 것들과 같은 방법들과 연관된 하나 또는 둘 이상의 프로세스들 또는 기능들을 구현하도록 구성되는, 컴퓨터 소프트웨어 및/또는 컴퓨터 하드웨어/소프트웨어 조합들을 포함할 수 있다. 이들 실시예들은 소프트웨어 및/또는 하드웨어 소프트웨어 조합들의 기능성을 구현하는 모듈들의 형태일 수 있다. 실시예들은 또한 여기서 설명되는 바와 같은 기능성에 관련된 작동들과 같은, 다양한 컴퓨터-구현 작동들을 수행하기 위한 컴퓨터 코드를 갖는 컴퓨터 판독가능 매체를 갖는 컴퓨터 저장 물건의 형태를 취할 수 있다. 매체들 및 컴퓨터 코드는 청구된 시스템들 및 방법들의 목적들을 위해 특별히 설계되고 구성된 것들일 수 있거나, 이들은 컴퓨터 소프트웨어 기술들의 당업자에게 널리 공지되고 입수가능한 종류일 수 있거나, 또는 이들은 이 둘 모두의 조합일 수 있다.

[0466]

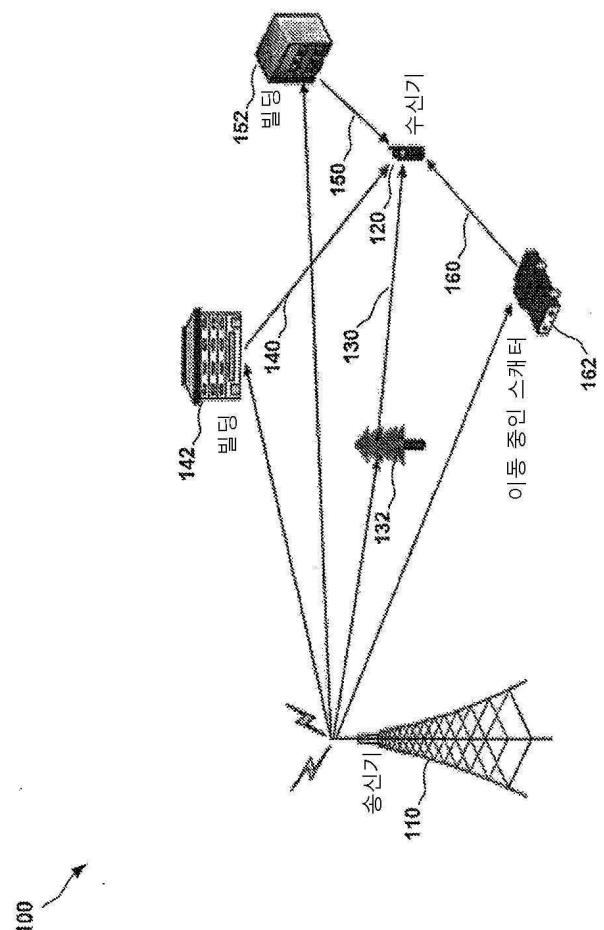
본 개시내용의 사상 및 범주 내의 컴퓨터 판독가능한 매체들의 예시들은: 하드 디스크들과 같은 자기 매체들; CD-ROM들, DVD들 및 입체영상 디바이스들과 같은 광학적 매체들; 자기-광학 매체들; 및 프로그램가능한 마이크로제어기들, 주문형 집적 회로들("ASICs"), 프로그램가능한 로직 디바이스들("PLDs") 및 ROM 및 RAM 디바이스들과 같은, 프로그램 코드를 저장 및 실행하도록 특별히 구성되는 하드웨어 디바이스들을 포함한다(그러나 이들에 제한되는 것은 아님). 컴퓨터 코드의 예시들은, 이를테면 컴파일러에 의해 생산된 것과 같은 기계 코드, 및 해석기를 이용하여 컴퓨터에 의해 실행되는 보다 높은 레벨의 코드를 포함하는 파일들을 포함할 수 있다. 컴퓨터 코드는 유용한 결과들을 제공하기 위해 특정 프로세스 또는 프로세스들을 실행하는 하나 또는 둘 이상의 모듈들로 구성될 수 있으며, 모듈들은 기술분야에 공지된 수단을 통하여 서로 통신할 수 있다. 예를 들면, 여기서 설명되는 시스템들의 일부 실시예들은 어셈블리 언어, Java, C, C#, C++, 또는 다른 프로그래밍 언어들 및 기술분야에 공지되어 있는 바와 같은 소프트웨어 개발 툴들을 이용하여 구현될 수 있다. 설명된 시스템들의 다른 실시예들은 기계-실행가능한 소프트웨어 명령들을 대신하여, 또는 기계-실행가능한 소프트웨어 명령들과 결합하여 하드웨어 회로망(hardwired circuitry)에서 구현될 수 있다.

[0467]

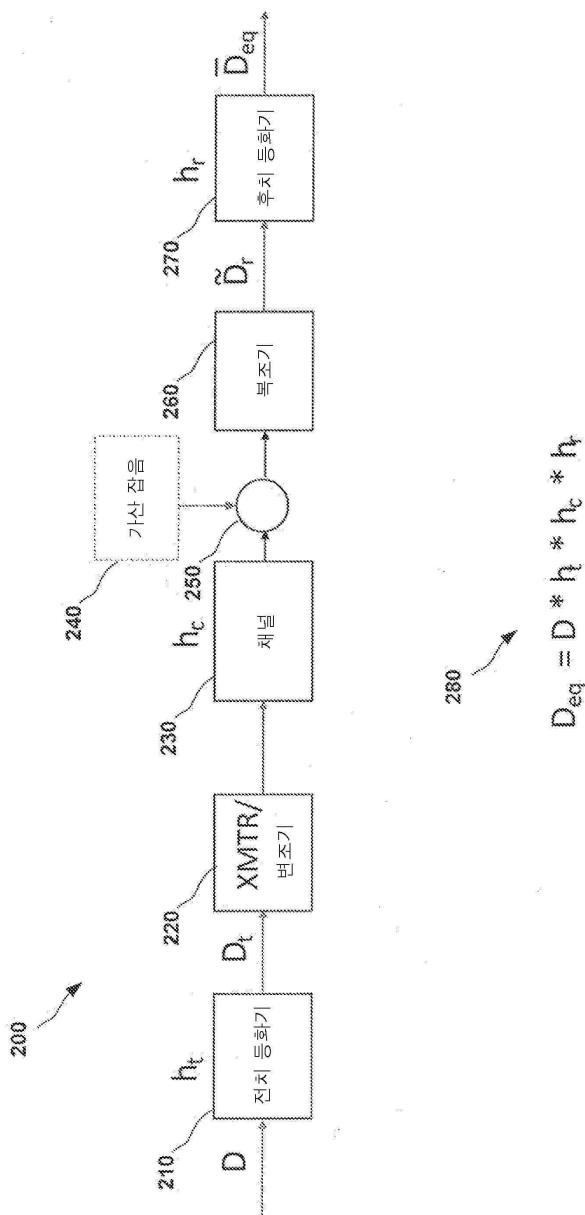
설명의 목적을 위하여, 전술한 설명은, 청구된 시스템들 및 방법들의 충분한 이해를 제공하기 위해 특정 명칭(nomenclature)을 이용하였다. 그러나, 여기서 설명된 시스템들 및 방법들을 실행하기 위해, 특정한 세부사항들이 요구되지 않음이 당업자에게 명백할 것이다. 따라서, 설명된 시스템들 및 방법들의 특정 실시예들의 전술한 설명들은 예시 및 설명의 목적을 위해 제시된다. 이들은 완전한(exhaustive) 것으로 또는 개시된 정확한 형태들로 청구항들을 제한하는 것으로 의도되지 않으며; 명백히, 상기 교시들의 관점에서 많은 수정들 및 변형들이 가능하다. 실시예들은 설명된 시스템들과 방법들 및 이들의 실제적인 응용예들의 원리들을 가장 잘 설명하기 위해 선택 및 설명되었으며, 실시예들은 그에 따라 다른 당업자들이, 설명된 시스템들과 방법들 그리고 다양한 수정들을 갖는 다양한 실시예들을, 고려되는 특정 사용에 적합한 바에 따라 가장 잘 활용하는 것을 가능하게 한다. 하기의 청구항들 및 이들의 등가물들은 여기서 설명되는 시스템들 및 방법들의 범위를 규정하는 것으로 의도된다.

