



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2011-0060225
(43) 공개일자 2011년06월08일

(51) Int. Cl.

H04B 7/04 (2006.01) H04L 27/32 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2009-0116748

(22) 출원일자 2009년11월30일

심사청구일자 2009년11월30일

(71) 출원인

고려대학교 산학협력단

서울 성북구 안암동5가 1

(72) 발명자

이인규

서울특별시 서초구 서초4동 1685 삼풍아파트 21동 1203호

김지훈

서울특별시 송파구 잠실5동 주공아파트 523동 1204호

(74) 대리인

김정훈, 이권주

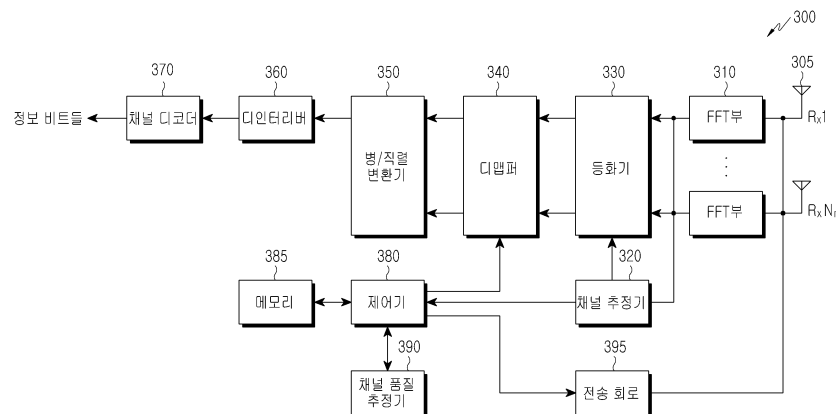
전체 청구항 수 : 총 13 항

(54) 다중 안테나 시스템에서 적응적 변조 및 코딩 방식을 결정하는 방법

(57) 요약

본 발명은 링크 성능을 향상시키는 다중 안테나 시스템에서 적응적 변조 및 코딩 방식을 결정하는 방법에 관한 것이다. 특히, 본 발명은 최대 우도 수신기를 구비하는 다중 안테나 시스템(Multiple Input Multiple Output-Maximum Likelihood Detection, MIMO-MLD)에서, 상기 MIMO-MLD에 대한 신호 대 잡음비(signal to noise ratio, SNR)의 상한선과 하한선을 결정하고, 상기 상한선 및 하한선과의 관계를 이용하여 유효 신호 대 잡음비(effective signal to noise ratio, eSNR)를 계산하는 과정과, 상기 eSNR을 이용하여 채널 품질을 추정하는 과정 및 상기 추정된 채널 품질을 이용하여 변조 및 코딩 방식을 결정하는 과정을 포함하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법에 관한 것이다.

대표도 - 도3



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 ITAC1090090200130001000100100

부처명 정보통신연구진흥원

연구관리전문기관

연구사업명 대학정보통신연구센터지원사업

연구과제명 트래픽 엔지니어링에 의한 통신 시스템의 성능 분석 및 최적화

기여율

주관기관

연구기간 20090101~20091231

특허청구의 범위

청구항 1

최대 우도 수신기를 구비하는 다중 안테나 시스템(Multiple Input Multiple Output-Maximum Likelihood Detection, MIMO-MLD)에서 변조 및 코딩 방식 결정하는 방법에 있어서,

상기 MIMO-MLD에 대한 신호 대 잡음비(signal to noise ratio, SNR)의 상한선과 하한선을 결정하고, 상기 상한선 및 하한선과의 관계를 이용하여 유효 신호 대 잡음비(effective signal to noise ratio, eSNR)를 계산하는 과정과;

상기 eSNR을 이용하여 채널 품질을 추정하는 과정; 및

상기 추정된 채널 품질을 이용하여 변조 및 코딩 방식을 결정하는 과정을 포함하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 MIMO-MLD에 대한 SNR의 상한선은 상기 최대 우도 수신기의 성능 보다 우수한 수신기의 신호 대 잡음비이고,

상기 MIMO-MLD에 대한 SNR의 하한선은 상기 최대 우도 수신기의 성능 보다 떨어지는 수신기의 신호 대 잡음비를 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 3

제 2항에 있어서,

$$\gamma_{\text{PIC},km} = \frac{\|\mathbf{h}_{k,m}\|^2 E_s}{N_0}$$

상기 MIMO-MLD에 대한 SNR의 상한선은 $\gamma_{\text{PIC},km}$ 에 의해 결정되고,

여기서, $\gamma_{\text{PIC},km}$ 은 MIMO-PIC(Perfect Interference cancellation) 수신기에서 m 번째 서브프레임 및 k 번째 부반송파에 대한 순간 신호 대 잡음비이고, $\mathbf{h}_{k,m}$ 은 채널 행렬 $\mathbf{H}_k$ 의 m 번째 행 벡터임을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 4

제 2항에 있어서,

$$\gamma_{\text{ZF},km} = \frac{E_s}{\|\mathbf{d}_{k,m}^\dagger\|^2 N_0}$$

상기 MIMO-MLD에 대한 SNR의 하한선은 $\gamma_{\text{ZF},km}$ 에 의해 결정되고,

여기서, $\gamma_{\text{ZF},km}$ 은 MIMO-ZF(Zero Forcing) 수신기에서 m 번째 서브프레임 및 k 번째 부반송파에 대한 순간 신호 대 잡음비이고, $\mathbf{d}_{k,m}$ 은 ZF 필터 $\mathbf{D}_k$ 의 m 번째 행 벡터이고, $(\cdot)^\dagger$ 는 공액 전치(conjugate transpose)임을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 5

제 1항에 있어서,

상기 상한선에서 상기 MIMO-MLD에 대한 신호 대 잡음비를 뺀 값과 상기 MIMO-MLD에 대한 신호 대 잡음비에서 상

기 하한선을 뺀 값의 비는 일정한 상수임을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 6

제 5항에 있어서,

상기 MIMO-MLD에 대한 SNR과 상기 상한선 및 상기 하한선과의 관계는

$$\frac{\gamma_{\text{Upper Bound},km} - \gamma_{\text{MLD},km}}{\gamma_{\text{MLD},km} - \gamma_{\text{Lower Bound},km}} = \eta$$

를 만족하고,

여기서, η 는 양의 상수임을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 7

제 1항에 있어서, 상기 eSNR을 계산하는 과정은,

상기 상한선 및 하한선과의 관계를 이용하여 상기 MIMO-MLD에 대한 SNR를 계산하는 과정과;

상기 계산된 SNR에 EESM(Exponential Effective SIR Mapping) 기법을 이용하여 유효 SNR을 계산하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 8

제 7항에 있어서,

상기 MIMO-MLD에 대한 SNR은 $\gamma_{\text{MLD},km} = \gamma_{\text{Upper Bound},km} - K \cdot P_{km}$ 또는

$\gamma_{\text{MLD},km} = \gamma_{\text{Lower Bound},km} + K' \cdot P_{km}$ 에 의해 계산되고,

여기서, $P_{km} = \gamma_{\text{Upper Bound},km} - \gamma_{\text{Lower Bound},km}$ 이고, $K = \frac{\eta}{1+\eta}$ 는 페널티 팩터이고,

$K' = \frac{1}{1+\eta}$ 는 게인 팩터(gain factor)임을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 9

제 8항에 있어서,

상기 MIMO-MLD에 대한 eSNR은

$$\Gamma_{\text{eff}} = \mathcal{F}_{\text{EESM}}(\bar{\gamma}) \triangleq -\beta \ln \left(\frac{1}{N_t N_c} \sum_{m=1}^{N_t} \sum_{k=1}^{N_c} \exp \left(-\frac{\gamma_{km}}{\beta} \right) \right)$$

에 의해 계산되고,

고,

여기서, γ_{km} 은 다중 안테나 OFDM 시스템에서 m 번째 서브스트림과 k 번째 부반송파에 대한 순간 SNR 값이고, N_c 는 부반송파 인덱스이고, N_t 는 서브스트림 인덱스이고, β 는 튜닝 팩터임을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 10

제 9항에 있어서,

상기 MIMO-MLD에 대한 eSNR을 계산하기 위해 필요한 튜닝 팩터(β) 및 페널티 팩터(K)는 링크 성능 시뮬레이션을 이용하여 미리 설정되는 것을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 11

