



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0040112
(43) 공개일자 2008년05월08일

(51) Int. Cl.

H04B 7/26 (2006.01) H04L 1/00 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2006-0107653

(22) 출원일자 2006년11월02일

심사청구일자 없음

(71) 출원인

엘지전자 주식회사

서울특별시 영등포구 여의도동 20번지

(72) 발명자

임빈철

경기 안양시 동안구 호계2동 282-31 금호아파트
101-1005

천진영

서울 구로구 구로2동 339-13 중앙하이츠빌 나동
302호

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

양문옥

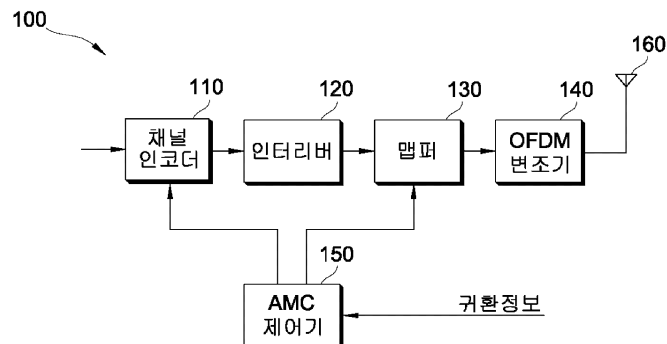
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 채널 에러 보상 방법 및 변조 및 코딩 방식 결정 방법

(57) 요약

채널 에러 보상 방법은 수신되는 심벌이 겪는 채널 정보를 구하고, 상기 채널 정보와 사용자의 이동성을 고려하는 채널 상관 계수를 이용하여 상기 심벌의 에러율을 예측한다. 사용자의 이동성이 있는 경우에도 채널 에러를 보상하여 주파수 효율을 높일 수 있다.

대표도



(72) 발명자

이인규

서울 영등포구 여의도동 20

문성현

서울 영등포구 여의도동 20

특허청구의 범위

청구항 1

수신되는 심벌이 겪는 채널 정보를 구하는 단계; 및

상기 채널 정보와 사용자의 이동성을 고려하는 채널 상관 계수를 이용하여 상기 심벌의 에러율을 예측하는 단계를 포함하는 채널 에러 보상 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

$$\overline{BER} = \frac{1}{p} \sum_{d=d_H}^{d_H+5} N(d)P(d, \mathbf{H})$$

상기 에러율은 $\overline{BER}$ 과 같이 구하고, 상기 $P(d, \mathbf{H})$ 는 상기 채널 상관 계수를 통해 보상되는 채널 에러 보상 방법. 여기서, p 는 천공주기(puncturing period), d_H 는 코드의 최소 해밍거리, $N(d)$ 는 해밍거리 d 를 갖는 오차 이벤트(error event)의 총 개수, $P(d, \mathbf{H})$ 는 해밍거리 d 에서 코드워드(codeword)들 간의 PEP(pairwise error probability)이다.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 채널 상관 계수 ρ 는 도플러 주파수(f_d)와 시간 지연(τ_d)을 고려하여 베셀함수(Bessel function)을 이용하여

여 $\rho = J_0(2\pi f_d \tau_d)$ 와 같이 구하는 채널 에러 보상 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 에러율은 수신 신호대잡음비를 더 고려하여 예측하는 채널 에러 보상 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 심벌은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 변조되는 채널 에러 보상 방법.

청구항 6

사용자의 이동성을 고려하는 채널 상관 계수를 이용하여 주어진 각각의 MCS(Modulation and Coding Scheme)에 대해 심벌의 에러율을 예측하는 단계; 및

상기 에러율에 대해 최대 주파수 효율을 갖는 MCS를 선택하는 단계를 포함하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 MCS를 선택하는 단계는

상기 에러율은 소정 값 이하인 제한 하에서 선택하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 8

안테나;

상기 안테나를 통해 수신되는 신호의 채널 정보를 구하는 채널 추정기; 및

상기 채널 정보와 사용자의 이동성을 고려하는 채널 상관 계수를 이용하여 주어진 각각의 MCS(Modulation and Coding Scheme)에 대해 심벌의 에러율을 예측하여 MCS를 결정하는 AMC 제어기를 포함하는 수신기.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 AMC 제어기는 결정되는 MCS의 인덱스를 송신기로 귀환시키는 수신기.

청구항 10

귀환 정보를 통해 구해지는 사용자의 이동성을 고려하는 채널 상관 계수를 이용하여 주어진 각각의 MCS(Modulation and Coding Scheme)에 대해 심벌의 에러율을 예측하여 MCS를 결정하는 AMC 제어기;

상기 MCS에 의한 코딩 방식으로 정보 비트들을 인코딩하는 채널 인코더; 및

상기 MCS에 의한 변조 방식으로 인코딩된 데이터를 변조하는 맵퍼를 포함하는 송신기.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