도면

도면1

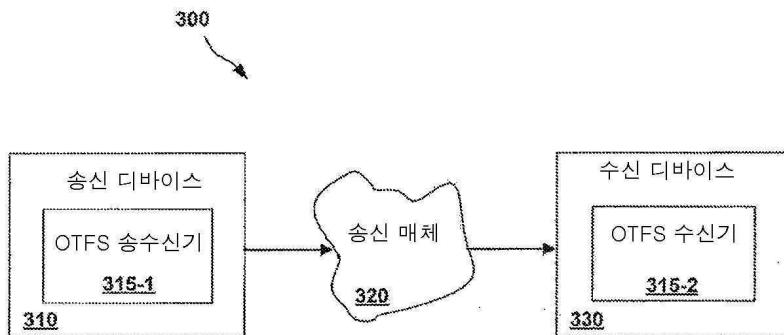


도면2



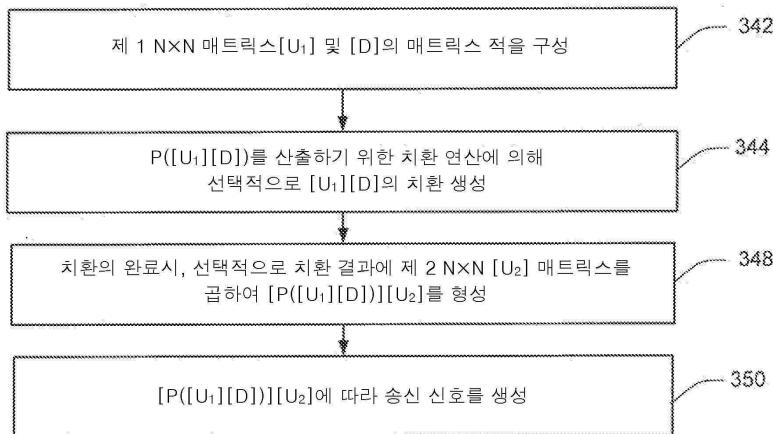
$$D_{eq} = D * h_t * h_c * h_r$$

도면3a



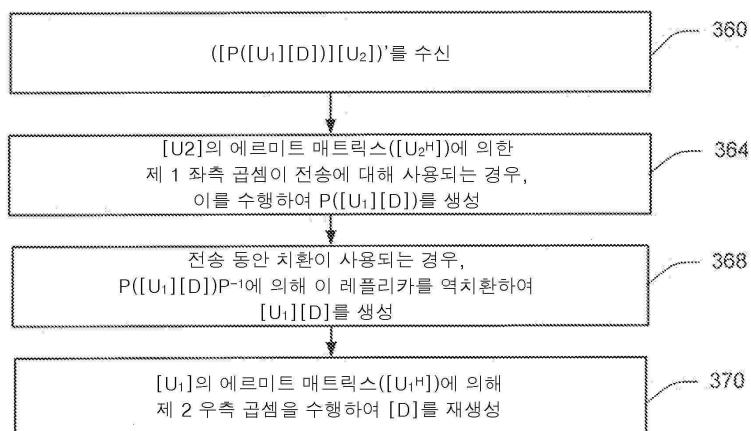
도면3b

340

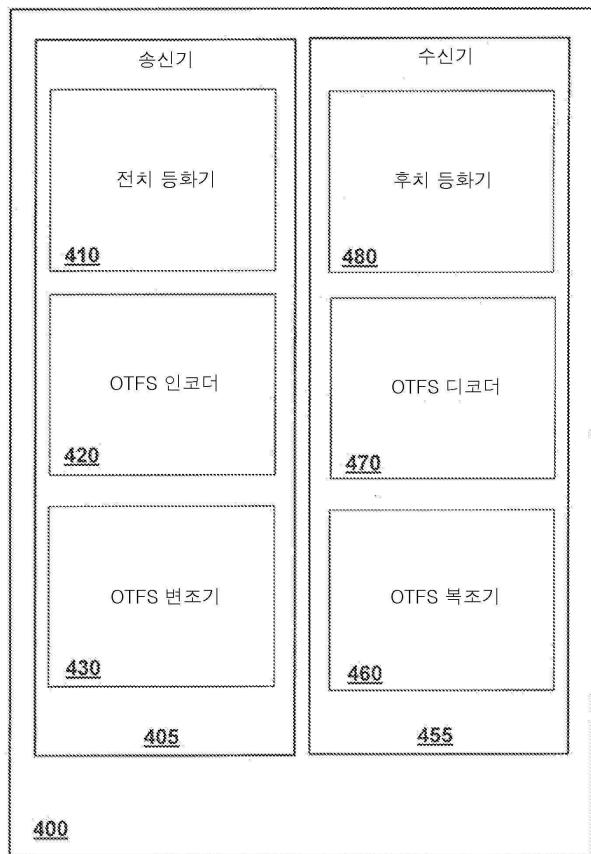


도면3c

360

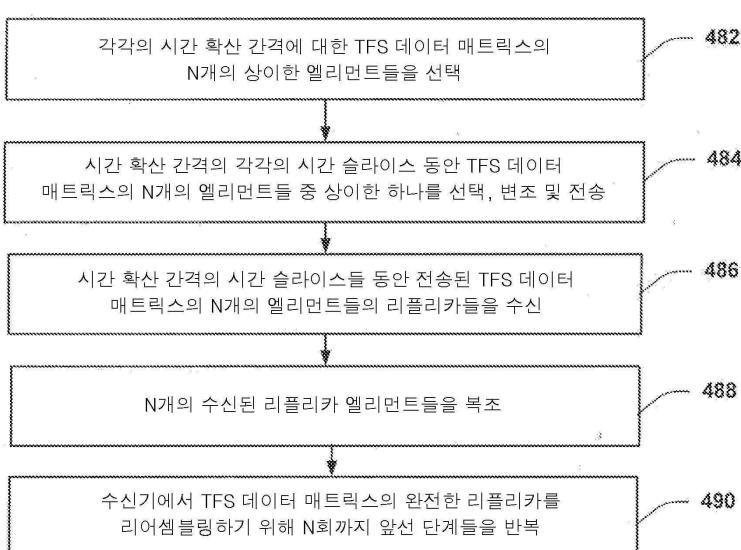


도면4a

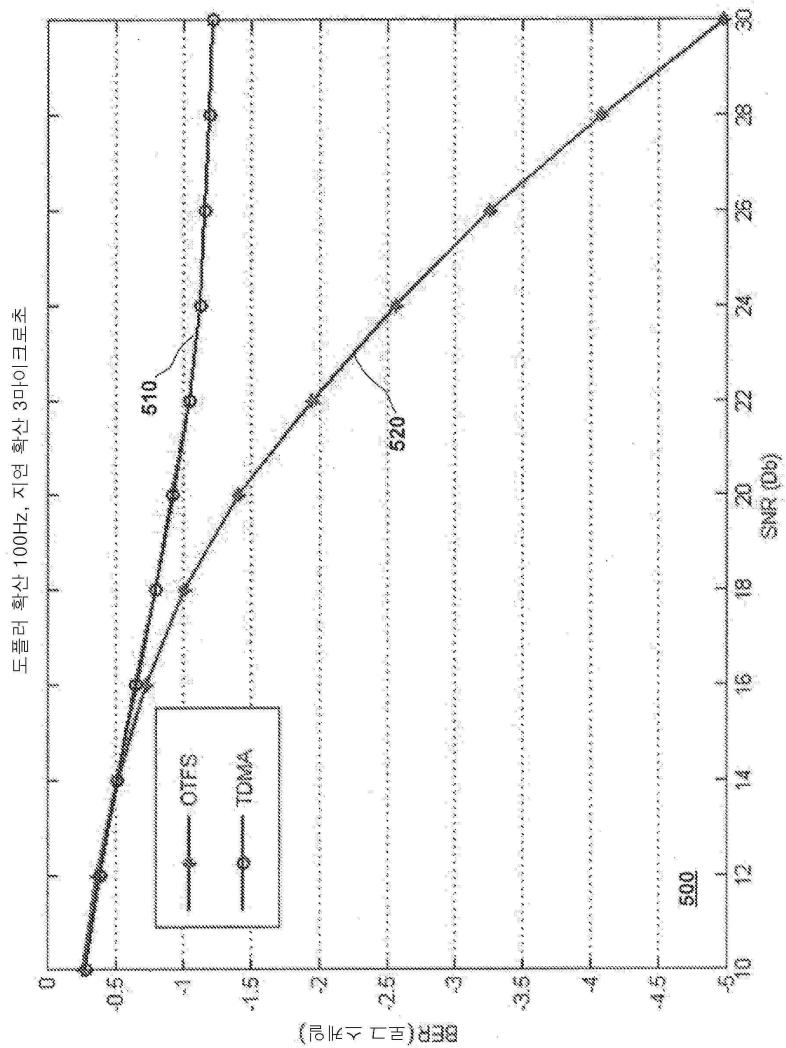


도면4b

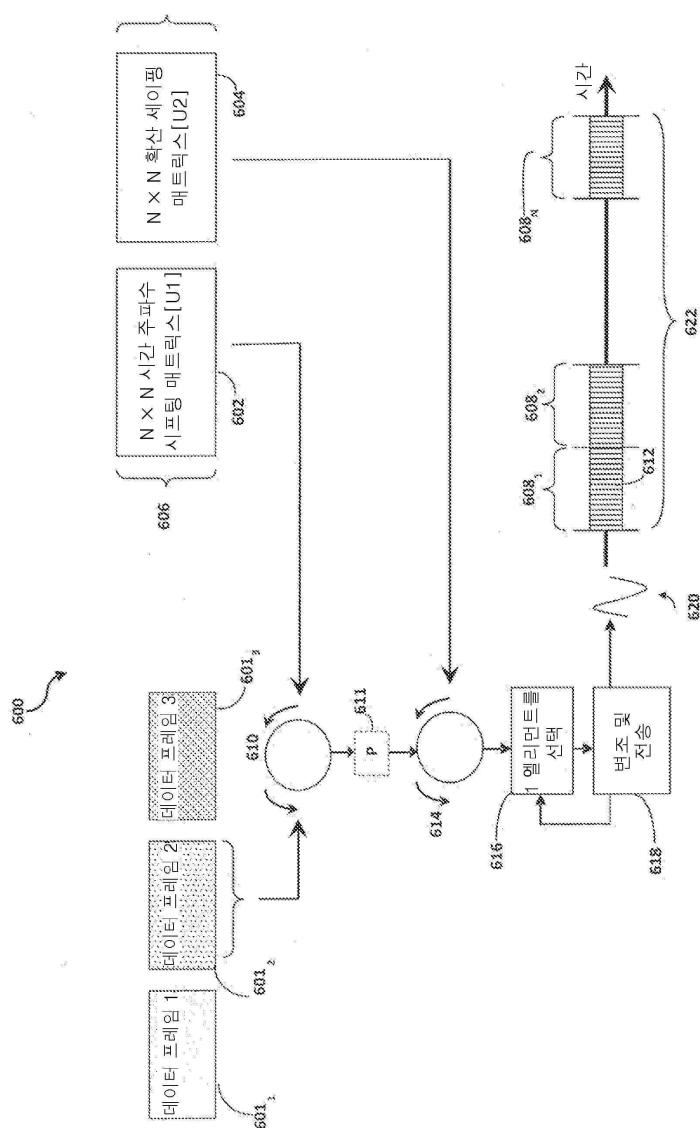
404



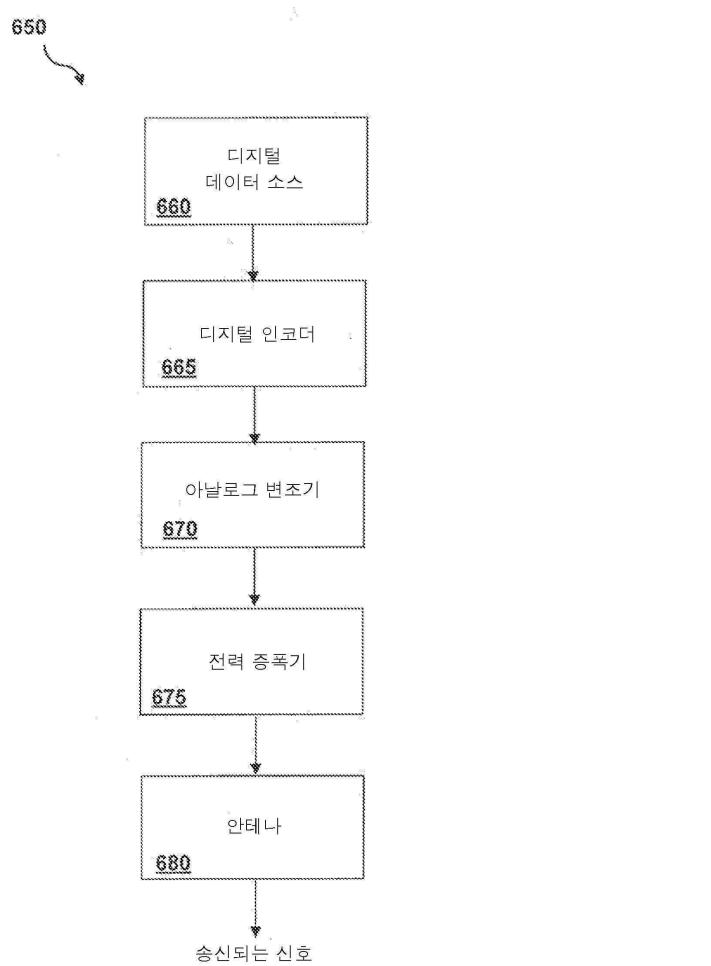
도면5



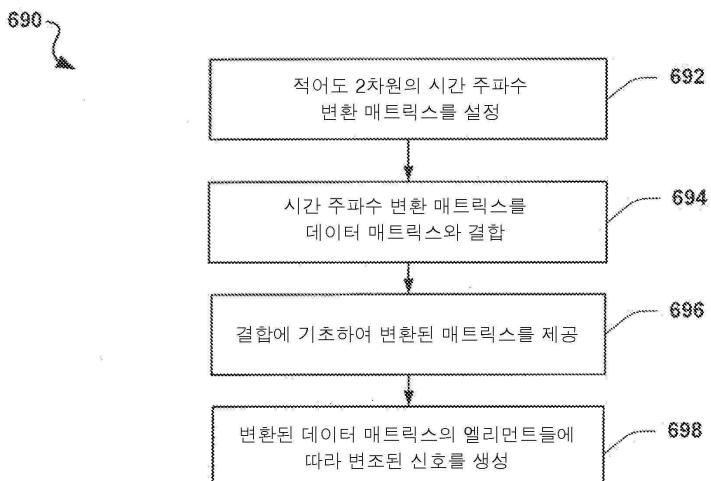
도면 6a



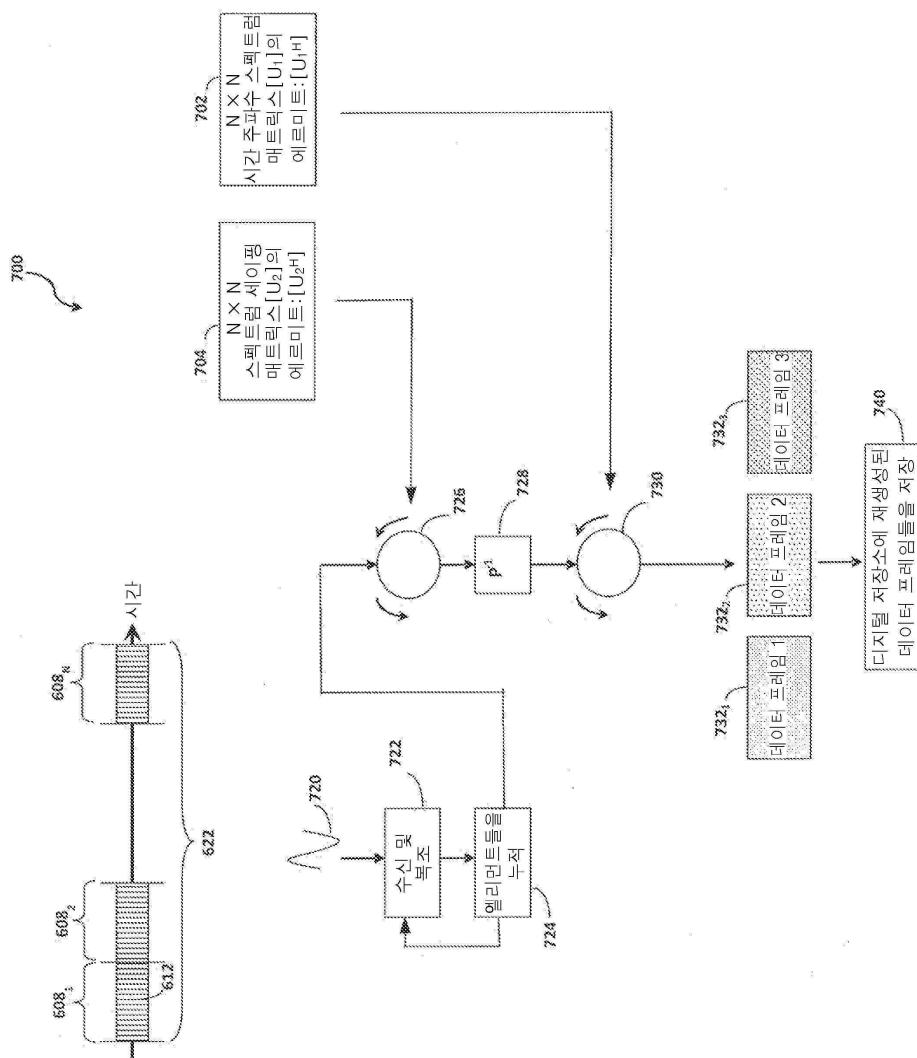
도면6b



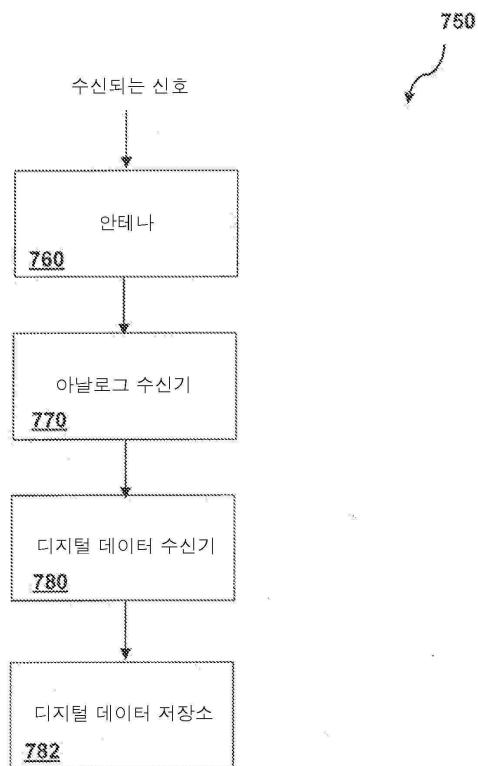
도면6c



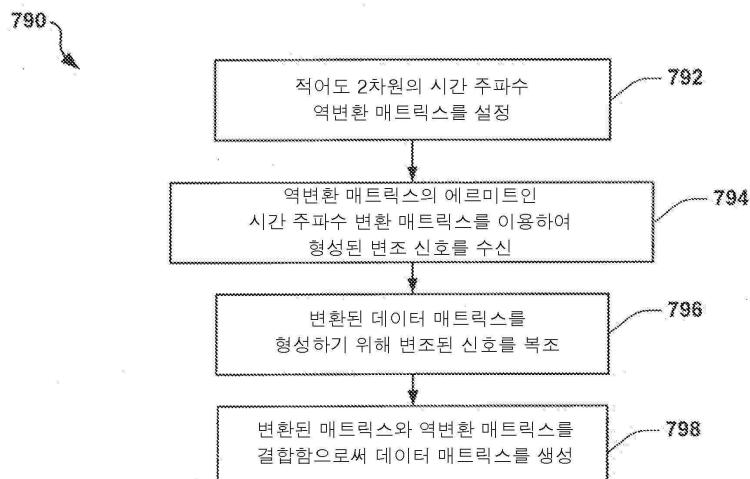
도면 7a



도면7b



도면7c



도면8

D: 데이터 벡터

d_0^k	d_1^k	d_2^k						d_{N-3}^k	d_{N-2}^k	d_{N-1}^k
---------	---------	---------	--	--	--	--	--	-------------	-------------	-------------

U₁: 기저 벡터

b_0^m	b_1^m	b_2^m					b_{N-3}^m	b_{N-2}^m	b_{N-1}^m
---------	---------	---------	--	--	--	--	-------------	-------------	-------------

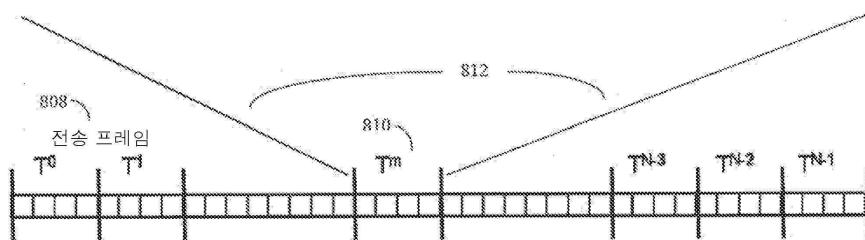
U₂: 푸리에 벡터

X_0^k	X_1^k	X_2^k					X_{N-3}^k	X_{N-2}^k	X_{N-1}^k
---------	---------	---------	--	--	--	--	-------------	-------------	-------------

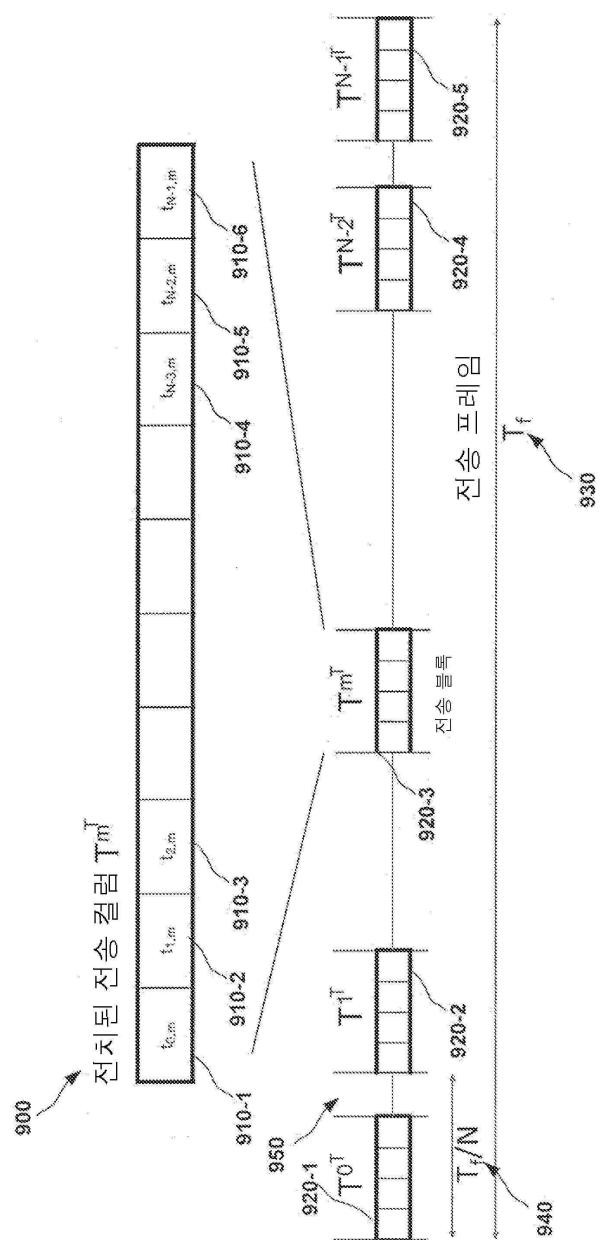
$$X_j^k = \exp(i2\pi j^k/N)$$

T: 전송 벡터

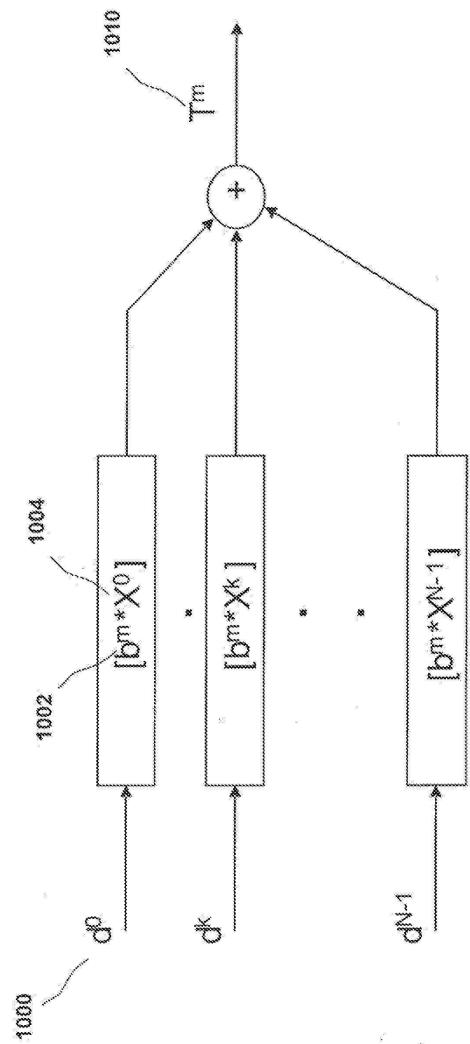
t_0^m	t_1^m	t_2^m					t_{N-3}^m	t_{N-2}^m	t_{N-1}^m
---------	---------	---------	--	--	--	--	-------------	-------------	-------------