제 1항에 있어서,

상기 채널 품질은 비트 에러율(bit error rate, BER), 블록 에러율(block error rate, BLER) 또는 프레임 에러율(frame error rate, FER) 중 어느 하나의 값을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 12

제 1항에 있어서,

상기 채널 품질은 상기 eSNR을 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 참조 커브에 맵핑하여 추정되는 것을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 13

제 12항에 있어서,

상기 채널 품질을 추정하기 위해, 모든 채널 상태들에 대해

$$BLER(\bar{\gamma}) \approx BLER_{AWGN}(\Gamma_{eff})$$

이 전제되어야 하고,

여기서, $BLER(\bar{\gamma})$ 는 주어진 채널 상태 $\bar{\gamma}$ 를 위한 실질적인 BLER이고, $BLER_{AWGN}(\cdot)$ 는 상기 AWGN 참조 커브임을 특징으로 하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 다중 안테나를 사용하는 무선통신시스템에 관한 것으로서, 특히 링크 성능을 향상시키는 다중 안테나 시스템에서 적응적 변조 및 코딩 방식을 결정하는 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 오늘날 고속의 이동통신을 지원하기 위해 많은 무선 통신 기술들이 후보로 제안되고 있으며, 이 중에서 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 'OFDM'이라 칭함) 기법은 다중 반송파(multi carrier) 변조 방식의 일종으로, 현재 가장 유력한 차세대 무선 통신 기술로 인정받고 있다.

[0003] 상기 OFDM 방식은 직렬로 입력되는 심볼(Symbol)열을 병렬로 변환하고, 상기 병렬로 변환된 심볼 열을 상호 직교성을 갖는 부반송파(subcarrier)를 통해 변조하여 전송하는 방식이다. 상기 OFDM 방식은 무선 인터넷, 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting: DAB), 디지털 멀티미디어 방송(Digital Multimedia Broadcasting: DMB), 무선 랜(Wireless Local Area Network: WLAN)등의 고속 데이터 전송이 필요한 디지털 전송 기술에 광범위하게 적용될 수 있다.

[0004] 상기 OFDM 시스템은 고속의 패킷 데이터 전송을 지원하기 위해 설계되며, 고속의 패킷 데이터 서비스들은 전송 대역폭을 효율적으로 사용하거나 주파수 선택적 페이딩 채널에 의해 야기된 심볼 간 간섭(intersymbol

interference)을 제거함으로써 얻어질 수 있다. 또한, 상기 OFDM 시스템은 등화기를 사용하지 않고 주파수 선택적 채널을 통한 패킷의 전송을 가능하게 할 수 있다.

[0005] 다중 안테나 (multi-input multi-output, MIMO) 시스템은 다수의 독립 데이터 스트림을 전송함으로써 단일 안테나 시스템에 비해 상당한 전송량 이득(throughput gain)을 제공할 수 있다.

[0006] 따라서, 최근의 무선 통신 시스템은 다중 안테나 기술과 OFDM 기술을 접목시킨 다중 안테나 OFDM 시스템 형태로 발전하고 있다. 또한, 상기 다중 안테나 OFDM 시스템은 비트 인터리브 부호화 변조(bit-interleaved coded modulation, 이하 'BICM'이라 칭함) 방식과 결합함으로써 높은 스펙트럼 효율 및 링크 에러 성능을 보장할 수 있다.

[0007] 한편, 적응적 변조 및 코딩(adaptive modulation and coding, 이하 'AMC'라 칭함) 기법은 현재의 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI)를 이용하여 전송기에서 전송 전력 레벨, 채널 부호화율 및/또는 변조 차수를 조절하여 링크 성능을 증가시키는 기술이다. 즉, 채널 상태가 좋은 경우에는 데이터 전송률을 높이고, 채널의 열화가 있는 경우에는 데이터 전송률을 낮춤으로써 효율적인 전송을 지원하고, 결과적으로 평균 처리율을 증가시킬 수 있다. 따라서, 수신단에서는 주어진 채널 환경에서의 링크 레벨 성능을 정확하게 추정하여 피드백하는 방법이 필요하다.

[0008] 상기 MIMO 시스템과 상기 AMC 기법을 접목시키는 기술은 시스템의 수신기 형태에 따라 그 난이도가 달라진다.

[0009] 선형 등화기를 적용한 MIMO 시스템의 경우, 선형 등화기로 인해 수학적으로 동일한 단일 안테나 신호들로 변환됨으로써 동시에 전송된 데이터일지라도 개별 추정을 통한 신호의 복원이 가능하다. 즉, 상기 선형 등화기를 통해 신호간 간섭이 제거되면, 상기 MIMO 시스템은 단일 안테나 시스템으로 간주할 수 있기 때문에 단일 안테나 시스템에서 사용된 추정 기법을 그대로 사용할 수 있다. 따라서, 선형 등화기를 사용하는 MIMO 시스템은 단일 안테나 시스템에서 사용되는 적응적 변조 및 코딩 방식을 별다른 어려움 없이 적용시킬 수 있다.

[0010] 하지만, 선형 등화기를 구비하는 수신기는 데이터 추정 관점에서 최적의 수신기는 아니기 때문에 성능열화 현상이 발생하게 된다. 따라서, MIMO 시스템에서는 최적의 데이터 추정을 위해 비선형 등화기인 최대 우도 검출기를 사용해야 한다.

[0011] 상기 최대 우도 검출기는 보내진 데이터를 동시에 추정함으로써 선형 등화기를 사용한 경우보다 우수한 검출 성능을 나타낸다. 그러나, 데이터의 동시 추정으로 인해 단일 안테나에서 사용되는 적응적 변조 및 코딩 기법을 그대로 적용시킬 수 없는 문제점이 존재한다. 따라서, 최대 우도 검출기를 구비하는 MIMO 시스템에서 상기 적응적 변조 및 코딩 기법을 효율적으로 적용하기 위한 방안이 요구된다.

[0012]

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0013] 본 발명은 다중 안테나 시스템에서 채널 상태에 따라 적응적인 변조 및 코딩 방식을 결정하는 방법을 제공한다.

[0014] 또한, 본 발명은 최대 우도 검출기를 구비하는 다중 안테나 시스템에서 적응적 변조 및 코딩 방식을 위한 채널 품질을 추정하는 방법을 제공한다.

과제 해결수단

[0015] 본 발명은 최대 우도 수신기를 구비하는 다중 안테나 시스템(Multiple Input Multiple Output-Maximum Likelihood Detection, MIMO-MLD)에서 변조 및 코딩 방식 결정하는 방법에 있어서, 상기 MIMO-MLD에 대한 신호 대 잡음비(signal to noise ratio, SNR)의 상한선과 하한선을 결정하고, 상기 상한선 및 하한선의 관계를 이용하여 유효 신호 대 잡음비(effective signal to noise ratio, eSNR)를 계산하는 과정과; 상기 eSNR을 이용하여 채널 품질을 추정하는 과정; 및 상기 추정된 채널 품질을 이용하여 변조 및 코딩 방식을 결정하는 과정을 포함하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법을 제공한다.

효 과

[0016] 본 발명은 최대 우도 검출기를 구비하는 다중 안테나 시스템에서 적응적 변조 및 코딩을 적용하기 위해 필요한 유효 SNR을 계산하고, 상기 계산된 유효 SNR을 기초로 최대 전송률 확보를 위한 MCS 레벨을 결정할 수 있다. 또

