



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0102393
(43) 공개일자 2008년11월25일

- | | |
|--|--|
| <p>(51) Int. Cl.
H03M 13/25 (2006.01) H03M 13/45 (2006.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2008-7022509</p> <p>(22) 출원일자 2008년09월12일
심사청구일자 2008년09월12일
번역문제출일자 2008년09월12일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/IB2007/000386
국제출원일자 2007년02월16일</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2007/093907
국제공개일자 2007년08월23일</p> <p>(30) 우선권주장
60/774,436 2006년02월17일 미국(US)</p> | <p>(71) 출원인
노키아 코포레이션
핀란드핀-02150 에스푸 카일알라덴티에 4</p> <p>(72) 발명자
이오네스큐 디미트류 미하이
미국 캘리포니아 92128 샌디에고 써머브리즈 웨이 14891</p> <p>(74) 대리인
리앤목특허법인</p> |
|--|--|

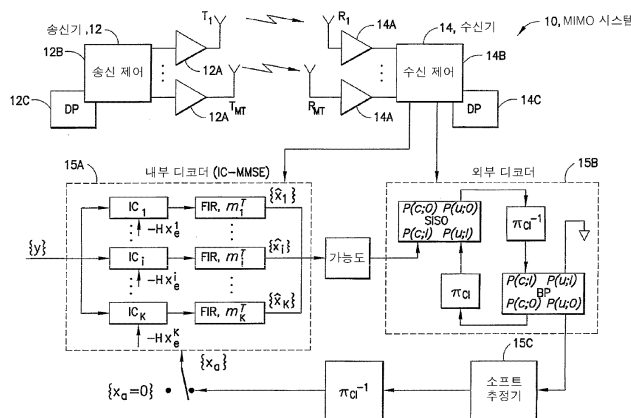
전체 청구항 수 : 총 58 항

(54) AIMO 수신기를 제공하는 장치, 방법 및 컴퓨터 프로그램 생성물

(57) 요약

신규한 다중입력/다중출력(MIMO) 수신기를 제공하는 방법, 컴퓨터 프로그램 생성물 및 장치가 개시된다. 상기 방법은 시공간 격자 코드로 변조되어지는 복수의 신호들을 복수의 안테나들을 통하여 수신하는 단계, 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하는 단계, 및 격자의 태너(Tanner) 그래프 표현에 기반하여 상기 등화된 수신 신호를 격자 검출하는 단계를 포함한다. 그 태너 그래프 표현은 관심 대상인 형상 구역 내의 격자점들이 복수의 하부그룹들로 분할되고, 각 하부그룹은 아벨군 블록 코드워드에 의해 라벨링되는 복수의 서로 다른 격자점들을 포함하며, 격자 검출은 상기 하부그룹들 상에서 수행되어지는 것이다. 모든 하부그룹들의 라벨들은 태너 그래프에 의해 표현되는 아벨 블록 코드를 형성하고, 격자 검출은 해당 비바이너리 라벨 태너 그래프에 대하여 신뢰도 확산(belief propagation)을 수행하여 상기 라벨들 및 그들의 좌표에 대한 총 후험적 확률(APP) 및 외부 APP들을 산출하고, 개별적인 격자점들의 APP들을 획득하는 것을 더 포함한다.

대표도



특허청구의 범위

청구항 1

시공간 격자 코드(space-time lattice code)로 변조되어지는 복수의 신호들을 복수의 안테나들을 통하여 수신하는 단계;

상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스(channel matrix)의 효과를 제거하여 등화된(equalized) 수신 신호를 제공하는 단계; 및

격자의 태너(Tanner) 그래프 표현에 기반하여 상기 등화된 수신 신호를 격자 검출(lattice detecting)하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

채널 매트릭스의 효과를 제거하는 것은

교차-안테나 간섭(cross-antenna interference)을 반복적으로 제거하는 것을 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

채널 매트릭스의 효과를 제거하는 것은

간섭 상쇄(interference cancellation; IC)를 수행하도록 유한 임펄스 응답(finite impulse response; FIR) 최소 평균 제곱 에러(minimum mean square error; MMSE) 필터들의 뱅크(bank)를 동작시키는 것을 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

격자 검출하는 단계는 상기 격자 상에서 신뢰도 확산(belief propagation)을 이용함을 특징으로 하는 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

격자 검출하는 단계는

후보 격자점들에 대하여 외부 후협적 확률들(extrinsic a posterior probabilities; APPs)을 결정하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 태너 그래프 표현은 관심 대상인 형상 구역(shaping region) 내의 격자점들이 복수의 하부그룹들로 분할되어 나타나는 표현이고,

각 하부그룹은 복수의 서로 다른 격자점들을 포함하고 아벨군 블록 코드워드(Abelian group block codeword)에 의해 라벨링되어지며,

격자 검출하는 단계는 상기 하부그룹들 상에서 동작함을 특징으로 하는 방법.

청구항 7

제6항에 있어서,

모든 하부그룹들의 라벨들은 상기 태너 그래프에 의해 표현되는 아벨 블록 코드(Abelian block code)를 형성하

고,

격자 검출하는 단계는

대응되는 비바이너리(non-binary) 라벨 태너 그래프에 대해 신뢰도 확산을 수행하여 상기 라벨들의 좌표들 및 상기 라벨들의 총 후협적 확률(APP) 및 외부 APP들을 산출하는 단계, 및 개별적인 격자점들의 APP들을 얻는 단계를 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 8

제1항에 있어서,

격자 검출하는 단계는

단일입력단일출력(single input/single output;SISO) 후협적 확률(APP) 모듈 및 신뢰도 확산 모듈 간에 반복적으로 디코딩하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 9

제1항에 있어서,

격자 검출하는 단계는 마코브 프로세스(Markov process)를 이용하는 것을 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 10

제1항에 있어서,

격자 검출하는 단계는

투영 도메인(projection domain) 및 확률 도메인(probability domain) 중 하나에서 격자 태너 그래프를 초기화하는 단계를 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 11

제1항에 있어서,

격자 검출하는 것의 실행 결과는 복수의 송신 안테나들 상에서 사용되는 변조 성운들(modulation constellations)로부터 복소 심볼(complex symbol)들의 실수 좌표들에 관한 소프트 정보(soft information)를 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 12

제1항에 있어서,

상기 방법은 무선 통신 장치에서 사용되도록 구성된 수신기에서 실행되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 13

제1항에 있어서,

상기 방법은 다중입력다중출력(multiple input/multiple output;MIMO) 시스템에서 사용되도록 구성된 수신기에서 실행되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 14

컴퓨터 판독가능 매체에 구현되고 명령들을 포함하는 컴퓨터 프로그램 생성물에 있어서, 상기 명령들의 실행은 시공간 격자 코드로 변조되어지는 복수의 신호들을 복수의 안테나들을 통하여 수신함에 응답하여, 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하는 동작; 및 격자의 태너 그래프 표현에 기반하여 상기 등화된 수신 신호를 격자 검출하는 동작을 포함하는 동작들을 수행하게 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 15

제14항에 있어서,
채널 매트릭스의 효과를 제거하는 동작은
교차-안테나 간섭을 반복적으로 제거하는 동작을 포함함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 16

제14항에 있어서,
채널 매트릭스의 효과를 제거하는 동작은
간섭 상쇄(IC)를 수행하도록 유한 임펄스 응답(FIR) 최소 평균 제곱 에러(MMSE) 필터들의 बैं크를 동작시키는 것을 포함함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 17

제14항에 있어서,
격자 검출하는 상기 동작은 상기 격자 상에서 신뢰도 확산을 이용함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 18

제14항에 있어서,
격자 검출하는 상기 동작은
후보 격자점들에 대하여 외부 후험적 확률들(APPs)을 결정하는 동작을 포함함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 19

제14항에 있어서,
상기 태너 그래프 표현은 관심 대상인 형상 구역 내의 격자점들이 복수의 하부그룹들로 분할되어 나타나는 표현 이고,
각 하부그룹은 복수의 서로 다른 격자점들을 포함하고 아벨군 블록 코드워드에 의해 라벨링되어지며,
격자 검출하는 상기 동작은 상기 하부그룹들 상에서 동작됨을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 20

제19항에 있어서,
모든 하부그룹들의 라벨들은 상기 태너 그래프에 의해 표현되는 아벨 블록 코드(Abelian block code)를 형성하고,
격자 검출하는 상기 동작은
대응되는 비바이너리(non-binary) 라벨 태너 그래프에 대해 신뢰도 확산을 수행하여 상기 라벨들의 좌표들 및 상기 라벨들의 총 후험적 확률(APP) 및 외부 APP들을 산출하는 동작, 및
개별적인 격자점들의 APP들을 얻는 동작을 포함함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 21

제14항에 있어서,
격자 검출하는 상기 동작은
단일입력단일출력(SISO) 후험적 확률(APP) 모듈 및 신뢰도 확산(BP) 모듈 간에 반복적으로 디코딩하는 동작을 포함함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 22

제14항에 있어서,

격자 검출하는 상기 동작은 마코브 프로세스(Markov process)를 이용하는 것을 포함함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 23

제14항에 있어서,

격자 검출하는 상기 동작은

투영 도메인 및 확률 도메인 중 하나에서 격자 태너 그래프를 초기화하는 동작을 포함함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 24

제14항에 있어서,

격자 검출하는 상기 동작은

복수의 송신 안테나들 상에서 사용되는 변조 성운들로부터 복소 심볼들의 실수 좌표들에 관한 소프트 정보를 출력하는 동작을 포함함을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 25

제14항에 있어서,

상기 컴퓨터 프로그램 생성물은 무선 통신 장치에서 사용되도록 구성된 수신기에서 실행되는 것을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 26

제14항에 있어서,

상기 컴퓨터 프로그램 생성물은 다중입력다중출력(MIMO) 시스템에서 사용되도록 구성된 수신기에서 실행되는 것을 특징으로 하는 컴퓨터 프로그램 생성물.

청구항 27

시공간 격자 코드로 변조되어 복수의 송신 안테나들로부터 전송되어지고 복수의 수신 안테나들을 통해 수신된 복수의 신호들에 응답하여 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하도록 구성된 등화기; 및

격자의 태너 그래프 표현에 따라 상기 등화된 수신 신호에 대해 동작하여서 격자 검출을 수행하고 상기 복수의 송신 안테나들에서 사용되는 변조 성운들로부터 복소 심볼들의 실수 좌표들에 관한 소프트 정보를 출력하도록 구성된 검출기를 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 28

제27항에 있어서,

상기 등화기는 교차-안테나 간섭을 반복적으로 제거함을 특징으로 하는 장치.

청구항 29

제27항에 있어서,

상기 등화기는

간섭 상쇄(IC)를 수행하는 유한 임펄스 응답(FIR) 최소 평균 제곱 에러(MMSE) 필터들의 बैं크를 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 30

제27항에 있어서,
 상기 검출기는
 상기 격자 상에서 신뢰도 확산을 수행하는 수단을 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 31

제27항에 있어서,
 상기 검출기는
 후보 격자점들에 대하여 외부 후협적 확률들(APPs)을 결정하는 수단을 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 32

제27항에 있어서,
 상기 태너 그래프 표현은 관심 대상인 형상 구역 내의 격자점들이 복수의 하부그룹들로 분할되어 나타나는 표현 이고,
 각 하부그룹은 복수의 서로 다른 격자점들을 포함하고 아벨군 블록 코드워드에 의해 라벨링되어지며,
 상기 검출기는 상기 하부그룹들 상에서 동작함을 특징으로 하는 장치.

청구항 33

제32항에 있어서,
 모든 하부그룹들의 라벨들은 상기 태너 그래프에 의해 표현되는 아벨 블록 코드를 형성하고,
 상기 검출기는
 상기 태너 그래프에 대해 신뢰도 확산을 수행하여 상기 라벨들의 좌표들 및 상기 라벨들의 총 후협적 확률(APP) 및 외부 APP들을 산출하는 수단, 및
 개별적인 격자점들의 APP들을 얻는 수단을 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 34

제27항에 있어서,
 상기 검출기는
 단일입력단일출력(SISO) 후협적 확률(APP) 모듈 및 신뢰도 확산(BP) 모듈 간에 반복적으로 디코딩하는 수단을 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 35

제27항에 있어서,
 상기 검출기는 마코브 프로세스를 이용함을 특징으로 하는 장치.

청구항 36

제27항에 있어서,
 상기 검출기는 투영 도메인 및 확률 도메인 중 하나에서 격자 태너 그래프를 초기화함을 특징으로 하는 장치.

청구항 37

제27항에 있어서,
 상기 장치는 무선 통신 장치에서 사용되도록 구성됨을 특징으로 하는 장치.

청구항 38

제27항에 있어서,
 상기 장치는 E-UTRAN 무선 통신 장치에서 사용되도록 구성된 장치.

청구항 39

제27항에 있어서,
 상기 장치는 OFDM 무선 통신 장치에서 사용되도록 구성된 장치.

청구항 40

제27항에 있어서,
 상기 장치는 다중입력다중출력(MIMO) 시스템에서 동작하도록 구성된 수신기에서 사용되도록 구성됨을 특징으로 하는 장치.

청구항 41

제27항에 있어서,
 상기 장치는 적어도 하나의 집적 회로로 구현됨을 특징으로 하는 장치.

청구항 42

시공간 격자 코드로 변조되어 복수의 송신 안테나들로부터 전송되어지고 복수의 수신 안테나들을 통해 수신된 복수의 신호들에 응답하여 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하도록 구성된 등화기 회로; 및

격자의 태너 그래프 표현에 따라 상기 등화된 수신 신호에 대해 동작하여서 격자 검출을 수행하고 상기 복수의 송신 안테나들에서 사용되는 변조 성운들로부터 복소 심볼들의 실수 좌표들에 관한 소프트 정보를 출력하도록 구성된 검출기 회로를 포함함을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 43

제42항에 있어서,
 상기 등화기 회로는
 복수의 유한 임펄스 응답(FIR) 최소 평균 제곱 에러(MMSE) 필터들을 포함함을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 44

제42항에 있어서,
 상기 검출기 회로는 상기 격자 상에서 신뢰도 확산을 수행하도록 구성됨을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 45

제42항에 있어서,
 상기 검출기 회로는 후보 격자점들에 대한 외부 후험적 확률들(APPs)을 결정하도록 구성됨을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 46

제42항에 있어서,
 상기 태너 그래프 표현은 관심 대상인 형상 구역 내의 격자점들이 복수의 하부그룹들로 분할되어 나타나는 표현 이고,
 각 하부그룹은 복수의 서로 다른 격자점들을 포함하고 아벨군 블록 코드워드에 의해 라벨링되어지며,

모든 하부그룹들의 라벨들은 상기 태너 그래프에 의해 표현되는 아벨 블록 코드를 형성하고,

상기 검출기 회로는 상기 하부그룹들 상에서 동작하도록 그리고 상기 태너 그래프에 대해 신뢰도 확산을 수행하여 상기 라벨들의 좌표들 및 상기 라벨들의 총 후협적 확률(APP) 및 외부 APP들을 산출하도록 구성됨을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 47

제42항에 있어서,

상기 검출기 회로는

단일입력단일출력(SISO) 후협적 확률(APP) 모듈 및 신뢰도 확산(BP) 모듈을 포함하고, 상기 SISO APP 모듈 및 상기 BP 모듈 간에 반복적으로 디코딩하도록 구성됨을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 48

제42항에 있어서,

상기 검출기 회로는 마코브 프로세스를 이용하도록 구성됨을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 49

제42항에 있어서,

상기 검출기 회로는 투영 도메인 및 확률 도메인 중 하나에서 격자 태너 그래프를 초기화하도록 구성됨을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 50

제42항에 있어서,

상기 집적 회로는 무선 통신 장치에서의 사용을 위한 것임을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 51

제42항에 있어서,

상기 집적 회로는 E-UTRAN 무선 통신 장치에서의 사용을 위한 것임을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 52

제42항에 있어서,

상기 집적 회로는 OFDM 무선 통신 장치에서의 사용을 위한 것임을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 53

시공간 격자 코드로 변조되어 복수의 송신 안테나들로부터 전송되어지고 복수의 수신 안테나들을 통해 수신된 복수의 신호들을 등화하는 수단으로서, 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하는 등화 수단; 및

격자의 태너 그래프 표현에 따라 상기 등화된 수신 신호에 대해 동작하여서 격자 검출을 수행하고 상기 복수의 송신 안테나들에서 사용되는 변조 성운들로부터 복소 심볼들의 실수 좌표들에 관한 소프트 정보를 출력하는 동작 수단을 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 54

제53항에 있어서,

상기 등화 수단은

복수의 유한 임펄스 응답(FIR) 최소 평균 제곱 에러(MMSE) 필터들을 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 55

제53항에 있어서,

상기 태너 그래프 표현은 관심 대상인 형상 구역 내의 격자점들이 복수의 하부그룹들로 분할되어 나타나는 표현이고,

각 하부그룹은 복수의 서로 다른 격자점들을 포함하고 아벨군 블록 코드워드에 의해 라벨링되어지며,

모든 하부그룹들의 라벨들은 상기 태너 그래프에 의해 표현되는 아벨 블록 코드를 형성하고,

상기 동작 수단은 상기 하부그룹들 상에서 동작하도록 그리고 상기 태너 그래프에 대해 신뢰도 확산을 수행하여 상기 라벨들의 좌표들 및 상기 라벨들의 총 후협적 확률(APP) 및 외부 APP들을 산출하도록 구성됨을 특징으로 하는 장치.

청구항 56

제53항에 있어서,

상기 동작 수단은

단일입력단일출력(SISO) 후협적 확률(APP) 수단 및 신뢰도 확산(BP) 수단을 포함하고, 상기 SISO APP 수단 및 상기 BP 수단 간에 반복적으로 디코딩하도록 구성됨을 특징으로 하는 장치.

청구항 57

제53항에 있어서,

상기 장치는 무선 통신 장치에서 사용되도록 구성됨을 특징으로 하는 장치.

청구항 58

제53항에 있어서,

상기 장치는 다중입력다중출력(MIMO) 무선 통신 시스템에서 동작하도록 구성된 수신기에서 사용되도록 구성됨을 특징으로 하는 장치.

명세서

기술분야

<1> 본 발명의 바람직한 그리고 제한하지 않는 실시예들은 개괄적으로 무선 통신 시스템들, 방법들, 장치들 및 컴퓨터 프로그램들에 관한 것이고, 특히 다중입력다중출력(multiple input, multiple output;MIMO) 무선 통신 시스템들에 관한 것이다.