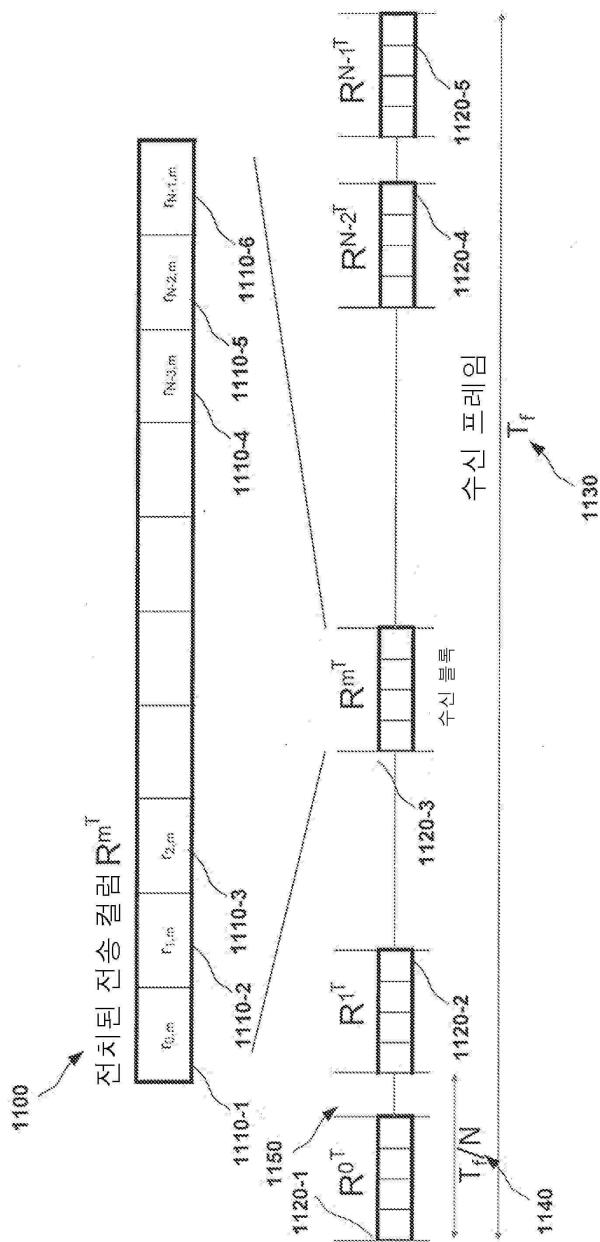
도면9



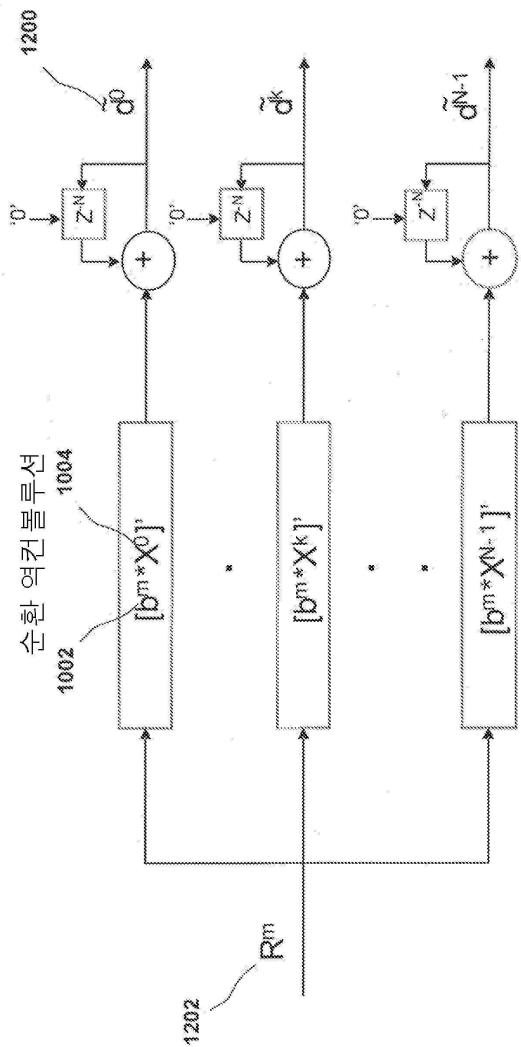
도면 10



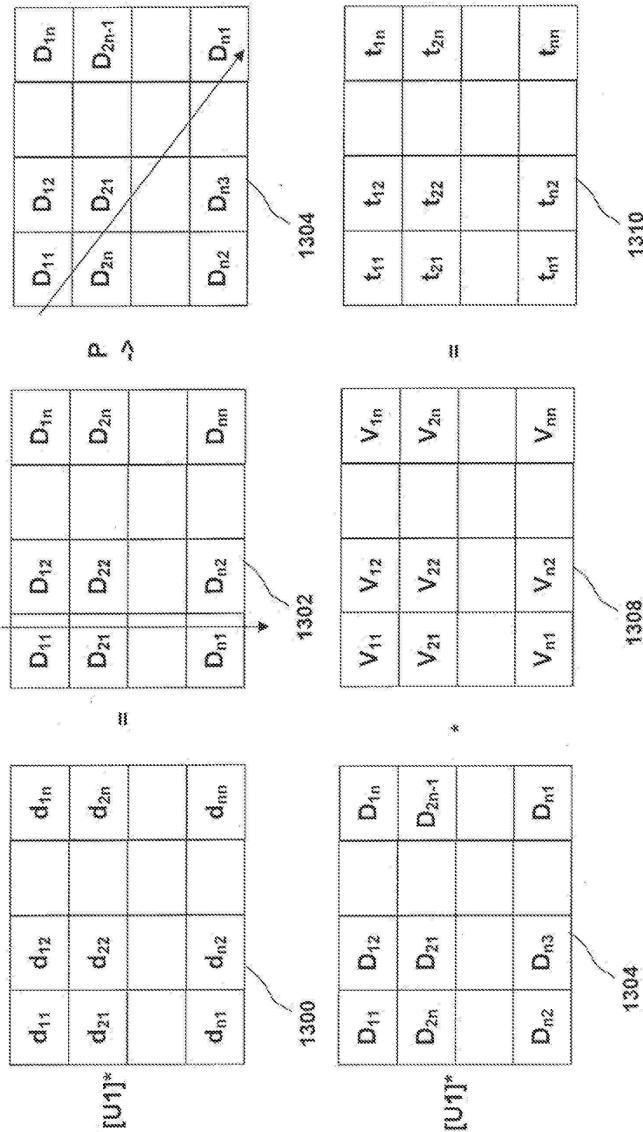
도면11



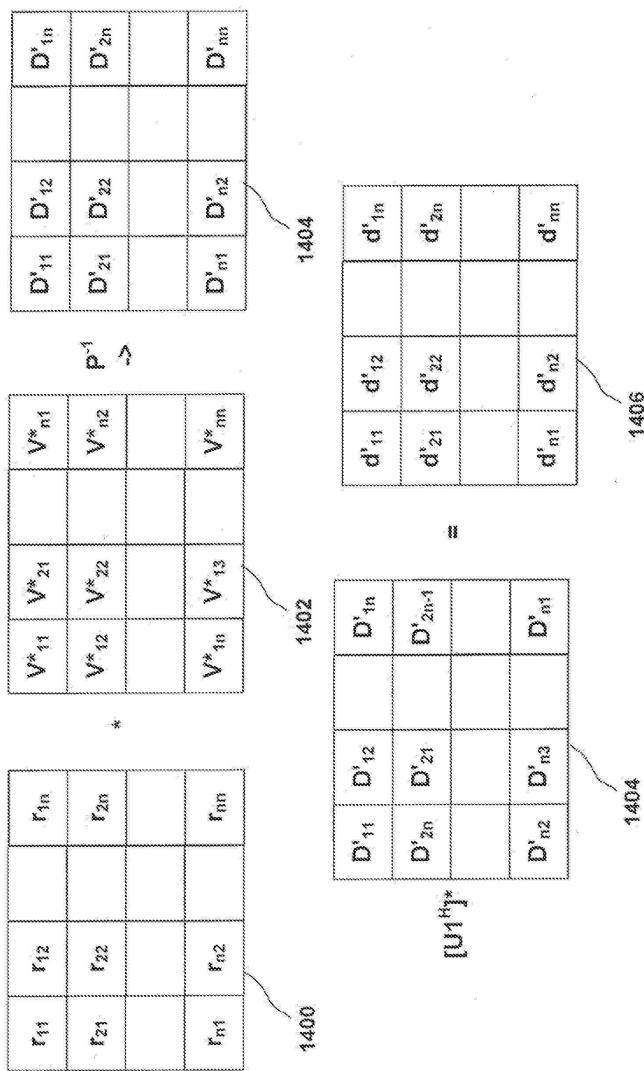
도면12



도면 13

승신기 | (1): $[U3] * (\bar{x} | \vdash ([U1]^* D) * [U2])$ 

도면 14

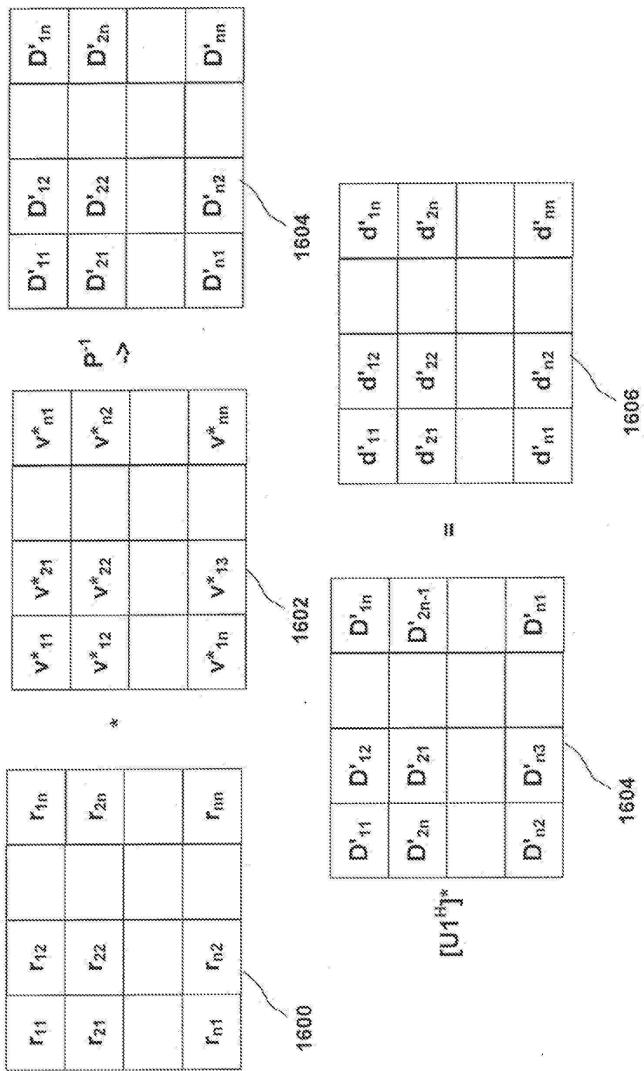
수신 | 1; [U1^H] * P⁻¹[U3^H][r]) * [U2^H]

도면15

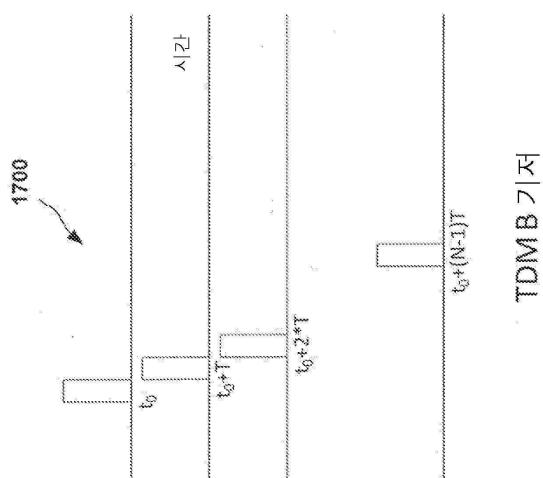
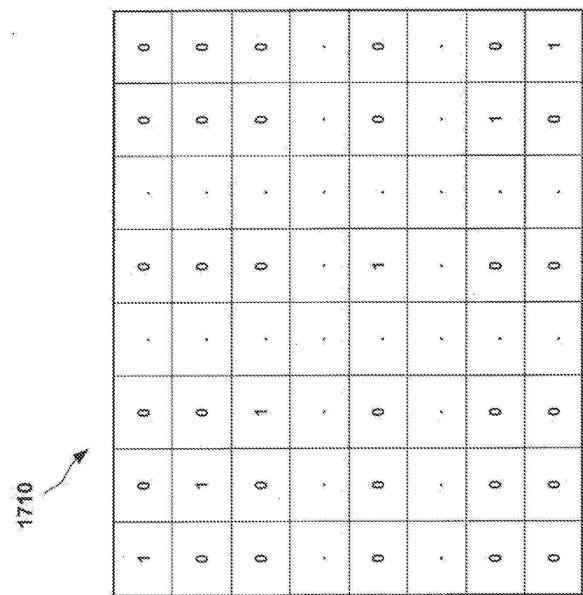
승선기(2): 치환([U1]*D)*[U2])

d_{11}	d_{12}	d_{1n}	D_{11}	D_{12}	D_{1n}	D_{11}	D_{12}	D_{1n}
d_{21}	d_{22}	d_{2n}	D_{21}	D_{22}	D_{2n}	D_{21}	D_{22}	D_{2n}
d_{n1}	d_{n2}	d_{nn}	D_{n1}	D_{n2}	D_{nn}	D_{n1}	D_{n2}	D_{nn}
d_{11}	d_{12}	d_{1n}	D_{11}	D_{12}	D_{1n}	D_{11}	D_{12}	D_{1n}
d_{21}	d_{22}	d_{2n}	D_{21}	D_{22}	D_{2n}	D_{21}	D_{22}	D_{2n}
d_{n1}	d_{n2}	d_{nn}	D_{n1}	D_{n2}	D_{nn}	D_{n1}	D_{n2}	D_{nn}
d_{11}	d_{12}	d_{1n}	D_{11}	D_{12}	D_{1n}	D_{11}	D_{12}	D_{1n}
d_{21}	d_{22}	d_{2n}	D_{21}	D_{22}	D_{2n}	D_{21}	D_{22}	D_{2n}
d_{n1}	d_{n2}	d_{nn}	D_{n1}	D_{n2}	D_{nn}	D_{n1}	D_{n2}	D_{nn}

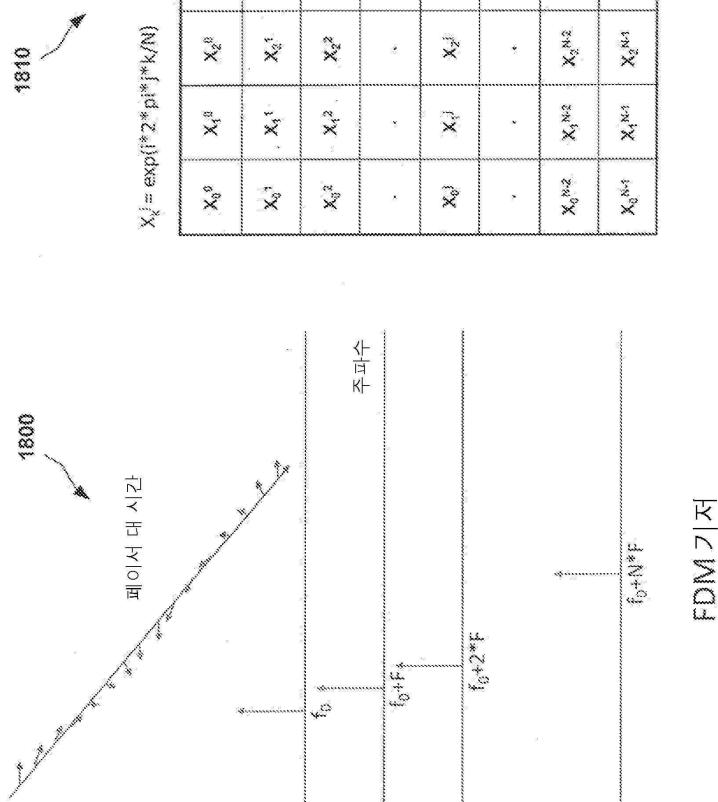
도면 16

수신 2) (2): $[U1^{H_1} * P^1([r] * [U2^H])]$ 

도면17



도면 18



$X_0^{k_0}$	$X_1^{k_1}$	$X_2^{k_2}$	$X_k^{k_0}$	$X_{k+2}^{k_0}$	$X_{k+4}^{k_0}$
$X_0^{k_1}$	$X_1^{k_1}$	$X_2^{k_1}$	$X_k^{k_1}$	$X_{k+2}^{k_1}$	$X_{k+4}^{k_1}$
$X_0^{k_2}$	$X_1^{k_2}$	$X_2^{k_2}$	$X_k^{k_2}$	$X_{k+2}^{k_2}$	$X_{k+4}^{k_2}$
$X_0^{k_3}$	$X_1^{k_3}$	$X_2^{k_3}$	$X_k^{k_3}$	$X_{k+2}^{k_3}$	$X_{k+4}^{k_3}$
$X_0^{k_4}$	$X_1^{k_4}$	$X_2^{k_4}$	$X_k^{k_4}$	$X_{k+2}^{k_4}$	$X_{k+4}^{k_4}$
$X_0^{k_5}$	$X_1^{k_5}$	$X_2^{k_5}$	$X_k^{k_5}$	$X_{k+2}^{k_5}$	$X_{k+4}^{k_5}$
$X_0^{k_6}$	$X_1^{k_6}$	$X_2^{k_6}$	$X_k^{k_6}$	$X_{k+2}^{k_6}$	$X_{k+4}^{k_6}$
$X_0^{k_7}$	$X_1^{k_7}$	$X_2^{k_7}$	$X_k^{k_7}$	$X_{k+2}^{k_7}$	$X_{k+4}^{k_7}$
$X_0^{k_8}$	$X_1^{k_8}$	$X_2^{k_8}$	$X_k^{k_8}$	$X_{k+2}^{k_8}$	$X_{k+4}^{k_8}$
$X_0^{k_9}$	$X_1^{k_9}$	$X_2^{k_9}$	$X_k^{k_9}$	$X_{k+2}^{k_9}$	$X_{k+4}^{k_9}$
$X_0^{k_{10}}$	$X_1^{k_{10}}$	$X_2^{k_{10}}$	$X_k^{k_{10}}$	$X_{k+2}^{k_{10}}$	$X_{k+4}^{k_{10}}$