한, 본 발명은 EESM(Exponential Effective SIR Mapping) 기법을 기반한 채널 품질 추정 방법을 제공함으로써, 현재 채널 상태에 따른 링크 성능 추정치를 빠르게 도출하여 해당 MCS 레벨의 인덱스를 피드백할 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- [0017] 하기에서 본 발명을 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술 되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.
- [0018] 본 발명의 바람직한 실시 예에서는 최대 우도 검출기(Maximum likelihood detector, 이하 'MLD'라 칭함)를 구비한 MIMO 시스템에서 적응적 변조 및 코딩을 위한 채널 품질을 추정하는 기법을 제안한다. 여기서, 상기 채널 품질은 채널 상태 또는 링크 레벨 성능이란 용어로 사용될 수 있다.
- [0019] 상기 채널 품질을 추정하기 위한 방법으로 다양한 기법이 존재하며, 이 중 Exponential Effective SIR Mapping(EESM) 기법은 간단하면서도 정확한 추정 방법을 제공한다. 그러나, 상기 EESM 기법은 원래 단일 안테나(single-input single-output, 이하 'SISO'라 칭함) 시스템을 위해 제안되었기 때문에 MIMO 시스템에 쉽게 적용될 수 없다.
- [0020] 상기 EESM 기법은 상기 MIMO 시스템의 수신기 구조에 따라 복잡할 수 있다. 만약, MIMO 시스템에서 제로 포싱(zero-forcing, ZF) 및 최소 평균 제곱 오차(minimum mean square error, MMSE) 필터와 같은 선형 등화기가 사용된다면, 선형 수신기에 의해 생성된 병렬 공간 서브 채널들이 독립적인 SISO 채널들로 간주될 수 있기 때문에 상기 EESM 기법은 상기 MIMO 시스템에 직접적으로 적용될 수 있다.
- [0021] 하지만, 비선형 등화기인 MLD를 구비한 MIMO 시스템(이하, 'MIMO-MLD 시스템'이라 칭함)의 경우에는, 수신된 신호가 모든 공간적 서브 채널들에 대해 공동으로 검출되기 때문에 상기 EESM 기법을 기초로 링크 성능을 추정하는 것이 매우 어렵다.
- [0022] 따라서, 본 발명의 바람직한 실시 예에서는 상기 MIMO-MLD 시스템에서 적응적 변조 및 코딩 방식을 결정하기 위해 상기 EESM 기법을 기반한 채널 품질 추정 기법을 제공한다.
- [0023] 이하에서는, 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명한다.
- [0024] 도 1은 일반적인 무선통신시스템의 구성을 도시하고 있다.
- [0025] 도 1을 참조하면, 무선통신시스템(100)은 기지국(110, base station; BS)과 다수의 단말들(120, user equipment; UE)을 포함한다. 무선통신시스템(100)은 음성 및 패킷 데이터 등과 같은 다양한 통신 서비스를 제공하기 위해 널리 사용되고 있다.
- [0026] 상기 기지국(110)은 일반적으로 단말(120)과 통신하는 고정된 지점(fixed station)을 말하며, 노드-B(node-B), BTS(base transceiver system), 액세스 포인트(access point) 등 다른 용어(terminology)로 불릴 수 있다. 한편, 상기 단말(120)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, MS(mobile station), UT(user terminal), SS(subscriber station), 무선 기기(wireless device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다.
- [0027] 이하에서 하향링크(downlink)는 기지국(110)에서 단말(120)로의 통신을 의미하며, 상향링크(uplink)는 단말(120)에서 기지국(110)으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 송신기(transmitter)는 기지국(110)의 일부분일 수 있고, 수신기(receiver)는 단말기(120)의 일부분일 수 있다. 이와 반대로 상향링크에서 송신기는 단말기(120)의 일부분일 수 있고, 수신기는 기지국(110)의 일부분일 수 있다. 기지국(110)은 다수의 수신기와 다수의 송신기를 포함할 수 있고, 단말기(120)는 다수의 수신기와 다수의 송신기를 포함할 수 있다.
- [0028] 도 2는 본 발명의 일 실시 예에 따른 다중 안테나 OFDM 시스템에서의 기지국을 나타낸 블록도이다.
- [0029] 도 2를 참조하면, 기지국(200)은 채널 인코더(210), 인터리버(220), 직/병렬 변환기(230), 맵퍼(240), IFFT 부(250), AMC 제어기(260), 수신회로(270), 다중 안테나(280)를 포함한다. 이하, 본 발명의 내용과 관련 없는 상기 기지국의 다른 구성 요소들에 대해서는 생략하도록 한다.
- [0030] 한편, 본 발명의 실시 예에서는 하나의 채널 인코더를 사용하여 다수의 데이터 스트림을 동시에 부호화하는 수직 부호화 MIMO 시스템(vertical encoding MIMO system)을 전체로 적응적 변조 및 코딩 방식을 결정하기 위한 방법을 설명한다.

- [0031] 상기 채널 인코더(210)는 입력되는 정보 스트림을 정해진 부호화 방식에 따라 인코딩하여 부호화된 데이터(coded word)를 형성한다. 상기 채널 인코더(210)는 정보 스트림에 순환 중복 검사(cyclic redundancy check, CRC)와 같은 에러 검출 비트들을 추가하고, 에러 정정을 위한 여분의 코드를 추가할 수 있다. 상기 채널 인코더(210)는 에러 정정 코드로서 길쌈 부호(convolution code) 또는 터보 부호(turbo code)가 사용될 수 있지만, 본 발명의 실시 예에서는 RCPC 부호(rate compatible punctured convolution code)가 사용되는 것을 예시한다. 상기 인터리버(220)는 부호화된 데이터를 섞어 채널에서 오는 잡음 효과를 줄인다.
- [0032] 상기 직/병렬 변환기(230)는 상기 인터리버(220)에서 출력된 직렬 신호를 병렬 신호로 변환한다. 상기 맵퍼(240)는 상기 직/병렬 변환기(230)에 의해 변환된 병렬 신호 각각에 대응하는 인터리빙된 부호화된 신호를 정해진 변조 방식에 따라 변조하여 변조 심벌들을 제공한다. 즉, 부호화된 데이터는 상기 맵퍼(240)에 의해 진폭과 위상 성상(constellation)에 따른 위치를 표현하는 변조 심벌들로 맵핑된다. 상기 맵퍼(240)에서의 변조 방식(modulation scheme)에는 제한이 없으며, m-PSK(m-Phase Shift Keying) 또는 m-QAM(m-Quardrature Amplitude Modulation) 등이 사용될 수 있다.
- [0033] 상기 IFFT 부(250)는 상기 맵퍼(240)로부터 출력되는 변조 심벌들에 대해 역 고속 푸리에 변환을 수행하여 시간 영역 샘플들로 변환한다. CP(cyclic prefix) 삽입기(미도시)는 시간 영역 샘플들에 보호 구간인 사이클릭 프리픽스를 추가한다. 상기 CP는 심볼 간 간섭을 제거하여 주파수 선택적 채널을 플랫 페이딩 채널로 변환한다. 상기 CP 삽입기에서 출력된 신호는 아날로그 신호로 변환되어 다중 안테나(280)을 통해 전송된다.
- [0034] 상기 수신회로(270)는 단말(120)로부터 전송된 신호를 상기 다중 안테나(280)를 통해 수신한다. 상기 수신회로(270)는 수신 신호를 디지털화하여 AMC 제어기(260)로 출력한다.
- [0035] 상기 AMC 제어기(260)는 상기 단말(120)로부터 제공된 채널 품질 정보를 기초로 MCS(Modulation and Coding Scheme) 레벨을 결정한다. 상기 채널 품질 정보는 신호 대 잡음비(SIR) 또는 MCS 레벨의 인덱스 등을 포함할 수 있다. 상기 AMC 제어기(260)는 결정된 MCS(Modulation and Coding Scheme) 레벨에 따라 상기 채널 인코더(210)로 부호화 방식을 제공하고, 상기 맵퍼(240)로 변조 방식을 제공한다.
- [0036] 상기 메모리(290)는 상기 MCS 레벨의 인덱스에 관한 록-업 테이블이 저장될 수 있다. 상기 MCS 록-업 테이블의 일 예는 표 1과 같다.

표 1

[0037]

인덱스	변조 방식	부호화율
1	QPSK	1/3
2	QPSK	1/2
3	QPSK	2/3
4	QPSK	3/4
5	16QAM	1/3
6	16QAM	1/2
7	16QAM	2/3
8	16QAM	3/4
9	64QAM	1/3
10	64QAM	1/2
11	64QAM	2/3
12	64QAM	3/4

- [0038] 상기 표 1은 상기 MCS 레벨의 일 예에 불과할 뿐, 인덱스의 수 및 각 인덱스에 따른 변조 방식 및 코딩 방식은 다르게 설정될 수 있다.
- [0039] 도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 다중 안테나 OFDM 시스템에서의 사용자 단말을 나타낸 블록도이다.
- [0040] 도 3을 참조하면, 상기 단말(300)은 다중 안테나(305), FFT 부(310), 채널 추정기(320), 등화기(330), 디맵퍼(340), 병/직렬 변환기(350), 디인터리버(360), 채널 디코더(370), 제어기(380), 채널 품질 추정기(390), 전송 회로(395)를 포함한다. 이하, 본 발명의 내용과 관련 없는 상기 단말의 다른 구성 요소들에 대해서는 생략하도록 한다.
- [0041] 상기 다중 안테나(305)로부터 수신된 신호는 디지털화되고, CP 제거기(미도시)에 의해 CP가 제거된다. 상기 CP

가 제거된 샘플들은 FFT부(310)에 의해 고속 푸리에 변환을 수행하여 주파수 영역의 심벌들로 변환된다.