- <11> 본 발명은 채널 에러 보상 방법 및 변조 및 코딩 방식 결정 방법에 관한 것으로 보다 상세하게는 사용자의 이동성을 보상하는 채널 에러 보상 방법 및 변조 및 코딩 방식 결정 방법에 관한 것이다.
- <12> 현재의 무선 통신 시스템은 제한된 주파수 자원을 이용하여 고품질, 고용량의 데이터 전송을 목표로 다양한 송수신 방식들이 대두되고 있다. 또한, 이러한 고속의 멀티미디어 데이터 전송을 위하여 무선 채널에서 발생하는 페이딩 현상에 대한 효과적인 대응 방안의 요구가 점차 증대되고 있다.
- <13> 최근에는 초고속 멀티미디어 데이터 전송을 위한 차세대 이동통신 시스템에 적용될 다중 송수신 안테나를 이용한 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 기술과 채널의 주파수 선택적인 성질에 효율적으로 대응할 수 있는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술에 대한 연구가 다각도로 진행되고 있다.
- <14> 무선 채널에서 고속의 데이터를 효과적으로 전송하기 위해서는 고속 전송시 발생하는 심벌 간 간섭 또는 무선 채널의 다중 경로 간섭에 의해 발생하는 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)을 극복해야 한다. OFDM 기법은 채널의 주파수 선택적인 성질을 효과적으로 제거할 수 있다. 또한, 상호 직교성을 갖는 다중 반송파의 사용으로 주파수 효율(spectral efficiency)을 높일 수 있고 송수신단에서의 변복조 과정을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)와 FFT(Fast Fourier Transform)를 사용하여 고속으로 구현할 수 있다.
- <15> 또한, 시스템의 성능을 더욱 증가시키기 위한 수단으로 수신단에서 송신단으로의 귀환 채널을 제공하는 폐루프(closed-loop) 시스템 구조가 주목을 받고 있다. 송신단으로 채널 상태 정보(Channel State Information; 이하 CSI)가 귀환되는 경우, 송신단은 이 정보를 이용하여 여러 시스템 파라미터를 조절함으로써 성능을 극대화시킬 수 있다. 적응적 변조 및 코딩(Adaptive Modulation and Coding; 이하 AMC) 기법은 현재의 CSI를 이용하여 송신단에서 송신 파워 레벨, 변조 레벨 및/또는 코드율(code rate)을 조절하여 링크 성능을 증가시키는 기술이다. 채널 상태가 좋은 경우에는 데이터 송신율을 높이고 채널의 열화가 있는 경우에는 송신율을 낮춤으로써 효율적인 전송을 지원하고, 결과적으로 평균 송신율을 증가시킬 수 있다.
- <16> AMC 기법은 정확한 채널 정보를 토대로 하여 매 순간의 데이터 송신량을 최적화한다. 만약 송수신단에서 사용하는 채널 정보가 정확하지 않게 되면 AMC 기법은 심각한 성능 열화를 겪게 되며, 채널 에러가 매우 클 경우 결국은 AMC 기법을 사용하지 않은 개방 루프(open-loop) 전송 시스템보다 성능이 더 떨어지게 된다.
- <17> 무선 이동통신 시스템에서는 사용자의 이동성으로 인하여 채널 환경이 유동적으로 변화하게 되며, 특히 차세대 통신 시스템은 사용자의 이동성이 매우 큰 환경에서도 고용량, 고품질의 서비스를 제공할 수 있는지의 여부에 큰 관심을 갖고 있다. 사용자의 이동성이 있는 시변 채널 환경에서 AMC 기법의 성능 열화를 최소화하는 방안이 요구된다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

- <18> 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 사용자의 이동성으로 인한 채널 에러를 보상하는 채널 에러 보상 방법을 제공하는 데 있다.
- <19> 본 발명이 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 사용자의 이동성을 고려하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법을 제공하는 데 있다.