도면 19

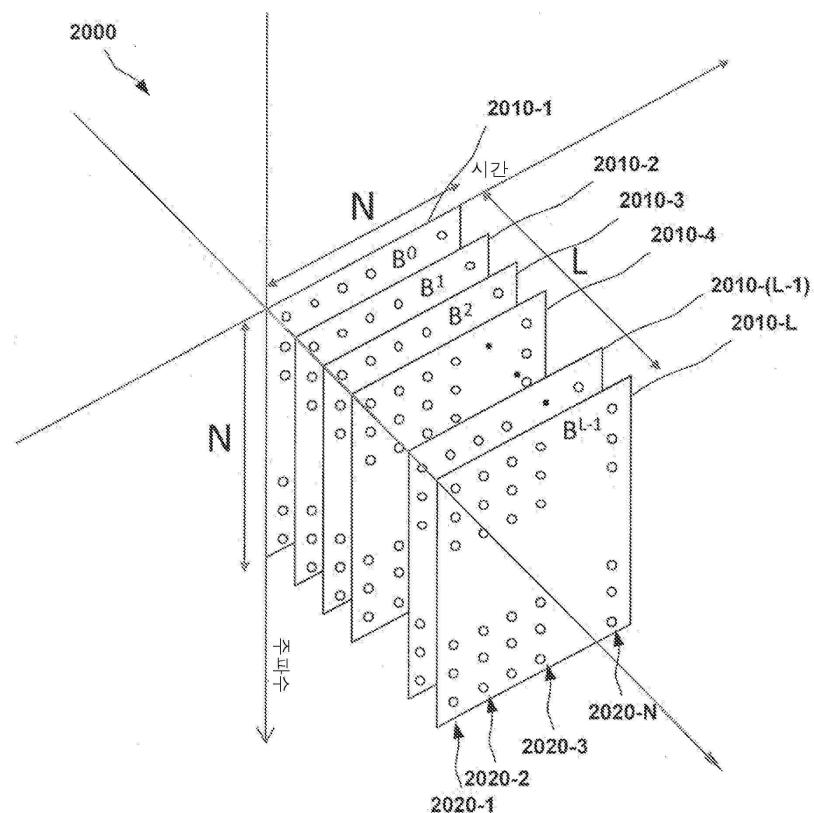
100

한국영화의 역사

300

人|記

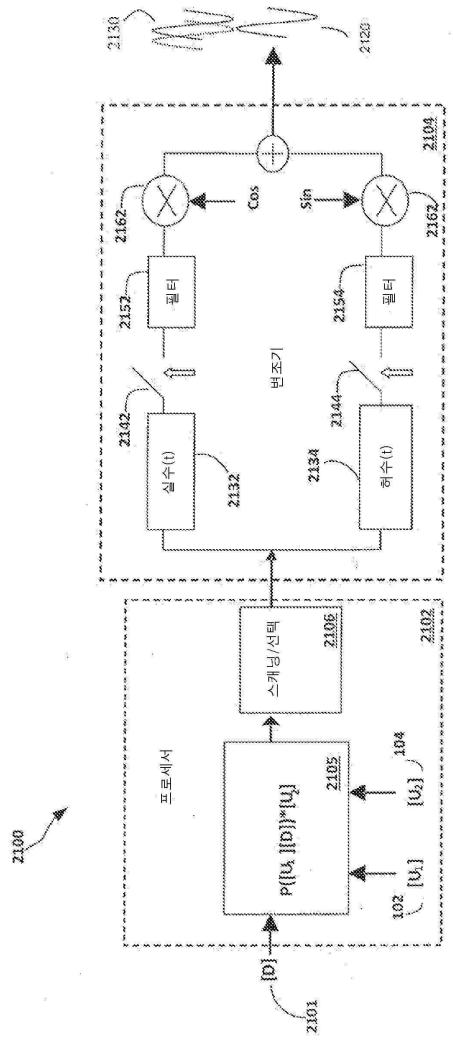
도면20



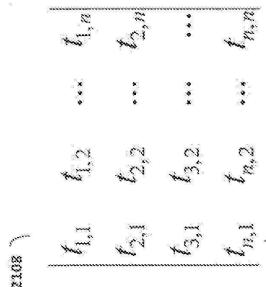
$$\text{프레임} = L \times N \times N \text{ [심볼]}$$

$$\text{지속 기간} \geq N \times [L \times (N \times T + T_g)]$$

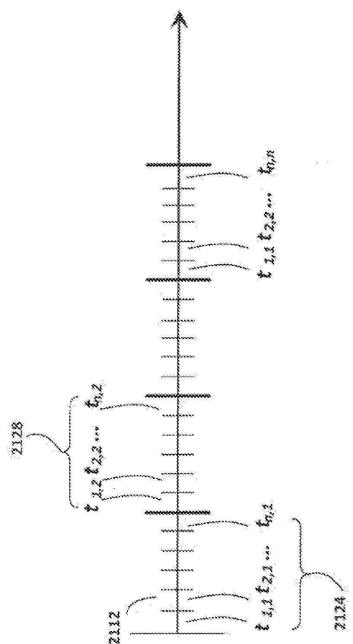
도면21a



도면21b



도면 21c



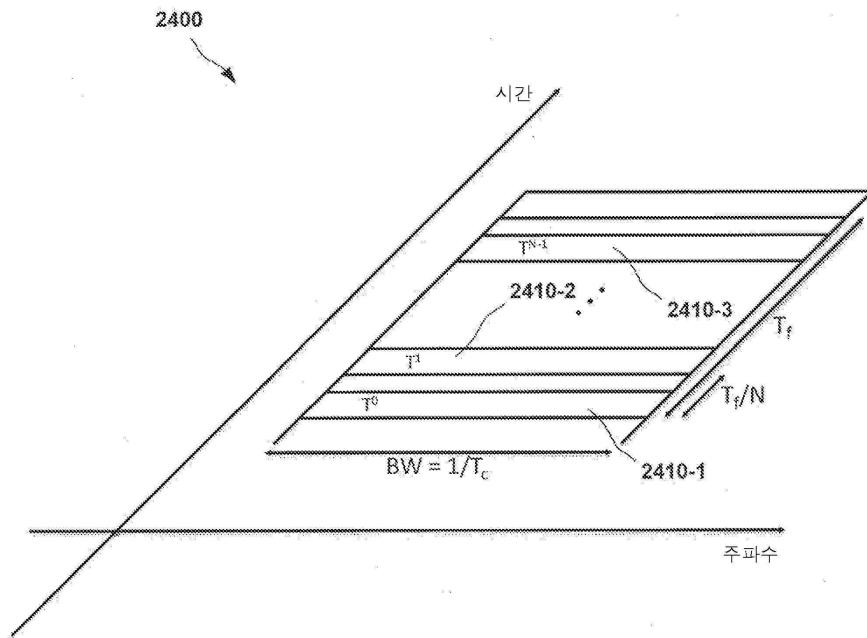
도면22

$$b_{i,j} = a_{i, \{i+j\} \bmod N}$$

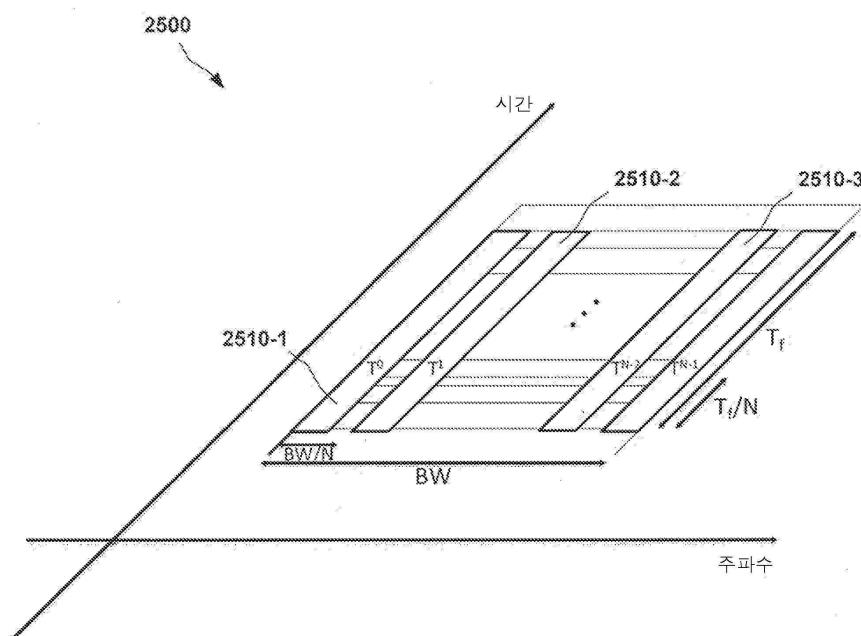
도면23

Δ^0	Δ^1	Δ^2	Δ^3	Δ^4	Δ^5	Δ^6	Δ^7	Δ^8	Δ^9	Δ^{10}
$a_{0,0}$	$a_{0,1}$	$a_{0,2}$	$a_{0,N-2}$	$a_{0,N-1}$	$a_{0,0}$	$a_{0,1}$	$a_{0,2}$			$a_{0,N-1}$
$a_{1,0}$	$a_{1,1}$	$a_{1,2}$	$a_{1,N-2}$	$a_{1,N-1}$	$a_{1,0}$	$a_{1,1}$	$a_{1,2}$			$a_{1,N-1}$
$a_{2,0}$	$a_{2,1}$	$a_{2,2}$	$a_{2,N-2}$	$a_{2,N-1}$	$a_{2,0}$	$a_{2,1}$	$a_{2,2}$			$a_{2,N-2}$
$a_{N-2,0}$	$a_{N-2,1}$	$a_{N-2,2}$	$a_{N-2,N-2}$	$a_{N-2,N-1}$	$a_{N-2,0}$	$a_{N-2,1}$	$a_{N-2,2}$			$a_{N-2,N-2}$
$a_{N-1,0}$	$a_{N-1,1}$	$a_{N-1,2}$			$a_{N-1,0}$	$a_{N-1,1}$	$a_{N-1,2}$			$a_{N-1,N-2}$

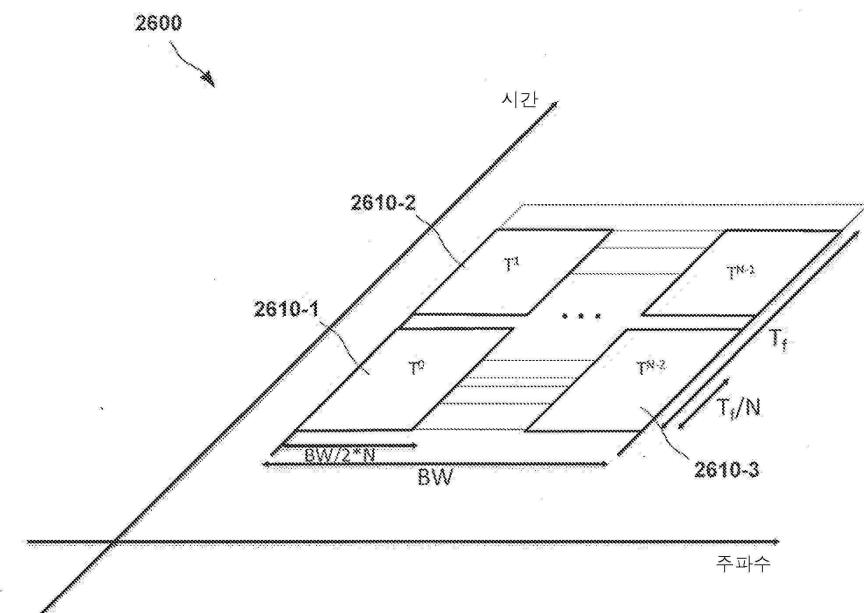
도면24



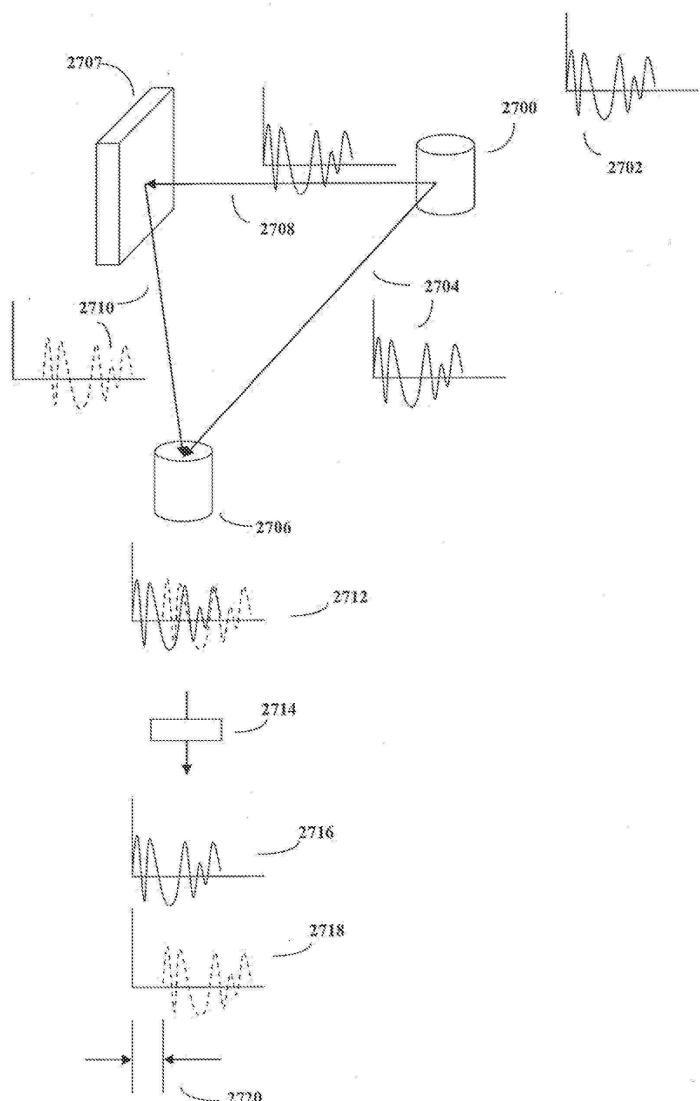
도면25



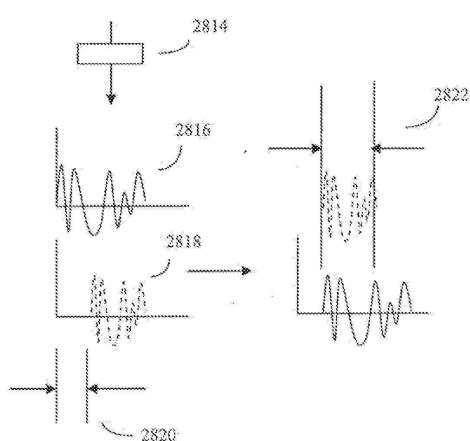
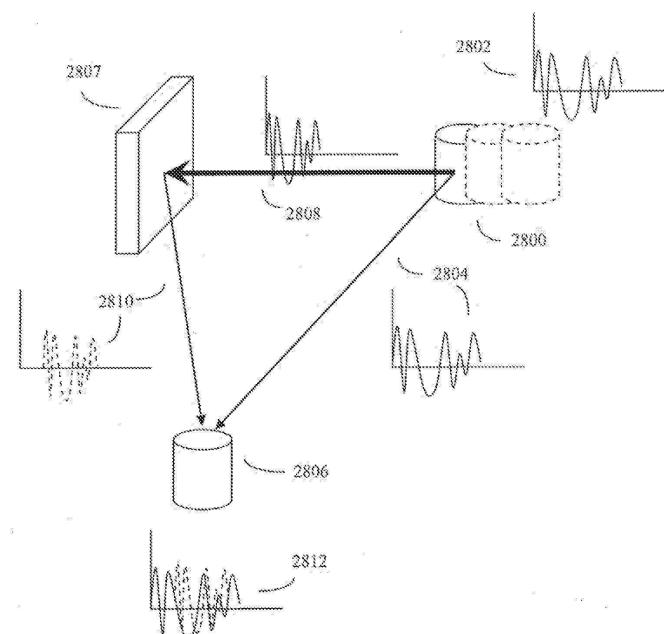
도면26