- [0042] 상기 채널 추정기(320)는 상기 FFT부(310)의 출력 중 파일럿 심벌을 추출하여 채널 정보를 추정한다. 상기 채널 정보는 채널의 추정 응답일 수 있다. 상기 등화기(330)는 상기 추정된 채널 정보를 이용하여 심벌들을 등화한다. 본 발명의 실시 예에서는 상기 등화기(330)로 최대 우도 검출기(MLD)가 사용되는 것을 전체로 한다.
- [0043] 상기 디맵퍼(340)는 제어기(380)의 복조 신호에 의해 제어되어 상기 심벌들을 다시 부호화된 데이터로 디맵핑한다. 상기 제어기(380)가 제공하는 복조 방식은 기지국(200)의 AMC 제어기(260)가 맵퍼(240)에 제공하는 변조 방식에 대응한다.
- [0044] 상기 병/직렬 변환기(350)는 상기 디맵퍼(340)에서 출력된 병렬 신호를 직렬 신호로 변환하여 디인터리버(360)로 출력한다. 상기 디인터리버(360)는 상기 병/직렬 변환기(350)로부터 출력되는 직렬 신호에 대해 기지국(200)에서 사용된 인터리빙 패턴을 기반으로 디인터리빙을 수행한다. 상기 채널 디코더(360)는 상기 제어기(380)에 의해 제어되어 디인터리빙된 데이터를 복호한다. 상기 채널 디코더(360)는 추정된 데이터 비트들을 출력한다. 상기 제어기(380)가 제공하는 디코딩 방식은 기지국(200)의 AMC 제어기(380)가 채널 인코더(210)에 제공하는 코딩 방식에 대응한다.
- [0045] 상기 제어기(380)는 단말(300)의 전체적인 동작을 제어하고, 채널 품질 추정기(390)에서 추정된 채널 품질을 통해 시스템의 데이터 전송률을 최대화할 수 있는 MCS 레벨을 선택한다.
- [0046] 상기 메모리(385)는 MCS 레벨에 관한 룩-업 테이블을 저장할 수 있다. 상기 룩-업 테이블은 기지국(200)의 메모리(290)에 저장된 룩-업 테이블과 동일할 수 있다. 상기 제어기(380)는 결정된 MCS 레벨에 따라 룩-업 테이블을 참조하여 MCS 레벨의 인덱스를 결정한다.
- [0047] 상기 전송회로(395)는 상기 제어기(380)로부터 채널 품질 정보를 제공 받아 다중 안테나(305)를 통해 기지국(200)으로 전송한다. 상기 채널 품질 정보에는 SNR 또는 MCS 레벨 인덱스 등 다양한 형태가 될 수 있으나, 본 발명의 실시 예에 따른 단말(300)은 MCS 레벨 인덱스만을 피드백하여 전송 채널의 부하를 최소화할 수 있다.
- [0048] 상기 채널 품질 추정기(390)는 채널의 시간 지연에 대한 영향을 고려하고, 채널 추정기(320)에 의한 채널 정보를 이용하여 채널 품질을 추정한다. 상기 채널 품질은 신호 대 잡음비(signal to noise ratio, SNR), 비트 에러율(bit error rate, BER) 또는 블록 에러율(block error rate, BLER)일 수 있다.
- [0049] 후술될 본 발명의 실시 예에 따른 방법은 적응적 변조 및 코딩 방식을 위한 채널 품질을 추정하는 방법으로서 상기 채널 품질 추정기(390)에 의해 구현될 수 있다.
- [0050] 이하에서는, 최대 우도 검출기를 구비하는 다중 안테나 OFDM 시스템의 수신단(300)에서 적응적 변조 및 코딩 방식을 결정하기 위해 채널 품질(또는 링크 레벨 성능)인 BER 또는 BLER을 추정하는 방법에 대해 구체적으로 설명한다.
- [0051] 먼저, N_t 개의 송신 안테나와 N_r 개의 수신 안테나를 갖는 OFDM 시스템에서 상기 FFT 복조 이후 k 번째 부반송파에서의 수신 신호는 하기 수학적 식 1과 같이 표현된다.

수학적 식 1

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{w}_k$$

- [0052]
- [0053] 여기서, $\mathbf{y}_k$ 는 길이가 N_r 인 수신 신호 벡터, $\mathbf{H}_k$ 는 크기가 $N_r \times N_t$ 인 채널 행렬이고, $\mathbf{H}_k$ 의 (m,n) 번째 요소는 k 번째 부반송파에서 m 번째 송신 안테나와 n 번째 수신 안테나 사이의 채널 계수를 나타내고, $\mathbf{s}_k$ 는
- $$E[\mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^\dagger] = E_s \mathbf{I}_{N_t}$$
- 를 가진 송신 신호 벡터이고, $\mathbf{w}_k$ 는 분산 행렬
- $$E[\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^\dagger] = N_0 \mathbf{I}_{N_r}$$
- 를 가진 부가적 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian noise, 이하 'AWGN'라 칭함) 벡터이다.

- [0054] 상기 수신단(300)에서는 적응적 변조 및 코딩 방식을 적용하기 위한 MCS 레벨을 결정하기 위해 BLER을 추정하여야 한다. 상기 BLER이 추정되면, 상기 MCS 레벨에 대응하는 시스템의 예상 데이터 전송률은 하기 수학적 식 2와 같

이 표현된다.

수학식 2

$$\mathcal{R}_{T,i} = (1 - P_i) N_t R_{c,i} \log_2 M_i \quad \text{bps/Hz}$$

여기서, P_i , $R_{c,i}$, M_i 는 i 번째 MCS 레벨에 대한 추정 BLER, 채널 부호화율, 변조 레벨(또는 변조 차수)를 의미한다.

상기 수신단(300)은 모든 MCS 레벨에 대한 예상 전송량을 비교하여 가장 큰 예상 전송량을 가진 MCS 레벨의 인덱스를 피드백 채널을 통해 송신단(200)으로 전송한다. 상기 수학식 2를 통해, 상기 예상 전송량을 정확하게 계산하기 위해서는 상기 BLER의 정확한 추정이 요구됨을 알 수 있다. 즉, AMC 방식의 효율을 높이기 위해서는 정확한 채널 품질의 추정을 필요로 한다.

상기 BLER의 정확한 추정을 위해, 본 발명의 실시 예에서는 EESM 기법을 이용한다. 상기 EESM 기법은 단일 안테나 시스템에서 BPSK(binary phase shift keying) 전송을 위해 Union-Chernoff bound of the pairwise error probability(PEP)를 기초로 유도되었으며, OFDM 시스템에서의 고차 변조에 일반화될 수 있다.

상기 일반화된 EESM의 유효 SNR은 하기 수학식 3과 같이 계산된다.

수학식 3

$$\Gamma_{\text{eff}} = -\beta \ln \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \exp \left(-\frac{\gamma_k}{\beta} \right) \right)$$

여기서, $\bar{\gamma}$ 는 모든 부반송파에 대한 순간 SNR이고, γ_k 는 $\bar{\gamma}$ 의 k 번째 요소를 의미한다. 그리고, 파라미터 β 는 변조 레벨 및 부호화율에 의존하고, 일반적으로 링크 성능 시뮬레이션을 통해 정의될 수 있다.

EESM 기법에서의 유효 SNR은 주어진 채널 상태에 대한 BLER을 직접 구하는 대신 기본적인 AWGN 링크 성능(또는 AWGN 참조 모델)으로부터 상기 BLER을 추정하기 위해 사용된다. 즉, 상기 EESM 기법에서, 상기 BLER은 유효 SNR(effective SNR)을 AWGN 참조 모델에 맵핑함으로써 추정될 수 있다.

예를 들어, 도 4a 및 도 4b를 참조하면, AWGN 참조 커브(reference curve)를 이용하여 상기 유효 SNR에 따른 BLER을 추정할 수 있다. 상기 EESM 기법을 통해 BLER을 추정하기 위해서는, 모든 채널 상태들에 대한 하기 수학식 4가 전제되어야 한다.