발명의 구성 및 작용

- <20> 본 발명의 일 양태에 따르면 채널 에러 보상 방법을 제공한다. 상기 채널 에러 보상 방법은 수신되는 심벌이 겪는 채널 정보를 구하고, 상기 채널 정보와 사용자의 이동성을 고려하는 채널 상관 계수를 이용하여 상기 심벌의 에러율을 예측한다. 사용자의 이동성이 있는 경우에도 채널 에러를 보상하여 주파수 효율을 높일 수 있다.
- <21> 본 발명의 다른 양태에 따르면 변조 및 코딩 방식 결정 방법을 제공한다. 상기 변조 및 코딩 방식 결정 방법은 사용자의 이동성을 고려하는 채널 상관 계수를 이용하여 주어진 각각의 MCS(Modulation and Coding Scheme)에 대해 심벌의 에러율을 예측하고, 상기 에러율에 대해 최대 주파수 효율을 갖는 MCS를 선택한다. 사용자의 이동성을 고려하여 MCS 결정하여 AMC 방식의 성능 열화를 방지할 수 있다.
- <22> 이하 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명한다. 명세서 전체에 걸쳐서 동일한 참조 번호는 동일한 구성요소를 나타낸다.
- <23> 도 1은 이동통신 시스템을 나타내는 예시도이다.
- <24> 도 1을 참조하면, 이동통신 시스템은 기지국(10, base station; BS)과 다수의 단말(20, user equipment; UE)을 포함한다. 이동통신 시스템은 음성, 패킷 데이터 등과 같은 다양한 통신 서비스를 제공하기 위해 널리 배치된다.
- <25> 기지국(10)은 일반적으로 단말(20)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.
- <26> 단말(20)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, MS(mobile station), UT(user terminal), SS(subscriber station), 무선기기(wireless device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다.
- <27> 이하에서 하향링크(downlink)는 기지국(10)에서 단말(20)로의 통신을 의미하며, 상향링크(uplink)는 단말(20)에서 기지국(10)으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 송신기(transmitter)는 기지국(10)의 일부분일 수 있고, 수신기(receiver)는 단말기(20)의 일부분일 수 있다. 이와 반대로 상향링크에서 송신기는 단말기(20)의 일부분일 수 있고, 수신기는 기지국(10)의 일부분일 수 있다. 기지국(10)은 다수의 수신기와 다수의 송신기를 포함할 수 있고, 단말기(20)는 다수의 수신기와 다수의 송신기를 포함할 수 있다.
- <28> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기를 나타내는 블록도이다.
- <29> 도 2를 참조하면, 송신기(100)는 채널 인코더(channel encoder; 110), 인터리버(interleaver; 120), 매퍼(mapper; 130), OFDM 변조기(140) 및 AMC 제어기(150)를 포함한다.
- <30> 채널 인코더(110)는 입력되는 정보 비트들에 대해 AMC 제어기(150)에 의해 정해지는 코딩 방식에 따라 인코딩하여 부호화된 데이터(coded data)를 형성한다. 채널 인코더(110)는 정보 비트들에 CRC(cyclic redundancy check)와 같은 에러 검출 비트들을 추가하고, 에러 정정을 위한 여분의 코드를 추가할 수 있다. 에러 정정 코드는 예를 들어 길쌈 부호(convolutional code) 또는 터보 부호(turbo code)일 수 있다. 인터리버(120)는 부호화된 데이터를 섞어 채널에서 오는 잡음 효과를 줄인다.
- <31> 매퍼(130)는 인터리빙된 데이터를 AMC 제어기(150)에 의해 정해지는 변조 방식에 따라 변조하여, 변조 심벌들을 제공한다. 즉 부호화된 데이터는 매퍼(130)에 의해 진폭과 위상 성상(constellation)에 따른 위치를 표현하는 변조 심벌들로 맵핑된다. 변조 방식은 m-PSK(m-quadrature phase shift keying) 또는 m-QAM(m-quadrature amplitude modulation)일 수 있다. 예를 들어, m-PSK는 QPSK뿐 아니라 BPSK 또는 8-PSK를 포함할 수 있다. m-QAM은 16-QAM 또는 64-QAM 뿐 아니라 256-QAM을 포함할 수 있다.
- <32> OFDM 변조기(140)는 입력되는 심벌들을 OFDM 심벌로 변환한다. OFDM 변조기(140)는 입력 심벌들에 대해 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 수행하여 시간 영역 샘플들로 변환할 수 있다. 시간영역 샘플들에는

CP(cyclic prefix)가 추가될 수 있다. OFDM 변조기(140)에서 출력되는 OFDM 심벌은 아날로그 신호로 변환되어 안테나(160)를 통해 송신된다.

<33> AMC 제어기(150)는 수신기(도 3의 200)에서 받은 귀환 정보(feedback information)를 이용하여 변조 방식과 코딩 방식을 결정하여 이를 채널 인코더(110)와 맵퍼(130)에 전달한다. 일 실시예에서, 귀환 정보는 MCS 인덱스를 포함할 수 있다. 이때 AMC 제어기(150)는 메모리(미도시)에 저장된 MCS 테이블을 통해 MCS 인덱스에 해당되는 MCS를 결정할 수 있다. MCS 테이블은 MCS 인덱스에 따라 변조 방식과 코딩 방식을 정해놓은 룩-업 테이블(look-up table)이다. 다른 실시예에서, 귀환 정보는 추정된 채널 정보일 수 있다. 이때 AMC 제어기(150)는 후술하는 MCS 결정 방식에 따라 상기 채널 정보를 이용하여 MCS를 결정할 수 있다.

<34> 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기를 나타내는 블록도이다.

<35> 도 3을 참조하면, 수신기(200)는 채널 추정기(220), OFDM 복조기(230), 디맵퍼(240), 디인터리버(250), 채널 디코더(260) 및 AMC 제어기(270)를 포함한다.

<36> 수신 안테나(210)로부터 수신된 신호는 디지털화되고, 채널 추정기(220)는 수신 신호로부터 채널 정보를 추정한다. 이어서, 상기 신호는 OFDM 복조기(230)에 의해 주파수 영역의 심벌들로 변환된다. OFDM 복조기(230)는 입력 신호에서 CP를 제거하고, FFT(Fast Fourier Transform)를 수행할 수 있다. 디맵퍼(240), 디인터리버(250) 및 채널 디코더(260)는 해당하는 스트림에 대해 송신기(100)의 채널 인코더(110), 인터리버(120) 및 맵퍼(13)에서 수행한 신호처리 기법들의 역과정을 수행한다. 즉 디맵퍼(240)는 OFDM 복조기(230)에서 출력되는 신호들에 대해 디매핑을 수행하여 비트 단위의 LLR(Log Likelihood Ratio) 신호를 출력한다. 디인터리버(250)는 디맵퍼(240)에 출력되는 신호에 대해 디인터리빙을 수행한다. 채널 디코더(260)는 디인터리버(250)에서 출력되는 신호를 복호하여 원본 데이터를 출력한다.