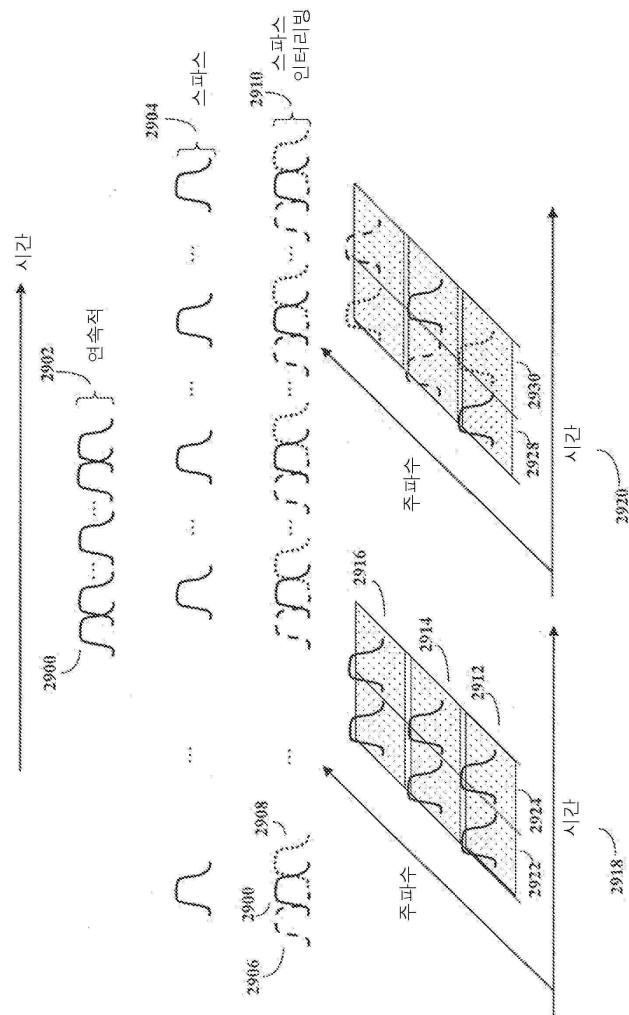
도면27



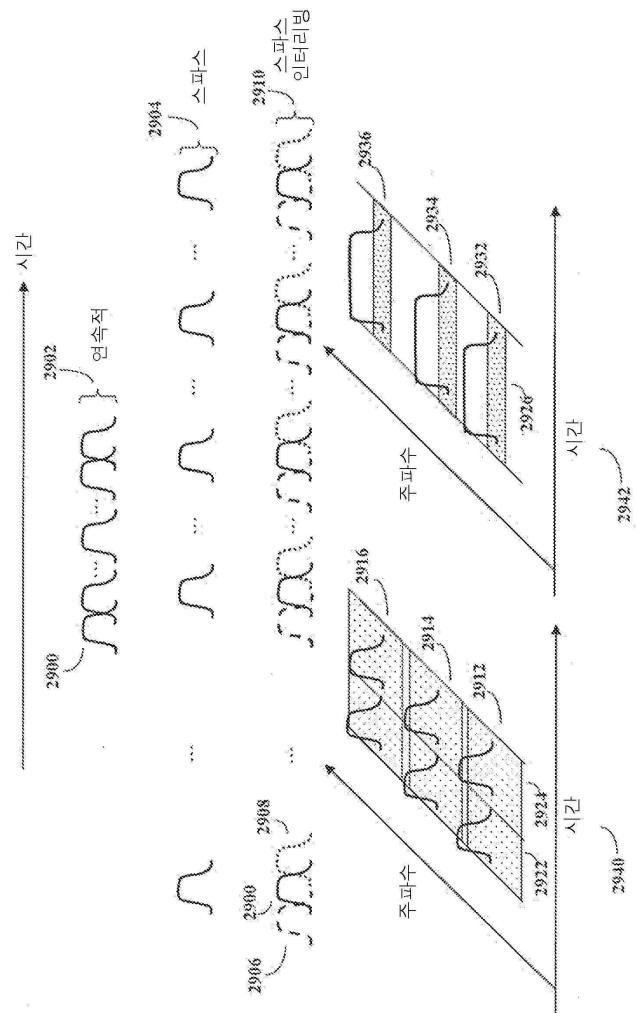
도면28



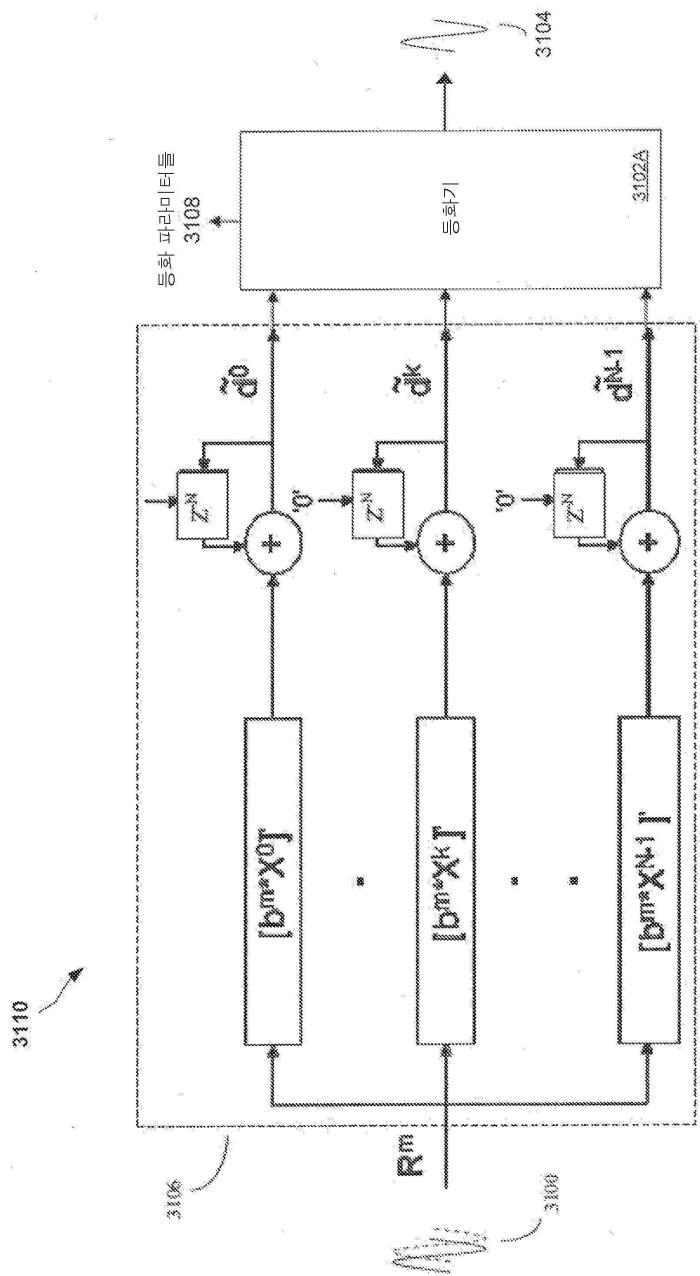
도면29



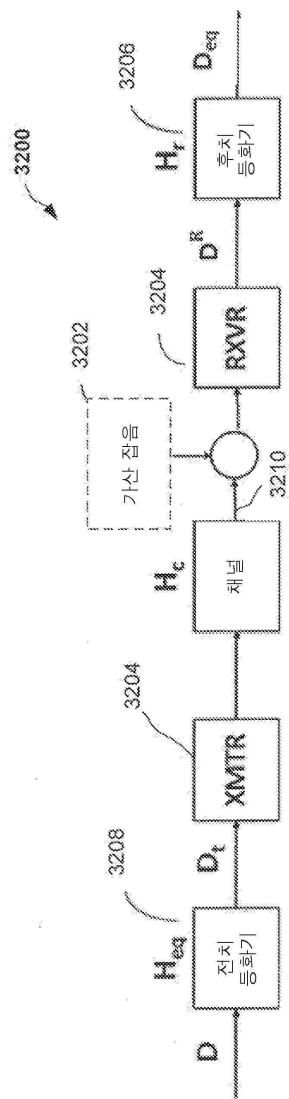
도면30



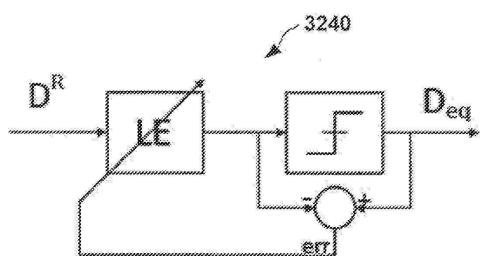
도면31



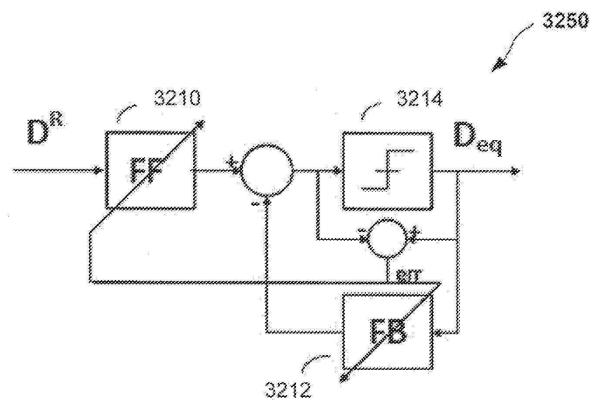
도면32a



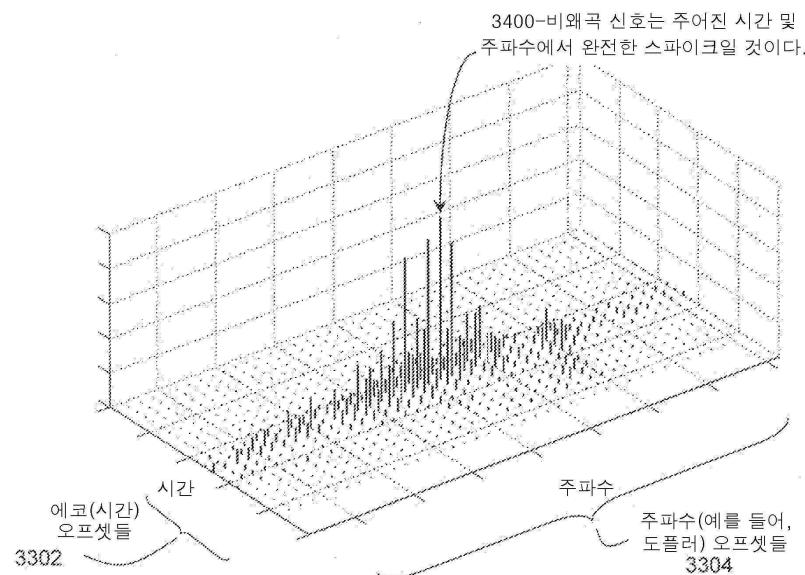
도면32b



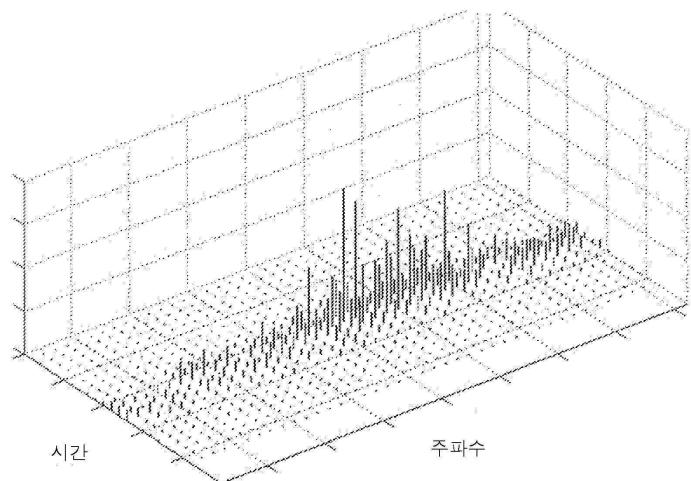
도면32c



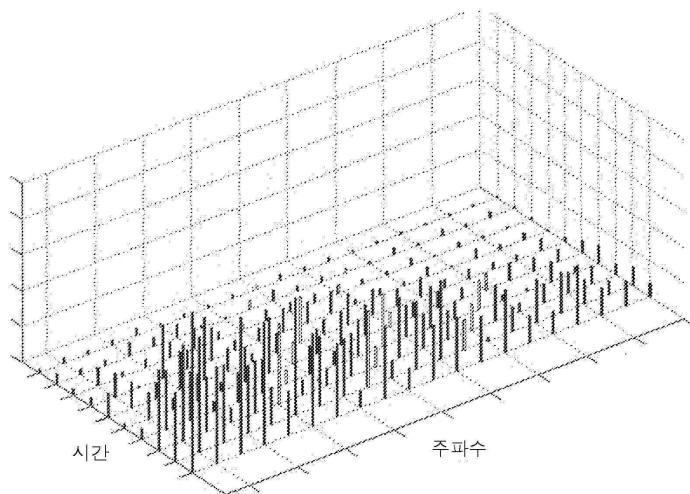
도면33



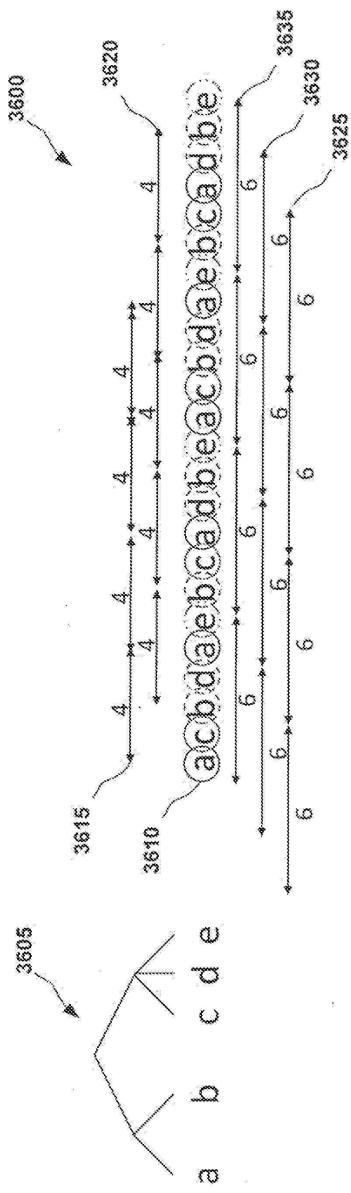
도면34



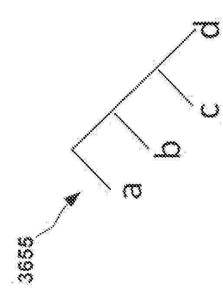
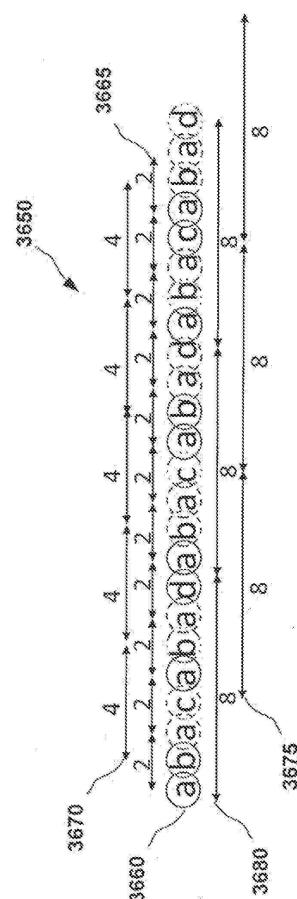
도면35