수학식 4

$$BLER(\bar{\gamma}) \approx BLER_{\text{AWGN}}(\Gamma_{\text{eff}})$$

여기서, 상기 $BLER(\bar{\gamma})$ 는 주어진 채널 상태 $\bar{\gamma}$ 를 위한 실질적인 BLER을 나타내고, $BLER_{\text{AWGN}}(\cdot)$ 는 상기 AWGN 참조 커브를 나타낸다.

이처럼, 상기 EESM 기법에서 상기 BLER은 유효 SNR을 이용하여 추정되므로, 정확한 BLER을 추정하기 위해서는 신뢰성 있는 유효 SNR을 계산하는 것이 중요하다.

한편, 상기 EESM 기법을 다중 안테나 OFDM 시스템에 적용하면, 상기 유효 SNR은 하기 수학식 5와 같이 계산될 수 있다.

수학식 5

$$\Gamma_{\text{eff}} = \mathcal{F}_{\text{EESM}}(\bar{\gamma}) \triangleq -\beta \ln \left(\frac{1}{N_t N_c} \sum_{m=1}^{N_t} \sum_{k=1}^{N_c} \exp \left(-\frac{\gamma_{km}}{\beta} \right) \right)$$

[0068]

[0069] 여기서, SNR 집합 $\bar{\gamma}$ 은 부반송파 인덱스(N_c)와 서브스트림 인덱스(N_t)에 의해 구별되는 SNR 값들로 구성되고, γ_{km} 은 다중 안테나 OFDM 시스템에서 m 번째 서브스트림과 k 번째 부반송파에 대한 순간 SNR 값을 나타낸다.

[0070] 이하에서는, 상기 수학식 5를 이용하여 본 발명에서 제안하는 유효 SNR 계산 방법을 설명하도록 한다.

[0071] 본 발명에서 제안하는 MIMO-MLD 시스템의 유효 SNR 계산 방법은 간단한 계산을 가진 2 개의 최적화 파라미터를 필요로 한다. 하나는 상기 EESM 기법을 나타내는 튜닝 팩터(tuning factor) β 이고, 다른 하나는 MIMO-MLD 시스템과 다른 시스템들 사이의 성능 관계를 나타내는 페널티 팩터(penalty factor)이다.

[0072] 상기 MIMO-MLD 시스템의 유효 SNR 계산 방법은 최대 우도 수신기 성능의 상한선(Upper Bound)과 하한선(Lower Bound)을 정의하고, 수학적 분석을 통한 최대 우도 수신기와 두 한계선들간의 관계를 이용하여 원하는 유효 SNR 을 계산할 수 있다.

[0073] 먼저, 상기 최대 우도 수신기의 하한선으로 ZF 수신기를 고려한다. 상기 ZF 수신기는 대표적인 선형 등화기로 상기 최대 우도 수신기에 비해 비교적 높은 데이터 검출 오류를 발생시킨다. 또한, 상기 ZF 수신기의 출력 신호는 단일 안테나 시스템으로 간주할 수 있기 때문에 신호 대 잡음비를 쉽게 획득할 수 있다. 한편, 상기 최대 우도 수신기의 하한선으로 MMSE 수신기와 같은 다른 종류의 선형 등화기가 사용될 수 있다. 즉, 상기 최대 우도 수신기 보다 성능이 떨어지는 수신기는 상기 최대 우도 수신기의 하한선을 정의하기 위해 사용될 수 있다.

[0074] k 번째 부반송파에 대한 ZF 필터를 D_k 로 정의하면, 상기 D_k 는 하기 수학식 6과 같이 표현된다.

수학식 6

$$D_k = [d_{k,1} \quad d_{k,2} \quad \cdots \quad d_{k,N_t}] = H_k \left(H_k^\dagger H_k \right)^{-1}$$

[0075]

[0076] 여기서, $d_{k,m}$ 은 D_k 의 m 번째 행 벡터를 의미한다.

[0077] 상기 수학식 1의 수신 신호 벡터 y_k 에 상기 $D_k^\dagger$ 를 적용하면, m 번째 서브스트림과 k 번째 부반송파에 대한 상기 ZF 필터의 출력 신호는 하기 수학식 7과 같이 표현된다.

수학식 7

$$z_{k,m} = d_{k,m}^\dagger y_k = s_{k,m} + v_{k,m}$$

[0078]

[0079] 여기서, $s_{k,m}$ 은 송신 신호 벡터 s_k 의 m 번째 요소이고, $v_{k,m} = d_{k,m}^\dagger w_k$ 은

$$E[|v_{k,m}|^2] = \|d_{k,m}^\dagger\|^2 N_0$$

를 가진 m 번째 여과된 잡음 샘플을 나타낸다.

[0080] 상기 ZF 수신기에서 m 번째 서브프레임과 k 번째 부반송파에 대한 순간 신호 대 잡음비 SNR $\gamma_{ZF,km}$ 은 하기 수학식 8과 같이 계산된다.

수학식 8

$$\gamma_{ZF,km} = \frac{E_s}{\|\mathbf{d}_{k,m}^\dagger\|^2 N_0}$$

[0081]

[0082] 상기 ZF 수신기를 구비한 MIMO 시스템에 대한 유효 SNR은 상기 $\bar{\gamma}_{ZF}$ 를 상기 수학식 5에 대입하여 하기 수학식 9과 같이 계산할 수 있다.

수학식 9

$$\Gamma_{ZF,eff} = \mathcal{F}_{EESM}(\bar{\gamma}_{ZF})$$

[0083]

[0084] 여기서, $\bar{\gamma}_{ZF}$ 는 모든 서브스트림 및 부반송파에 대한 순간 신호 대 잡음비의 집합을 의미한다.

[0085] 다음으로, 상기 최대 우도 수신기의 상한선을 정의한다. 상기 상한선으로 간섭을 완전히 제거할 수 있는 MIMO 시스템인 PIC(Perfect Interference cancellation) 수신기를 가정한다. 한편, 상기 최대 우도 수신기의 상한선으로 SIC(successive interference cancellation) 수신기와 같은 다른 수신기를 가정할 수 있다. 즉, 상기 최대 우도 수신기 보다 성능이 좋은 수신기는 상기 최대 우도 수신기의 상한선을 정의하기 위해 사용될 수 있다.

[0086] m 번째 데이터 검출 및 k 번째 부반송파에 대한 이상적인 MIMO 시스템의 신호 모델은 하기 수학식 10과 같이 표현된다.

수학식 10

$$\mathbf{y}_k^{(m)} = \mathbf{h}_{k,m} s_{k,m} + \mathbf{w}_k$$

[0087]

[0088] 여기서, $\mathbf{h}_{k,m}$ 은 채널 행렬 $\mathbf{H}_k$ 의 m 번째 행 벡터이고, $\mathbf{y}_k^{(m)}$ 는 $\mathbf{y}_k - \sum_{j \neq m} \mathbf{h}_{k,j} s_{k,j}$ 와 같이 간섭이 완전히 제거된 신호 벡터를 의미한다.

[0089] 상기 수학식 10에서, 각각의 데이터 심볼 $s_{k,m}$ 은 최대 비 합성(maximum ratio combining, 이하 'MRC'라 칭함)법으로부터 검출될 수 있다. 따라서, 상기 PIC 수신기에서 m 번째 서브프레임과 k 번째 부반송파에 대한 순간 신호 대 잡음비 $\gamma_{PIC,km}$ 은 하기 수학식 11과 같이 계산된다.

수학식 11

$$\gamma_{PIC,km} = \frac{\|\mathbf{h}_{k,m}\|^2 E_s}{N_0}$$

[0090]

[0091] 여기서, 조건 $\mathbf{h}_{k,m}^\dagger \mathbf{h}_{k,j} = 0$ 이 모든 $j \neq m$ 에 대해 만족할 때, 상기 MIMO-MLD 시스템에서는 상기 수학식 11과 동일한 SNR 값을 획득할 수 있다. 그리고, 채널 행렬 $\mathbf{H}_k$ 의 모든 행들이 직교성이 있을 때, 각각의 데이터 심볼은 어떠한 간섭 없이 상기 MRC 연산으로부터 검출될 수 있다.

[0092] 이상적인 PIC 시스템을 위해, $\mathbf{y}_k^{(m)}$ 의 검출 성능은 상기 MRC의 단일 SNR 값으로 표현될 수 있고, 이것은 상기 MIMO-MLD 시스템의 상한선으로 고려될 수 있다.