배경기술

<2> 명세서에서 볼 수 있는 다음의 약어들은 아래와 같이 정의된다:

<3> AWGN : additive white Gaussian noise -> 부가적 백색 가우시안 잡음

<4> APP : a posterior probability -> 후협적 확률

<5> MIMO : multiple-input multiple output -> 다중입력다중출력

<6> MISO : multiple-input single-output -> 다중입력단일출력

<7> SISO : single-input single-output -> 단일입력단일출력

<8> BP : belief propagation -> 신뢰도 확산

<9> SNR : signal-to-noise ratio -> 신호대잡음비

<10> SAP : serial-to-parallel -> 직렬대병렬

- <11> QF : quasistatic fading -> 준정적 페이딩
- <12> IF : independent fading -> 독립적 페이딩
- <13> FIR : finite impulse response -> 유한 임펄스 응답
- <14> E-UTRAN : evolved universal terrestrial radio access network
- <15> OFDM : orthogonal frequency division multiplexing
- <16> -> 직교 주파수 분할 다중화
- <17> WCDMA : wideband code division multiple access
- <18> -> 광대역 코드 분할 다중 액세스
- <19> BICM : bit interleaved coded modulation
- <20> -> 비트 인터리빙되는 코드화 변조
- <21> CM : coded modulation -> 코드화 변조
- <22> LDPC : low density parity check -> 저밀도 패리티 체크
- <23> ML : maximum likelihood -> 최대 가능도
- <24> r.v. : random variable -> 랜덤 변수
- <25> QAM : quadrature amplitude modulation -> 직교 진폭 변조
- <26> QPSK : quadrature phase shift keying -> 직교 위상 편이 변조
- <27> 다중 안테나 전송들 및/또는 고차 성운들(high order constellations)을 조정하기 위해 효과적인 검출(detection) 방법을 이용하는 것이 중요하다. 이러한 경우들에서, 철저한(exhaustive) 탐색을 이용하여 검출하는 것은 다중 송신 안테나들에 걸친 다수의 유효한 신호 조합들(개별 안테나 성운들의 데카르트곱(Cartesian product)) 때문에 엄청나게 과중한 부담이다. 최적의(최대 가능도 즉 ML) 검출에 매우 가깝게 수행될 수 있는 간소화된 탐색 방법이 미래 세대들의 무선 시스템들(셀룰러(cellular) 및 비셀룰러(non-cellular))에 요구될 것이다. 부가적으로, 디코더의 성능을 향상시키기 위해, 또는 검출 및 디코딩 사이의 반복들(iterations)을 가능하게 하기 위해 검출기(detector)로부터 이용가능한 소프트 정보(soft information)를 가지는 것이 바람직할 것이다. 또한, 스피어 디코더(sphere decoder)들과 같이, 전통적인 알고리즘들에 대한 어떠한 단순화로서, 모듈화(modularization)가 바람직하다.
- <28> 가장 좋은 신호 성운들은 격자 구조(lattice structure)를 나타내는데, 격자 구조는 그 탐색을 매우 단순화시키는데 사용될 수 있다. 스피어 검출기들은(그리고 디코더들도) 주로 다수의 가정들로 인한 ML 추정(estimation)의 복잡성을 경감할 필요에 부응하여 개발되었다. 그 근원적인 문제는 탐색이기 때문에, 어떠한 복잡성 경감에 있어서도 간소화된 탐색 절차를 구현하는 것이 필요로 될 것이다. 전통적으로, 간소화된 탐색 알고리즘의 결과는 하드 디시전(hard decision)이다. 검출기의 출력에서의 소프트 정보의 중요성을 인식함에 따라, 어떤 연구자들은 소프트 정보 출력을 제공할 수 있는 스피어 검출 알고리즘들(sphere detecting algorithms)을 조사하기 시작하였다.
- <29> 하드 디시전 스피어 검출기 알고리즘은 Pohst에 의해 발명된 알고리즘에 기반하였고(M. Pohst, "On the computation of lattice vectors of minimal length, successive minima, and reduced basis with applications", ACM SIGSAM Bull., vol.15, pp.37-44, 1981, 그리고 U. Fincke 및 M. Pohst, "Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis", Math. Comput., vol. 44, pp. 463-471, 1985년 4월), Viterbo 및 Boutros에 의해 기술되었다(E. Viterbo 및 J. Boutros, "A universal lattice decoder for fading channels", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, No. 5, pp. 1639-1642, 1999년 7월). 격자에서의 최근접점 탐색을 위한 향상된 알고리즘은 Schnorr 및 Euchner에 의해 제안되었고(C. P. Schnorr 및 M. Euchner, "Lattice basis reduction: improved practical algorithms and solving subset sum problems," Math. Programming, vol. 66, pp. 181-191, 1994년 4월), 이것은 격자점들의 유효 범위의 중심에서 시작하고, 더 좋은 효율성을 가진다. Agrell 및 그 외 다른 사람들(E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, 및 K. Zeger, "Closest point search in lattices", IEEE Trans. Inform. Theory, vol.

48, No. 2, pp. 2201-2214, 2002년 8월)은 낮은 신호대잡음비(SNR)에서 근소한 이득을 나타내는 또 하나의 알고리즘을 안출하였다.

- <30> 소프트 정보 출력을 얻기 위해, Boutros 및 그 외 다른 사람들은 기저 변환들(basis conversions)에 의지하지 않고, 소프트 출력 스피어 검출에 대한 방법론을 제안하였다(J. Boutros, N. Gresset, L. Brunel, 및 M. Fossorier, "Soft-input soft-output lattice sphere decoder for linear channels", Proc. IEEE Conf. Globecom'03, pp. 1583-1587, 2003) (탐색 구역들의 경계들은 결정하기 어렵다); 대신에 그들은 성운의 유한 구조(finite structure)(유한 변조 문자(finite modulation alphabet))를 활용한다.
- <31> 다른 소프트 정보 방법론들은 복잡한 비격자(non-lattice) 변조 문자들에 대해 허용하거나, 또는 그 스피어를 다른 몸체(body)로 대체하거나, 또는 리스트를 구현한다(예를 들면, S. Baro, J. Hagenauer, 및 M. Witzke, "Iterative detection of MIMO transmission using a list-sequential (LISS) detector", IEEE International Conf. Commun., ICC'03, vol. 4, pp. 2653-2657, Anchorage, 2003년 5월; Y. de Jong 및 T. Willink, "Iterative tree search detection for MIMO wireless systems", IEEE 56th Vehicular Technology Conf. VTC'02 Proceedings, vol. 2, pp. 1041-1045, 2002년 9월; 그리고 B. M. Hochwald 및 S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel", IEEE Trans. Commun., vol. 51, pp. 389-399, 2003년 3월을 참조)
- <32> J. Boutros 및 그 외 다른 사람들로부터의 소프트-입력 소프트-출력 격자 스피어 검출기에 관하여, 그것이 3개의 축소된 탐색 패스(pass)들을 필요로 하는 것을 주의할 수 있다: 첫번째로 (Schnorr-Euchner) 축소된 스피어 검출기 탐색이 초기의 하드 디시전 ML 점을 얻는데 필요하고, 그리고 나서 두 번째 탐색 패스는 새롭게 발견된 ML 점에 중심을 둔 스피어에서 모든 격자점들을 열거하고, 그리고 나서 세 번째 탐색 패스는 그 소프트 정보를 발생시키기 위해 필요한 제곱 거리들을 구한다. 소프트-정보 검출기 출력을 계산하기 위한 이 3-패스 방법은 그 검출기의 복잡성을 증가시키는데, 왜냐하면 특히 최종 패스에서 유클리드 거리들(Euclidean distances)이 ML 점(하드 디시전 패스로부터의 ML 점) 및 그 수신된 점 양쪽 모두에 대하여 계산되기 때문이다.
- <33> E-UTRAN(Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network)으로서 알려진 것과 같은, 최신의 그리고 제안된 무선 통신 시스템들에서의 현재 경향은 상대적으로 낮은 비용으로 고속 데이터 전송율을 달성하는 것을 목표로 하고 있고, 다중-캐리어(multi-carrier) 설계, 높은 스펙트럼 효율성(spectral efficiencies) 및 MIMO 기술을 요구한다.

발명의 상세한 설명

- <34> 본 발명의 바람직한 실시예들을 이용함으로써, 전술한 문제들 및 다른 문제들이 극복되고, 다른 이점들이 실현된다.
- <35> 본 발명의 제1 측면에서 본 발명의 바람직한 실시예들은 시공간 격자 코드(space-time lattice code)로 변조되어지는 복수의 신호들을 복수의 안테나들을 통하여 수신하는 단계, 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스(channel matrix)의 효과를 제거하여 등화된(equalized) 수신 신호를 제공하는 단계, 및 격자의 태너(Tanner) 그래프 표현에 기반하여 상기 등화된 수신 신호를 격자 검출(lattice detecting)하는 단계를 포함하는 방법을 제공한다.
- <36> 본 발명의 또 하나의 측면에서 본 발명의 바람직한 실시예들은 컴퓨터 판독가능 매체에 구현되고 명령들을 포함하는 컴퓨터 프로그램 생성물로서, 상기 명령들의 실행은 다음을 포함하는 동작들을 수행하게 하는 컴퓨터 프로그램 생성물을 제공한다: 시공간 격자 코드로 변조되어지는 복수의 신호들을 복수의 안테나들을 통하여 수신함에 응답하여, 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하는 동작, 및 격자의 태너 그래프 표현에 기반하여 상기 등화된 수신 신호를 격자 검출하는 동작.
- <37> 본 발명의 추가적인 또 하나의 측면에서 본 발명의 바람직한 실시예들은 시공간 격자 코드로 변조되어 복수의 송신 안테나들로부터 전송되어지고 복수의 수신 안테나들을 통해 수신된 복수의 신호들에 응답하여 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하도록 구성된 등화기를 포함하는 장치를 제공한다. 그 장치는 격자의 태너 그래프 표현에 따라 상기 등화된 수신 신호에 대해 동작하여서 격자 검출을 수행하고 상기 복수의 송신 안테나들에서 사용되는 변조 성운들로부터의 복소 심볼들(complex symbols)의 실수부 좌표에 관한 소프트 정보를 출력하도록 구성된 검출기를 더 포함한다.
- <38> 본 발명의 또 하나의 측면에서 본 발명의 바람직한 실시예들은 시공간 격자 코드로 변조되어 복수의 송신 안테

나들로부터 전송되어지고 복수의 수신 안테나들을 통해 수신된 복수의 신호들에 응답하여 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하도록 구성된 등화기 회로, 및 격자의 태너 그래프 표현에 따라 상기 등화된 수신 신호에 대해 동작하여서 격자 검출을 수행하고 상기 복수의 송신 안테나들에서 사용되는 변조 성운들로부터의 복소 심볼들의 실수부 좌표에 관한 소프트 정보를 출력하도록 구성된 검출기 회로를 포함하는 집적 회로를 제공한다.

<39> 본 발명의 추가적인 측면에서 본 발명의 바람직한 실시예들은 시공간 격자 코드로 변조되어 복수의 송신 안테나들로부터 전송되어지고 복수의 수신 안테나들을 통해 수신된 복수의 신호들을 등화하는 수단으로서, 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하는 수단, 및 격자의 태너 그래프 표현에 따라 상기 등화된 수신 신호에 대해 동작하여서 격자 검출을 수행하고 상기 복수의 송신 안테나들에서 사용되는 변조 성운들로부터의 복소 심볼들의 실수부 좌표들에 관한 소프트 정보를 출력하는 수단을 포함하는 장치를 제공한다.

실시예

<49> 본 발명의 바람직한 실시예들은 개괄적으로, 송신 안테나 다이버시티(transmit antenna diversity), MIMO 시스템들, 격자 성운들(lattice constellations), 격자 검출 및 디코딩, 소프트 정보(soft information), 스피어 디코딩(sphere decoding), 반복 수신기들(iterative receivers), 신뢰도 확산(belief propagation), 태너 그래프들, 다중경로 채널들, 폐루프 방식들(closed loop schemes), 채널 추정, 직교 주파수 분할 다중화(OFDM), 시공간 코딩(coding, 부호화), 공간 프리코딩(spatial precoding), 공간 리던던시(spatial redundancy), 빔형성(beamforming), 송신 파라미터 조절 및 다중-캐리어 시스템들에 비제한적인 예들로서 직접적으로 또는 간접적으로 관련된 것이다.

<50> 본 발명의 바람직한 실시예들에 따라 고차 신호 성운들과 다중 안테나 전송들을 조정하는 효과적인 검출 방법이 제공된다.

<51> 또한 본 발명의 바람직한 실시예들에 따라 최적의(ML) 검출에 가깝게 도달하는, 그리고 미래 세대들의 무선 시스템들(셀룰러 및 비셀룰러 모두)을 구현하는데 있어서 사용되기에 적합한 방식으로 수행할 수 있는 간소화된 탐색 방법이 제공된다.

<52> 또한 본 발명의 바람직한 실시예들에 따라 디코더 성능을 향상시키기 위해 그리고/또는 검출 및 디코딩 사이에 반복들을 가능하게 하기 위해 검출기로부터 소프트 정보를 출력할 수 있는 능력이 제공된다.

<53> 또한 본 발명의 바람직한 실시예들에 따라 모듈화 적응성(modularization capability)이 제공된다. 전술한 것들과 관련하여, 본 발명의 바람직한 실시예들은 신뢰도 확산을 활용하고, 이 기능성은, 예를 들면 저밀도 패리티 체크(LDPC) 디코더의 소정 형태를 포함하는 수신기 구현들에서 활용될 수도 있으며, 여기서 그 구조는 신뢰도 확산 모듈이 재사용가능하도록 설계될 수 있다.

<54> 추가적으로 또한 본 발명의 바람직한 실시예들에 따라 기존의 스피어 디코더들의 동작의 결과인 스텝 백(step back) 결과를 회피하는 기술이 제공된다.

<55> 도 7은 이 발명을 실행시키기에 적합한 바람직한 MIMO 시스템(10)의 블록 다이어그램이다. 그 MIMO 시스템(10)은 송신기(12) 및 적어도 하나의 수신기(14)를 포함한다. 송신기(12)는 복수의 송신(T) 안테나들(T_1 - T_M) 및 연관된 송신 증폭기들(12A), 및 송신 제어 기능부(12B)를 구비한다. 수신기(14)는 하나 이상의 수신(R) 안테나들(R_1 - R_M) 및 연관된 수신 증폭기들(14A), 및 수신 제어 기능부(14B)를 구비한다. 일반적으로, 송신 안테나들의 수는 수신 안테나들의 수와 같거나 또는 같지 않을 수 있고, 양쪽 모두는 바람직하게는 1보다 크다. 송신 제어 기능부(12B)는 인코더와 변조기, 및 패킷 데이터(제어 및/또는 트래픽 데이터 패킷들)와 같은 데이터를 수신기(14)에게 전송하는데 필요한 임의의 다른 회로 뿐만 아니라 하나 이상의 데이터 소스들을 포함하는 것으로 가정된다. 수신 제어 기능부(14B)는 보완적인 데이터 디코더와 복조기, 및 패킷 데이터와 같은 데이터를 송신기(12)로부터 수신하는데 필요한 임의의 다른 회로 뿐만 아니라 하나 이상의 데이터 싱크(sink)들을 포함하는 것으로 가정된다.

<56> 송신 제어 기능부(12B)는 MIMO 송신기로서 동작하기 위하여 프로그램 코드를 실행하도록 동작가능한 적어도 하나의 데이터 프로세서(data processor:DP, 12C)를 포함할 수 있다. 수신 제어 기능부(14B)는 MIMO 수신기로서 동작하기 위하여 프로그램 코드를 실행하도록 동작가능한 적어도 하나의 데이터 프로세서(DP, 14C), 특히 본 발명의 바람직한 실시예들에 따라 동작하는 것을 포함할 수 있다. 또한 이 점에 있어서 수신기(14)는 예를 들어

도 4에서 또한 나타나 있고 아래에서 상세하게 기술되는 바와 같이, 내부 디코더(Inner Decoder(IC-MMSE), 15A), 외부 디코더(Outer Decoder, 15B) 및 소프트 추정기(Soft Estimator, 15C)를 가지는 것으로서 블록 다이어그램 형태로 제시되는, 신규한 반복 수신기를 구현한다. DP들(12C, 14C)은 하나 이상의 디지털 신호 프로세서(digital signal processor;DSP) 및/또는 다른 집적 회로들로서, 또는 본 발명의 바람직한 실시예들을 구현하는데 적합한 어떠한 형태로도 구현될 수 있다.

<57> 일반적으로, 본 발명의 바람직한 실시예들은 적어도 DP(14C)에 의해 실행가능한 컴퓨터 소프트웨어에 의해, 또는 하드웨어에 의해, 또는 소프트웨어와 하드웨어, 그리고 또한 펌웨어의 조합에 의해 구현될 수 있다.

<58> 수신기(14)의 실시예들은 셀룰러 전화들, 무선 통신 능력들을 가진 PDA들(personal digital assistants), 무선 통신 능력들을 가진 휴대용 컴퓨터들, 무선 통신 능력들을 가진 디지털 카메라들과 같은 이미지 캡처 장치들(image capture devices), 무선 통신 능력들을 가진 게임 장치들(gaming devices), 무선 통신 능력들을 가진 음악 저장 및 재생 기구들, 무선 인터넷 액세스(access) 및 브라우징(browsing)을 허용하는 인터넷 기구들, 이 뿐만이 아니라 이러한 기능들의 조합들을 통합하는 휴대용 유닛들 또는 단말들로 실현될 수 있지만, 이에 제한되는 것은 아니다.

<59> 내부 디코더(IC-MMSE)(15A), 외부 디코더(15B) 및 소프트 추정기(15C) 중 적어도 하나 이상은 하나 이상의 집적 회로들로 구현될 수 있다는 것을 유념하여야 할 것이다.

<60> 본 발명의 바람직한 실시예들은 MIMO 채널들 및 격자 성운들에 대하여 효율적인, 저복잡성(low-complexity)의, 소프트-정보 검출기를 유용하게 활용하고, 하나의 예로서 격자들의 테너 그래프 표현들에 기반한다. 격자와 연관된 코딩 이득(coding gain)에 기인하여, 특정 격자점들 사이에 구조적인 관계들이 존재하고, 그 특정 격자점들은 검출을 위해 등가 관계(equivalence relation)를 거쳐 연관될 수 있다. 본 발명의 바람직한 실시예들에 따른 검출기 알고리즘은 검출기의 출력에서 총(total) 및 외부(extrinsic) 후험적 확률(a posteriori probability) 양자 모두를 만들어낼 수 있다. 스텝-백 결과(전통적인 스피어 디코더들의 특징)는 제거된다. 그 알고리즘은 일반적인 격자들에 적용되고 수신기(14)의 반복 유형의 제공을 가능하게 한다.

<61> 비제한적이고 바람직한 구현예들로서 신규한 알고리즘 동작이 두 가지 시나리오들로 초직교 성운에 대한 비코드화 전송(uncoded transmission)에 대하여 시뮬레이션되었다. 준정적(quasi-static) (블록) 페이딩 시나리오에서 (6개 중에서) 하나의 '생존'(surviving) 라벨에 대해서도 ML 성능을 달성하는 것이 발견되었다. 독립적 페이딩(independent fading) 시나리오에서, 등화 및 검출 사이의 반복들 및 좌표 (컴포넌트) 인터리빙으로, 그 알고리즘은 간섭없는(interference-free) 전송에 가깝게 수행되는 것이 발견되었다. 게다가 좌표 인터리빙되는 시나리오는 포워드 오류 정정 코딩(forward error correction coding)이 없음에도 불구하고 전자의 시나리오보다 더 좋은 성능을 보이는 것이 발견되었다. 6개의 라벨들 중 하나의 존재만으로도 그 바람직한 구현예에서 충분하다는 것이 보여졌다는 점에서, 철저한(최적의) 탐색의 복잡성의 대략 근사적으로 17%에서 20%까지로 복잡성이 감소될 수 있다는 것이 기대될 수 있고, 이에 의해 매우 효율적인 구현예들이 제공되어지는 것을 가능하게 한다.

<62> 위에서 언급된 시뮬레이션들을 포함하여, 본 발명의 기술된 바람직한 측면들에 관한 더 상세한 설명은, 아래에 주어진다.

<63> - 스피어 디코딩 연구의 요약

<64> 스피어 검출기들은 (그리고 디코더들도) 주로 다수의 가정들로 인한 ML 추정의 복잡성을 경감할 필요로부터 기인하였다. 그 근원적인 문제는 탐색이기 때문에, 복잡성 감소는 간소화된 탐색으로부터 나와야 했다. 전통적으로, 간소화된 탐색 알고리즘의 결과는 하드 디시전이었고; 후에, 검출기의 출력에서 소프트 정보의 중요성을 인식함에 따라, 연구자들은 소프트 정보 출력을 제공할 수 있는 스피어 검출 알고리즘들을 찾기 시작하였다.