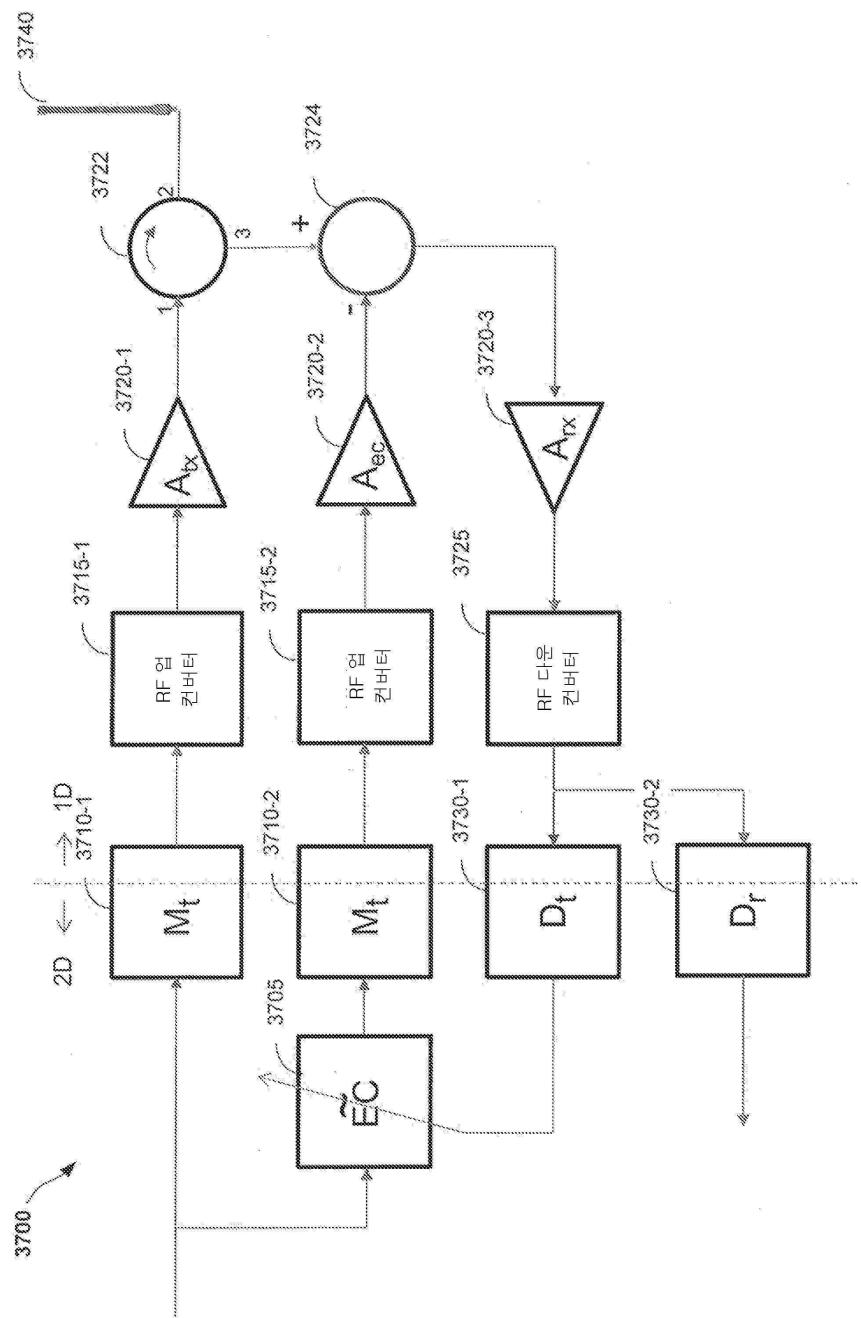
도면36a



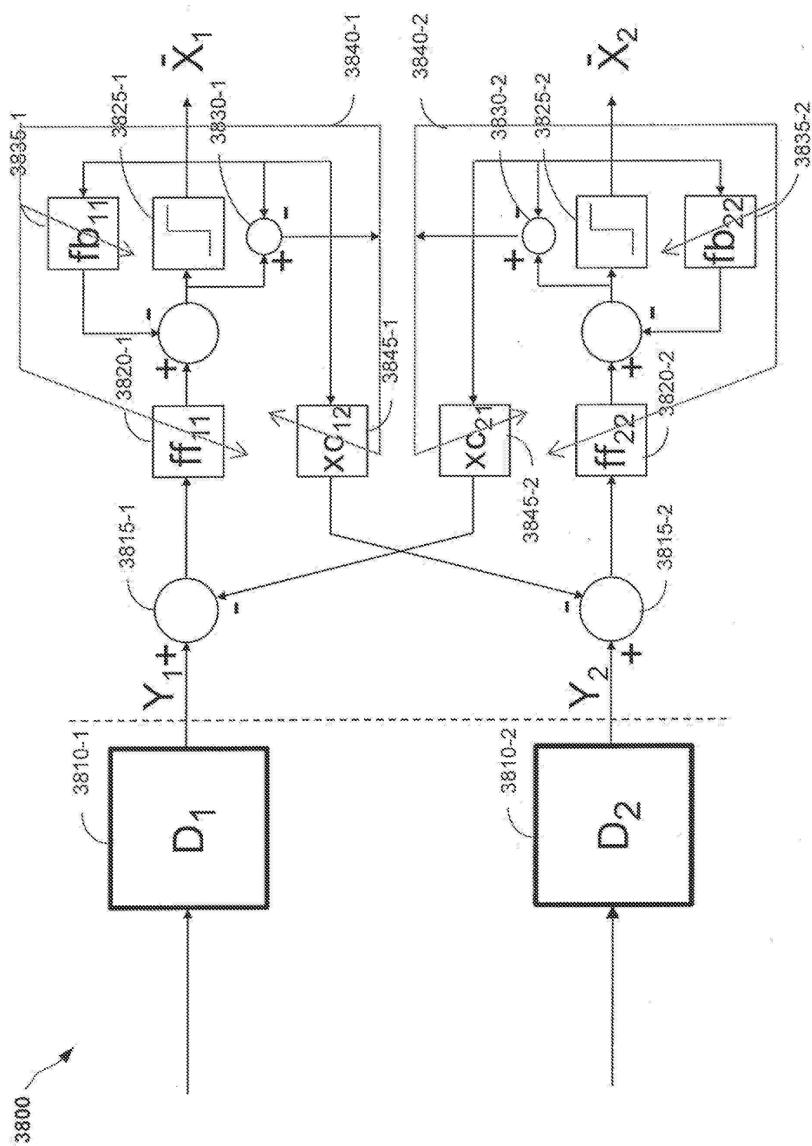
도면 36b



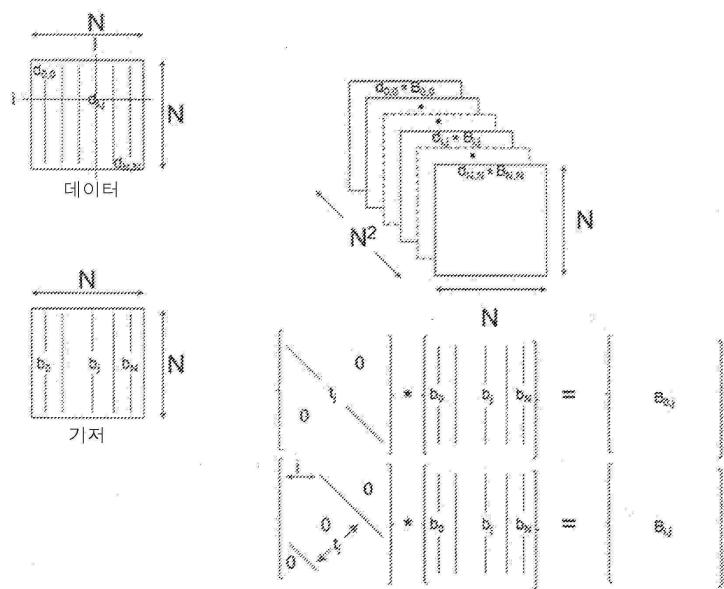
도면37



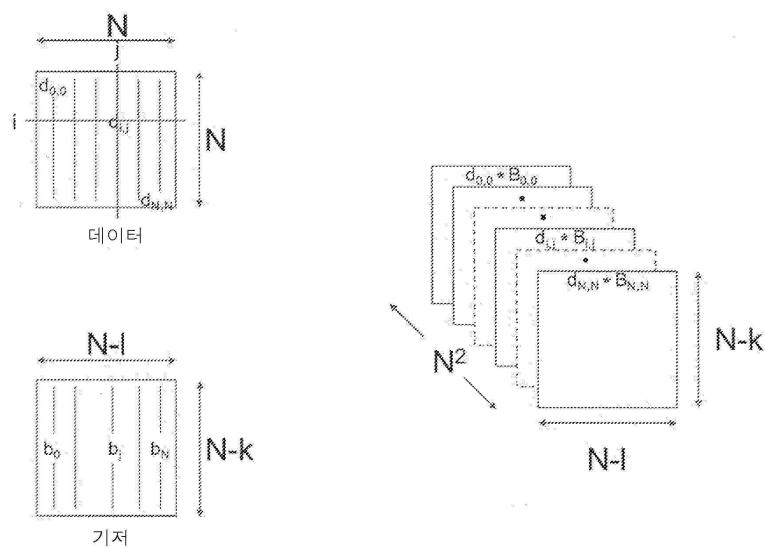
도면38



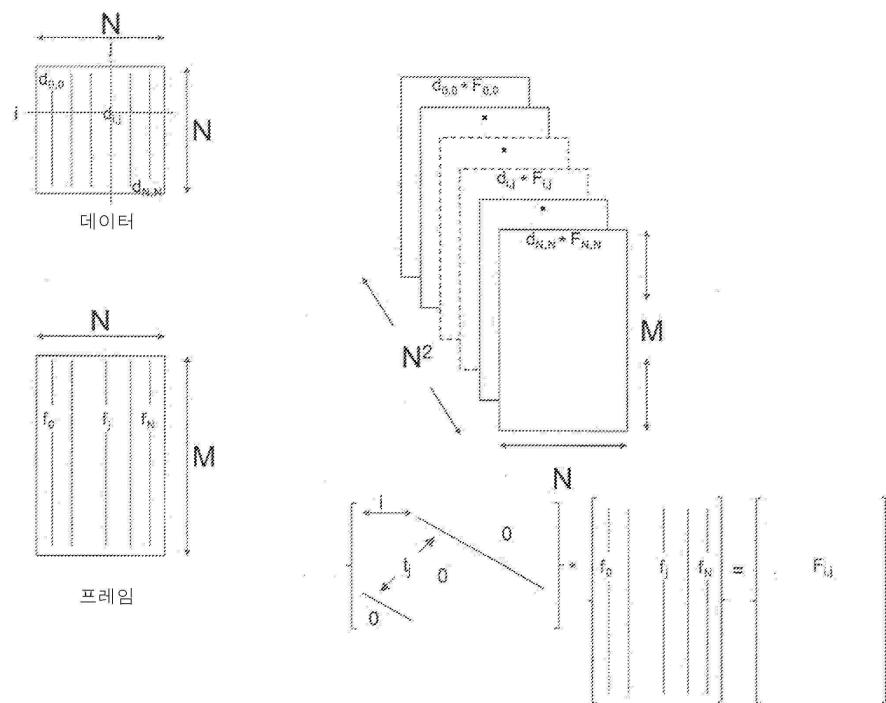
도면39a



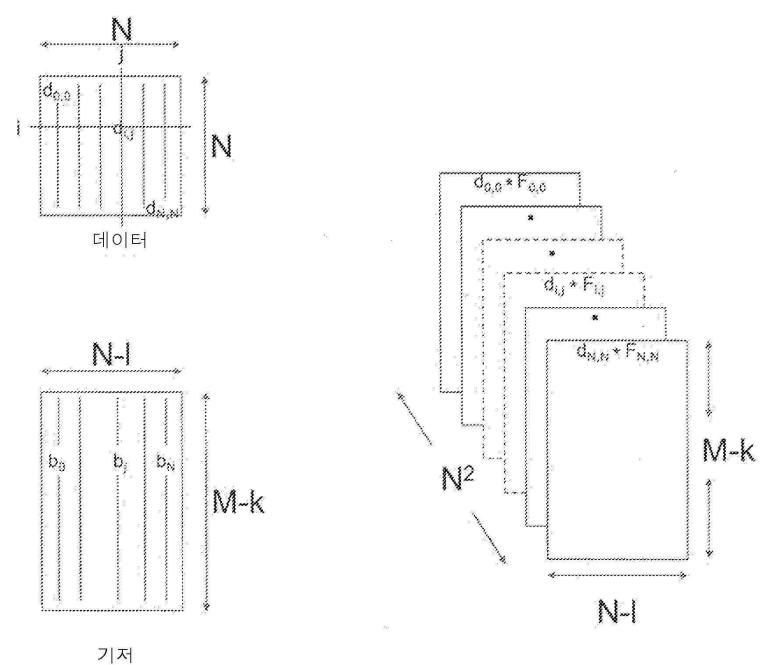
도면39b



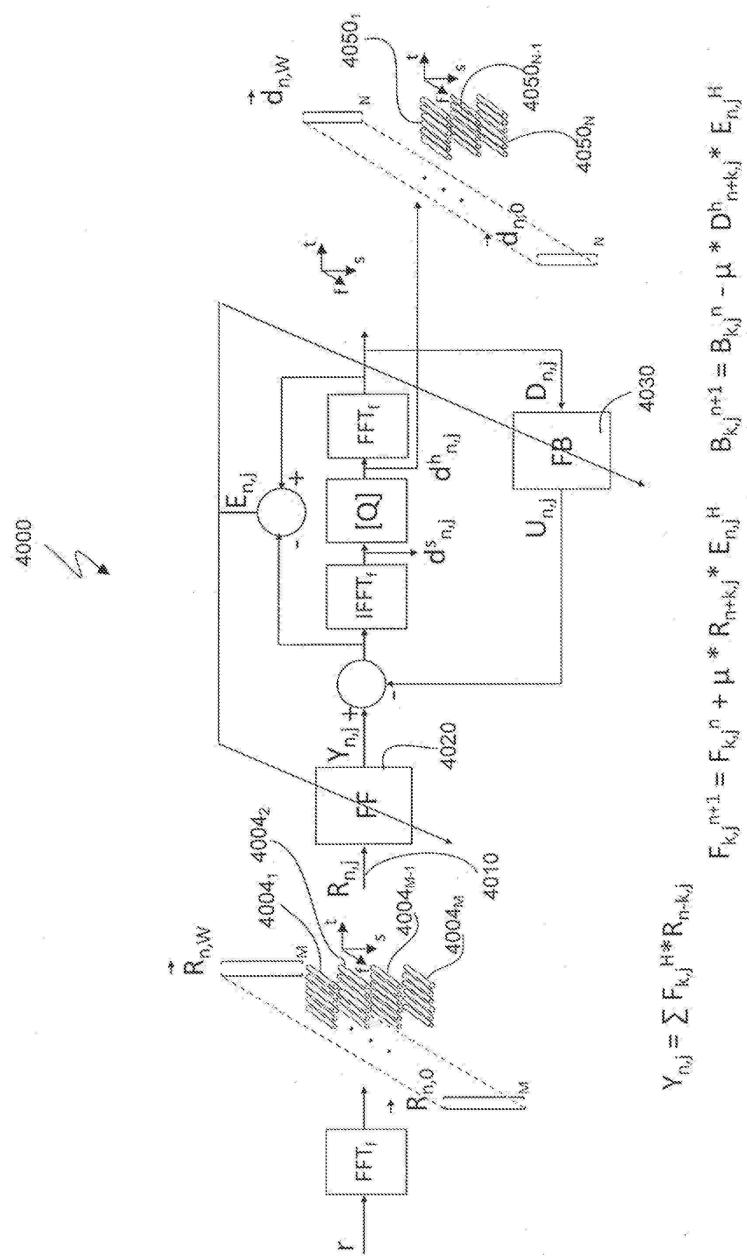
도면39c



도면39d



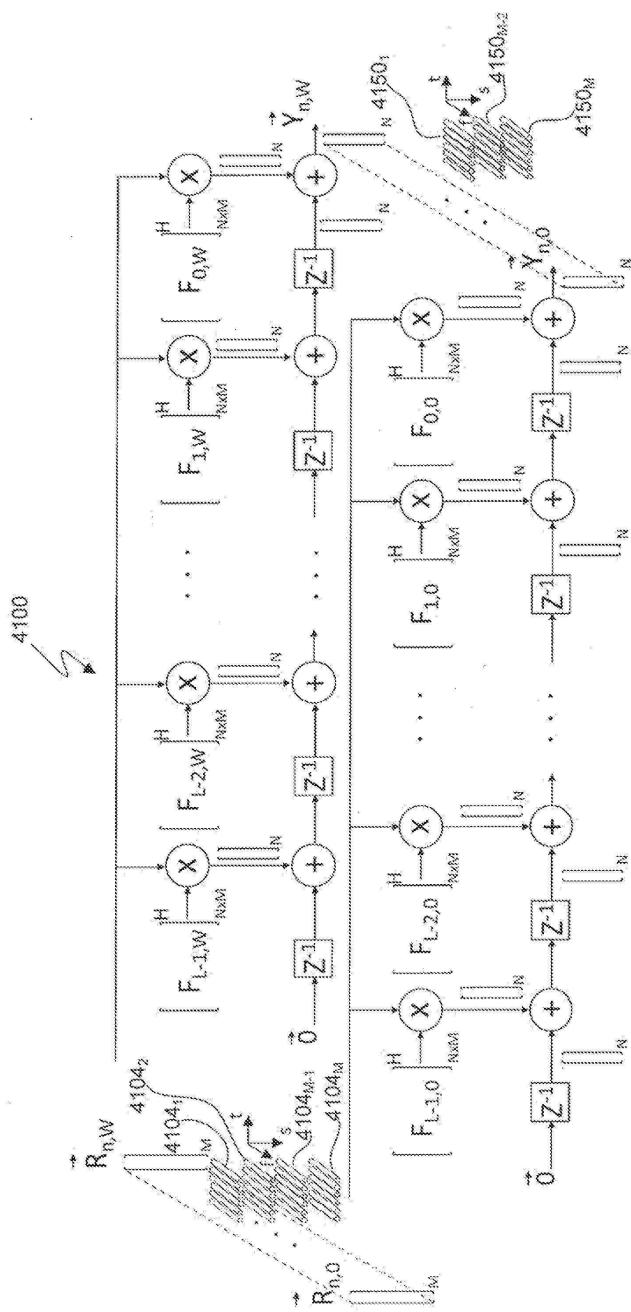
도면40



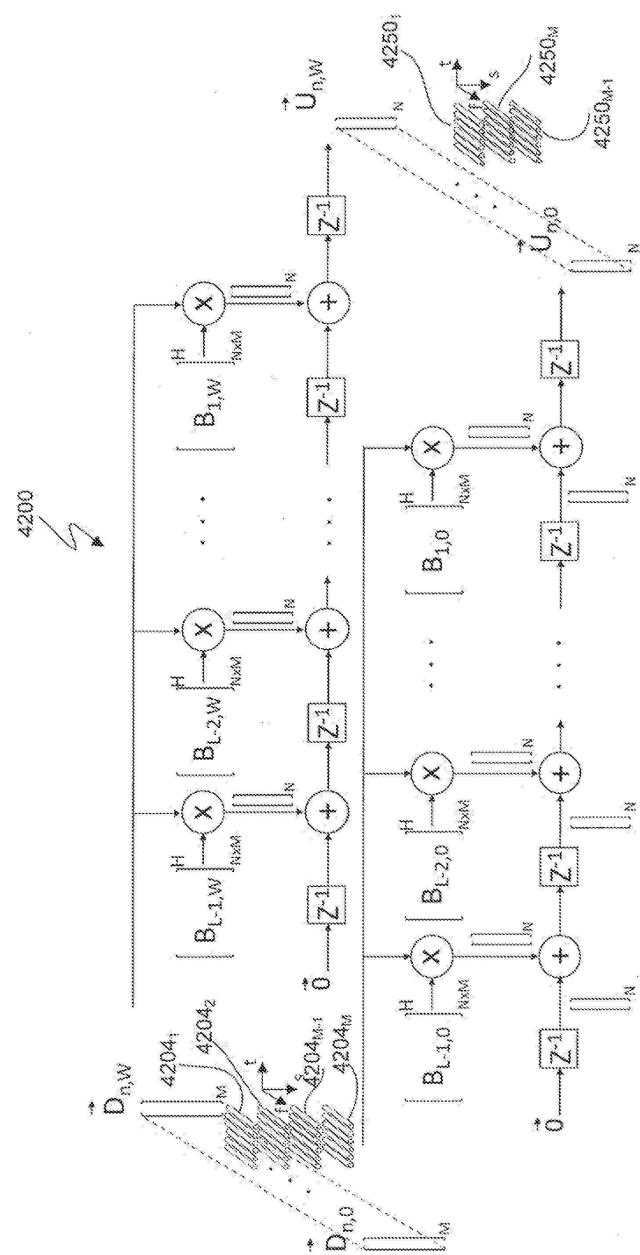
$$Y_{n,j} = \sum F_{k,j}^{H+1} R_{n-k,j} \quad F_{k,j}^{H+1} = F_{k,j}^H + \mu * R_{m+k,j} * E_{n,j}^H \quad B_{k,j}^{H+1} = B_{k,j}^H - \mu * D_{n+k,j}^H * E_{n,j}^H$$