[0093] 상기 ZF 수신기와 동일한 방법으로, 상기 PIC 시스템에 대한 유효 SNR $\Gamma_{\text{PIC,eff}}$ 는 하기 수학적 식 12와 같이 계산된다.

수학적 식 12

$$\Gamma_{\text{PIC,eff}} = \mathcal{F}_{\text{EESM}}(\bar{\gamma}_{\text{PIC}})$$

[0095] 여기서, $\bar{\gamma}_{\text{PIC}}$ 는 상기 PIC 시스템에서 모든 서브스트림 및 부반송파에 대한 순간 신호 대 잡음비의 집합을 나타낸다.

[0096] 상기 $\Gamma_{\text{PIC,eff}}$ 와 $\Gamma_{\text{ZF,eff}}$ 의 계산식을 살펴보면, 상기 EESM의 튜닝 팩터로서 동일한 β 값이 사용됨을 알 수 있다. 즉, 상기 β 값은 채널, 변조 레벨 및 부호화율에 의존하는 반면 MIMO 시스템에서의 수신기의 구조에는 영향을 받지 않는다. 따라서, 동일한 변조 레벨 및 부호화율이 사용되었을 때, 수신기의 구조에 관계없이 동일한 β 를 가진 AWGN 커브에 MIMO-MLD 시스템의 BLER 커브를 정확하게 일치시키는 것이 가능하다. 이러한 사실 때문에, 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO-MLD 시스템에서 유효 SNR을 획득하고자 할 때 ZF 시스템 및 PIC 시스템 모두에 동일한 β 값을 적용할 수 있다.

[0097] 진술한 최대 우도 수신기 성능의 상한선과 하한선이 결정되면, 이를 이용하여 상기 MIMO-MLD 시스템의 유효 SNR을 획득하기 위한 순간 SNR을 계산한다.

[0098] 상기 MIMO-MLD 시스템 성능은 MIMO-ZF 시스템 보다는 좋고, MIMO-PIC 시스템 보다는 나쁘기 때문에, 모든 서브스트림 및 부반송파에 대한 상기 시스템들 사이의 관계는 하기 수학적 식 13과 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 13

$$\gamma_{\text{ZF},km} \leq \gamma_{\text{MLD},km} \leq \gamma_{\text{PIC},km}$$

[0100] 여기서, $\gamma_{\text{MLD},km}$ 은 MIMO-MLD 시스템에서 m 번째 서브스트림과 k 번째 부반송파에 대한 순간 SNR을 나타내고, 상기 채널 행렬 $\mathbf{H}_k$ 의 모든 행들은 직교성이 있을 때 상기 수학적 식의 등가 관계가 만족한다.

[0101] 상기 $\gamma_{\text{ZF},km}$ 와 $\gamma_{\text{PIC},km}$ 를 이용하여 $\gamma_{\text{MLD},km}$ 를 계산하기 위해서는, 두 시스템 사이의 성능 차이가 채널 상태에 관계없이 상수 비율을 가진다고 가정한다. 따라서, 상기 비율은 하기 수학적 식 14와 같이 표현된다.

수학적 식 14

$$\frac{\gamma_{\text{PIC},km} - \gamma_{\text{MLD},km}}{\gamma_{\text{MLD},km} - \gamma_{\text{ZF},km}} = \eta$$

[0103] 여기서, η 는 양의 상수를 나타낸다.

[0104] 상기 수학적 식 14를 이용하여 $\gamma_{\text{ZF},km}$ 와 $\gamma_{\text{PIC},km}$ 의 가중치 합으로서 상기 MIMO-MLD 시스템의 순간 SNR을 계산하면 하기 수학적 식 15와 같이 표현된다.

수학식 15

$$\gamma_{\text{MLD},km} = \frac{1}{1+\eta} \gamma_{\text{PIC},km} + \frac{\eta}{1+\eta} \gamma_{\text{ZF},km}$$

여기서, 상한선과 하한선의 순간 SNR 값의 차를 $\mathcal{P}_{km} = \gamma_{\text{PIC},km} - \gamma_{\text{ZF},km}$ 로 정의하면, 상기 수학식 15는 하기 수학식 16과 같이 표현될 수 있다.

수학식 16

$$\gamma_{\text{MLD},km} = \gamma_{\text{PIC},km} - K \cdot \mathcal{P}_{km}$$

여기서, $K = \frac{\eta}{1+\eta}$ 는 페널티 팩터를 의미한다. 상기 수학식 16은 MIMO-MLD 시스템의 링크 성능이 상기 이상적인 PIC 시스템으로부터의 SNR 차에 의해 표현될 수 있음을 나타낸다.

상기 $\mathcal{P}_{km}$ 은 현재의 채널 상태를 동적으로 반영하고 있다. 그리고 상기 채널 행렬 $\mathbf{H}_k$ 의 모든 행들이 직교성이 있다면, 상기 $\mathcal{P}_{km}$ 은 0이 되어 상기 수학식 13에서의 $\gamma_{\text{MLD},km}$, $\gamma_{\text{ZF},km}$, $\gamma_{\text{PIC},km}$ 은 상기 페널티 팩터와 관계없이 동일한 값을 갖는다.

이러한 이유로, 상기 수학식 16과 같은 계산 방법을 동적 SNR 페널티(dynamic SNR penalty, 이하 'DSP'라 칭함) 기법이라 칭한다.

한편, MIMO-MLD 시스템의 순간 SNR($\gamma_{\text{MLD},km}$)은 상기 수학식 16과 다른 방법인 하기 수학식 17과 같이 표현될 수 있다.

수학식 17

$$\gamma_{\text{MLD},km} = \gamma_{\text{ZF},km} + K' \cdot \mathcal{P}_{km}$$

여기서, $K' = \frac{1}{1+\eta}$ 는 게인 팩터(gain factor)를 의미하고, 상기 DSP 기법과 동일한 결과를 획득할 수 있다.

예를 들어, 2×2 MIMO 시스템에서, $\mathcal{P}_{km}$ 는 하기 수학식 18에 의해 직접적으로 얻어질 수 있다.

수학식 18

$$\mathcal{P}_{km} = \frac{E_s}{N_0} \frac{|\mathbf{h}_{k,1}^\dagger \mathbf{h}_{k,2}|^2}{\|\mathbf{h}_{k,3-m}\|^2} \quad \text{for } m = 1, 2$$

또한, 3×3 MIMO 시스템에서, 채널 행렬 $\mathbf{H}_k$ 로부터 $\mathcal{P}_{km}$ 를 하기 수학식 19에 의해 구할 수 있다.

수학식 19

$$\mathcal{P}_{km} = \frac{E_s}{N_0} \left(\|\mathbf{h}_{k,m}\|^2 - \det(\mathbf{H}_k^\dagger \mathbf{H}_k) / \mathcal{C}_{km} \right) \quad \text{for } m=1, 2, 3$$

[0117]

[0118] 여기서, $\det(\cdot)$ 은 결정 연산(determinant operation)을 나타내고, $\mathcal{C}_{km}$ 은 $\{x\}_3 = (x \bmod 3) + 1$ 을 가지고, 수학식 $\mathcal{C}_{km} = \|\mathbf{h}_{k,\{m\}_3}\|^2 \|\mathbf{h}_{k,\{m+1\}_3}\|^2 - |\mathbf{h}_{k,\{m\}_3}^\dagger \mathbf{h}_{k,\{m+1\}_3}|^2$ 로 표현된다.

[0119] 상기 DSP 기법을 사용하여, 모든 서브스트림 및 부반송파에 대한 MIMO-MLD 시스템의 순간 SNR을 계산할 수 있고, 상기 계산된 순간 SNR을 상기 수학식 5에 대입하여 하기 수학식 20과 같이 MIMO-MLD 시스템의 유효 SNR을 계산할 수 있다.

수학식 20

$$\Gamma_{\text{MLD,eff}} = \mathcal{F}_{\text{EESM}}(\bar{\gamma}_{\text{MLD}})$$

[0120]

[0121] 여기서, $\bar{\gamma}_{\text{MLD}}$ 은 $\gamma_{\text{MLD},km}$ 의 집합을 의미한다.