<37> AMC 제어기(270)는 채널 추정기(220)에서 추정한 채널 정보 및 사용자의 이동성을 고려하여 MCS 레벨을 결정한다. MCS 레벨의 인덱스를 귀환 정보로 하여 귀환 채널을 통해 송신기(100)로 보낸다.

<38> 이하에서는 MCS 결정 방법에 대하여 설명한다.

<39> 수신기(200)는 채널 정보를 정확히 알고 있다고 가정한다. 또한, 제로 평균 복소값에 기반한 기저대역 신호 모델과 이산 시간(discrete time) 주파수 선택적 페이딩 OFDM 채널 모델을 고려한다.

<40> MCS 레벨을 결정하기 위해 먼저 수신기(200)의 AMC 제어기(270)는 OFDM 심벌 단위의 에러율(error rate) 예측을 수행한다. 이하에서 에러율은 설명을 명확히 하기 위해 비트 에러율(bit error rate)로 한다. 그러나 본 발명의 기술적 사상은 프레임 에러율(frame error rate)나 블록 에러율(block error rate)에도 그대로 적용할 수 있다. 주어진 각 MCS 레벨에 대하여 심벌의 에러율을 예측한 후 주어진 서비스 품질(Quality of Service; QoS) 조건을 만족하는 최대 주파수 효율(spectral efficiency)을 결정하여, 이에 해당하는 MCS 인덱스를 송신기(100)로 전송한다.

<41> OFDM 심벌의 순간적인 에러율은 다음 수학적 식 1과 같이 추정될 수 있다.

수학적 식 1

$$\overline{BER} = \frac{1}{p} \sum_{d=d_H}^{d_H+5} N(d)P(d, \mathbf{H})$$

<42>

<43> 여기서, $\overline{BER}$ 은 심벌의 에러율, p는 천공주기(puncturing period), d_H 는 코드의 최소 해밍거리, N(d)는 해밍거리 d를 갖는 오차 이벤트(error event)의 총 개수, P(d, H)는 해밍거리 d에서 코드워드(codeword)들 간의 PEP(pairwise error probability)이다.

<44> 수학적 식 1에 의할 때, AMC 제어기(270)에서 정확한 에러율의 예측을 수행하기 위해서는 시스템의 PEP(Pairwise Error Probability) 분석이 선행되어야 한다. PEP P(d, H)의 계산 복잡도를 줄이기 위해 먼저 모든 부채널이 $M=2^m$ (m은 정수)의 크기를 갖는 고정된 변조 레벨을 사용하도록 한다.

<45> 그레이 맵핑(gray mapping)을 가정하면 PEP P(d, H)의 경계(bound)는 다음 수학적 식 2과 같이 간략화될 수 있다.

수학식 2

$$P(d, \mathbf{H}) \prod_{\underline{S}} m^{-d} \prod_{\underline{x} \in \chi_{\underline{c}}^{\underline{S}}} \prod_{\underline{v} \in \chi_{\underline{c}}^{\underline{S}}} 2^{-(m-1)} P(\underline{x} \underline{v} | \underline{\mathbf{H}})$$

<46>

여기서, m 은 constellation 크기, $\underline{S}$ 는 각 d 개의 비트 위치들 간의 카티시안(Cartesian) 곱이고, $\chi_{\underline{c}}^{\underline{S}}, \chi_{\underline{c}}^{\underline{S}}$ 는 코드워드 $\underline{c}$, $\overline{c}$ 의 처음 d 개 비트 사이의 카티시안 곱 시퀀스이고, $\underline{\mathbf{H}} = [H_{n_1}, \dots, H_{n_d}]$ 는 $\underline{S}$ 에 의해 선택된 채널 벡터이다.

<47>

그레이 맵핑과 이상적인 인터리버의 가정을 통해 수식을 더 전개하면 PEP 경계(bound) $P(d, \mathbf{H})$ 는 다음 수학식 3과 수학식 4와 같이 각각 나타낼 수 있다.

<48>

수학식 3

$$P(d, \mathbf{H}) \prod_{\underline{S}} m^{-d} \prod_{k=1}^d 2^{-(m-1)} \prod_{x_k \in \chi_0^{ik}} \prod_{v_k \in \chi_1^{ik}} P(x_k v_k | H_{n_k})$$

<49>

$$= E_H \left[\prod_{k=1}^d \prod_{i=1}^m \frac{1}{m 2^{m-1}} \prod_{x_k \in \chi_0^{ik}} \prod_{v_k \in \chi_1^{ik}} P(x_k v_k | H_{n_k}) \right]$$

<50>

$$A \overline{B}_M(\mathbf{H})$$

<51>

수학식 4

$$\overline{B}_M(\mathbf{H}) = \prod_{k=1}^d E_{H_k} \left[\frac{1}{m 2^{m-1}} \prod_{i=1}^m \prod_{x_k \in \chi_0^{ik}} \prod_{v_k \in \chi_1^{ik}} P(x_k v_k | H_{n_k}) \right]$$