- 102 -

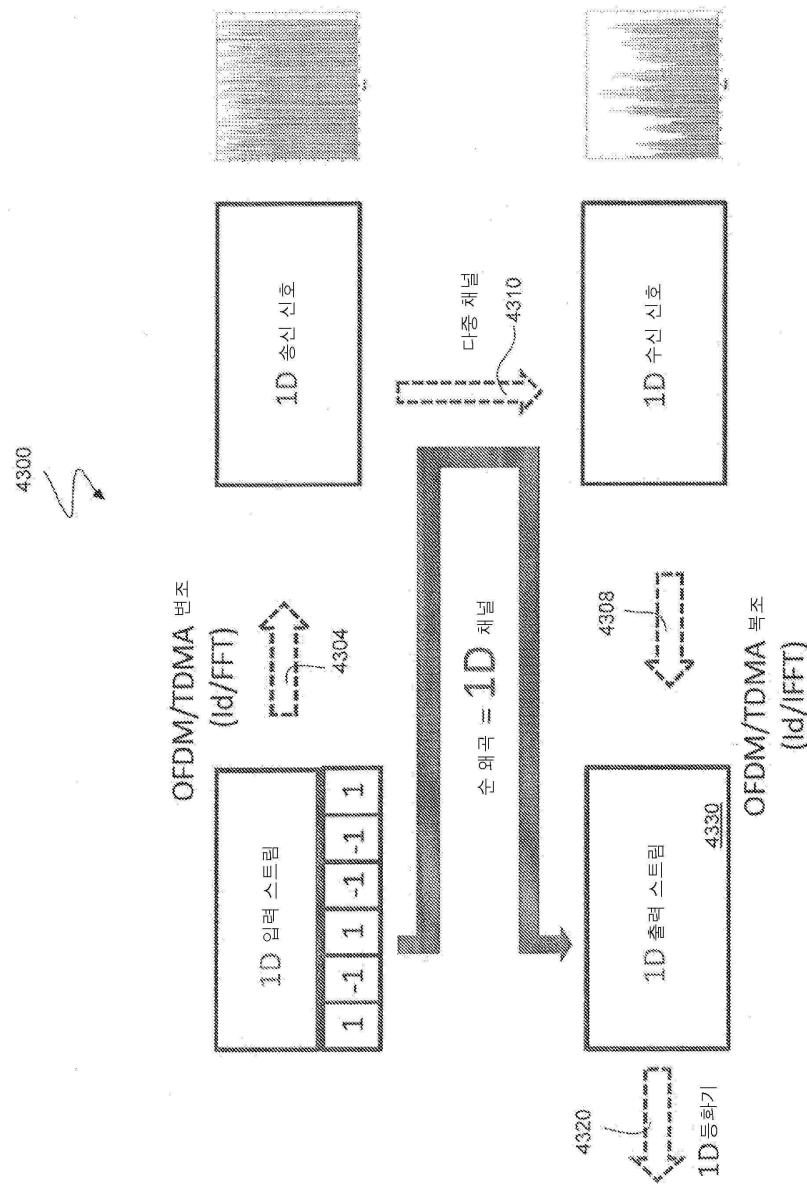
도면41



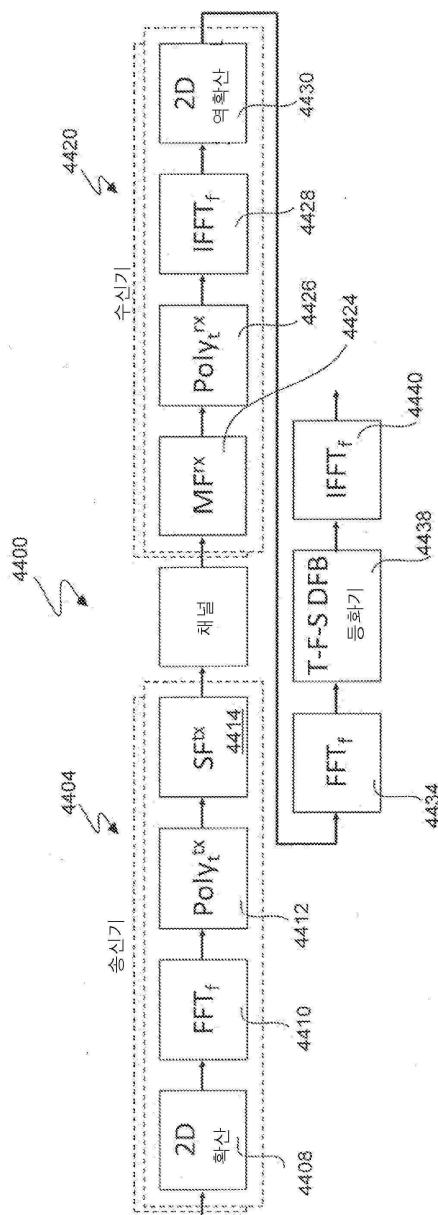
도면42



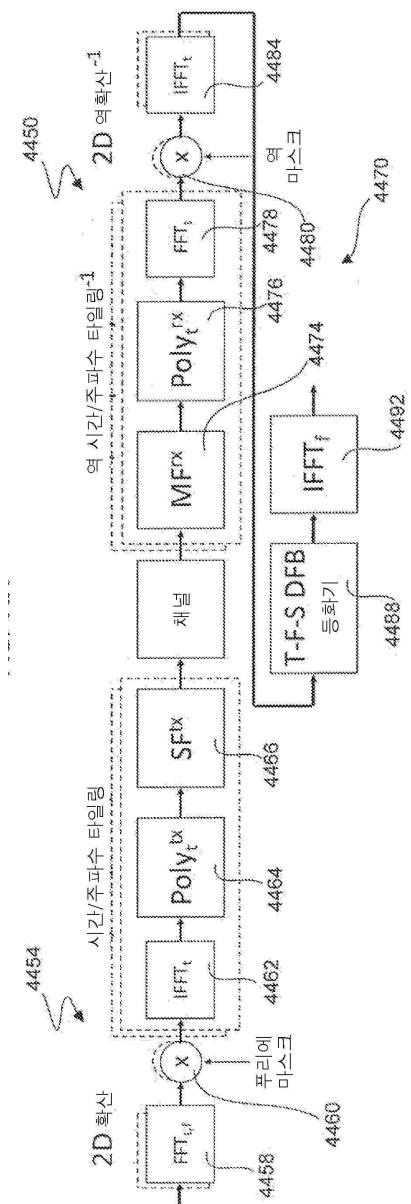
도면43



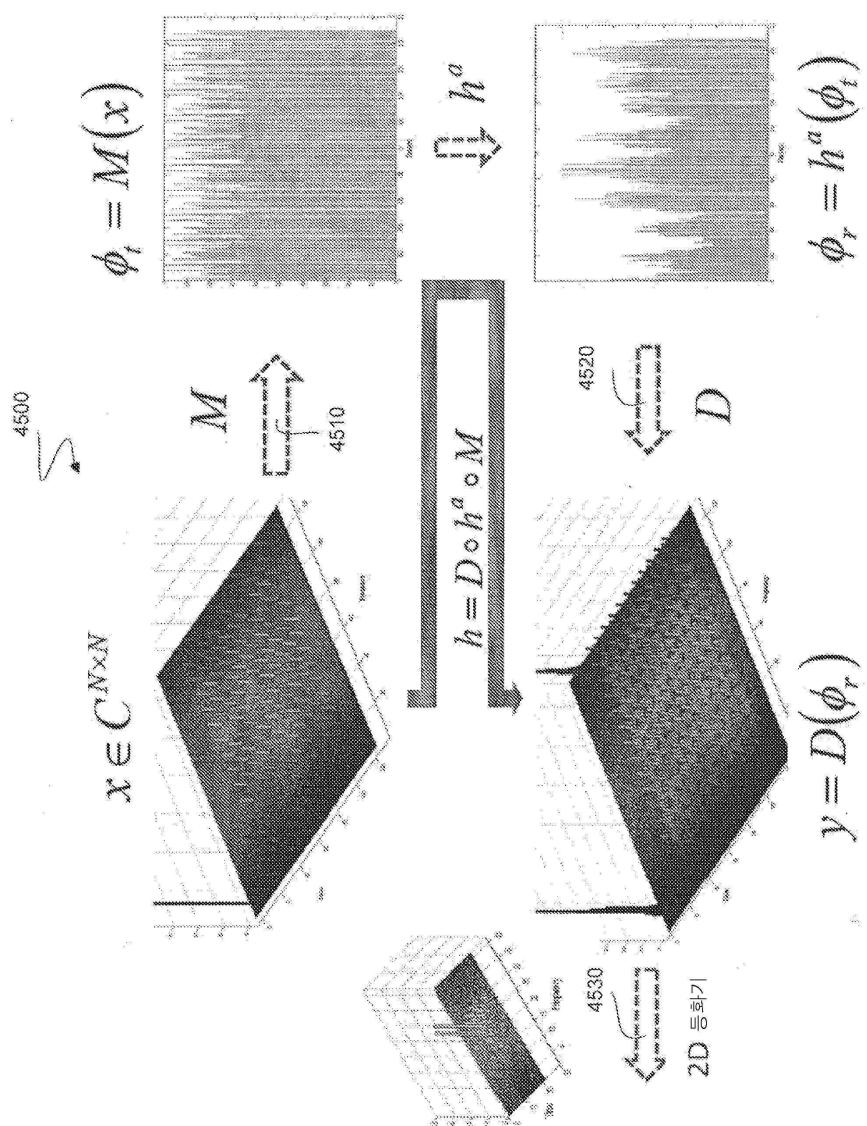
도면44a



도면44b

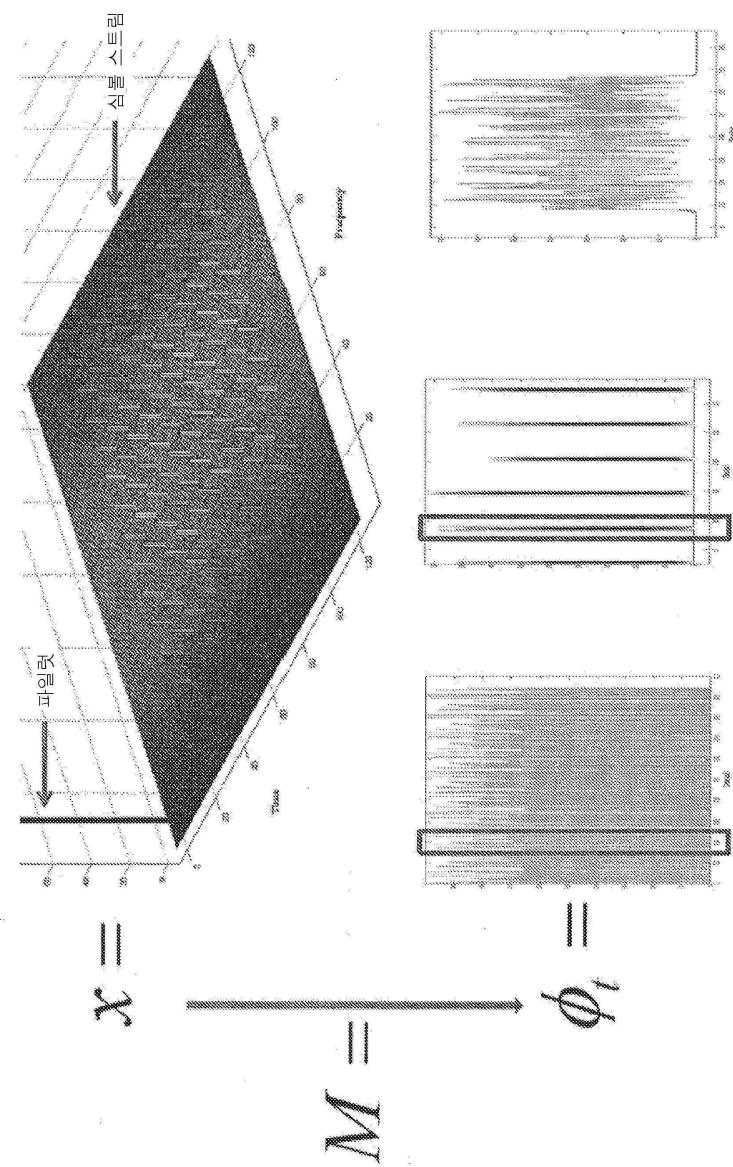


도면45



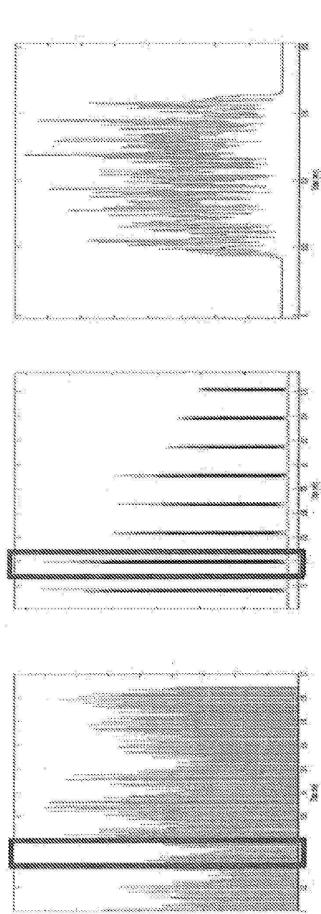
도면46

OTFS 변조기

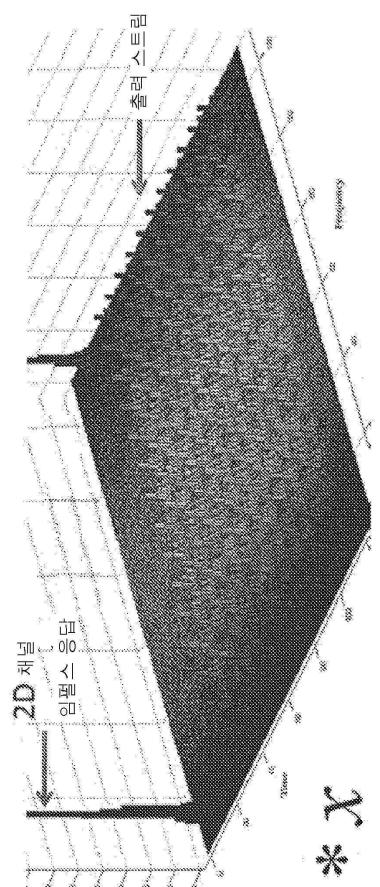


도면47

OTFS 복조기

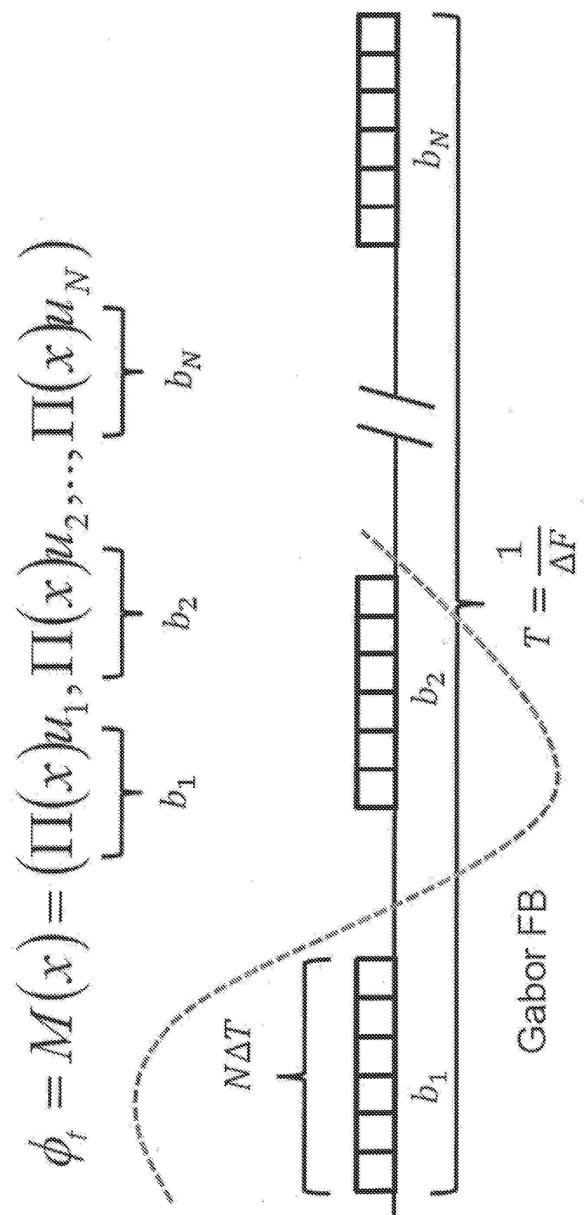