[0122] 상기 수학식 5, 수학식 16, 수학식 20을 참조하면, 상기 MIMO-MLD 시스템의 유효 SNR을 계산하기 위해서는 2 개의 최적화 파라미터인 튜닝 팩터(β)와 페널티 팩터(K)가 필요함을 알 수 있다. 상기 튜닝 팩터(β) 및 상기 페널티 팩터(K)은 링크 성능 시뮬레이션을 통해 미리 설정되어 메모리(385)에 저장될 수 있다.

[0123] 상기 MIMO-MLD 시스템의 BLER은 상기 유효 SNR과 상기 수학식 4를 이용하여 추정할 수 있다. 즉, 상기 유효 SNR을 AWGN 참조 커브에 맵핑함으로써 상기 MIMO-MLD 시스템의 링크 성능 레벨인 BLER을 추정할 수 있다.

[0124] 상기 AWGN 참조 커브는 메모리(385)등에 미리 설정되어 저장될 수 있다. 여기서, 상기 매개 함수를 가진 AWGN 참조 커브를 근사화함으로써 상기 메모리(385) 등에 저장하는 부담을 제거할 수 있다.

[0125] 즉, i 번째 MCS 레벨에 대한 AWGN 참조 커브를 $BLER_{\text{AWGN},i}(x)$ 로 표시하면, 두 개의 파라미터를 사용하여 하기 수학식 21과 같이 근사적으로 표현할 수 있다.

수학식 21

$$BLER_{\text{AWGN},i}(x) \simeq \frac{1}{2} \text{erfc}(A_i x + B_i)$$

[0126]

[0127] 여기서, $\text{erfc}(x)$ 는 $\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$ 에 의해 정의된 보충 에러 함수(complementary error function)를 의미하고, 상기 i 번째 MCS 레벨에 대한 파라미터 A_i , B_i 는 수학적으로 미리 계산되어 설정될 수 있다. 도 4a 및 도 4b에 도시된 바와 같이, 상기 BLER 근사 커브는 AWGN 참조 커브와 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다.

[0128] 각각의 MCS 레벨에 대한 추정 BLER은 상기 수학식 21에 유효 SNR을 대입하여 하기 수학식 22와 같이 표현할 수 있다.

수학식 22

$$P_i = \frac{1}{2} \text{erfc}(A_i \Gamma_{\text{MLD,eff}} + B_i)$$

[0129]

[0130]

상기 MIMO-MLD 시스템의 링크 성능을 획득하기 위해서 요구되는 각 MCS 레벨에 대한 튜닝 팩터(β), 페널티 팩터(K), 파라미터 A_i , B_i 는 하기 표 2와 같이 미리 설정되어 메모리(385)에 저장될 필요가 있다.

표 2

OPTIMIZED PARAMETERS FOR 2×2 AND 3×3 MIMO-OFDM SYSTEMS WITH MLD

code rate ($R_{c,i}$)	modulation (M_i)	2×2 MIMO-MLD system				3×3 MIMO-MLD system			
		β	K	A_i	B_i	β	K	A_i	B_i
1/2	4-QAM	2.4 dB	0.54	0.72	-0.47	2.4 dB	0.53	0.74	-0.60
5/8	4-QAM	2.4 dB	0.56	0.72	-1.53	2.4 dB	0.52	0.74	-1.72
3/4	4-QAM	2.8 dB	0.58	0.72	-2.82	2.6 dB	0.52	0.74	-3.05
7/8	4-QAM	2.9 dB	0.60	0.72	-3.91	2.6 dB	0.52	0.74	-4.21
1/2	16-QAM	8.5 dB	0.84	0.69	-4.51	8.5 dB	0.81	0.70	-4.67
5/8	16-QAM	9.0 dB	0.84	0.69	-5.82	9.0 dB	0.78	0.72	-6.25
3/4	16-QAM	9.2 dB	0.80	0.69	-7.31	9.2 dB	0.75	0.76	-8.29
7/8	16-QAM	9.6 dB	0.82	0.69	-8.50	9.5 dB	0.73	0.77	-9.75
1/2	64-QAM	13.2 dB	0.94	0.60	-6.74	13.2 dB	0.91	0.60	-6.89
5/8	64-QAM	14.5 dB	0.94	0.60	-8.15	14.5 dB	0.90	0.62	-8.56
3/4	64-QAM	15.5 dB	0.90	0.60	-9.68	15.5 dB	0.88	0.63	-10.36
7/8	64-QAM	15.8 dB	0.88	0.60	-10.82	15.8 dB	0.86	0.69	-12.77

[0131]

[0132]

상기 표 2는 2×2 및 3×3 MIMO-OFDM 시스템을 위한 최적화 파라미터의 일 예에 불과할 뿐, 다른 값이 설정될 수 있음은 당업자에게 자명하다.

[0133]

각각의 MCS 레벨에 대한 BLER이 추정되면, 상기 MCS 레벨에 대응하는 시스템의 예상 데이터 전송률은 상기 수학적 식 2를 이용하여 계산할 수 있다.

[0134]

상기 수신단(300)은 모든 MCS 레벨에 대한 예상 전송량을 비교하여 가장 큰 예상 전송량을 가진 MCS 레벨의 인덱스를 피드백 채널을 통해 송신단(200)으로 전송한다.

[0135]

이상 기술한 방법을 통해, 최대 우도 검출기를 가진 MIMO 시스템은 적응적 변조 및 코딩 방식을 적용하기 위해 필요한 유효 SNR을 계산할 수 있고, 계산된 유효 SNR을 기초로 최대 전송률을 확보하기 위한 MCS 레벨을 결정할 수 있다.

[0136]

도 4a 및 도 4b는 2×2 또는 3×3 MIMO-OFDM 시스템에서 BLER 커브의 일치 성능(fitting performance)을 도시하고 있다.

[0137]

도 4a 및 도 4b를 참조하면, 다양한 부호화율에 따른 AWGN 참조 커브와 AWGN 근사 커브가 거의 일치함을 확인할 수 있다. 또한, 본 발명에서 제안한 방법에 의해 획득된 MIMO-MLD 시스템의 BLER 커브는 상기 AWGN 참조 커브 및 상기 AWGN 근사 커브와 거의 일치함을 확인할 수 있다. 즉, 상기 결과는 SNR 차 사이의 고정된 비율(수학적 식 14의 η)에 대한 가정이 모든 시스템 구성에 대해 유효함을 증명한다.

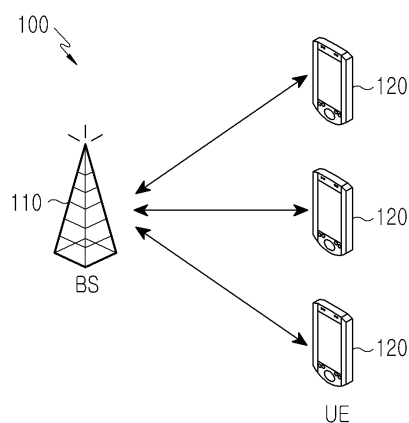
- [0138] 도 5a 및 도 5b는 2×2 또는 3×3 MIMO-OFDM 시스템에서 서로 다른 AMC 방식에 따른 최대 전송률(goodput)을 도시하고 있다.
- [0139] 도 5a 및 도 5b를 참조하면, 본 발명에서 제안하는 DSP 기법을 사용하여 얻을 수 있는 최대 전송률은 이상적인 AMC 기법에 의한 최대 전송률과 거의 동일함을 확인할 수 있다. 또한, 상기 DSP 기법은 간단한 계산 방식을 제공함으로써 복잡도를 크게 감소할 수 있다.
- [0140] 본 발명은 하드웨어, 소프트웨어 또는 이들의 조합으로 구현될 수 있다. 하드웨어 구현에 있어, 상술한 기능을 수행하기 위해 디자인된 ASIC(application specific integrated circuit), DSP(digital signal processing), PLD(programmable logic device), FPGA(field programmable gate array), 프로세서, 제어기, 마이크로 프로세서, 다른 전자 유닛 또는 이들의 조합으로 구현될 수 있다. 소프트웨어 구현에 있어, 상술한 기능을 수행하는 모듈로 구현될 수 있다. 소프트웨어는 메모리 유닛에 저장될 수 있고, 프로세서에 의해 실행된다. 메모리 유닛이나 프로세서는 당업자에게 잘 알려진 다양한 수단을 채용할 수 있다.
- [0141] 한편 이상에서는 본 발명의 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되지 않으며, 후술 되는 특허청구범위뿐만 아니라 이 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면의 간단한 설명