<65> 하드 디시전 스피어 검출기 알고리즘은 Pohst [1], [2]에 의해 발명된 알고리즘에 기반하였고, Viterbo 및 Boutros [4]에 의해 기술되었다 (1993년에 Viterbo 및 Biglieri의 더 이전 논문이 있었다). 격자에서의 최근접점 탐색을 위한 향상된 알고리즘은 Schnorr 및 Euchner [3]에 의해 제안되었고, 이것은 격자점들의 유효 범위의 중심에서 시작하고, 더 좋은 효율성을 가진다. Agrell 및 그 외 다른 사람들 [31]은 낮은 신호대잡음비(SNR)에서 근소한 이득을 나타내는 또 하나의 알고리즘을 안출하였다.

<66> 소프트 정보 출력을 얻기 위해, Boutros 및 그 외 다른 사람들은 기저 변환들에 의지하지 않고, 소프트 출력 스피어 검출에 대한 완전하고 훌륭한 방법론 [5]을 제안하였다(탐색 구역들의 경계들은 결정하기 어렵다); 대신에 그들은 성운의 유한 구조(유한 변조 문자)를 활용한다.

<67> 다른 소프트 정보 방법론들은 복잡한 비격자 변조 문자들에 대해 허용하거나, 또는 그 스피어를 다른 몸체로 대체하거나, 또는 리스트를 구현한다 [7], [6].

<68> [5]로부터의 소프트-입력 소프트-출력 격자 스피어 검출기에 관하여, 우리는 그것이 3개의 축소된 탐색 패스(pass)들을 필요로 하는 것을 주의할 수 있다 - 첫번째로 (Schnorr-Euchner) 축소된 스피어 검출기 탐색이 초기의 하드 디지전 ML 점을 얻는데 필요하고, 두 번째 탐색 패스는 새롭게 발견된 ML 점에 중심을 둔 스피어에서 모든 격자점들을 열거하고, 세 번째 탐색 패스는 그 소프트 정보를 발생시키기 위해 필요한 제곱 거리들을 구한다. 소프트-정보 검출기 출력을 계산하기 위한 이 3-패스 방법은 그 검출기의 복잡성을 증가시키는데, 왜냐하면 특히 최종 패스에서 유클리드 거리들이 ML 점(하드 디지전 패스로부터의 ML 점) 및 그 수신된 점 양쪽 모두에 대하여 계산되기 때문이다.

<69> **I. 도입**

<70> 다중입력다중출력(MIMO) 전송은 MIMO 채널들의 큰 수용 능력(capacity potential)에 기인하여 미래의 고속 무선 통신들을 위한 강력한 안으로서 부상하였다. 공간 다이버시티(spatial diversity) 및 시간 다이버시티(time diversity) 양쪽 모두를 활용하는 시공간 코드들은 신뢰성있는 전송을 달성하기 위해 지난 10년을 통해 MIMO 변조로서 광범위하게 제안되었다.

<71> 최근에, 시공간 격자 코드들을 구성하는데에서의 격자 MIMO 성운들의 중요성이 다이버시티-다중화 타협점(tradeoff)의 관점에서 El-Gamal 및 그 외 다른 사람들 [26]에 의해 인식되었다. 초직교 시공간 코드들 - 처음에 [18]에서 보고되었고, 그리고 나서, [19], [20], [21], [22]에서 보고되었다 (여기에서 그들은 '초직교'로 불려졌다) - 은 사실 격자 시공간 코드들이다 ([23, 섹션 III] 및 예 2를 참조). 격자들로서, 이러한 성운들은 효율적인 검출 알고리즘들, 예를 들어 스피어 디코딩에게 그들 자신을 제공한다. 고전적인 스피어 디코딩([31] 및 거기에서의 참조문헌들을 참조)은 하드 디지전, 및 스택-백 공급(provision)을 이용한다; 소프트-출력 버전들이 생각되었지만, 중요한 후보들의 리스트에 의존하고 그 스택-백 공급을 보유하고 있다. [17]에서, 격자 분할(lattice partitioning)은 격자를 유한 수의 코셋(coset)들로 나누는데 사용된다. 그때 각 코셋은 유한한 아벨 군 블록 코드(Abelian group block code)의 코드워드(codeword)에 의해 라벨링(labeling)된다. [29]에서, 그 라벨 코드에 대한 테너 그래프(TG) 표현이 개발되었다; 이것은 격자 라벨들에 대한 신뢰도 확산을 사용하기 위한 기회를 연다.

<72> 그 이후는 격자에 대한 신뢰도 확산의 형태를 거쳐, 격자들에서의 소프트 출력 최근접점 탐색에 대한 질적으로 다른 방법론을 취했다. 격자와 연관된 코딩 이득에 기인하여, 특정 격자점들 사이에 구조적인 관계들이 존재하고, 그 특정 격자점들은 검출을 위해 등가 관계를 거쳐 연관될 수 있다. 그 알고리즘은 검출기의 출력에서 총 및 외부 후협적 확률(a posteriori probability; APP) 모두를 만들어낼 수 있다. 그 스택-백 특성은 제거된다. 각 채널 사용을 위해, 최소 평균 제곱 에러를 이용한 간섭 상쇄(interference cancellation with minimum mean square error; IC-MMSE)를 위한 필터 뱅크(filter bank)가 그 채널 효과들을 제거하기 위해 사용된다. 그때, TG 격자 표현에 기반한 복잡성감소된 격자 디코더가 총 APP 및 외부 APP를 계산하기 위해 제안된다. 외부 APP를 계산하는 능력은 검출 및 디코딩 사이에서 반복하는 디코딩 방식들을 가능하게 한다. 이 신규한 격자 검출 알고리즘은 준정적 페이딩에서의 초직교 시공간 격자 코드들을 검출하는데 [23] 적용되고, 그리고 좌표 인터리빙되는 [34] 시나리오에 적용된다. 다음의 표기법에 대해 설명한다. 벡터들은 소문자 볼드체로 표시된다; \mathbf{a}_i 는 벡터 \mathbf{a} 의 i 번째 요소를 표시한다. 매트릭스들은 대문자 볼드체로 표시된다. 매트릭스, 말하자면 \mathbf{A} 의 i 번째 열 벡터 및 ij 번째 요소는 각각 \mathbf{a}_i 및 \mathbf{a}_{ij} 로 표시된다. 위첨자들 T 및 H는 각각 전치(transposition) 및 복소 켈레 전치(complex conjugated transposition)를 표시하는데 사용된다.

<73> **II. 문제 정의 및 시스템 모델**

<74> 복소수 및 실수 전송 모델들이 기술된다; 그때 MIMO 채널들에 대한 격자 성운들을 위한 일반적인 공식이 도입되고, 각각 선형 분산(linear dispersion) 및 초직교 코드들에 관련된 2개의 예들이 뒤이어 기술된다.

<75> **A. 레일리 플랫 페이딩 MIMO 채널들(Rayleigh flat fading MIMO channels)**

<76> 레일리 플랫 페이딩에서 N_t 개의 송신 안테나들 및 N_r 개의 수신 안테나들을 이용한 MIMO 무선 전송을 고려해본다. 채널 계수들은 T의 MIMO 채널 사용들의 블록에 대하여 일정하고 블록마다 독립적으로 변하는 것으로 가정된다. 그때 각 블록의 전송은 아래 수학적식으로 주어진다.

수학식 1

<77>
$$\mathbf{Y} = \sqrt{1/N_t} \mathbf{S} \mathbf{H} + \mathbf{N}$$

<78> 여기서 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{T \times N_r}$, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$, $\mathbf{S} \in \mathbb{A}^{T \times N_t}$ 및 $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{T \times N_r}$ 는 각각 수신된 신호들, 채널 이득 계수들, 전송된 신호들 및 부가적 잡음들의 어레이들(arrays)이다. N 의 요소들은 차원당 $N_0/2$ 의 분산을 가진 i.i.d.(independently and identically distributed) 영-평균 복소-값 가우시안(zero-mean complex-valued Gaussian) 랜덤 변수들, 즉 $n_{ij} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ 이다. 채널 이득 매트릭스 \mathbf{H} 는 짝단위로 독립적임(pairwise independent)이 가정된, i 번째 송신 안테나 및 j 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득 계수들을 나타내는 $\bar{h}_{ij} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 의 요소들을 가진다. 어레이 \mathbf{S} 는 문자 \mathcal{A} (주(註)1 : 다른 문자들이 다른 송신 안테나들에 관해 사용될 수 있고, 예를 들면 \mathcal{A}_j 가 j 번째 송신 안테나에 관해 사용될 수 있다; 문자들 \mathcal{A}_j 는 예를 들면, 동일한 성분들이 서로 다른 송신 안테나들에 동일하지 않은 전력들을 할당받을 때, 다를 수 있다. 이 일반적인 경우는 조정될 수 있지만 그것은 본 명세서의 목적에 있어서 부차적으로 중요하다.)로부터 선택된 전송된 심볼들을 기술한다; $s_{ij} \in \mathbb{C}$ 는 i 번째 채널 사용 동안 j 번째 송신 안테나로부터 방사된다. 전력 제한인 아래 수학식을 실행함으로써, 수신 안테나 당 평균 신호대잡음비(SNR)는 $1/N_0$ 이다.

수학식 2

<79>
$$\mathbb{E} \left\{ \frac{1}{T} \|\mathbf{S}\|^2 \right\} \leq N_t$$

<80> 여기서 $\|\cdot\|$ 는 유클리드 매트릭스 놈(norm)을 표시하고 $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 는 기대값을 표시한다.

<81> 수학식 1은 다양한 셋업들(setups) - 이것은 (블록보다는 오히려) 독립적 페이딩을 허용하는 $T = 1$ 의 경우를 포함한다 - 을 조정할 수 있다는 것을 유념하는 것이 중요하다. 유사하게, 어레이 \mathbf{S} 는 특정한 구조를 가질 수도 있는데, 예를 들면 그들은 시공간 코드 매트릭스들을 나타낼 수도 있다; 또는 단순히 그들은 구조화된 매트릭스들의 실수부 좌표들을 인터리빙하고(섹션 IV-B) 그리고 나서 스크램블된(scrambled) 좌표들 중에서 새로운 복소 값 어레이들을 형성한 후에 획득되는 관련없는 값들의 어레이들일 수도 있다.

<82> **B. 등가 실수값 전송 모델(equivalent real-valued transmission model)**

<83> 수학식 1은 T 만큼의 MIMO 채널 사용들 동안 N_t 송신 안테나들로부터의 복소 값 어레이들의 전송에 관한 수신 등식이다. 또한 등가의 실수-값 전송 모델들을 도입하는 것이 편하다. 이 때문에, 복소수 도메인(domain)으로부터 실수 도메인(Real domain)으로의 2개의 동형(isomorphism)들인 $\mathcal{I} : \mathbb{C}^M \mapsto \mathbb{R}^{2M \times 1}$ 및 $\phi : \mathbb{C}^{M \times N} \mapsto \mathbb{R}^{2MN \times 1}$ 을 다음 수학식들과 같이 정의한다:

수학식 3

<84>
$$\mathcal{I}(\mathbf{a}) \stackrel{\text{def}}{=} [\Re(\mathbf{a})^T \Im(\mathbf{a})^T]^T$$

수학식 4

<85>
$$\phi(\mathbf{A}) \stackrel{\text{def}}{=} [\mathcal{I}(\mathbf{a}_1)^T \dots \mathcal{I}(\mathbf{a}_N)^T]^T$$

<86> 여기서 $\mathbf{a} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 이고 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \dots \mathbf{a}_N] \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 이다. 수학식 1과 등가인 실수-값 전송 모델은 다음 수학적 식과 같다:

수학식 5

<87>
$$\mathbf{y}^c = \mathbf{H}^c \mathbf{x} + \mathbf{n}^c$$

<88> 여기서 $\mathbf{y}^c \stackrel{\text{def}}{=} \phi(\mathbf{Y}^T)$, $\mathbf{n}^c \stackrel{\text{def}}{=} \phi(\mathbf{N}^T)$, $\mathbf{x} \stackrel{\text{def}}{=} \phi(\mathbf{S}^T)$ 이고 $\mathbf{H}^c \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{I}_T \otimes \left(\begin{bmatrix} \Re(\bar{\mathbf{H}}^T) & -\Im(\bar{\mathbf{H}}^T) \\ \Im(\bar{\mathbf{H}}^T) & \Re(\bar{\mathbf{H}}^T) \end{bmatrix} \right)$ 이다. \mathbf{H}^c 는 같은 $2N_r \times 2N_t$ 매트릭스에 있어서 T개의 동일한 대각 복제본들(diagonal replicas)로 이루어진 $2N_r T \times 2N_t T$ 블록-대각 실수 채널 매트릭스(block-diagonal real channel matrix)임을 유념하여야 할 것이다(\mathbf{I}_T 는 T 차원의 단위 매트릭스(identity matrix)이고 \otimes 는 크로네커 곱(Kronecker product)을 표시한다). 유사한 모델이 [26]에서 보고되었다.

<89> 게다가, 새로운 벡터 $\mathbf{y} = \phi(\mathbf{Y})$ 를 정의한다. ϕ 의 정의에 의해, \mathbf{Y} 및 그것의 전치행렬(transpose)인 \mathbf{Y}^T 의, ϕ 를 거쳐 \mathbf{y} 와 \mathbf{y}^c 는 동형들이기 때문에, 벡터 \mathbf{y} 는 \mathbf{y}^c 의 소정의 치환(permutation) π 임을 알 수 있다. 우리는 \mathbf{y}^c 로부터 \mathbf{y} 를 다음과 같이 얻을 수 있다:

수학식 6

<90>
$$\mathbf{y} = \pi(\mathbf{y}^c) = \pi(\mathbf{H}^c \mathbf{x} + \mathbf{n}^c) = \pi(\mathbf{H}^c) \mathbf{x} + \pi(\mathbf{n}^c) = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}$$

<91> 여기서 $\pi(\mathbf{H}^c) \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{H}$ 는 π 에 의한 \mathbf{H}^c 의 행 치환(row permutation)을 나타낸다.

<92> 실수 채널 모델들인 수학식 6 및 수학식 5는 양자 모두 수학식 1에서의 MIMO 모델과 동가이고, 교환하여 사용할 수 있다. 결국, 수학식 6은 그것이 [23]에서 사용된 전송 모델과 일관되기(consistent) 때문에 더 선호될 것이다 - 여기서 그 전송 모델은 사용되는 초직교 시공간 코드들의 일정한 중요한 속성들(properties)을 다루기 위해, 차례로, 격자에서 최근접점을 발견하기 위한 알고리즘을 설명하기 위해 참조된다.

C. 시공간 격자 코드들

<94> m-차원의 실수 격자 Λ 는 $\Lambda = \{\mathbf{B}\mathbf{u} : \mathbf{u} \in \mathbb{Z}^m\}$ 으로서 정의되는 \mathbb{R}^m 의 이산 부가적 하부그룹(discrete additive subgroup)이고 여기서 크기 $m \times m$ 의 실수 매트릭스 \mathbf{B} 가 Λ 의 생성자 매트릭스(generator matrix)이다. 격자 코드 $\mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{u}_0, \mathcal{R})$ 은 어떤 형상 구역(shaping region) \mathcal{R} 내부에서의 격자 변화(lattice translate) $\Lambda + \mathbf{u}_0$ 의 유한 하부집합, 즉 $\mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{u}_0, \mathcal{R}) = \{\Lambda + \mathbf{u}_0\} \cap \mathcal{R}$ 이고, 여기서 \mathcal{R} 은 \mathbb{R}^m 의 경계 구역(bounded region)이다 [26]. 모든 $\mathbf{s} \in \mathcal{S}$ 에 대하여 $\phi(\mathbf{s}^T) \in \mathbb{R}^m$ 이 되도록 시공간 코드 매트릭스 집합 \mathcal{S} 를 이용한 시공간 코딩 방식은, 동형 ϕ 를 통한 \mathcal{S} 의 m차원 이미지(image)가 격자 코드 $\mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{u}_0, \mathcal{R})$ 이면, 즉 $\phi(\{\mathbf{S}^T\}) = \{\{\mathbf{B}\mathbf{u} : \mathbf{u} \in \mathbb{R}^m\} + \mathbf{u}_0\} \cap \mathcal{R}$ 이면, 격자 시공간 코드이다. 문헌에서 잘알려진 많은 시공간 변조 방식들은 실제로 시공간 격자 코드들로서 취급될 수 있다. 시공간 격자 코드들에 관한 2개의 중요한 예들이 아래에 주어진다.

<95> 예 1: (선형 분산 코드들(linear dispersion codes))

<96> 선형 분산 코드 [27]는 복소 벡터 $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{K-1}]^T$ 의 $T \times N_t$ 복소 매트릭스 \mathbf{S} 로의 매핑(mapping)을 다음과 같이 정의한다:

수학식 7

<97>
$$\mathbf{S} = \sum_{l=0}^{K-1} (s_l \mathbf{P}_l + s_l^H \mathbf{Q}_l)$$

<98> 여기서 $\{\mathbf{P}_l\}_{l=0}^{K-1}$, $\{\mathbf{Q}_l\}_{l=0}^{K-1}$ 은 $T \times N_t$ 복소 매트릭스들이다. 그 선형 분산 코드는 다음과 같이 더 재구성될 수 있다:

수학식 8

<99>
$$\mathbf{S} = \sum_{l=0}^{K-1} (\Re(s_l) \tilde{\mathbf{P}}_l + \Im(s_l) \tilde{\mathbf{Q}}_l)$$

<100> 여기서 $\tilde{P}_l = P_l + Q_l$ 이고 $\tilde{Q}_l = iP_l - iQ_l$ 이다. $\mathbf{x} = \mathcal{I}(s)$ 라고 놓는다; 그러면 우리는 다음 수학적식을 통해 \mathbf{x} 및 $\mathbf{c} \stackrel{\text{def}}{=} \{C_l\}_{l=0}^{2K-1} = \{\tilde{P}_0, \tilde{P}_1, \dots, \tilde{P}_{K-1}, \tilde{Q}_0, \tilde{Q}_1, \dots, \tilde{Q}_{K-1}\}$ 인 매트릭스들의 집합으로써 선형적으로 선형 분산 코드를 표현할 수 있다:

수학적식 9

<101>
$$\mathbf{S} = \sum_{i=0}^{2K-1} \chi_i \mathbf{C}_i$$

<102> 여기서 \mathbf{C}_i 는 \mathbf{C} 의 i 번째 매트릭스이다. 그 결과, \mathbf{x} 로 표시되는, ϕ 를 통한 \mathbf{s}^T 의 동형은 다음과 같이 주어진다:

수학적식 10

<103>
$$\mathbf{x} \stackrel{\text{def}}{=} \phi(\mathbf{S}^T) = \sum_{i=0}^{2K-1} \chi_i \phi(\mathbf{C}_i^T) = \mathbf{\Gamma} \mathbf{x}$$

<104> 여기서 $\mathbf{\Gamma} = [\phi(\mathbf{C}_0^T), \dots, \phi(\mathbf{C}_{2K-1}^T)]$ 이다.

<105> 수학적식 10으로부터, 벡터 \mathbf{x} 가 정수들의 벡터에 비례할 때 선형 분산 코드는 생성자 매트릭스 $\mathbf{\Gamma}$ 를 가진 격자 코드라는 것이 명백하다; 이것은 \mathbf{s} 가 PAM 또는 QAM과 같은 특정한 변조 성운 중에 있을 때 참이다. 일반적으로, \mathbf{x} 는, 예를 들어 \mathbf{s} 의 요소들이 PSK 성운 중에 있을 때, 정수 벡터가 아니다. 그러나, 선형 분산 코드의 구성에 의해 \mathbf{s} 가 격자 Λ' 중에 있도록 선택되면 그때는 점들 \mathbf{x} 는 $\mathcal{R} \in \mathbb{R}^m$ 의 형상 구역을 통해 격자 Λ' 로부터 나누어진다. 이는 다음의 수학적식과 같다:

수학적식 11

<106>
$$\mathbf{x} \in \Lambda' \cap \mathcal{R}$$

<107> 여기서 $\Lambda' = \{\mathbf{B}\mathbf{u} : \mathbf{u} \in \mathbb{Z}^m\}$ 이고 \mathbf{B} 는 Λ' 의 생성자 매트릭스이고, 그 선형 분산 코드는 생성자 매트릭스 $\mathbf{\Gamma}\mathbf{B}$ 를 가진 격자 시공간 코드이다. 우리는 같은 \mathbf{x} 들을 정의하는 형상 구역 \mathcal{R} 및 격자 Λ' 의 서로 다른 짝들을 발견할 수 있다; (만일 소정의 기초 축소 방법론(basis reduction approach)이 그 생성자 매트릭스를 처리하는데 사용되지 않으면) Λ' 및 \mathcal{R} 의 선택은 [29]에 논의되는 바와 같이 해당 디코더의 복잡성에 영향을 끼칠 것이다. 실수 전송 모델은 다음의 수학적식이 되고,

수학적식 12

<108>
$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{\Gamma}\mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{n}$$

<109> 생성자 매트릭스 $\mathbf{\Gamma}\mathbf{B}$ 를 가진 격자 시공간 코드를 이용하는 것과 동가이다.