<52>

$$= \left\{ E_{h_k} \left[\prod_{k=1}^N \frac{1}{m 2^{m-1}} \prod_{i=1}^m \prod_{x_k \in \chi_0^{ik}} \prod_{v_k \in \chi_1^{ik}} P(x_k v_k | H_{n_k}) \right] \right\}^d$$

<53>

$$= \left\{ \frac{1}{N} \prod_{k=1}^N \frac{1}{m 2^{m-1}} \prod_{i=1}^m \prod_{x_k \in \chi_0^{ik}} \prod_{v_k \in \chi_1^{ik}} P(x_k v_k | H_{n_k}) \right\}^d$$

<54>

$$A \left\{ \frac{1}{N} \prod_{k=1}^N B_M(H_k) \right\}^d$$

<55>

여기서, N 은 OFDM 부반송파의 수이다.

<56>

상기 심벌 천이 확률 $P(x_k v_k | H_k)$ 는 다음 수학식 5와 같이 나타낼 수 있다.

<57>

수학식 5

$$P(x_k \neq v_k | H_k) = Q\left(\sqrt{\frac{|H_k|^2 |x_k - v_k|^2}{4\sigma^2}}\right)$$

<58>

여기서, $Q(x)$ 는 $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-z^2/2} dz$ 로 정의할 수 있고, 다음 수학식 6과 같이 간략화하여 구할 수 있다.

<59>

수학식 6

$$Q(x) = \frac{1}{x(1 - (1/\pi)) + (1/\pi)\sqrt{x^2 + 2\pi}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2}$$

<60>

상기 수학식 4의 $B_M(H_k)$ 는 QPSK, 16-QAM, 64-QAM의 변조 레벨에서 각각 $Q_{1,n} + Q_{2,n}$, $\frac{3}{8}(2Q_{1,n} + 3Q_{2,n})$, $\frac{1}{48}(28Q_{1,n} + 49Q_{2,n})$ 의 값을 갖는다. 여기서, $Q_{1,n}$ 과 $Q_{2,n}$ 은 각각 첫번째와 두번째 비트가 다른 값을 갖는 이웃하는 심볼 사이의 천이 확률이다. $Q_{1,n}$ 과 $Q_{2,n}$ 은 다음 수학식 7 및 8과 같이 구할 수 있다.

<61>

수학식 7

$$Q_{1,n} = Q\left(\sqrt{\frac{|H|^2 6\sigma_s^2}{4\sigma_n^2(M-1)}}\right)$$

<62>

수학식 8

$$Q_{2,n} = Q\left(\sqrt{\frac{|H|^2 12\sigma_s^2}{4\sigma_n^2(M-1)}}\right)$$

<63>

여기서, σ_s 는 신호 편차(signal variance), σ_n 는 잡음 편차(noise variance)이다. 이동통신 시스템에서 사용자의 이동성으로 인해 채널 환경이 유동적으로 변할 수 있다. 이동성이 큰 사용자의 경우 귀환 채널과 데이터 전송 채널 사이에 시간 지연이 발생하여 두 채널 사이의 에러로 인해 AMC 기법의 성능이 열화될 수 있다. 사용자의 이동성이 고려되지 않은 상기 수학식 7, 8에 의한 $Q_{1,n}$ 과 $Q_{2,n}$ 로는 시간 지연으로 인한 채널 에러를 보상하기 어려울 수 있다.

<64>

이하에서는 사용자의 이동성으로 인한 채널 에러를 보상하는 방법에 대해 설명한다. $Q_{1,n}$ 과 $Q_{2,n}$ 는 사용자의 이동성을 고려하여 구한다.

<65>

사용자의 이동성이 있는 채널 환경에서 다음 수학식 9와 같은 채널 모델을 사용할 수 있다.

<66>

수학식 9

$$\overline{H} = H + \Xi$$

<67>

<68> 여기서, $\mathbf{H}=[H_1, H_2, \dots, H_N]$ 는 송신기(100)에서 귀환받는 채널, $\overline{\mathbf{H}}=[\overline{H}_1, \overline{H}_2, \dots, \overline{H}_N]$ 은 수신기(100)에서 송신하는 시점에서의 채널, $\mathbf{\Xi}=[\Xi_1, \Xi_2, \dots, \Xi_N]$ 은 귀환되는 동안의 시간 지연으로 인한 $\mathbf{H}$ 와 $\overline{\mathbf{H}}$ 사이의 채널 에러이다. 수학적 9는 시변 채널 환경에서 피드백 채널과 데이터 송신 채널 사이의 시간 지연으로 인하여 발생하는 에러를 고려하여 데이터를 전송하는 시점에서의 OFDM 채널을 모델링한 것이다.

<69> 채널 에러 Ξ 는 $(1-|\rho|^2)\sigma_h^2 \mathbf{I}_N$ 의 상호분산(covariance) 행렬을 갖는 가우시안 벡터로 모델링될 수 있다. σ_h^2 는 채널의 평균 에너지이다.