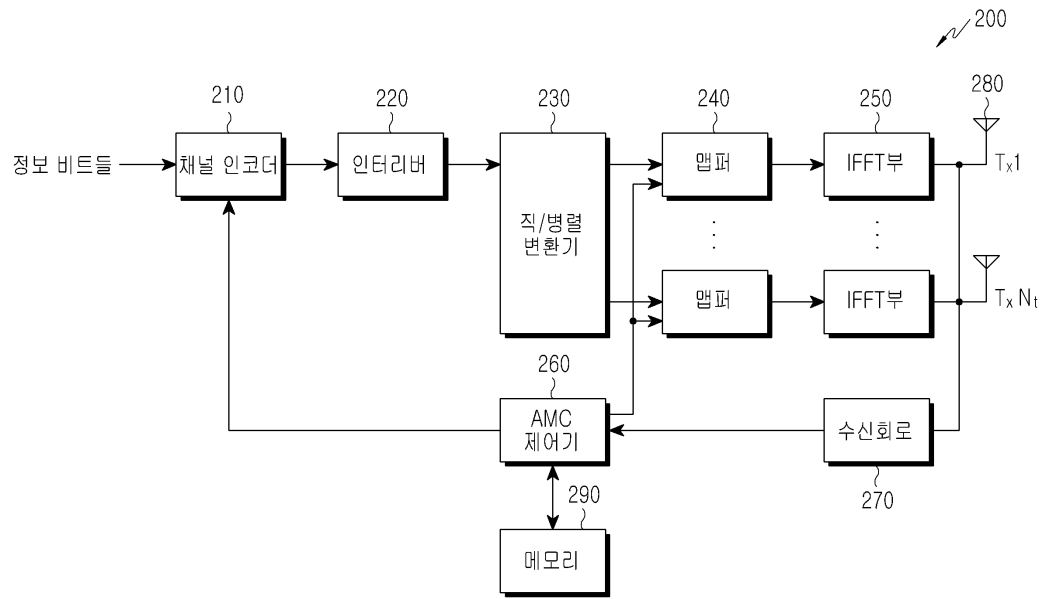
- [0142] 도 1은 일반적인 무선통신시스템의 구성도;
- [0143] 도 2는 본 발명의 일 실시 예에 따른 다중 안테나 OFDM 시스템에서의 기지국 구성도;
- [0144] 도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 다중 안테나 OFDM 시스템에서의 사용자 단말 구성도;
- [0145] 도 4a는 2×2 MIMO-OFDM 시스템에서 BLER 커브의 일치 성능(fitting performance)을 시뮬레이션한 도면;
- [0146] 도 4b는 3×3 MIMO-OFDM 시스템에서 BLER 커브의 일치 성능(fitting performance)을 시뮬레이션한 도면;
- [0147] 도 5a는 2×2 MIMO-OFDM 시스템에서 서로 다른 AMC 방식에 따른 최대 전송률(goodput)을 시뮬레이션한 도면;
- [0148] 도 5b는 3×3 MIMO-OFDM 시스템에서 서로 다른 AMC 방식에 따른 최대 전송률(goodput)을 시뮬레이션한 도면;

도면

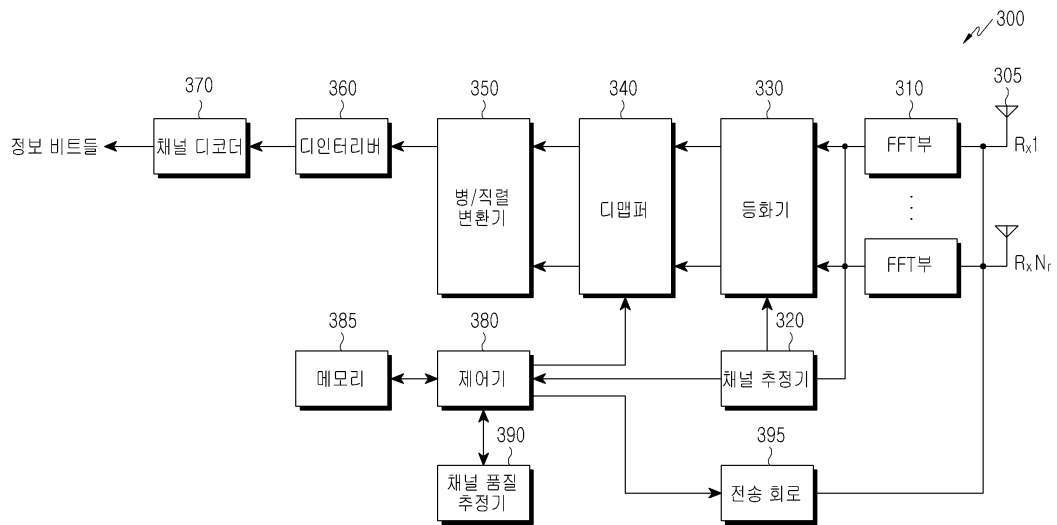
도면1



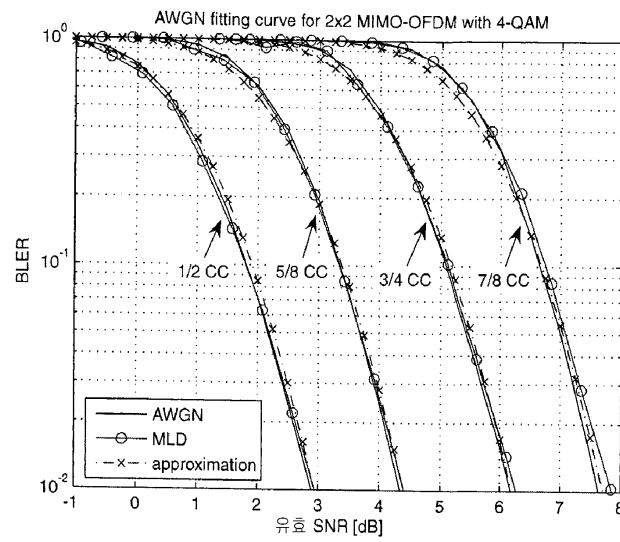
도면2



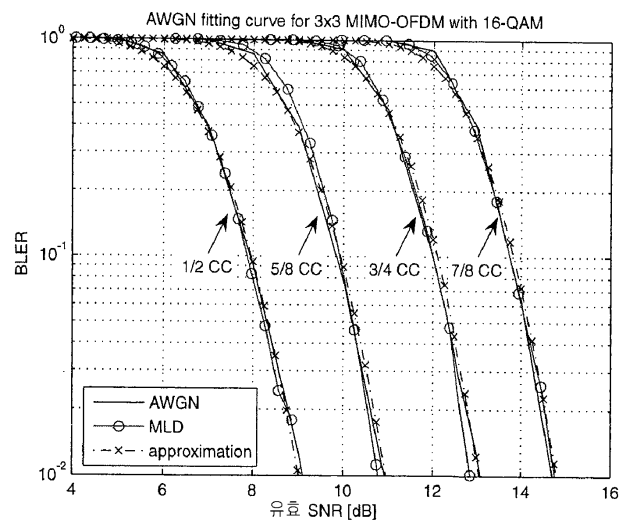
도면3



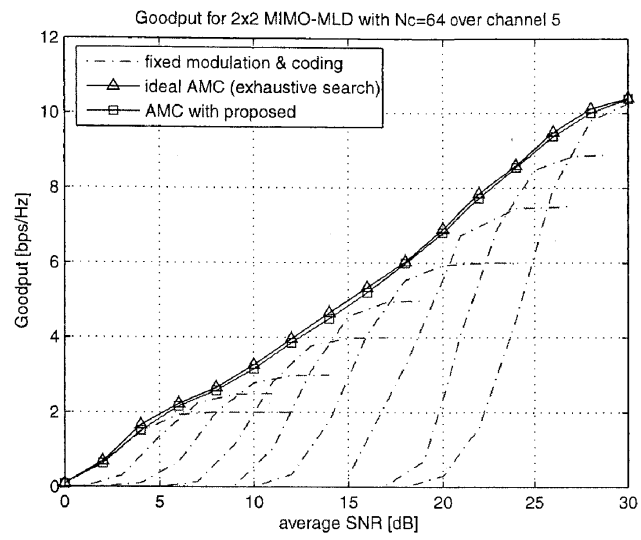
도면4a



도면4b



도면5a



도면5b