<110> 예 2: (초직교 시공간 격자 코드들)

<111> 초직교 시공간 코드는 (일반화된) 직교 설계 [24]를 확장함으로써 구성되고 [23], 이는 차례로 복소 벡터 \mathbf{s} 로부터 유래된 전개 계수들(expansion coefficients)과, 수학적식 7 및 수학적식 8과 유사한 매트릭스들의 선형 조합으로서 얻어진다; 선형 분산 코드와의 차이는 후자의 매트릭스들은 부가적인 제약을 확인(verify)한다는 것이다 ([23, 수학적식 (2), (3)] 참조). 32개의 코드매트릭스들(codematrices)을 가지는, QPSK 성운, $T = 2$ 및 $N_c = 2$ 에 대한 초직교 시공간 구성은 [18], [19], [20], [21] 및 [22]에 기술되었다. 일반적인 코드매트릭스 \mathbf{S} 는 [23]에서와 같이 다음 수학적식들로 표현될 수 있다 (주(註)2 : 복소 벡터로부터 실수 벡터로의 동형 \mathcal{I} 에 관한 정의인 수학적식 3은 [23]과 근소하게 다른데, [23]에서 그것은 실수 및 허수 부분들을 인터레이싱(interlacing)함으로써 정의되었다; 즉, [23]에서는, 만일 $\mathbf{s} = [z_1, \dots, z_K]^T \in \mathbb{C}^K$ 이면 그때는 - 수학적식 3에서 행해진

것과 같이 실수 (및 허수) 부분들을 함께 유지하는 것보다는 오히려 $\mathcal{I}(s) = \mathcal{X} \stackrel{\text{def}}{=} [\Re\{z_1\}, \Im\{z_1\}, \dots, \Re\{z_K\}, \Im\{z_K\}]^T$ 이다. 이것은 [23, 섹션 III]에 관련하여 수학식 15 및 수학식 16에서의 두 번째 및 세 번째 매트릭스들을 교환하는 것에 대한 이유이다.).

수학식 13

<112>
$$S = \sum_{i=0}^3 \chi_i C_i + \sum_{i=0}^3 \chi'_i C'_i,$$

수학식 14

<113>
$$\chi_i \neq 0 \Rightarrow \chi'_i = 0 \text{ and } \chi'_i \neq 0 \Rightarrow \chi_i = 0, \forall i;$$

<114> 상기에서, χ_i 및 $\chi'_i (i = 0, 1, 2, 3)$ 은 1, -1 또는 0 중 어느 하나이고 0아닌 값들은 복소 QPSK 성운으로부터 복소 요소들의 실수부들이다; 실수 계수들의 두 집합들 χ_i 및 $\chi'_i (i = 0, 1, 2, 3)$ 은 동시에 0이 아니고, 즉 모든 χ_i 들 및 χ'_i 들 중 어느 한 쪽만 영(零)이 된다(vanish). [23]에서 논의된 바와 같이, 초직교 매트릭스 코드북(codebook)은 2개의 4-차원 실수 벡터 스페이스들(spaces)의 직접 합(direct sum)으로써 얻어지는 8-차원 실수 벡터 스페이스로 임베딩(embedding)된다 (주(註)3 : 초직교 구성에서 그 직접 합의 두 4-차원 컴포넌트들은 서로의 (원점을 주위로) 반사 대칭들(reflection symmetries)이다 [25].). 매트릭스들의 2개의 집합들 C_i 및 C'_i 는 직접 합을 형성하는 컴포넌트 벡터 스페이스들에서의 기초 매트릭스들(basis matrices)이다:

수학식 15

<115>
$$C = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i & 0 \\ 0 & i \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{bmatrix} \right\}$$

수학식 16

<116>
$$C' = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i & 0 \\ 0 & -i \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & i \\ i & 0 \end{bmatrix} \right\}$$

<117> 초직교 시공간 코드매트릭스 S 의 동형은 $\mathbf{x} = \phi(S^T)$ 로 표시되며 다음과 같이 주어진다:

수학식 17

<118>
$$\mathbf{x} = \phi(S^T) = \Gamma \chi_{\oplus}$$

<119> 여기서 각각 $\chi_{\oplus} = [\chi_0, \chi_1, \dots, \chi_3, \chi'_0, \chi'_1, \dots, \chi'_3]^T = [\mathcal{X}^T \mathcal{X}'^T]^T \in \mathbb{R}^8$ 은 2개의 4-차원 벡터들의 직접 합이고, $\Gamma = [\Gamma_1 \Gamma_2]$ 는 $\Gamma_1 = [\phi(C_0^T), \dots, \phi(C_3^T)]$ 및 $\Gamma_2 = [\phi(C'_0^T), \dots, \phi(C'_3^T)]$ 를 가진 8×8 실수 매트릭스이다. 또한 Γ 는 $\Gamma^H = 2I_8$ 를 거친 단위 매트릭스(unitary matrix)에 대해 비례한다는 것이 [23]으로부터 도출된다.

<120> s 는 QPSK 성운 $\{\pm 1 \pm j\}$, $j \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{-1}$ 중에서 값들을 취하기 때문에, 2개의 벡터들 \mathcal{X} 와 \mathcal{X}' 중 어느 하나의 0이 아닌 구현들(non-zero realizations)은 ± 1 요소들을 가진 16개의 4-차원 실수 벡터들이다; 즉, $\chi_{\oplus} = [\mathcal{X}^T [0000]^T]^T$ 또는 $\chi_{\oplus} = [[0000]^T \mathcal{X}'^T]^T$ 중 어느 하나이다.

<121> $\chi_{\oplus} \in \mathbb{Z}^8$ 이기 때문에, 수학식 17을 통해, 벡터 \mathbf{x} 는 생성자 매트릭스 Γ 를 가진 소정의 격자 Λ 중에 있는 것으로 인식된다. 결국 χ_{\oplus} 자체가 2개의 4-차원 체커보드(checkerboard) 격자들 직접 합으로부터 비롯됨을 더 인식하는 것이 유용하다. 실제로, 격자 $L \stackrel{\text{def}}{=} D_4 \oplus D_4$ 를 생각해 본다; 즉 $D_4 \oplus D_4$ 에서의 점인 $[\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_8]_i$ $[\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4]$ 및 $[\lambda_5 \lambda_6 \lambda_7 \lambda_8]$ 가 D_4 에서 비롯된다는 속성을 갖는다. $[\tilde{d}_1 \tilde{d}_2 \tilde{d}_3 \tilde{d}_4]$

가 D_4 의 두 번째 셸(shell)에서의 점을 표시한다고, 즉 $\sum_{i=1}^4 d_i^2 = 4$ 를 만족한다고 하자. D_4 의 두 번째 셸에 24개의 점들이 있고, 그들 중 정확히 16개가 $\|d_i\| = 1$ 을 만족시킬 것이다; 이 집합을 \mathcal{D} 로 표시한다. 만일 B 가 D_4 의 4×4 생성자 매트릭스이면 그때는 $D_4 \oplus D_4$ 는 생성자 매트릭스 $\begin{bmatrix} B & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & B \end{bmatrix}$ 를 갖는다. 그때 $L = L_1 \oplus L_2$ 이고, 여기서 L_1 및 L_2 는 $[B \ 0_{4 \times 4}]$ 및 각각 $[0_{4 \times 4} \ B]$ 인 생성자 매트릭스들을 갖는다. L_1 및 L_2 양자 모두는 D_4 와 동형이다. L_1 은 집합 $\{c^T [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T | c \in \mathcal{D}\}$ 에서 16개의 점들을 포함하고, L_2 는 집합 $\{[0 \ 0 \ 0 \ 0]^T c^T | c \in \mathcal{D}\}$ 에서 16개의 점들을 포함한다. 벡터들 x, x' 중 어느 하나의 0이 아닌 구현들은 단위 크기 실수 좌표들을 가지는 D_4 의 두 번째 셸에서의 16개 점들임을 유념하여야 할 것이고; 그에 의해 $\Lambda = \Lambda_1 \oplus \Lambda_2$ 이고 여기서 Λ_i 는 $L_i (i = 1, 2)$ 와 동형이고 x_\oplus 는 2개의 4-차원 체커보드 격자들 직접 합으로부터 비롯된다. 체커보드 격자 D_4 에 대한 생성자 매트릭스는, 예를 들어 수학식 35에서의 매트릭스 B 이다.

<122> 수학식 17로부터 $x = \phi(S^T)$ 는 다음과 같이 작성될 수 있게 된다:

수학식 18

<123>
$$x = \Gamma \chi_\oplus = \Gamma \begin{bmatrix} B & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & B \end{bmatrix} u, \quad u = [u_1 \dots u_4]^T \in \mathbb{Z}^4$$

<124> 여기서 B 는 수학식 35에서 주어지는, 체커보드 격자 D_4 의 생성자 매트릭스이다. 이에 의해, χ 는 생성자 매트릭스 $\Gamma \begin{bmatrix} B & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & B \end{bmatrix} = [\Gamma_1 B \ \Gamma_2 B]$ 를 가진 격자로부터 존재하는 것으로 보여질 수 있다.

<125> 초직교 시공간 격자 코드에 대하여 수학식 6에서의 실수 등가 전송 모델은 다음과 같이 된다:

수학식 19

<126>
$$y = Hx + n = H\Gamma \chi_\oplus + n = H_\oplus \chi_\oplus + n = H_\oplus B u + n$$

<127> 여기서 두 번째 등호는 수학식 17에 따라 얻어지고, $H_\oplus \stackrel{\text{def}}{=} H\Gamma$ 이다. [23]에서 같은 초직교 시공간 코드에 대한 전송 모델은 다음과 같다 (주(註)2 참조):

수학식 20

<128>
$$y_\oplus = G_\oplus \chi_\oplus + n_\oplus.$$

<129> $G_\oplus = \begin{bmatrix} H\Gamma_1 & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & H\Gamma_2 \end{bmatrix}$ 임이 증명될 수 있다. 더욱이, 매트릭스 G_\oplus 는 [23]에서 단위 행렬과 비례하는 것으로 보여졌는데, 즉 $G_\oplus G_\oplus^H = \alpha I$ 이다. $H_\oplus^1 \stackrel{\text{def}}{=} H\Gamma_1$ 과 $H_\oplus^2 \stackrel{\text{def}}{=} H\Gamma_2$ 를 표시해 본다. 그때, $H_\oplus^k (k = 1, 2)$ 는 스칼라 (scalar)에 따라 단위로 사용되고, 즉 다음 수학식과 같다:

수학식 21

<130>
$$H_\oplus^k H_\oplus^{kH} = \alpha I, \quad k = 1, 2.$$

<131> **III. 격자들에서의 최근접점 탐색을 위한 간소화된 탐색 소프트-출력 검출기**

<132> (reduced search soft-output detector for closest point search in lattices)

<133> (수학식 19에서와 같은) 소정의 (등가) 생성자 매트릭스와 채널 매트릭스를 일괄하는 것(lumping)의 유혹이 있지만, 생성자 매트릭스 $H\Gamma$ 또는 $H\Gamma B$ 를 가진 새로운 격자가 랜덤 H 에 대해 매우 큰 라벨 좌표 문자들로 라벨

들을 가질 수 있다(섹션 III-B, [29] 참조) - 기초 축소의 소정 형태가 안출될 수 없는 경우. 소정의 등화 단계를 거쳐 채널 매트릭스 \mathbf{H} 의 효과를 제거하고, 그리고 나서 따로따로 기초를 이루는 격자를 다룸으로써 개념을 예시하는 것이 더 수월하다.

<134> 격자 시공간 성분들에 대한 신규한 소프트-정보 검출 알고리즘이 아래에서 도입된다. 검출은 두 단계들로 수행된다: 선형 최소 평균 제곱 에러(linear minimum mean square error (LMMSE) 필터링, 및 격자 상에서의 신뢰도 확산(BP). 첫 번째 단계에서, 유한 임펄스 응답(FIR) LMMSE 필터 뱅크가 채널의 효과를 제거하기 위해 사용된다; 다음에 격자의 테너 그래프 표현에 기반하여 신규한 격자 검출기에 의해 격자 리던던시(lattice redundancy)가 활용된다.

<135> **A. 간섭 상쇄를 이용하는 MMSE 소프트 등화기(MMSE soft equalizer with interference cancellation)**

<136> 등가의 실수 전송 모델이 수학적 식 6에 주어진다. MMSE 소프트 등화기(soft equalizer)의 목적은 채널 \mathbf{H} 의 효과를 제거하고, 다른 좌표들 $\{x_i\}_{i=1, i \neq i}$ 에, 그리고 잡음 n 에 기인한 간섭을 최소화하도록 \mathbf{x} 의 각 콤포넌트인 x_i 의 소프트 추정(soft estimate)을 제공하는 것이다. i 번째 분지(branch)에 대하여, 그 소프트 추정은, \hat{x}_i 로서 표시되고, 다음과 같이 주어진다:

수학적 식 22

<137>
$$\hat{x}_i = \mathbf{m}_i^T \mathbf{y}$$

<138> 여기서 i 번째 FIR 필터 \mathbf{m}_i 는 수학적 식 24의 단위 파워 제약(unit power constraint)에 따르며 다음 수학적 식 23과 같다:

수학적 식 23

<139>
$$\mathbf{m}_i = \arg \min_{\mathbf{m} \in \mathbb{R}^{2N_i T \times 1}} \mathbb{E} \{ \|\mathbf{x}_i - \mathbf{m}^T \mathbf{y}\|^2 \}$$

수학적 식 24

<140>
$$\mathbf{m}_i^T \mathbf{h}_i = 1$$

<141> 이 파워 제약은 그 필터링에 기인한 원하는 신호에 대한 감쇄 효과를 완화한다. 최적의 솔루션(solution)은 [28]:

수학적 식 25

<142>
$$\mathbf{m}_i = \mathbf{m}_i^c + \frac{a_i}{\mathbf{h}_i^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_i} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_i$$

<143> 이고 여기서 $\mathbf{R} = \frac{P}{2N_i} \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \frac{N_0}{2} \mathbf{I}$ 는 \mathbf{y} 의 공분산 매트릭스(covariance matrix)이고, $\mathbf{m}_i^c = \frac{P}{2N_i} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_i$ 는 파워 제약이 없는 수학적 식 23에 대한 최적의 솔루션이고, $a_i = 1 - \mathbf{m}_i^c \mathbf{h}_i$ 이다. i 번째 분지의 MSE인 $\sigma_i^2 = \mathbb{E} \{ \|\mathbf{x}_i - \mathbf{m}_i^T \mathbf{y}\|^2 \}$ 는 다음과 같다:

수학적 식 26

<144>
$$\sigma_i^2 = \frac{P}{2N_i} - (\mathbf{m}_i^c)^T \mathbf{R} \mathbf{m}_i^c + \frac{a_i}{\mathbf{h}_i^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_i}$$

<145> 탐지 및 디코딩이 반복적으로 수행될 수 있으면, 그때는 \mathbf{x} 에 관한 소프트 정보는 FEC 디코더로부터 피드백(feed back)될 수 있고 전송되는 벡터들 \mathbf{x} , 또는 그것의 요소들인 x_i 의 유효한 구현들의 확률(probability)들의 형태로 필터 뱅크에서 이용가능하게 될 수 있다; 즉, 벡터 레벨 \mathbf{x} 에서,

$\{\Pr(\mathbf{x} = \phi(\mathbf{C}^T)) | \phi(\mathbf{C}^T) \in \mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{u}_0, \mathcal{R})\}$ 이거나, 또는 좌표 레벨에서 - 예를 들어 좌표 인터리빙 [34]이 전송에 앞서 몇몇 벡터들 \mathbf{x} 의 좌표들을 스크램블하기 위해 사용되는 경우에서 - 이용가능하게 될 수 있다. 후자의 경우에서 서로 다른 다차원 격자점들에 존재하는 구조는 채널을 통한 전송 동안 파괴된다; 이것은 디코더에 의해 제공되는 좌표 확률들이 간섭 상쇄(IC - 도 4 참조)를 위해 LMMSE 필터로 피드백되어지기 전에 언스크램블(unscramble) 되어야 할 뿐만 아니라, 그 성능은 비코드화(uncoded) 시스템(섹션 IV-B 참조)에서도 (인터리빙되지 않은 시나리오에 비해) 향상될 수 있다는 것을 의미한다.

<146> 반복 수신기는 다음의 두 가지 방법들 중 하나로 소프트 간섭 추정기로서 형성됨에 의해 필터링하기 전에 간섭을 반복적으로 상쇄하는 것을 목표로 한다.

<147> 1) 벡터 레벨 피드백(Vector level feedback):

수학식 27

<148>
$$\mathbf{x}_{IC} = \sum_{\phi(\mathbf{C}^T) \in \mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{u}_0, \mathcal{R})} \phi(\mathbf{C}^T) \Pr(\mathbf{x} = \phi(\mathbf{C}^T))$$

<149> 2) 좌표 레벨 피드백(Coordinate level feedback):

<150> 만약 \mathcal{K}_i 가 i 번째 좌표 문자이면, i 위치에서의 평균 간섭 값은

수학식 28

<151>
$$x_{IC,i} = \sum_{\zeta \in \mathcal{K}_i} \zeta \Pr(x_i = \zeta)$$

<152> 이다.