<70> ρ 는 채널 간의 상관 계수(correlation coefficient)이며, 잘 알려진 제이크 채널 모델(Jake's model)에 따라 얻어질 수 있다. 채널 상관 계수 ρ 는 시간 변화(time varying) 채널 환경에서 도플러 주파수(f_d)와 시간 지연(τ_d)을 고려하여 베셀함수(Bessel function)을 이용하여 구하는 변수로 $\rho=J_0(2\pi f_d \tau_d)$ 와 같이 구할 수 있다. ρ 는 사용자의 이동성을 나타내며, 그 값은 사용자의 이동성이 커질수록 작아지고, $\rho=1$ 은 완벽한 채널 정보를 나타낸다.

<71> 수학적 9의 모델에 따르면 수신기(200)에서 예측한 채널은 다음 송신 시점의 실제 채널 $\overline{\mathbf{H}}$ 와 Ξ 만큼의 차이를 갖는 에러 채널 $\mathbf{H}$ 이며, 따라서 $\overline{\mathbf{H}}$ 의 정보를 이용하여 상기 수학적 4의 $B_M(H_k)$ 을 계산한다면 오차가 생길 수밖에 없다.

<72> 채널이 실제보다 큰 값으로 예측된 경우 실제 채널 용량이 지원할 수 있는 주파수 효율보다 더 큰 값에 해당하는 MCS를 선택하게 되고, 이는 프레임 에러율의 손실을 초래하여 결과적으로 송신율 관점에서도 큰 성능 열화를 가져온다. 반대로 채널이 실제보다 작은 값으로 예측된 경우 실제 채널 용량이 지원할 수 있는 주파수 효율에 비해 더 낮은 MCS를 선택하게 되며, 따라서 마찬가지로 송신율의 성능 열화를 겪는다.

<73> 채널 에러로 인한 오차를 보상하기 위해 $Q_{1,n}$ 과 $Q_{2,n}$ 을 다음 수학적 10 및 11과 같이 구한다.

수학적 10

<74>
$$Q_{1,n} = Q\left(\sqrt{\frac{|\overline{H}_n|^2 6\sigma_s^2}{4\{\sigma_n^2 + (1-|\rho|^2)\sigma_s^2\sigma_n^2\}}(M-1)}\right)$$

수학적 11

<75>
$$Q_{2,n} = Q\left(\sqrt{\frac{|\overline{H}_n|^2 12\sigma_s^2}{4\{\sigma_n^2 + (1-|\rho|^2)\sigma_s^2\sigma_n^2\}}(M-1)}\right)$$

<76> $Q_{1,n}$ 과 $Q_{2,n}$ 에서 분자의 채널 계수는 수학적 9의 채널 모델에 따라 $\overline{\mathbf{H}}$ 의 성분들로 구성된다. 분모에는 채널 상관 계수와 전송 파워 그리고 잡음 파워의 합수로 설정하여 사용자의 이동성을 보상한다.

<77> 본 발명에서는 추정된 채널 정보뿐 아니라 사용자의 이동성을 고려한 채널 상관 계수를 통해 에러율을 예측한다. 이에 따라 MCS를 결정할 때 사용자의 이동성으로 인한 채널 에러를 보상할 수 있다.

<78> 또한, AMC 방식이 적용되는 시스템에서 채널 에러의 영향을 보상하는 방법 중 하나는 MCS 선택을 위한 알고리즘

수행시 수신 SNR를 일정량 낮추는 것이다. 이 방법은 채널의 용량을 실제 예측한 값보다 감소시켜 보수적인 형태의 AMC 방식을 수행하도록 한다. $\sigma_{sn} = \sigma_s / \sigma_n$ 이라 할 때, 수학식 10 및 11은 다음 수학식 12 및 13과 같이 각각 나타낼 수 있다.

수학식 12

$$Q_{1,n} = Q\left(\sqrt{\frac{|\overline{H}_n|^2 6\sigma_{sn}^2}{4\{1+(1-|\rho|^2)\sigma_{sn}^2\}(M-1)}}\right)$$

<79>

수학식 13

$$Q_{2,n} = Q\left(\sqrt{\frac{|\overline{H}_n|^2 12\sigma_{sn}^2}{4\{1+(1-|\rho|^2)\sigma_{sn}^2\}(M-1)}}\right)$$

<80>

σ_s 는 신호 편차, σ_n 는 잡음 편차이므로, σ_{sn} 는 수신 SNR과 대등하다고 할 수 있다. 즉 에러율을 보상할 때 채널 상관 계수와 SNR을 함께 고려함으로써 일정한 성능을 얻을 수 있다.

<81>

한편, AMC 기법을 수행하는 목적은 전송률을 채널 상태에 맞추어 조절하면서 일정한 수준의 서비스 품질을 유지하면서 시스템 전송률을 극대화시키고자 하는 것이다. 본 발명에서는 주어진 각 MCS마다 매 순간의 에러율을 계산하여 주어진 QoS를 만족하는 범위 내에서 가장 높은 주파수 효율을 갖는 MCS를 선택한다.

<82>

MCS 테이블은 총 $l_{\max}$ MCS 레벨을 지원한다고 한다. 각 MCS 인덱스 l ($l=1, \dots, l_{\max}$)는 코드를 $R_C H\{R_1, 0, R_V\}$ 과 변조 크기 $\log_2 M_l H\{1, 0, m_{\max}\}$ 로 이루어진다. MCS 인덱스 l 에 의해 지원되는 주

<83>

파수 효율(spectral efficiency)은 $R_T(l) = R_C \log_2 M_l$ 로 구할 수 있다. 주파수 효율이 클수록 송신율은 높아진다.