$$D = \phi_r = \boxed{x}$$

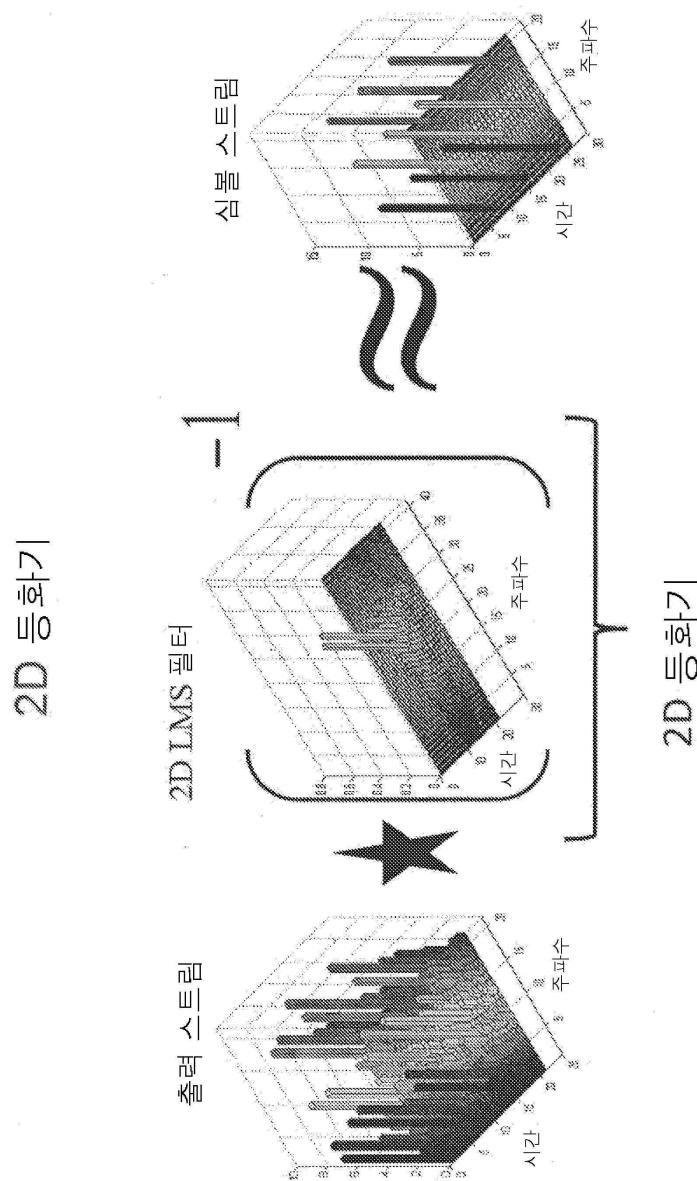


$$y = h * x$$

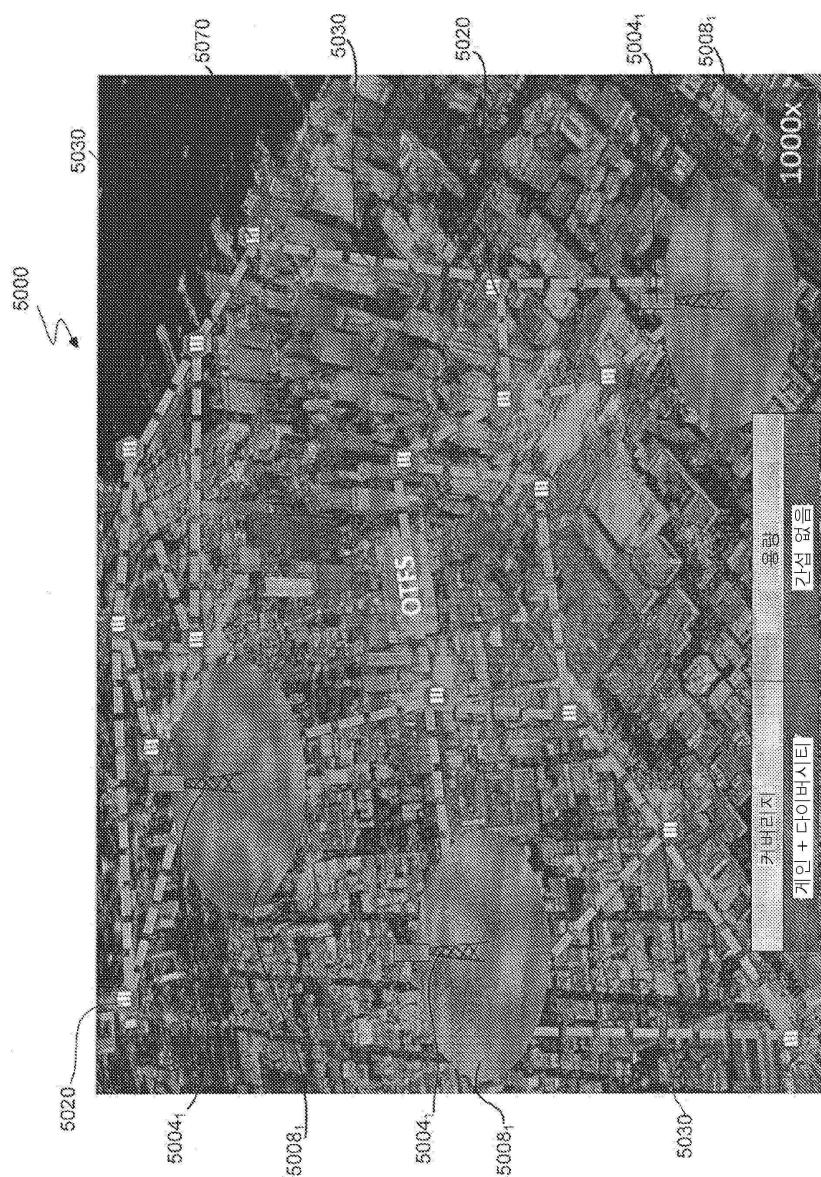
도면48



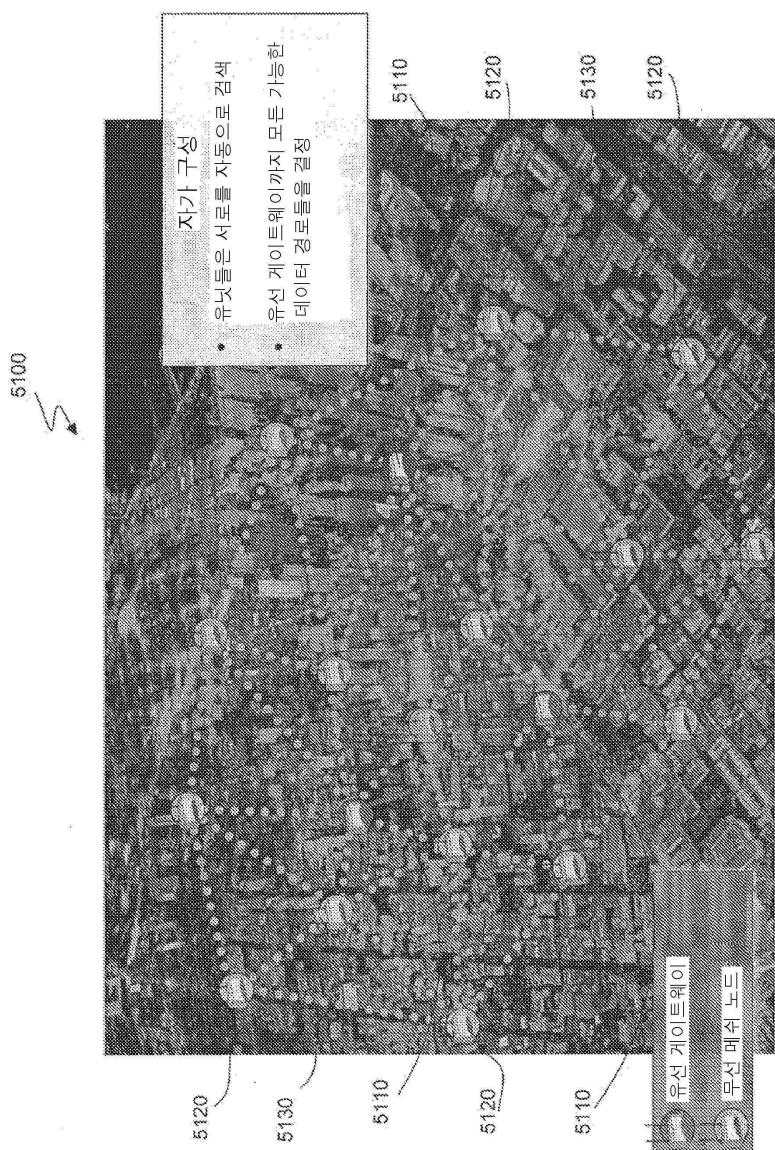
도면 49



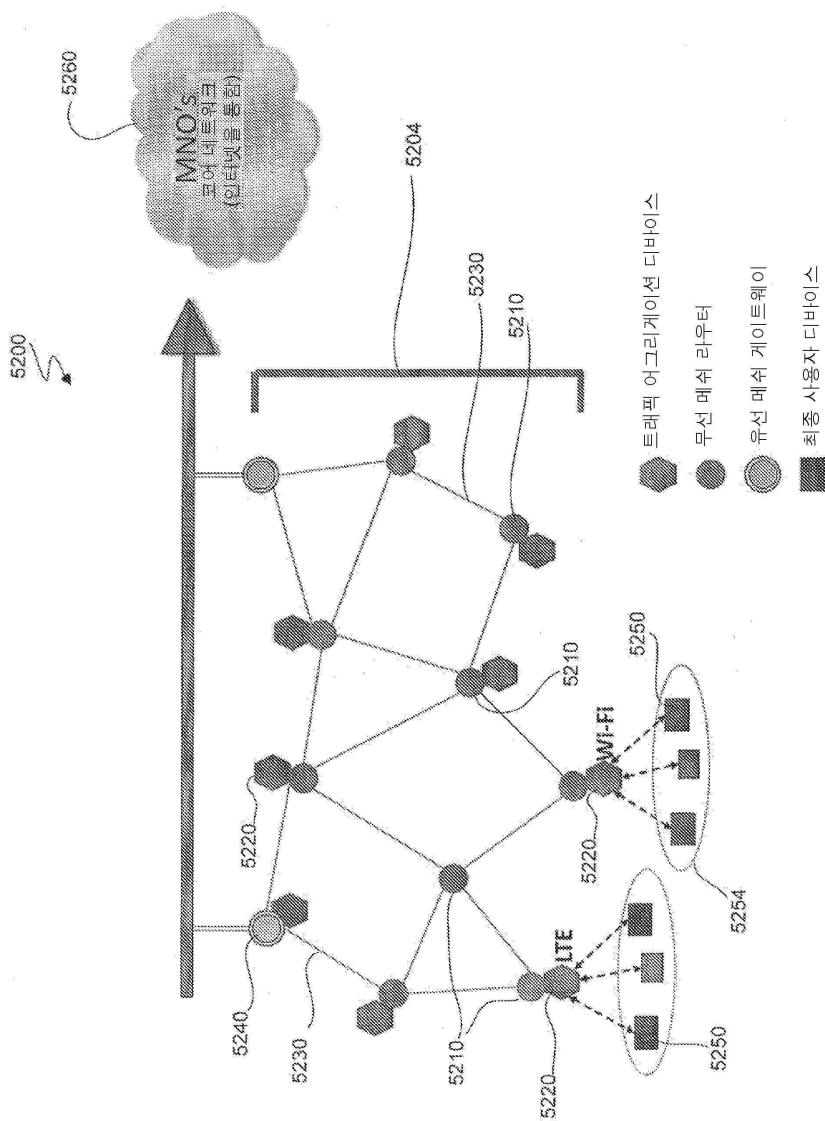
도면50



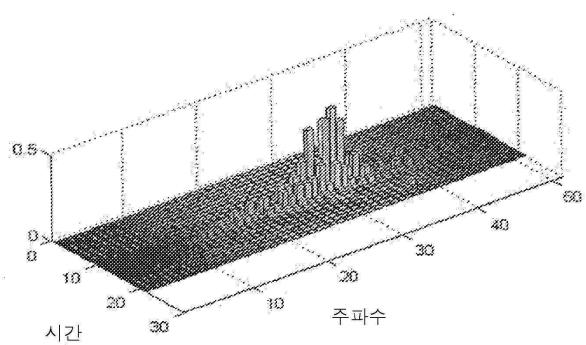
도면51



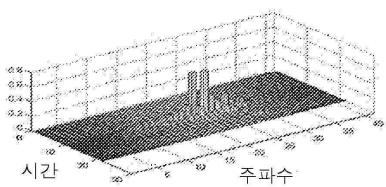
도면52



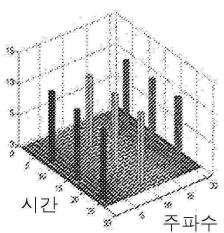
도면53



도면54a



도면54b



도면54c