<153> $\mathbf{x}_{IC,\bar{i}}$ 가 \mathbf{x}_{IC} 의 i 번째 요소를 0으로 세팅함으로써 얻어지는 벡터를 표시한다고, 즉 $\mathbf{x}_{IC,\bar{i}} = [\dots, x_{IC,i-1}, 0, x_{IC,i+1}, \dots]^T$ 라고 하면, i 번째 분지에 대해 간섭 상쇄가

수학식 29

<154>
$$\hat{\mathbf{y}}_i = \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_{IC,\bar{i}}$$

<155> 와 같이 수행되고 IC 후에 i 번째 분지의 소프트 추정 \hat{x}_i 는 수학식 24와 같은 단위 파워 제약에 따르면서

수학식 30

<156>
$$\hat{x}_i = \mathbf{m}_i^T \hat{\mathbf{y}}_i$$

<157> 이다. 수학식 30의 추정은 IC-MMSE로 언급된다. $R_{IC,i}$ 로서 표시되는, $\hat{\mathbf{y}}_i$ 의 공분산 매트릭스는 다음과 같다:

수학식 31

<158>
$$R_{IC,i} = \mathbf{H}\mathbf{Q}_{IC,i}\mathbf{H}^H + \frac{N_0}{2}\mathbf{I}$$

<159> 여기서 $\mathbf{Q}_{IC,i} = \frac{P}{2N_s}\mathbf{I} - \text{diag}\{\mathbf{x}_{IC,\bar{i}}\}\text{diag}\{\mathbf{x}_{IC,\bar{i}}\}$ 이다. 수학식 25 및 수학식 26에서 \mathbf{R} 대신 수학식 31의 $R_{IC,i}$ 로 대체하는 것은 각각 IC-MMSE 솔루션 \mathbf{m}_i 및 대응하는 MSE σ_i^2 를 산출한다. IC-MMSE 필터 뱅크는 MIMO 시나리오들에서 채널 효과들을 제거하는데 관하여 MMSE 필터 뱅크보다 더 일반적인 솔루션임을 유념하여야 할 것이다. IC-MMSE 필터링 후에 i 번째 분지의 소프트 추정은

수학식 32

<160>
$$\hat{x}_i = x_i + \hat{n}_i$$

<161> 이고, 여기서 $\hat{n}_i \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2)$ 이고, 또는 다음의 수식과 같이 매트릭스 형태로 기재된다:

수학식 33

<162>
$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x} + \hat{\mathbf{n}}$$

<163> B. 태너 그래프 표현에 기반한 격자 코드에 대한 신뢰도 확산 검출기(Belief propagation detector for lattice code based on Tanner graph representation)

<164> IC-MMSE 등화 후에, 격자점의 소프트 추정 $\hat{\mathbf{x}}$ 가 얻어진다. 격자 시공간 방식들에서, 전송되는 벡터들 \mathbf{x} 의 코드는 Λ 의 생성자 매트릭스가 ΓB 인 격자 코드 $\mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{w}_0, \mathcal{R})$ 임을 상기해 본다. 단순성을 위해, B는 일반적인 격자 생성자 매트릭스라고 한다. 격자 검출은 형상 구역 내 어떤 격자점이 $\hat{\mathbf{x}}$ 에 대한 최소 거리를 갖는지를 결정하거나, 또는 각 후보 격자점에 관한 소프트 정보(예를 들어, 확률 또는 로그-가능도(log-likelihood) 비율의 형태)를 계산하는 것이다. 첫 번째 검출 기준은 하드 디시전 검출기들 - 예를 들어, 최대 가능도(ML) - 로 귀결된다. 두 번째 디코딩 기준은 소프트 디시전 검출기들로 귀결되고, 그 소프트 디시전 검출기들은 검출 및 디코딩 사이에서의 반복들에서 사용될 수 있다. 이 섹션에서, 격자 디코딩 알고리즘에 기반한 신규한 태너 그래프가 도입된다. 단순성을 위해, m-차원 격자 코드, 즉 $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^m$ 을 가정한다.

<165> 아래에 도입되는 신규한 격자 디코딩 알고리즘은 격자들의 태너 그래프 표현들에 의존하고 [29], 이 태너 그래프 표현들은 격자 분할에 의해 가능해진다; 모든 격자점들(그 형상 구역 내의 그들이 관심 대상이다)이 몇몇의 하부그룹들(코셋들)로 분할된다. 각 하부그룹은 몇몇의 서로 다른 격자점들을 포함하고, 잘-정의된 아벨군 블록 코드워드(Abelian group block codeword)에 의해 라벨링된다. 그리고 나서, 격자점들 대신에 더 작은 수의 코셋들에 대해 작용함으로써 복잡성감소된 소프트-출력 격자 검출기가 얻어질 수 있다. 모든 코셋들의 라벨들은 아벨 블록 코드를 형성하고, 그 아벨 블록 코드는 저밀도 패리티 체크(LDPC) 코드들과 유사한 태너 그래프로 표현될 수 있다. 격자에 대한 신뢰도 확산은 그것의 비바이너리(non-binary) 라벨 태너 그래프에 대해 수행되어서, 다음의 하부섹션들에서 기술되는 바와 같이, 그 라벨들의 좌표들과 그 라벨들의 총 및 외부 APP를 산출한다. 개별적인 격자점들의 APP들은 섹션 III-D에 기술된 최종 단계에서 얻어진다.

<166> 약간 더 미묘한 것은 격자 분할이 Λ 의 직교 하부격자(sublattice) Λ' , 및 비율 그룹(quotient group) Λ/Λ' 주위에서 회전한다는 것이다; Λ 및 Λ' 가 같은 차원성(dimensionality)을 갖는 경우 및 그 경우에 한해(iff(if and only if)) $|\Lambda/\Lambda'|$ 가 유한하다. Λ' 를 얻는 가장 간단한 방법은 Λ 의 생성자 매트릭스의 G-S 직교화(orthogonalization)를 이용하는 것으로, 이에 의해 모든 직교 G-S 방향들(directions)은 Λ 를 가르고(intercept) 그 교차(intersection)는 당연히 Λ 와 같은 차원성의 하부격자를 형성한다; 모든 다른 경우들에서 그 직교 하부격자는 G-S 직교화와 다른 소정의 수단에 의해 얻어져야 할 것이다.

<167> 1) Gram-Schmidt (G-S) 직교화

<168> 생성자 매트릭스 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1 \dots \mathbf{b}_m]$ 가 주어질 때 $\{\mathbf{w}_i\}_{i=1}^m$ 과 같은 직교 벡터들의 집합을 얻는다(주(註)4 : 본질적으로, $\mathbf{w}_1 = \mathbf{b}_1$, $\mathbf{w}_i = \mathbf{b}_i - \sum_{j=1}^{i-1} \mu_{ij} \mathbf{w}_j$, $i = 2, \dots, m$ 이고, 여기서 $\mu_{ij} = \langle \mathbf{b}_i, \mathbf{w}_j \rangle / \langle \mathbf{w}_j, \mathbf{w}_j \rangle$, 및 $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 는 내적(inner product)을 나타낸다). \mathcal{W}_i 는 \mathbf{w}_i 에 의해 스패น(span)된 벡터 스페이스를 표시하는데, 즉 $\mathcal{W}_i = \alpha \mathbf{w}_i$, $\forall \alpha \in \mathbb{R}$ 이다; $\mathcal{S} \stackrel{\text{def}}{=} \{\mathcal{W}_i\}_{i=1}^m$ 은 좌표계이다.

<169> 2) 격자 라벨 그룹들 G_i

<170> $P_{\mathcal{W}_i}(\Lambda)$ 를 Λ 의 벡터 스페이스 \mathcal{W}_i 상으로의 투영으로, 그리고 $\Lambda_{\mathcal{W}_i} \stackrel{\text{def}}{=} \Lambda \cap \mathcal{W}_i$ 으로 놓는다. 비율 그룹 $P_{\mathcal{W}_i}(\Lambda)/\Lambda_{\mathcal{W}_i}$ 는 라벨 그룹 G_i 로 불린다; Λ 는 이제 $\mathcal{G} \stackrel{\text{def}}{=} G_1 \times \dots \times G_m$ 으로부터 n-튜플들(tuples)에 의해 라벨링되는 코셋들의 유한 집합으로 분할된다. $L(\Lambda)$ 로 표시되는, 모든 라벨 n-튜플들의 (유한) 집합은, 라벨 코

드(label code)로 불리고, 그것의 문자 스페이스(alphabet space)로서 $G \stackrel{\text{def}}{=} G_1 \times \dots \times G_m$ 을 이용한다.

<171> 3) 격자 라벨 코드 $L(\Lambda)$

<172> $g_i \stackrel{\text{def}}{=} |G_i|$ 일 때, $G_i \cong \mathbb{Z}_{g_i}$ 의 동형에 기인하여, $G = \mathbb{Z}_{g_1} \times \dots \times \mathbb{Z}_{g_m}$ 이라고 놓는다. 격자점은 그것이 속하는 코셋의 라벨에 의해 라벨링될 것이다. 그 라벨 코드 $L(\Lambda)$ 는 아벨 블록 코드이다. $\mathbf{l} = [l_1 \dots l_m]^T$ 이 라벨을 표시하는 것으로 놓고, $\Lambda(\mathbf{l})$ 이 라벨 \mathbf{l} 을 공유하는 격자점들의 집합을 표시하는 것으로 놓는다; 명백하게, 라벨링은 \mathbf{u}_0 만큼의 Λ 의 변화(translation)들에 대해 불변이다. $L(\Lambda)$, $L(\mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{u}_0, \mathcal{R}))$ 를 각각 Λ 의, 그리고 형상 구역 \mathcal{R} 내의 변화된(translated) 격자점들의 하부집합의 라벨 코드들을 표시하는 것으로 놓는다. 그러면, \mathcal{R} 내의 변화된 격자점은 라벨 $\mathbf{l} \in L(\mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{u}_0, \mathcal{R}))$ 을 가질 것이다.

<173> 4) Λ 의 라벨 코드 $L(\Lambda)$ 의 듀얼 라벨 코드 $L(\Lambda)^*$ 에 대한 생성자 벡터들 $\mathcal{V}^* \stackrel{\text{def}}{=} \{\mathbf{v}_i^*\}_{i=1}^n$ 집합을 발견하는 것 [29]

<174> 생성자 벡터들 $\{\mathbf{v}_i^*\}_{i=1}^n$ 은 패리티 체크 등식이 선형 블록 코드를 특징지우는(characterize) 것처럼 격자 Λ 를 특징지우고, 다음의 속성을 갖는다: $L(\Lambda)$ 에서의 모든 라벨들은 $\{\mathbf{v}_i^*\}_{i=1}^n$ 에서 모든 벡터 \mathbf{v}_i 에 대해 직교하는데, 즉,

수학식 34

<175>
$$\mathbf{v}_i^{*T} L(\Lambda) = 0 \pmod{\text{lcm}(g_1, g_2, \dots, g_m)}$$

<176> 이고 여기서 $\text{lcm}(\cdot, \dots, \cdot)$ 은 최소공배수(least common multiple)이다.

<177> 5) 격자 태너 그래프

<178> 생성자 벡터들 $\{\mathbf{v}_i^*\}_{i=1}^n$ 은 수학식 34에 따라 라벨 코드 $L(\Lambda)$ 에 대한 체크 등식(check equations)으로서 작용한다. 라벨 \mathbf{l} 의 각 좌표는 가변 노드(variable node)에 대응하고, 몇몇 라벨 좌표들을 수반하는 체크 방정식을 정의하는 각 생성자 벡터는 체크 노드(check node)에 대응한다. 태너 그래프는 생성자 벡터들 $\{\mathbf{v}_i^*\}_{i=1}^n$ 에 의해 라벨 좌표들에 놓여진 제약들에 따라 구성된다. 일반적으로 라벨 그룹들 G_i 의 카디널리티(cardinality)들이 모두 둘이 아니면, 그 체크 등식들은 GF(2) 상에 있는 것이 아니다. 그에 의해, 격자의 TG는, 일반적으로, 비바이너리이다.

<179> 예 3: ($\Lambda = D_4$) D_4 로 표시되는, \mathbb{R}^4 에서의 체커보드 격자는 다음의 매트릭스 생성자를 갖는다:

수학식 35

<180>
$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 2 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

<181> 연관된 Gram-Schmidt 벡터들은

수학식 36

$$\begin{aligned} w_1 &= [1, 1, 0, 0]^T \\ w_2 &= [1/2, -1/2, 1, 0]^T \\ w_3 &= [-1/3, 1/3, 1/3, 1]^T \\ w_4 &= [1/2, -1/2, -1/2, 1/2]^T \end{aligned}$$

<182>

<183>

이다.

<184>

좌표 시스템 $\{W_i\}_{i=1}^4 = span\{w_i\}_{i=1}^4$ 에서, 우리는 다음의 투영 및 단면(cross-section)을 얻는다:

$$\begin{aligned} P_{W_1}(\Lambda) &= \frac{\mathbb{Z}}{\sqrt{2}} \frac{w_1}{\|w_1\|} & \Lambda_{W_1} &= \sqrt{2}\mathbb{Z} \frac{w_1}{\|w_1\|} \\ P_{W_2}(\Lambda) &= \frac{\mathbb{Z}}{\sqrt{6}} \frac{w_2}{\|w_2\|} & \Lambda_{W_2} &= \sqrt{6}\mathbb{Z} \frac{w_2}{\|w_2\|} \\ P_{W_3}(\Lambda) &= \frac{\mathbb{Z}}{\sqrt{3}} \frac{w_3}{\|w_3\|} & \Lambda_{W_3} &= 2\sqrt{3}\mathbb{Z} \frac{w_3}{\|w_3\|} \\ P_{W_4}(\Lambda) &= \mathbb{Z} \frac{w_4}{\|w_4\|} & \Lambda_{W_4} &= 2\mathbb{Z} \frac{w_4}{\|w_4\|} \end{aligned}$$

<185>

<186>

이것은 D_4 에 대한 다음의 비열 그룹들의 결과를 낳는다 : $G_1(\Lambda) = \{0, \frac{\sqrt{2}}{2}\}$, $G_2(\Lambda) = \{0, \frac{\sqrt{6}}{6}, \frac{\sqrt{6}}{3}, \frac{\sqrt{6}}{2}, \frac{2\sqrt{6}}{3}, \frac{5\sqrt{6}}{6}\}$, $G_3(\Lambda) = \{0, \frac{\sqrt{3}}{3}, \frac{2\sqrt{3}}{3}, \sqrt{3}, \frac{4\sqrt{3}}{3}, \frac{5\sqrt{3}}{3}\}$, $G_4(\Lambda) = \{0, 1\}$. 라벨 코드 및 그 듀얼 라벨 코드 $L(\Lambda), L(\Lambda)^* \subset \mathbb{Z}_2 \times \mathbb{Z}_6 \times \mathbb{Z}_6 \times \mathbb{Z}_2$ 는 각각 다음과 같다 [29]:

$$L(\Lambda) = \{0000, 0031, 0220, 0251, 1300, 1331, 1520, 1551, 1140, 1111, 0440, 0411\}$$

<187>

$$L(\Lambda)^* = \{0000, 0240, 0420, 1511, 1300, 1331, 0451, 1540, 1151, 0031, 1120, 0211\}$$

<188>

<189>

$L(\Lambda)^*$ 에 대한 생성자 집합은 $\mathcal{V}^* = \{1151, 0240, 0031\}$ 이다. $lcm(g_1, g_2, g_3, g_4) = 6$ 이기 때문에, 라벨 코드 $L(\Lambda)$ 의 TG는 따라서 도 1에 주어진 것과 같이 구성될 수 있고, 여기서 v_j 는 j번째 체크 노드이고, l_i 는 i번째 변수이다. 생성자 벡터 v_j^* 와 연관된 가변 노드들은 v_j 에 연결된다; 예를 들면, 체크 노드 v_1 은 4개의 모든 가변 노드들에 연결되는데, 왜냐하면 모든 가변 노드들이 첫 번째 체크 등식에 포함되기 때문이다.

<190>

6) 비바이너리 신뢰도 확산 [30]

<191>

$P_{W_i}(\hat{x})$ 는 \hat{x} - 이것은 Λ 에 있지 않을 수도 있다 - 의 벡터 스페이스 W_i 상으로의 투영, 즉 $P_{W_i}(\hat{x}) = \hat{x}^T w_i / \|w_i\|$ 을 나타낸다. 격자 태너 그래프에서 가변 노드 l_i 의 $\alpha \in \{0, 1, \dots, g_i - 1\}$ 값은 \hat{x} 가 α 와 같은 i번째 좌표를 가지는 라벨을 가진(또는 벡터 스페이스 W_i 상으로의 자신의 투영이 라벨 α 를 가진 코셋에 속하게 되는) 격자점의 관찰결과(observation)라는 가정과 연관된다; $Pr(l_i = \alpha)$ 는 이 가정의 확률이다.

<192>

아래첨자들 i, j 가 각각 i번째 가변 노드 l_i 및 j번째 체크 노드 v_j 를 의미하는 메시지들 q_{ji}^α 및 r_{ji}^α 을 정의한다. q_{ji}^α 인 양(quantity)은, v_j 와 다른 체크 노드들을 통해 얻어지는 정보가 주어질 때, \hat{x} 가 α 와 같은 i번째 좌표를 가지는 라벨을 가진 격자점의 관찰결과라는 가정의 확률이다; r_{ji}^α 는 \hat{x} 가 α 와 같은 i번째 좌표를 가

지는 라벨을 가진 격자점의 관찰결과라는 것이 주어질 때 체크 v_j 가 만족되어야 할 확률이다. 지나가는(passing) 메시지는 다음의 수학적식들과 같다 [30] :

수학적식 37

$$r_{ji}^\alpha = \sum_{\substack{l \in L(\Lambda), \\ v_j^{*T} l \equiv 0 \\ l_i = \alpha}} \prod_{k \in \mathcal{N}(j) \setminus i} q_{jk}^{l_k},$$

<193>

수학적식 38

$$q_{ji}^\alpha = K_{ji} f_i^\alpha \prod_{k \in \mathcal{M}(i) \setminus j} r_{ki}^\alpha$$

<194>

<195> 이고 여기서 K_{ji} 는 $\sum_{\alpha} q_{ji}^\alpha = 1$ 이도록 되고, $\mathcal{N}(j)$ 는 체크 등식 v_j 에 포함된 가변 노드들의 집합이고, $\mathcal{M}(i)$ 는 가변 노드 l_i 에 연결된 체크 노드들(checks nodes)의 집합이다; f_i^α 는 \hat{x} 의 관찰결과가 주어질 때 이벤트 $l_i = \alpha$ 의 초기 확률이다.

<196> C. 격자 태너 그래프를 초기화하는 것(Initializing the lattice Tanner graph)

<197> 신뢰도 확산은 TG를 위해 f_i^α 를 초기화하는 것을 필요로 한다; 이것은 투영 도메인(projection domain) 또는 확률 도메인(probability domain) 중 어느 하나에서 행해질 수 있다. 무한 격자를 유한하게 많은 라벨링된 코셋들로 분할한 후에, 모든 라벨들이 그 유한 형상 구역 내의 점들에 의해 사용되는 것은 아니다; 적당한 고려가 이 측면에 주어져야 한다.

<198> 1) 투영 도메인에서

<199> LMMSE 필터들뱅크로부터 얻어지는 소프트 추정 \hat{x} 가 벡터 스페이스들 $\{W_i\}_{i=1}^m$ 상으로 투영된다(도 2 참조); 일반적으로, f_i^α 는 다음과 같이 초기화된다:

<200> (1) $\forall l \in L(C(\Lambda, u_0, \mathcal{R}))$, 최근접인 $\lambda \in \mathcal{R} \cap \{\Lambda(l) + u_0\}$ 를 찾는다:

수학적식 39

$$\lambda_{\min}(l) = \arg \min_{\lambda \in \Lambda(l)} \sum_{i=1}^m |P_{W_i}(\hat{x}) - P_{W_i}(\lambda)|^2$$

<201>

<202> (2) 라벨 l (을 가진 하부그룹)의 확률을 계산한다:

수학적식 40

$$\Pr(l) = \frac{\exp\left(-\sum_{i=1}^m \frac{d_i^2(\lambda_{\min}(l))}{2\sigma_i^2}\right)}{\sum_{l \in L(C(\Lambda, u_0, \mathcal{R}))} \exp\left(-\sum_{i=1}^m \frac{d_i^2(\lambda_{\min}(l))}{2\sigma_i^2}\right)},$$

<203>

<204> 여기서 $d_i(\lambda_{\min}(l)) = |P_{W_i}(\hat{x}) - P_{W_i}(\lambda_{\min}(l))|$ 이고, 수학적식 26의 σ_i^2 를 갖는다.

<205> (3) $\Pr(l)$ 로부터 f_i^α 를 초기화한다:

수학식 41

$$f_i^\alpha = \sum_{\mathbf{l}: l_i = \alpha} \Pr(\mathbf{l})$$

그리고 나서 q_{ji}^α 는 f_i^α 로 초기화된다. 신뢰도 확산 알고리즘은 미리 결정된 수의 반복들이 달성될 때까지 반복적으로 r_{ji}^α 및 q_{ji}^α 를 업데이트함으로써 구현된다.

주의점 1: (단순화된 초기화)

우리는 따로따로 각각의 W_i 를 따라 $\hat{\mathbf{x}}$ 를 조사할 수 있다 - 다른 방향들과 따로 분리해서, 각 방향에서 최근접 투영 좌표를 선택하는 것이 집합적으로(collectively) 그 형상 구역 내의 점을 초래한다는 것을 증명하기 위해 어떠한 사전대책도 취해지지 않는다.