<84>

MCS는 예측된 에러율을 소정 값 이하로 유지하면서 주파수 효율을 최대로 하도록 선택된다. 이는 다음 수학식 14와 같이 수식화할 수 있다.

수학식 14

$$\text{maximize } R_T(l) = R_C \log_2 M_l$$

<85>

$$\text{subject to } \overline{BER} \leq P_e$$

<86>

여기서, P_e 는 시스템에서 요구되는 에러율을 말한다. 매 순간마다의 스트림의 에러율을 추정하여, 구해지는 에러율이 문턱값인 P_e 의 제한 하에서 최대의 주파수 효율을 갖는 MCS를 선택한다. 일 실시예에서 에러율은 수신기에서 예측하여 송신기로 귀환시킬 수 있다. 송신기는 귀환된 에러율을 통해 MCS를 선택한다. 다른 실시예에서, 수신기에서 예측된 에러율을 통해 MCS를 선택하고, MCS 인덱스를 송신기로 귀환시킬 수 있다.

<87>

상술한 바와 같이 본 발명에 의하면 사용자의 이동성이 있는 채널 환경에서 채널 상관 계수와 수신 SNR 값에 무관하게 이동성이 없는 기존의 경우의 성능을 상당량 보장할 수 있다.

<88>

시뮬레이션은 몬테-카를로(Monte-carlo) 시뮬레이션에 의해서 계산되며, 사용한 MCS 테이블은 하기 표 1과 같고, 표2의 RCP(Rate Compatible Punctured Convolutional) 코드를 사용한다.

<89>

표 1

<90>

1	1	2	3	4	5	6
R_T	1	2	3	4	4.5	5
R_C	1/2	1/2	3/4	2/3	3/4	5/6
변조	QPSK	16-QAM	16-QAM	64-QAM	64-QAM	64-QAM

표 2

<91>

v	R_C	d_H	p	$N_v(d), d=d_H, \dots, d_H+5$
1	1/2	10	3	108, 0, 633, 0, 4212, 0
2	2/3	6	2	3, 70, 285, 1276, 6160, 27128
3	3/4	5	3	42, 201, 1492, 10469, 62935, 379546
4	5/6	4	5	92, 528, 8694, 79453, 791795, 7369828

<92>

각 채널은 독립적인 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널을 가지며, 지수적으로 감소되는 페이딩 특성을 가지는 5-탭(tap) 전력 지연 프로파일을 가지는 실내 채널 모델을 가정한다. 이 채널은 대략 100ns의 RMS(root mean square) 지연 확산을 가진다. AMC 적용시 시스템에서 요구하는 서비스 품질은 비트 에러율 0.1%로 가정한다.

<93>

도 4는 시뮬레이션 결과에 따른 송신율 대 SNR을 나타낸 그래프이다.

<94>

도 4를 참고하면, 채널 상관 계수가 0.5 ($\rho=0.5$)에 해당하는 환경에서 종래 기술에 의한 시스템은 50% 이상의 송신율 열화를 겪는다. 그러나 본 발명에 의하면 전체 송신율의 약 70%~80%까지 성능을 보상하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 모든 SNR에서 일정한 성능을 유지한다.

<95>

도 5는 시뮬레이션 결과에 따른 FER(Frame Error Rate) 대 SNR을 나타낸 그래프이다.

<96>

도 5를 참조하면, 종래 기술에 의한 경우 심각한 성능 열화가 있다. FER이 40% ~ 50%까지 증가하는데, 이는 데이터 통신은 물론 음성 통신 시스템조차 지원하기 힘든 성능이다. 그러나 본 발명에 따른 채널 에러 보상 기법을 적용하면 FER이 상당량이 복구되는 것을 확인할 수 있다.

<97>

상기에서는 하나의 전송 안테나와 하나의 수신 안테나를 갖는 싱글 입력 싱글 출력(single-input single-output; SISO)에 대하여 설명하였지만, 본 발명의 기술적 사상은 다중 입력 다중 출력(multiple-input multiple-output; MIMO) 시스템에도 그대로 적용할 수 있다.

<98>

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.

<99>

이상 본 발명에 대하여 실시예를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자는 본 발명의 기술적 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시켜 실시할 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 따라서 상술한 실시예에 한정되지 않고, 본 발명은 이하의 특허청구범위의 범위 내의 모든 실시예들을 포함한다고 할 것이다.

발명의 효과

<100>

상기에서 상술한 바와 같이 본 발명에 의하면 사용자의 이동성이 있는 경우에도 채널 에러를 보상하여 주파수 효율을 높일 수 있다. 따라서 AMC 방식의 성능 열화를 방지할 수 있다.