(1) $\forall \mathbf{l}$, W_i 를 따른 최소 거리 $d_i(\mathbf{l})$ 은 다음과 같다:

수학식 42

$$d_i(\mathbf{l}) = \arg \min_{\lambda \in \Lambda(\mathbf{l})} |P_{W_i}(\hat{\mathbf{x}}) - P_{W_i}(\lambda)|$$

(2) 라벨 \mathbf{l} 을 가진 하부그룹의 확률을 다음을 통해 계산한다:

$$\Pr(\mathbf{l}) = \frac{\exp(-\sum_{i=1}^m \frac{d_i^2(\mathbf{l})}{2\sigma_i^2})}{\sum_{\mathbf{l} \in \mathcal{L}(\mathcal{C}(\Lambda, \mathbf{u}_0; \mathcal{R}))} \sum_{i=1}^m \exp(-\frac{d_i^2(\mathbf{l})}{2\sigma_i^2})}$$

마지막으로, f_i^α 가 수학식 41에 따라 초기화된다. 이 방법론은 단순화된 초기화로 불려지고, 그 단순화된 초기화는 이전의 것보다 덜 복잡하다 - 따라서 성능 손실이 경미하다.

2) 확률 도메인에서

$\hat{\mathbf{x}}$ 로 소프트 추정들이 주어질 때, k번째 MIMO 채널 사용에서 $\mathbf{x} \in \Lambda$ 의 각 좌표(주(註)5 : 라벨의 정수 좌표가 아닌, 격자점의 실수 좌표)의 가능도들은 $\hat{\mathbf{x}}$ 로의 소프트 추정들로부터 다음과 같이 계산된다(주(註)6 : 아래첨자 k - 관련 MIMO 채널 사용의 시간 인덱스(time index)를 가리킬 것이다 - 는 표기의 단순성을 위해 도 4에서 그리고 여기에서 생략되었다):

수학식 43

$$P(\hat{\mathbf{x}}_i | x_i = c^j) = K \exp(-\|\hat{\mathbf{x}}_i - c^j\|^2 / 2\sigma_i^2)$$

여기서 c^j 는 $\mathbf{x} \in \Lambda \cap \mathcal{R}$ 의 j번째 실수 좌표 x_i 이다. 그때, k번째 MIMO 채널 사용에서 좌표 \mathbf{x}_i 의 각 값의 가능도는 SISO APP 모듈로의 벡터 입력 $P_k(\mathbf{c}; \mathbf{I})$ 의 콤포넌트 $P_k(c^j; \mathbf{I})$ 를 형성할 것이고, 이때 [32]에서의 모델 및 표기들을 따른다; [32]에서처럼, C_k^j 는 소정의 문자 $\{c^j | j \in \mathcal{J}\}$ 로부터 값들을 취하는 - 이는 역시 비이진일 수 있는데, 즉 \mathcal{J} 는 $|\mathcal{J}| > 2$ 인 카디널리티 집합 중에 있다 - (좌표) 심볼들의 시퀀스에 의해 규정되는 랜덤 프로세스를 나타낼 것이다.

D. 신뢰도 확산 후 - (격자) 점별(point-wise) 또는 좌표별(coordinate-wise) 중 어느 하나에 따른 - 외부 APP 의 계산

반복 수신기들을 구현하기 위해 신뢰도 확산의 마지막에 후험적 확률을 계산하는 것이 필요하다. 마지막 반복 후에, 신뢰도 확산은 r_{ji}^α 및 q_{ji}^α ($\forall \alpha, i, j$)를 반환한다. 그때 총 후험적 확률 $\Pr(l_i = \alpha)$ 다음과 같이 계산

되고:

수학식 44

$$\Pr(l_i = \alpha) = f_i^\alpha \prod_{j \in \mathcal{M}(i)} r_{ji}^\alpha$$

각 라벨의 총 후험적 확률은 다음으로써 주어진다:

수학식 45

$$\Pr(\mathbf{l} = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m\}) = \prod_{i=1}^m \Pr(l_i = \alpha_i)$$

부록(Appendix) I에서 격자가 태너 그래프으로써 표현될 때, 마코브 프로세스를 도 3에 보여진 바와 같이, 격자 점들의 소프트 검출을 위한 모델과 연관시키는 것이 가능함이 제시된다; 또한, 상태들 간 k번째 천이(transition)에 대응하는, 신뢰도 확산 후 외부 APP들 $P_k^{\text{BP}}(c^j; \mathcal{O})$ 및 $P_k^{\text{BP}}(u^j; \mathcal{O})$ 가 다음과 같이 계산될 수 있다는 것이 제시된다:

수학식 46

$$P_k^{\text{BP}}(c^j; \mathcal{O}) = \sum_{e: C_k^j(e)=c^j} \Pr(l_{s^S(e)}) \prod_{i=1}^m P_k[u^i(e); I] \times \prod_{i=1; i \neq j}^m P_k[c^i(e); I],$$

수학식 47

$$P_k^{\text{BP}}(u^j; \mathcal{O}) = \sum_{e: U_k^j(e)=u^j} \Pr(l_{s^S(e)}) \prod_{i=1; i \neq j}^m P_k[u^i(e); I] \times \prod_{i=1}^m P_k[c^i(e); I],$$

여기서 $l_{s^S(e)}$ 는 경계(edge) e 의 시작 상태 $s^S(e)$ 의 정수 값에 의해 인덱싱되는 라벨이다. $P_k[u^i(e); I]$ 및 $P_k[c^i(e); I]$ 는 경계 e 와 연관된 위치 i 에서 인코딩되지 않는, 각각 인코딩되는, 심볼 요소 (이 경우에는 주(註)7 : 즉, 반드시 바이너리 심볼 또는 비트이어야 하는 것은 아니다)의 선형적 확률들(a priori probabilities)이다 [32]. 도 4에서와 같은 직렬 연결(serial concatenation)에서, 부화화되지 않은 심볼 요소들은 균일 분포(uniform distribution)에 따라 동일하게 분포된 것으로 가정되고, $P_k[u^i(e); I]$ 는 위치 i 에서 문자 크기의 역수(reciprocal)이다. $P_k[c^i(e); I]$ 는 격자점 좌표들의 가능성들이고, 이것은 태너 그래프 초기화 단계에서와 같이 계산될 수 있다.

$$\forall \text{ edge } e, u(e) = \lambda \in \Lambda(L_i) \rightarrow \begin{cases} s^P(e) = i, i \in \{1, \dots, |L(\Lambda)|\} \\ c(e) = u(e) \end{cases}$$

IV. 초직교 격자 시공간 코드의 방향에의 적용

초직교 시공간 코드 [18], [19], [20], [21], [22], 및 [23]를 MIMO 전송 방식으로서 생각해본다. 가정 테스트(hypothesis testing)과 결부된 이전 섹션에서 전개된 디코딩 알고리즘이 효과적인 MIMO 검출기로서 도입된다.

A. 준정적 시나리오들을 위한 수신기

예 2에서 주어진 초직교 시공간 코드를 생각해본다. \mathbf{x}_\oplus 에 관한 ML 수신기는 다음의 수학식으로써 주어진다:

수학식 48

$$\mathbf{x}_{\oplus; \text{ML}} = \arg \min_{\mathbf{x}_\oplus} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_\oplus \mathbf{x}_\oplus\|^2$$

그 ML 수신기는 모든 유효한 격자점들을 조사하는 것을 필요로 하기 때문에 그 ML 수신기는 통상적으로 계산에 있어 복잡해진다(복잡성은 지수함수적으로(exponentially) 증가한다). 섹션 III에 도입된 알고리즘은 계산에 있

어 효율적인 솔루션을 제공한다.

<235> 초직교 시공간 코드(예 2 참조)에 대하여, 모든 χ_i 또는 모든 χ_i' 중 어느 한 쪽이 0이고, 이것은 다음의 두 가지 가정들을 확인시키는 것을 상기에 본다: 가정 H_1 은 χ_i' 가 모두 0이고, 기초 매트릭스(base matrix)들 C 가 선택되는 것이고, 가정 H_2 는 χ_i 가 모두 0이고, 기초 매트릭스들 C' 가 선택되는 것이다. 가정 H_1 이 참일 때, 전송 모델인 수학식 19는 다음과 같이 단순화될 수 있다:

수학식 49

<236>
$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\oplus}^1 \boldsymbol{\chi} + \mathbf{n}$$

<237> 가정 H_2 가 참일 때, 우리는 다음의 수학식을 갖는다:

수학식 50

<238>
$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\oplus}^2 \boldsymbol{\chi}' + \mathbf{n}$$

<239> 매트릭스들 $\mathbf{H}_{\oplus}^k (k = 1, 2)$ 의 직교성(orthogonality)에 기인하여, $\boldsymbol{\chi}$ 및 $\boldsymbol{\chi}'$ 에 관한 MMSE 필터들은 다음과 같은 대응하는 매칭된 필터들이다:

수학식 51

<240>
$$\mathbf{M}^k = \frac{1}{\alpha} (\mathbf{H}_{\oplus}^k)^H, k = 1, 2$$

<241> 여기서 \mathbf{M}^k 는 가정 H_k 에 관한 MMSE 필터들이다. 그때 가정 H_1 및 H_2 에 관한 MMSE 필터들의 출력은 다음으로써 주어진다:

수학식 52

<242>
$$\hat{\boldsymbol{\chi}} = \mathbf{M}^1 \mathbf{y} = \frac{1}{\alpha} (\mathbf{H}_{\oplus}^1)^H \mathbf{y} = \boldsymbol{\chi} + \tilde{\mathbf{n}}^1$$

수학식 53

<243>
$$\hat{\boldsymbol{\chi}}' = \mathbf{M}^2 \mathbf{y} = \frac{1}{\alpha} (\mathbf{H}_{\oplus}^2)^H \mathbf{y} = \boldsymbol{\chi}' + \tilde{\mathbf{n}}^2$$

<244> 여기서, $\tilde{\mathbf{n}}^1$ 및 $\tilde{\mathbf{n}}^2$ 는 각각 가정 H_1 및 H_2 에 관한 필터링 후 추정 잡음이다. $\tilde{\mathbf{n}}^k (k = 1, 2)$ 가 백색 다변수 가우스 랜덤 벡터(white multivariate Gaussian random vectors), 즉 $\tilde{\mathbf{n}}^k \sim \mathcal{N}(0, \frac{N_0}{2\alpha} \mathbf{I})$ 라는 것을 알게 되는 것은 어렵지 않다. \mathbf{H}_{\oplus}^k 의 직교성에 기인하여, IC는 이 시나리오에 필수적인 것은 아니고, 수학식 52 및 수학식 53의 추정들은 각각 $\boldsymbol{\chi}$ 및 $\boldsymbol{\chi}'$ 의 간섭없는 추정들이라는 것을 인식하여야 할 것이다.

<245> \mathbf{y} 가 주어진 가정 H_1 의 확률은 다음과 같다:

수학식 54

<246>
$$\Pr(H_1|\mathbf{y}) = \sum_{\boldsymbol{\chi}} \Pr(H_1, \boldsymbol{\chi}|\mathbf{y})$$

<247> 상기 식에서, $\boldsymbol{\chi}$ 중에 있는 모든 유효한 값들에 대하여 합하는 것은 $\boldsymbol{\chi}$ 의 길이가 증가함에 따라 실행불가능하게(infeasible) 된다. 복잡성을 감소시키기 위하여, 최대값을 가진 항을 사용하여 합계인 수학식 54를 근사화한

다. 즉, 다음 수학적식과 같다:

수학적식 55

<248>
$$\Pr(H_1|\mathbf{y}) \approx \max_{\boldsymbol{\chi}} \Pr(H_1, \boldsymbol{\chi}|\mathbf{y}) \sim p(\mathbf{y}|H_{\oplus}^1, \boldsymbol{\chi}_{max})$$

<249> 여기서

수학적식 56

<250>
$$\begin{aligned} \boldsymbol{\chi}_{max} &= \arg \max_{\boldsymbol{\chi}} p(\mathbf{y}|H_{\oplus}^1, \boldsymbol{\chi}) = \arg \min_{\boldsymbol{\chi}} \|\mathbf{y} - H_{\oplus}^1 \boldsymbol{\chi}\|^2 \\ &= \arg \min_{\boldsymbol{\chi}} |\hat{\boldsymbol{\chi}} - \boldsymbol{\chi}|^2 = \text{sign}(\hat{\boldsymbol{\chi}}) \end{aligned}$$

<251> 이며, 이 때 $\hat{\boldsymbol{\chi}}$ 는 가정 H_1 에 관한 LMMSE 필터링의 출력이고 수학적식 52에 주어져 있다. 유사하게, 다음 수학적식이 성립한다:

수학적식 57

<252>
$$\Pr(H_2|\mathbf{y}) \approx \max_{\boldsymbol{\chi}' } \Pr(H_2, \boldsymbol{\chi}'|\mathbf{y}) \sim p(\mathbf{y}|H_{\oplus}^2, \boldsymbol{\chi}'_{max})$$

수학적식 58

<253>
$$\boldsymbol{\chi}'_{max} \stackrel{\text{def}}{=} \arg \min_{\boldsymbol{\chi}' } \|\mathbf{y} - H_{\oplus}^2 \boldsymbol{\chi}'\|^2 = \text{sign}(\hat{\boldsymbol{\chi}}')$$

<254> 가정 H_1 및 H_2 의 로그 가능도 비율(log likelihood ratio)은 다음 수학적식과 같다:

수학적식 59

<255>
$$\begin{aligned} L(H) &= \log \frac{\Pr(H_1|\mathbf{y})}{\Pr(H_2|\mathbf{y})} \approx \log \frac{p(\mathbf{y}|H_{\oplus}^1, \boldsymbol{\chi}_{max})}{p(\mathbf{y}|H_{\oplus}^2, \boldsymbol{\chi}'_{max})} \\ &= \frac{2\alpha}{N_0} (\|\mathbf{y} - H_{\oplus}^2 \boldsymbol{\chi}'_{max}\|^2 - \|\mathbf{y} - H_{\oplus}^1 \boldsymbol{\chi}_{max}\|^2) \\ &= \frac{4\alpha}{N_0} (\mathbf{y}^H H_{\oplus}^2 \boldsymbol{\chi}'_{max} - \mathbf{y}^H H_{\oplus}^1 \boldsymbol{\chi}_{max}) \\ &= \frac{4\alpha^2}{N_0} (\hat{\boldsymbol{\chi}}^H \boldsymbol{\chi}_{max} - \hat{\boldsymbol{\chi}}'^H \boldsymbol{\chi}'_{max}) \end{aligned}$$

<256> 수학적식 56 및 수학적식 57을 수학적식 59에 대입하면 다음과 같이 된다:

수학적식 60

<257>
$$L(H) = (\text{ABS}(\hat{\boldsymbol{\chi}}) - \text{ABS}(\hat{\boldsymbol{\chi}}')) 4\alpha^2/N_0$$

<258> 여기서 $\text{ABS}(\mathbf{a}) = \sum |a_i|$ 이다. 그 결과, 가정들 H_1 및 H_2 의 확률은 $L(H)$ 로부터 다음과 같이 얻어질 수 있다:

수학적식 61

<259>
$$\Pr(H_k|\mathbf{y}) = 1/(1 + \exp(\mp L(H))), \quad k = 1, 2$$

<260> 각각의 가정에 대하여 우리는 $\boldsymbol{\chi}$ 를 검출하기 위해 섹션 III에서 전개된 격자 검출 알고리즘을 적용할 수 있다. 우리는 정보를 가지고 있는 벡터 $\boldsymbol{\chi}$ 를 생성자 매트릭스 \mathbf{B} 를 가진 격자, 즉, $\boldsymbol{\chi} = \mathbf{B}\mathbf{u}$ 로서 다룬다. 예를 들면, 격자점 $\boldsymbol{\chi}$ 를 검출하기 위한 등가 모델은 $\hat{\boldsymbol{\chi}} = \mathbf{B}\mathbf{u} + \tilde{\mathbf{n}}^1$ 이고, 여기서 $\tilde{\mathbf{n}}^1$ 는 가정 H_1 의 매칭된 필터링의 출력이다. $\boldsymbol{\chi}$ 가 D_4 격자 중에 있기 때문에, 그것의 생성자 매트릭스 \mathbf{B} 는 수학적식 35로 주어진다. 그 APP들은

섹션 III에 따라 얻어질 수 있다.

<261> **B. 고속 페이딩(fast fading)에서 좌표 인터리빙을 위한 반복적 수신기**

<262> 이제, 도 4에서의 외부 반복 루프를 따라 좌표 인터리빙이 고려되는데, 프레임에서 모든 복소 심볼들의 실수부 및 허수부는 전송 전에 집합적으로 스캐램블된다 [34]. $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_N\}$ 는 (디인터리빙 (deinterleaving) 전에) MIMO 채널 출력에서의, 프레임에 걸친(frame spanning) N의 MIMO 채널 사용들을 나타낸다. 초직교 격자 코드의 구조가 전송 동안 제거되고, 검출 전에 회복되어야 하는 것을 유념하여야 할 것이다. 적용가능한 수신 식은 수학식 19보다는 오히려 수학식 6이다; 반복적인 IC-MMSE는 교차-안테나(cross-antenna) 간섭을 반복적으로 제거하려고, 즉 각 MIMO 채널 사용 기초 상에서 채널 \mathbf{H} 를 원상태로 돌리려고(undo) 시도할 것이다. 처음의 반복 동안, 검출기/디코더로부터의 소프트 피드백(soft feedback)은 널(null)이다. IC-MMSE의 출력은 항상 디인터리빙되고, 따라서 초직교 구조를 복원하고 다음 수학식을 통하여 소프트 출력 $\hat{\mathbf{X}} = \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_N\}$ 을 산출한다:

수학식 62

<263>
$$\hat{x}_t = \Gamma \chi_{\Phi;t} + \tilde{n}_t$$

<264> 정보를 가지고 있는 벡터 $\chi_{\Phi;t}$ 가 두 D_4 격자들의 직접 합이고, 유효 채널 이득 매트릭스(effective channel gain matrix) Γ 이 단위(unitary) 매트릭스이기 때문에, 섹션 IV-A에서의 등화 방법론은 수학식 62에 적용된다. $\Pr(H_k|\hat{x}_t)$ ($k = 1, 2$)은 각각 Γ_1 과 Γ_2 를 제거함에 있어서 다음의 전송 모델들과 연관된다:

수학식 63

<265>
$$H_1 : \tilde{\chi}_t = \mathbf{B} \mathbf{u}_t + \tilde{n}_t^1$$

수학식 64

<266>
$$H_2 : \tilde{\chi}'_t = \mathbf{B} \mathbf{u}'_t + \tilde{n}_t^2$$

<267> 여기서 $\tilde{\chi}_t = \frac{1}{2} \Gamma_1^T \hat{x}_t$, $\tilde{\chi}'_t = \frac{1}{2} \Gamma_2^T \hat{x}_t$, $\tilde{n}_t^1 = \frac{1}{2} \Gamma_1^T \tilde{n}_t$ 및 $\tilde{n}_t^2 = \frac{1}{2} \Gamma_2^T \tilde{n}_t$ 이다. 생성자 매트릭스 \mathbf{B} 는 수학식 35에 주어져 있다. 각각의 가정에 대하여, 격자 디코딩 알고리즘은 외부 APP들 $P(\mathbf{u}; \mathbf{O})$ 및 $P(\mathbf{c}; \mathbf{O})$ 를 계산하는데 적용될 수 있다.

<268> 도 4에서 보여지는 바와 같은, SISO 및 BP 사이의 내부-루프 반복적 디코딩은 더 나아가, 디코딩이 검출을 뒤따르는 경우, 특히 포워드 오류 정정 코딩의 존재 시에 전체 성능을 향상시킬 수 있다. 여기에서, 단지 비코드화 시스템만이 본 발명의 개념을 예시하기 위해 고려되고 있다. 비코드화 시스템에서조차도 신뢰도 확산 모듈로부터의 $P^{BP}(\mathbf{c}; \mathbf{O})$ 및 SISO 블록으로부터의 $P(\mathbf{u}; \mathbf{I})$ 사이에서의 내부 루프 반복들을 수행하는 것이 가능하다; 그러나 디코더가 그 내부 루프의 부분일 때 더 많은 이로운 점들이 도출된다.

<269> **V. 시뮬레이션들**

<270> 준정적 및 고속 페이딩 채널들 양쪽 모두에서의, 4PSK 성운을 가진 초직교 시공간 격자 코드(예 2)에 대한 시뮬레이션 결과들이 논의된다. 그 초직교 성운의 각 절반은 형상 구역을 암시적으로 정의하는 D_4 격자에 속한다; 예 3에서 나열된 12개의 $L(\Lambda)$ 라벨들 중 단지 6개(첫 4개, 마지막 2개)만이 그 형상 구역 내 격자점들을 커버(cover)하는데 필요로 된다. 알고리즘의 효율성을 테스트하기 위하여, 단지 가장 가능성도 있는 라벨 (또는 두 라벨들) - 신뢰도 확산 이후임 - 만이 유지된다; 다른 것들은 0의 확률들을 수신한다 (폐기된 라벨들의 확률들을 0으로 설정한 후에 재표준화(re-normalization)가 수행된다).

<271> **A. 준정적 페이딩**

<272> 채널은 $T = 2$ 의 심볼 주기들(symbol periods)에 대하여 일정하다(constant). 우리의 시뮬레이션들에서, 각 데이터 패킷은 500개의 초직교 코드워드들을 포함한다. 도 5 및 도 6에서 그려진 곡선들 상의 각 점은 2000개의 독립적인 데이터 패킷들을 테스트함에 의해 얻어진다.

<273> 도 5는 좌표 인터리버가 없을 때 초직교 시공간 코드에 대한 FER(frame error ratio)(주(註)8 : 하나의 프레임은 하나의 초직교 시공간 코드워드인 것이 의미된다) vs. E_b/N_0 를 보여준다. QPSK 변조가 이용되고 있고 채널 스펙트럼 효율성은 2.5 비트/채널의 사용을 갖는다. 모든 가능한 유효 코드워드들을 철저히 탐색하고 ML을 가진 하나를 뽑는 ML 알고리즘의 성능이 참조기준으로서 그려진다. MMSE-BP 알고리즘에 있어서, 우리는 태너 그래프의 하나의 반복을 실행하고 라벨 좌표의 확률을 수집한다. 그리고 나서 우리는 하나의 생존 라벨 및 두 생존 라벨들을 선택하는 것을 고려한다. 시뮬레이션 결과는 하나의 생존 라벨과 두 생존 라벨들에 관한 MMSE-BP 알고리즘은 ML 알고리즘의 성능과 같은 성능을 가지는 것을 보여준다. 전체 복잡성을 감소시키는 단순화된 초기화를 이용한 MMSE-BP가 또한 조사된다. 이 경우에서, 우리는 두 생존 라벨들을 고려하고, 그 결과들은 그것이 낮은 SNR 구역에서의 ML 성능과 약 0.5 dB 떨어져 있음을 보여준다. SNR이 증가함에 따라, 단순화된 초기화를 이용한 MMSE-BP는 점진적으로 ML 성능에 접근한다.

<274> **B. 고속 페이딩**

<275> 고속 페이딩 시뮬레이션들은 좌표 인터리버를 수반한다. 우리의 시뮬레이션들에서, 8의 깊이(depth-8)인 전통적인 블록 인터리버가 고려된다. QPSK가 사용되고 있고 채널 스펙트럼 효율성은 2.5 비트/채널의 사용을 갖는다. 두 내부 반복들이 SISO 블록 및 BP 블록 간에 실행된다; 하나의 반복은 BP 블록 내의 격자 태너 그래프 상에서 실행된다. 우리는 다른 수의 생존 라벨들이 고려되는 여러가지 시나리오들을 시뮬레이션한다. 게다가, 반복적 간섭 상쇄 방식(iterative interference cancellation scheme)이 전체 성능을 향상시키기 위해 고려된다. 소프트 추정기는 BP ($P(u; O)$)로부터의 출력에 기반하여 격자점의 좌표들의 소프트 추정들을 계산한다. 도 6은 IC-MMSE 및 외부 디코더 간의 다른 수의 반복들 및 다른 수의 생존 라벨들에 대한 FER vs. E_b/N_0 를 보여준다.

<276> **VI. 결론**

<277> 격자 상에서의 신뢰도 확산의 형태를 통하여, 격자들에서의 소프트 출력 최근접점 탐색이 도입되었다. 격자와 연관된 코딩 이득에 기인하여, 일정한 격자점들 간에 구조적인 관계들이 존재하고, 여기서 그 일정한 격자점들은 검출을 위해 등가 관계를 거쳐 연관될 수 있다. 이것은 소프트 출력 검출 알고리즘을 유도하는데, 이 소프트 출력 검출 알고리즘은 검출기의 출력에서 총 및 외부 후험적 확률 양자 모두를 만들어낼 수 있다. 고전적인 스피어 디코딩의 스텝-백 특성이 제거된다.

<278> **부록(Appendix) I**

<279> **신뢰도 확산 후 외부 후험적 확률들의 계산**

<280> 여기에서, 신뢰도 확산 검출기의 출력에서의 외부 후험적 확률들에 대한 수식들인 수학식 46 및 수학식 47이 유도된다; 외부 확률들은 반복 수신기들에서 필요한 것들이다. 여기에서, 검출의 목적은 유효한 채널 문자 심볼들에 관한 소프트 정보, 즉 다양한 송신 안테나들 상에서 사용되는 변조 성분들로부터의 복소 심볼들의 실수 좌표들을 제공하는 것이다; 좌표들에 관한 이러한 정보는 좌표 인터리버의 효과를 되돌리는데(revert) 사용될 수 있거나, 또는 소정의 코드화 변조 인코더에 대한 소프트 디코더에 직접 포워드될 수 있다. 대안적으로, 그것은 예를 들어 비트 인터리빙되는 코드화 변조의 경우에, 또는 평이한(plain) 비코드화 전송에 있어서, 소프트(soft) 또는 하드(hard) 복조를 위해 사용될 수 있다.

<281> 격자가 태너 그래프로 표현될 때, 격자점들의 소프트 검출을 위한 모델과 마코브 프로세스를 자연스럽게 연관시키는 것이 가능하다. 이것은 먼저 채널을 통해 지나가게 되는 격자점들의 시퀀스를 마코브 소스(Markov source)로서 간주하는 것에 의해 가능해진다. 또 하나의 관찰결과는, 일반적으로, (소프트 정보가 있는 또는 없는) 단순한 검출은 자체적으로 무기억성(memoryless)이라는 것이다; 그에 의해, 우리는 단순한 (비반복적) 검출의 무기억 특성을 반영하기 위해, 마코브 프로세스가 어떻게든지 퇴화될(degenerated) 것을 기대하여야 할 것이다. 검출의 목적은 마코브 소스의 출력의 후험적인(aposteriori) (총 또는 외부) 확률들을 결정하는 것이다. 알려진 결과들의 활용을 위해 - 평이한, 인코딩되지 않은 전송(인코딩에 의해 부가된 어떠한 포워드 오류 정정용 리던던시(forward error correcting redundancy)도 없음)의 경우일지라도 마찬가지다 - 우리는 마코브 소스 (격자점, 즉 격자 좌표들의 벡터)의 출력 \mathbf{c} 를 입력인 동일한 복제본 $\mathbf{u} = \mathbf{c}$ 를 1의 율(rate)로 (즉 어떠한 부가적인 리던던시도 없이) 매평한 결과로서 간주할 수 있다; 이것은 현재에 대한 미래의 의존성조차도 제거된 퇴화된 마

코브 프로세스이다. 그 마코브 소스에 관해 캡처 (capture)될 유일한 잔존 구조는, 그 후보점들이 격자 중에 있는 경우에, 섹션 III-B에서 논의된 바와 같이, 라벨링된 코셋들에 분할을 반영하여야 한다. 이 때문에, 그 라벨들 자체는 다음의 관례에 의해 정수 값들을 가지는 상태들과 연관될 수 있다는 것을 유념하여야 할 것이다: 시간 $k-1$ 에서의 상태 S_{k-1} 은 마코브 소스에 의해 출력된 가장 최근의 격자점을 포함하는 라벨의 인덱스, 즉 시간 $k-1$ 에서의 상태이고; 그 마코브 소스가 시간 k 에서 새로운 점을 출력할 때 그것은 그 새로운 점을 포함하는 라벨을 인덱싱하는 정수와 같은 상태 S_k 로 천이한다. 대안적으로, $u \mapsto c$ 와 같은 매핑 및 그 시간 인덱스를 생략하는 것을 고려하면, $u = \lambda \in \Lambda$ 가 1의 율의 블록 입력에서 발생할 때, 마코브 프로세스는 λ 를 포함하는 라벨을 인덱싱하는 (정수) 값을 가진 상태로 천이한다. 이것은 도 3에 표현되어 있고, 여기에서 e 는 시작 상태 (starting state) $s^S(e)$ 및 종료 상태(ending state) $s^E(e)$ 사이의 경계(edge)를 가리킨다. 공식적으로, 임의의 시간에 임의의 경계 e 에 대하여, 만일 $u(e) = \lambda \in \Lambda(l_i) \subset \Lambda$ - 여기서 $i \in \{1, \dots, |L(\Lambda)|\}$ 는 $|L(\Lambda)|$ 개 라벨들 중 하나를 인덱싱한다 - 이면, 그때는 종료 상태는 $s^E(e) = i$ 이고 마코브 소스는 $c(e) = u(e)$ 를 출력한다. 임의의 정수 상태 $s \in \{1, \dots, |L(\Lambda)|\}$ 에 대하여 $l(s) \stackrel{\text{def}}{=} l_s$ 는 s 와 연관된 라벨이도록, 정수 상태들 및 라벨들 간의 전단사 매핑(bijective mapping) $\ell: (s \mapsto l_s)$ 이 존재한다.

<282> 따라서 격자로부터 선택된 랜덤한 점들의 마코브 시퀀스(Markov sequence)는 $u = \lambda \in \Lambda$ 에 의해 트리거(trigger)되는 상태 천이들에 의해 트리거되는 것으로 생각될 수 있다; 비록 그 격자 그리드(lattice grid) 상의 u 의 구현들이 랜덤일지라도, 상태 모델은 등가 클래스들(equivalence classes)로 격자를 분할한 결과로서 나타난다. 즉, 등가 관계를 통해 연관될 수 있는 일정한 점들 사이에 일정한 구조적인 관계들이 존재한다. 후행적 확률 계산들에서 사용되는 상태 확률(state probability)들은, 다음에서 보여질 것과 같이 격자의 태너 그래프 상에서의 신뢰도 확산으로부터 따로따로 얻어질 수 있는, 이들 등가 클래스들 (또는 그들의 라벨들)의 확률들과 연관되는 것임이 보여진다.

<283> 일반적으로, 소정의 입력(예를 들어 고전적인 콘볼루션 코드(convolutional code))을 통해 상태 천이들을 트리거함에 의해 생성된 마코브 프로세스에 관하여, 새로운 상태는 현재의 입력 및 몇몇의 이전 입력들에 의존하는데; 현재 경우에는 그 새로운 상태가 단지 현재의 입력에만 의존한다. 이것은 현재의 마코브 프로세스의 퇴화된 특징을 예시하는데, 그에 의해 무기억성임이 보여진다.

<284> 그 마코브 프로세스의 무기억 특징은 또한 임의의 상태가 임의의 상태에서부터 하나의 천이로 도달될 수 있다는 사실로써 명백하고, 그 상태들의 확률 분포는 시간에 의존하지 않는다; 그것은 u 에 대한 확률 분포에만 의존하고, 그 마코브 프로세스의 출력의 확률 분포도 그렇게 된다. 그 마코브 프로세스의 출력은 현재의 상태에 의존하는 것이 아니고, 오히려 입력 u 에 의존한다; 그 입력은 새로운 출력 및 새로운 상태 양쪽 모두를 결정하고, 이것은 임의의 시간에서 출력이 임의의 이전 상태에 의존하지 않음을 암시한다.

<285> 이 부록의 나머지는 검출의 대상을 성립시키는 마코브 프로세스를 위해 도 3에서의 상태 천이 다이어그램을 이용할 것이고; [32], [33]에서의 결과들이 적용된다. [32]에 따라서, 상태들 간 k 번째 천이 동안 외부 APP들 $P_k^{BP}(c^j; O)$ 및 $P_k^{BP}(u^j; O)$ 은 다음과 같은 일반적인 수식들을 갖는다:

수학식 65

$$P_k^{BP}(c^j; O) = \sum_{e: C_k^j(e)=c^j} A_{k-1}[s^S(e)] \prod_{i=1}^m P_k[u^i(e); I] \times \prod_{i=1, i \neq j}^m P_k[c^i(e); I] B_k[s^E(e)],$$

<286>

수학식 66

$$P_k^{\text{BP}}(u^j; O) = \sum_{e: U_k^j(e)=u^j} A_{k-1}[s^S(e)] \prod_{i=1; i \neq j}^m P_k[u^i(e); I] \\ \times \prod_{i=1}^m P_k[c^i(e); I] B_k[s^E(e)],$$

<287>

<288> 여기서 $A_{k-1}[s^S(e)]$ 및 $B_k[s^E(e)]$ 는 경계 e 와 연관된 현재 상태 및 새로운 상태의 확률들이다.

<289> [33]에서 잘 알려진 결과들 및 표기들을 따르고 도 3에서의 마코브 프로세스의 무기억 특징을 이용하면 다음 수학적식을 얻게 된다:

수학식 67

$$A_k[s] \stackrel{\text{def}}{=} \Pr\{S_k = s; \mathbf{y}_1^k\} = \Pr\{S_k = s; \mathbf{y}_k; \mathbf{y}_1^{k-1}\} \\ = \Pr\{S_k = s; \mathbf{y}_k | \mathbf{y}_1^{k-1}\} \Pr\{\mathbf{y}_1^{k-1}\} \\ = \Pr\{S_k = s; \mathbf{y}_k\} \Pr\{\mathbf{y}_1^{k-1}\} = \Pr\{S_k = s; \mathbf{y}_k\} \kappa_0$$

<290>

<291> 여기서, [33]을 따라, \mathbf{y}_0^T 는, 시간 인스턴트들(instants) $0, 1, \dots, T$ 에서 이산된 무기억 채널의 출력에서 취해질 수 있는 것으로서, 관련 마코브 프로세스의 관찰결과들을 가리킨다. 가장 중요하게는, κ_0 인 팩터(factor)가 상태 s 에 의존하지 않고, 그에 의해 그 팩터는 $\sum_s A_k[s] = 1$ 을 시행하는 표준화 단계 동안 상쇄된다. 상태들 및 라벨들 간의 동형에 기인하여 $\Pr\{S_k = s; \mathbf{y}_k\}$ 이 수학식 45에서와 같이 계산되는 라벨 확률 $\Pr(\ell(s)) = \Pr(t_s)$ 임이 성립된다. [33] 및 퇴화된 마코브 프로세스의 속성들로부터,

수학식 68

$$B_k[s] \stackrel{\text{def}}{=} \Pr\{\mathbf{y}_{k+1}^T | S_k = s\} = \Pr\{\mathbf{y}_{k+1}^T\}$$

<292>

<293> 이 되고, 이것은 상태 s 에 의존하지 않고 $\sum_s B_k[s] = 1$ 을 시행하는 표준화 단계 동안 상쇄되는 상수로서 작용한다. 그러므로 수학식 46 및 수학식 47이 성립된다.

<294>

- 참조문헌들

[1] M. Pohst, "On the computation of lattice vectors of minimal length, successive minima, and reduced basis with applications," *ACM SIGSAM Bull.*, vol. 15, pp. 37-44, 1981

[2] U. Fincke and M. Pohst, "Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis," *Math. Comput.*, vol. 44, pp. 463-471, Apr. 1985

[3] C. P. Schnorr and M. Euchner, "Lattice basis reduction: improved practical algorithms and solving subset sum problems," *Math. Programming*, vol. 66, pp. 181-191, Apr. 1994

[4] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice decoder for fading channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, No. 5, pp. 1639-1642, July 1999.

[5] J. Boutros, N. Gresset, L. Brumel, and M. Fossorier, "Soft-input soft-output lattice sphere decoder for linear channels," *Proc. IEEE Conf. Globecom'03*, pp. 1583-1587, 2003.

[6] S. Báro, J. Hagenauer, and M. Witzke, "Iterative detection of MIMO transmission using a list-sequential (LISS) detector," *IEEE International Conf. Commun., ICC'03*, vol. 4, pp. 2653-2657, Anchorage, May 2003

[7] Y. de Jong and T. Willink, "Iterative tree search detection for MIMO wireless systems," *IEEE 56th Vehicular Technology Conf. VTC'02 Proceedings*, vol. 2, pp. 1041-1045, Sept. 2002

[8] M. O. Damen, H. El-Gamal, and G. Caire, "On Maximum-Likelihood Detection and the Search for the Closest Lattice Point," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, No. 10, pp. 2389-2402, Oct. 2003.

[9] A. H. Banihashemi and I. F. Blake, "On the Trellis Complexity of Root Lattices and Their Duals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, No. 6, pp. 2168-2172, Sept. 1999.

[10] S. Liu and Z. Tian, "Near-Optimum Soft Decision Equalization for Frequency Selective MIMO Channels," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 52, No. 3, pp. 721-733, Mar. 2004.

[11] B. Steingrímsson, Z.-Q. Luo, and K. M. Wong, "Soft quasi-maximum-likelihood detection for multiple-antenna wireless channels," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 51, No. 11, pp. 2710-2719, Nov. 2003.

[12] B. Dong, X. Wang, and A. Doucet, "A New Class of Soft MIMO Demodulation Algorithms," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 51, No. 11, pp. 2752-2763, Nov. 2003.

[13] D. Seethaler, H. Artés, and F. Hlawatsch, "Efficient approximate-ML detection for MIMO spatial multiplexing systems by using a 1-D nearest neighbor search," pp. 290-293.

[14] D. Le Ruyet, T. Bertozzi, and B. Özbek, "Breadth first algorithms for APP detectors over MIMO channels," pp. 926-930, 2004.

[15] M. E. Ramírez Montalvo, "Sub-optimal non-linear detection methods for high data rate systems using multiple antennas," *Master's Thesis*, Electrical and Communications Engineering Department, Helsinki Univ. Technology, Nov. 20, 2003.

[16] A. K. Lenstra, H. W. Lenstra, and L. Lovász, "Factoring polynomials with rational coefficients," *Math. Ann.*, vol. 261, pp. 515-534, Apr. 1982

[17] A. H. Banihashemi and I. F. Blake, "Trellis structure and decoding complexity of lattices," Ph. D. dissertation, BCE Dept., Univ. Waterloo, Waterloo, ON, Canada, 1997

[18] D. M. Ionescu, K. K. Mukkavilli, Z. Yan, and J. Lilleberg, "Improved 8- and 16-State Space-Time codes for 4PSK with Two Transmit Antennas," *IEEE Commun. Letters*, vol. 5, pp. 301-303, July 2001.

[19] S. Sivamogsatham and M. P. Fitz, "Improved High-Rate Space-Time Codes via Concatenation of Expanded Orthogonal Block Code and M-TCM," *Proceedings of 2002 ICC*, vol. 1, pp. 636-640, May 2002.

[20] S. Sivamogsatham and M. P. Fitz, "Improved High-Rate Space-Time Codes via Orthogonality and Set Partitioning," *Proceedings of 2002 IEEE WCNC*, vol. 1, pp. 264-270, March 2002.