도면의 간단한 설명

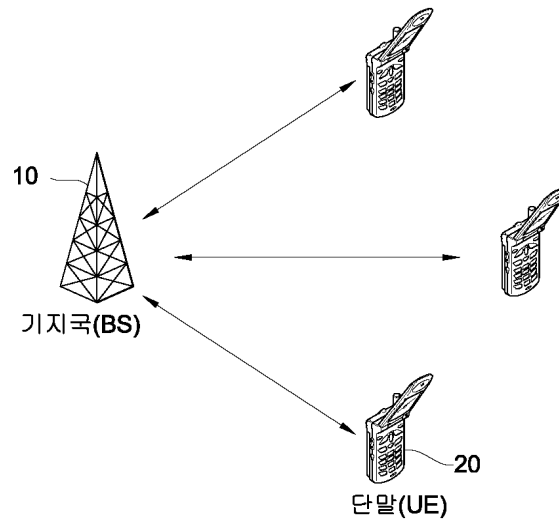
<1>

도 1은 이동통신 시스템을 나타내는 예시도이다.

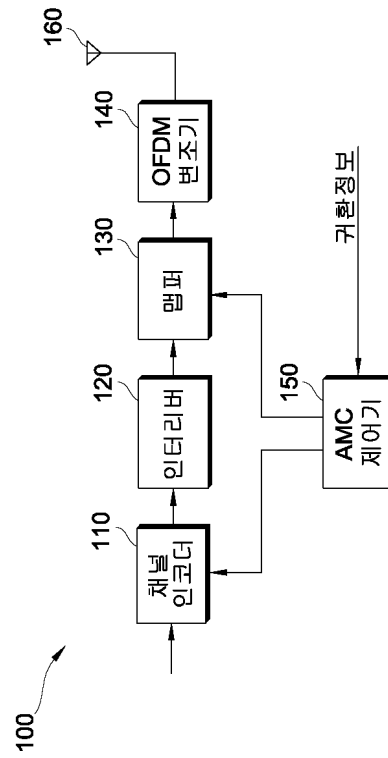
- <2> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기를 나타내는 블록도이다.
- <3> 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기를 나타내는 블록도이다.
- <4> 도 4는 시뮬레이션 결과에 따른 송신율 대 SNR을 나타낸 그래프이다.
- <5> 도 5는 시뮬레이션 결과에 따른 FER 대 SNR을 나타낸 그래프이다.
- <6> ** 도면의 주요부분의 부호에 대한 설명 **
- <7> 110 : 채널 인코더
- <8> 120 : 인터리버
- <9> 130 : 맵퍼
- <10> 150 : AMC 제어기

도면

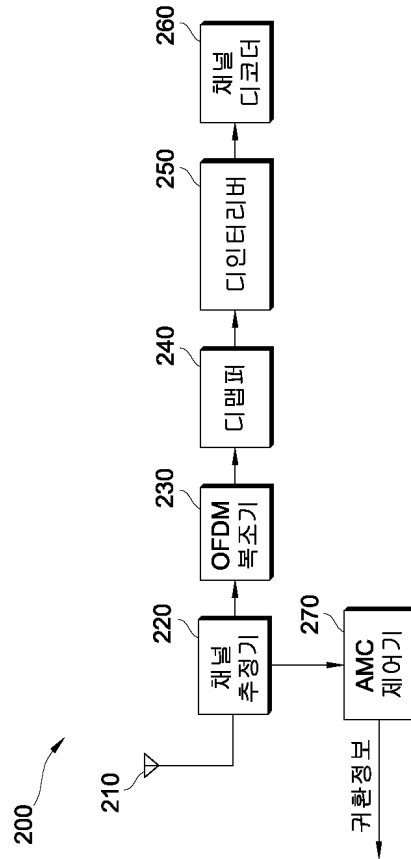
도면1



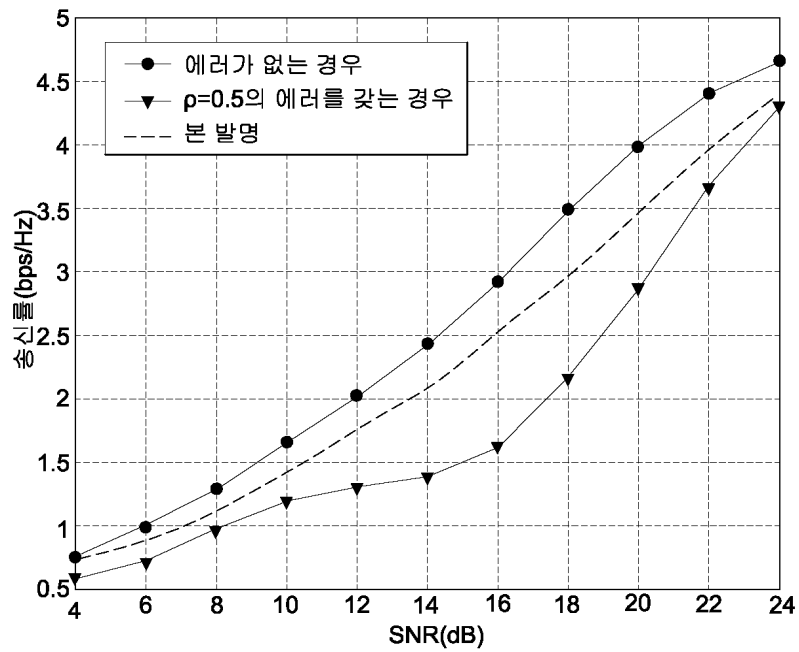
도면2



도면3



도면4



도면5