[21] N. Seshadri and H. Jafarkhani, "Super-Orthogonal Space-Time Trellis Codes," *Proc. ICC'02, May 2002*, Vol. 3, pp. 1439-1443.

[22] H. Jafarkhani, N. Seshadri, "Super-orthogonal space-time trellis codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 937-950, Apr. 2003.

[23] D. M. Ionescu and Z. Yan, "Fading-Resilient Super-Orthogonal Space-Time Signal Sets: Can Good Constellations Survive in Fading?," submitted to *IEEE Trans. Inform. Theory*; available on the ArXiv server <http://www.arxiv.org/abs/cs.IT/0505049>

[24] O. Tirkkonen and A. Hottinen, "Square-matrix embeddable space-time block codes for complex signal constellations," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, pp. 384-395, Feb. 2002.

[25] Z. Yan and D. M. Ionescu, "Geometrical Uniformity of a Class of Space-Time Trellis Codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, pp. 3343-3347, Dec. 2004.

[26] H. El Gamal, G. Caire, M. O. Damen, "Lattice coding and decoding achieve optimal diversity-multiplexing tradeoff of MIMO channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 6, pp. 968-985, June 2004.

[27] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, no. 7, pp. 1804-1824, July 2002.

[28] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters: theory and applications*. Chichester, West Sussex, England: Wiley, 2000.

[29] A. H. Banihashemi and F. R. Kschischang, "Tanner graphs for group block codes and lattices: construction and complexity," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, Feb 2001

[30] M. C. Davey and D. MacKay, "Low-Density Parity Check Codes over GF(q)," *IEEE Commun. Letters*, vol. 2, June 1998

[31] E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger, "Closest point search in lattices," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, No. 2, pp. 2201-2214, Aug. 2002.

<295>

<296>

도 8을 참조하면, 본 발명의 바람직한 실시예들의 한 측면은 MIMO 수신기에서 사용될 수도 있는 것과 같은 방법에 있다. 상기 방법은 다음의 단계들을 포함한다: 시공간 격자 코드로 변조되어지는 복수의 신호들을 복수의 안테나들을 통하여 수신하는 단계(8A), 상기 수신된 신호들로부터 채널 매트릭스의 효과를 제거하여 등화된 수신 신호를 제공하는 단계(8B), 및 격자의 태너 그래프 표현에 기반하여 상기 등화된 수신 신호를 격자 검출하는 단계(8C).

<297>

본 발명의 바람직한 실시예들을 이용하는 것은 적어도 소프트웨어 출력 검출, 스택 백 결과 생성의 방지, 수신기 구현의 모듈화와 같은 이점들을 가능하게 하고 그 이점들을 제공하는데, 여기에서 모든 실제적인 성운들은 격자들로서 생각될 수 있다 (그들이 예를 들어 퇴화된 격자들(degenerated lattices) 또는 입방체 격자들일 수도 있다는 의미에서 그렇게 생각될 수 있다). 본 발명의 바람직한 실시예들을 이용하는 것은 다중 송신 안테나들로부터 많은 성운들을 디코딩하는 실제적이고 효과적인 기술 및 수단을 가능하게 하고 이러한 기술 및 수단을 제공한다.

<298>

본 발명의 바람직한 실시예들은, 비제한적인 실시예들로서 E-UTRAN 시스템들, OFDM-기반 시스템들, WCDMA 시스

템들, 다중-캐리어 시스템들, 소위 3.9G(3.9 세대) 시스템들 및 소위 4G(4 세대) 시스템들과 또한 다중대역 및 다중모드 사용자 장비 및 단말들에 적용될 수 있고 그것들에서 사용될 수 있다.

<299> 일반적으로, 본 발명의 다양한 실시예들은 하드웨어 또는 특수 목적 회로들(special purpose circuits), 소프트웨어, 로직(logic) 또는 이들의 임의의 결합으로 구현될 수도 있다. 예를 들면, 어떤 측면들은 하드웨어로 구현될 수도 있고, 반면 다른 측면들은 컨트롤러(controller), 마이크로프로세서(microprocessor) 또는 다른 계산용 장치(computing device)에 의해 실행될 수도 있는 소프트웨어 또는 펌웨어(firmware)로 구현될 수도 있지만, 본 발명은 이에 제한되는 것은 아니다. 본 발명의 다양한 측면들이 블록 다이어그램들, 흐름도들, 또는 소정의 다른 그림 표현을 이용하여 예시되고 기술될 수 있지만, 이 문서에 기술된 이들 블록들, 장치들, 시스템들, 기술들 또는 방법들은 비제한적인 예들로서 하드웨어, 소프트웨어, 펌웨어, 특수 목적 회로들 또는 로직, 범용 하드웨어 또는 컨트롤러 또는 다른 계산용 장치들, 또는 그들의 어떠한 결합으로 구현될 수도 있다는 것을 잘 알 수 있을 것이다. 본 발명의 실시예들은 집적회로 칩(chip)들 및 모듈들과 같은 다양한 컴포넌트들로 실행될 수도 있다. 집적 회로들의 설계는 대체로 고도로 자동화된 프로세스이다. 복잡하고 강력한 소프트웨어 도구들이 로직 레벨 설계(logic level design)를 반도체 기판 상에 에칭(etching)되고 형성될 준비가 된 반도체 회로 설계로 변환하는데 이용가능하다. 상업적으로 이용가능한 프로그램들 및 시스템들이 미리 저장된 설계 모듈들의 라이브러리(library)들 뿐만 아니라 설계에 관하여 적절히 설립된 규칙들을 이용하여 반도체 칩 상에 자동적으로 도체들의 배선을 정하고 컴포넌트들을 위치시킬 수도 있다. 반도체 회로에 대한 설계가 완료되었으면, 표준화된 전자적 포맷(electronic format)(예를 들어, Opus, GDSII, 또는 그와 동종의 것)으로 된 결과적인 설계는 반도체 제조 부문 또는 제조를 위한 "fab"으로 전송될 수 있다.

<300> 다양한 변형예들 및 적용예들이, 첨부된 도면들과 함께 독해될 때, 전술한 설명에 비추어 관련 기술분야에서 숙련된 자들에게 명확해질 수 있다. 그러나, 본 발명의 교시들의 어떠한 그리고 모든 변형예들이라도 여전히 본 발명의 비제한적인 실시예들의 범위 내에 속할 것이다.

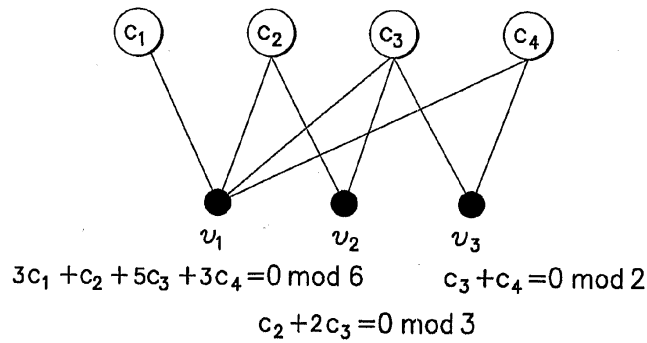
<301> 더욱이, 본 발명의 다양한 비제한적인 실시예들의 특성들 중 몇 개는 다른 특성들의 대응되는 사용 없이도 효과적으로 사용될 수도 있다. 이처럼, 전술한 설명은 본 발명의 원리들, 교시들 및 바람직한 실시예들을 단지 예시하는 것으로서 고려되어야 할 것이고, 그들을 제한하는 것으로 고려되어서는 안 될 것이다.

도면의 간단한 설명

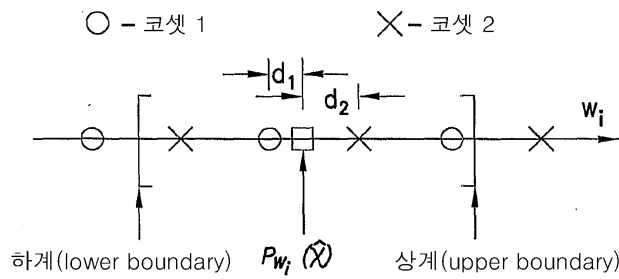
- <40> 첨부된 도면들에서:
- <41> 도 1은 태너 그래프(Tanner graph)의 예로서, 예 3에 관한 태너 그래프이다.
- <42> 도 2는 점(point)의 투영(projection)을 예시하는 것으로서, 자신의 라벨 그룹이 $|G_i| = 2$ 의 카디날리티(cardinality)를 가지는 $W_i (i = 1, \dots, m)$ 의 직교 방향들 중 한 방향 상에서의 점 $\hat{x} \in R$ 의 투영을 예시한 도면이다.
- <43> 도 3은 격자점들의 시퀀스를 나타내는 마코브 프로세스(Markov process)에 대한 상태 천이 다이어그램(state transition diagram)을 보여주는 도면이다.
- <44> 도 4는 본 발명의 바람직한 실시예들에 따른, 좌표 인터리버(interleaver)의 존재시 초직교(super-orthogonal) 시공간 격자 코드를 위한 (신규한) 반복 수신기(iterative receiver)의 블록 다이어그램이다.
- <45> 도 5는 MMSE와 그 이후의 BP를 이용하여, 초직교 시공간 격자 코드에 대한 E_b/N_0 에 따른 FER을 그린 그래프이다.
- <46> 도 6는 좌표 인터리버를 이용한 초직교 시공간 격자 코드에 대한 IC-MMSE와 BP의 합에 기반한 반복적 디코딩의 E_b/N_0 에 따른 FER을 그린 그래프이다.
- <47> 도 7은 본 발명의 바람직한 실시예들을 실행하는 데 있어서 사용되기에 적합한 MIMO 시스템의 하나의 비제한적인 실시예의 단순화된 블록 다이어그램을 보여준다.
- <48> 도 8은 본 발명의 바람직한 실시예들에 따른, 컴퓨터 프로그램 생성물의 실행 및/또는 방법을 예시하는 논리적 흐름도이다.

도면

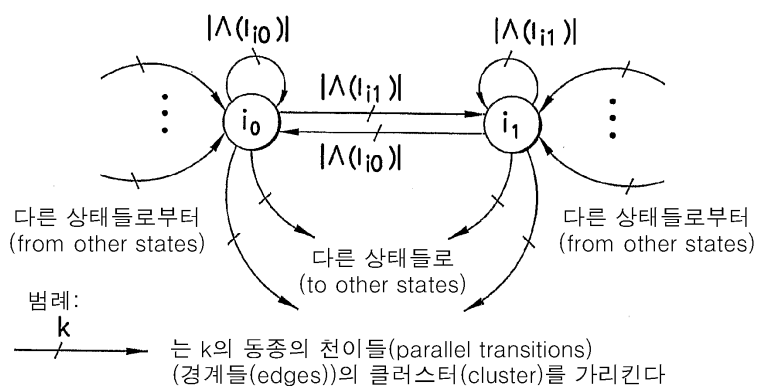
도면1



도면2

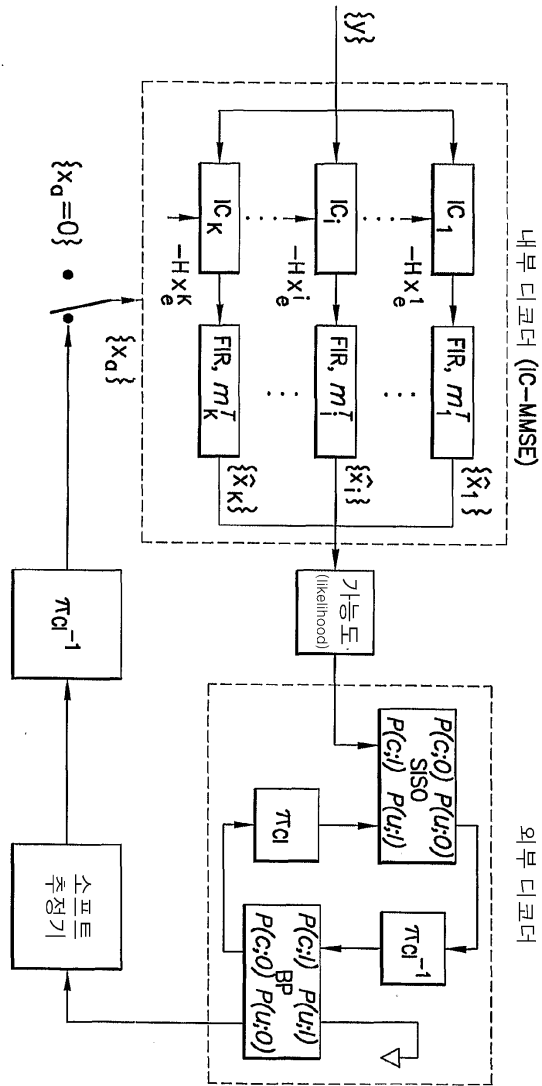


도면3

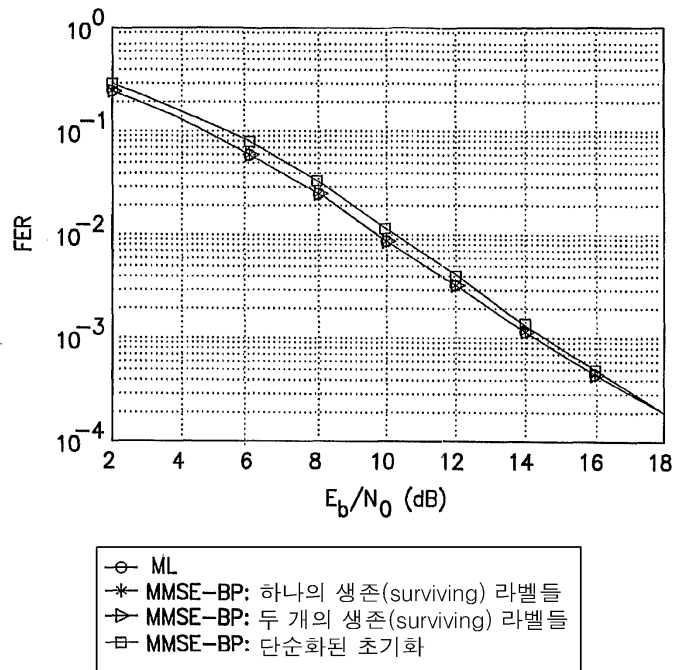


모든 라벨마다 일반적으로 형상 구역 내 하나 이상의 점을 커버(cover)하고, 상태들은 라벨 인덱스(label index)들이기 때문에 경계들(edges)은 클러스터들(clusters)에서 발생한다; 임의의 시간에서의 상태는 마코브 소스(Markov source)에 의해 출력된 가장 최근의 격자점을 포함하는 라벨의 인덱스이다. 그 마코브 소스가 새로운 점을 출력할 때 그것은 그 새로운 점을 포함하는 라벨을 상태 인덱싱(state indexing)으로 천이 한다.

도면4

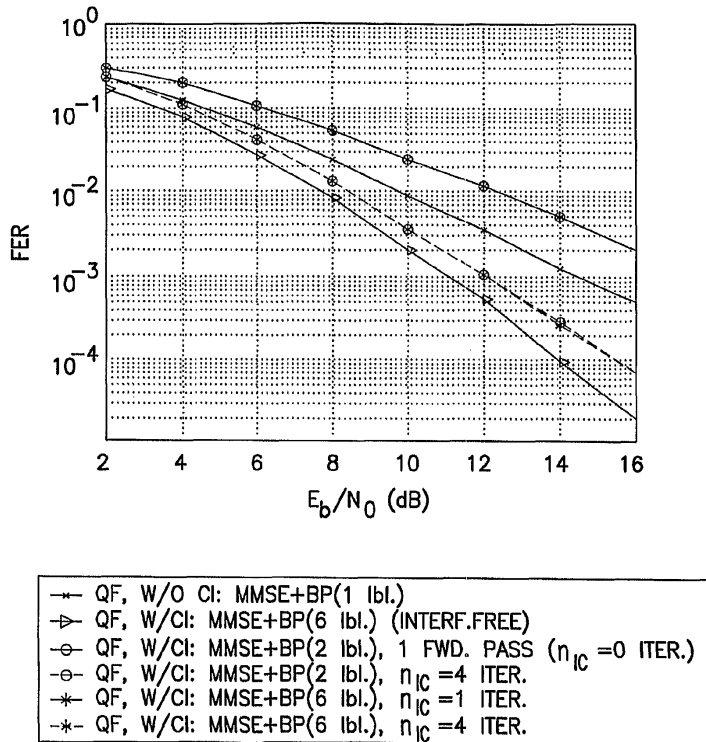


도면5

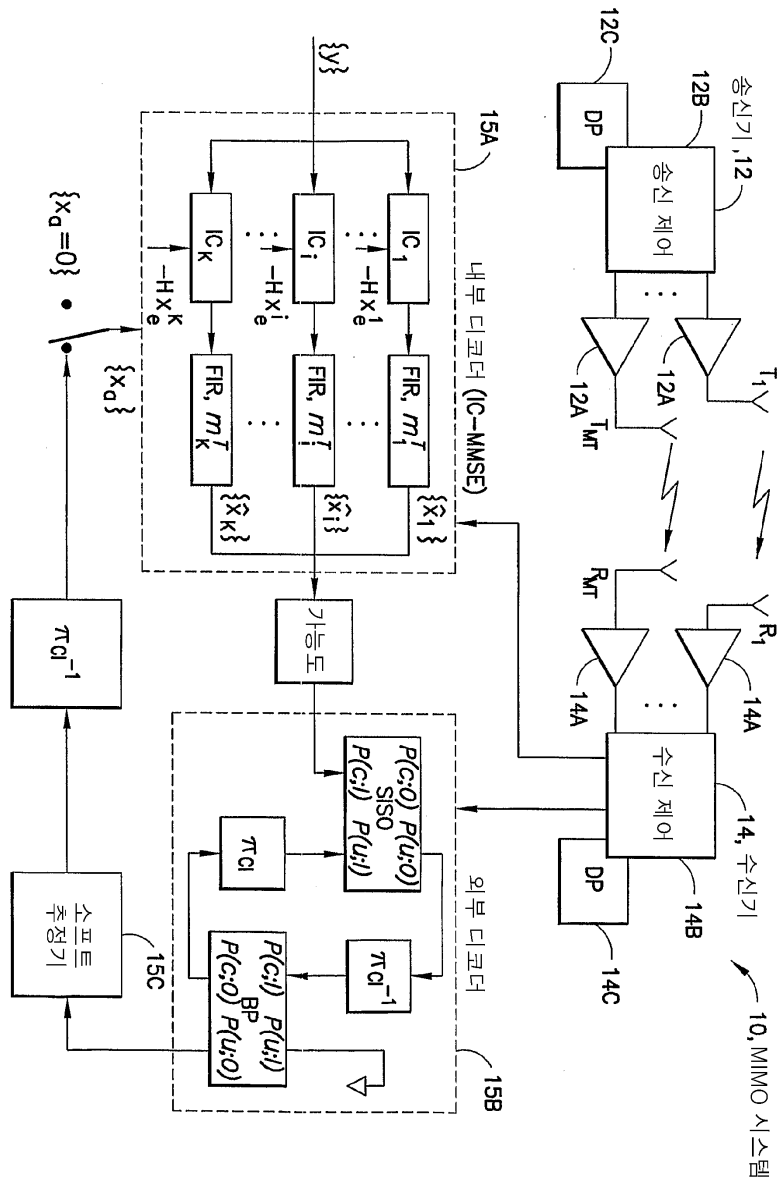


FER vs. E_b/N_0 ; BP 이후의 MMSE, 초직교 시공간 격자 코드. 하나 및 두 개의 생존 라벨들을 가진 ML 및 BP는 동일하다. 정사각형 표지들을 가진 곡선은 단순화된 초기화의 효과를 예시한다.

도면6



도면7



도면8

