



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0040108
(43) 공개일자 2008년05월08일

(51) Int. Cl.

H04L 27/00 (2006.01) H04L 1/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2006-0107644

(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

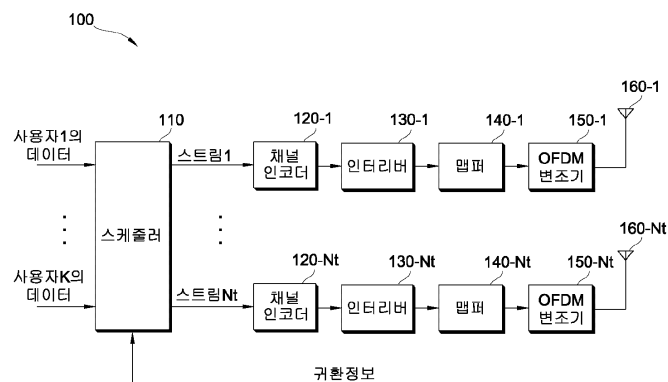
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 변조 및 코딩 방식 결정 방법 및 이를 이용한 사용자스케줄링 방법

(57) 요약

변조 및 코딩 방식 결정 방법을 제공한다. 상기 본조 및 코딩 결정 방법은 심벌의 에러율을 예측하고, 상기 에러율을 이용하여 상기 심벌의 MCS(Modulation and Coding Scheme)를 결정한다. 심벌의 에러율을 통해 MCS를 결정하여 서비스 품질에 따른 송신률을 효율적으로 얻을 수 있다.

대표도



(72) 발명자

이인규

서울 영등포구 여의도동 20

성창경

서울 영등포구 여의도동 20

특허청구의 범위

청구항 1

심벌의 에러율을 예측하는 단계; 및

상기 에러율을 이용하여 상기 심벌의 MCS(Modulation and Coding Scheme)를 결정하는 단계를 포함하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 MCS를 결정하는 단계는

상기 에러율을 소정 값 이하로 유지하면서 주파수 효율을 최대화하도록 상기 MCS를 결정하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 주파수 효율은 $R_T = R_C \log_2 M$ 으로 구하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법. R_T 는 주파수 효율, R_C 는 코드율, M 은 변조 크기이다.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 MCS를 결정하는 단계는

상기 에러율에 상관없이 상기 송신 안테나의 수율(throughput)을 최대화하도록 상기 MCS를 결정하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 수율은 $R_i = R_C \log_2 M(1-BER)$ 으로 구하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법. 여기서, R_i 는 수율, R_C 는 코드율, M 은 변조 크기, BER 은 상기 에러율이다.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 에러율은 비트 에러율(bit error rate)인 변조 및 코딩 방식 결정 방법.

청구항 7

접속하는 다수의 사용자에게 대한 사용자 데이터를 스케줄링하는 사용자 스케줄링 방법에 있어서,

송신 안테나에서 지원되는 송신율과 스트림의 에러율을 구하는 단계;

상기 에러율과 상기 송신율을 이용하여 상기 송신 안테나로 송신할 상기 사용자 데이터를 선택하는 단계;

상기 송신율에 의해 결정되는 변조 및 코딩 방식에 따라 상기 사용자 데이터를 변조 및 코딩하는 단계를 포함하는 사용자 스케줄링 방법.

청구항 8

제 7 항에 있어서,

상기 송신 안테나는 다수인 사용자 스케줄링 방법.

청구항 9

제 7 항에 있어서,

상기 에러율은 수신단에서 송신단으로 귀환되는 사용자 스케줄링 방법.

청구항 10

제 7 항에 있어서,

상기 송신율은 수신단에서 송신단으로 귀환되는 사용자 스케줄링 방법.

명 세 서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

- <6> 본 발명은 변조 및 코딩 방식 결정 방법 및 이를 이용한 사용자 스케줄링 방법에 관한 것으로 보다 상세하게는 링크 성능을 향상시키는 변조 및 코딩 방식 결정 방법 및 이를 이용한 사용자 스케줄링 방법에 관한 것이다.
- <7> 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.
- <8> 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.
- <9> MIMO 기술의 대표적인 예로, 공간 분할 다중화(SDM; Spatial Division Multiplexing) 기법이 있다. 이는 송신단에서 각 송신 안테나를 통해 서로 다른 데이터를 전송하고, 수신단에서는 간섭 제거와 다이버시티 기술과 같은 적절한 신호처리를 통해 송신 데이터를 구분해내도록 한다. 이와 같은 MIMO 시스템을 사용하여 송수신 안테나 개수를 동시에 증가시켜가면 채널 용량이 선형적으로 증가한다는 사실이 잘 알려져 있다. 따라서 다중 안테나 기술은 높은 전송률을 요구하는 현재의 무선 통신 시스템을 위한 필수적인 연구 과제라 할 것이다.
- <10> 무선 채널에서 고속의 데이터를 효과적으로 전송하기 위해서는 고속 전송시 발생하는 심벌간 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, 기존의 FDM(Frequency Division Multiplexing)과 비교할 때, 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. 따라서 OFDM 기법은 차세대 무선 시스템의 전송 방식으로 활발히 연구되고 있다.
- <11> 시스템의 성능을 더욱 증가시키기 위한 수단으로 수신단에서 송신단으로의 피드백 채널을 제공하는 폐루프 시스템 구조가 주목을 받고 있다. 송신단에서 채널 상태 정보(Channel State Information; 이하 CSI)가 주어지는 경우, 이를 이용하여 여러 시스템 파라미터를 조절함으로써 성능을 극대화시킬 수 있다. 적응적 변조 및 코딩(Adaptive Modulation and Coding; 이하 AMC) 기법은 현재의 채널 상태를 이용하여 송신단에서 전송 파워 레벨, 변조 레벨 및/또는 채널 코드율(channel coding rate)을 조절하여 링크 성능을 증가시키는 기술이다. CSI를 송신단에서 알고 있는 경우, AMC 방식을 통해 데이터 송신율을 극대화시킬 수 있다. 채널 상태가 좋은 경우에는 데이터 송신율을 높이고 채널의 열화가 있는 경우에는 데이터 송신율을 낮춤으로써 효율적인 전송을 지원하고, 결과적으로 평균 송신율을 증가시킬 수 있다.
- <12> 그러나 모든 채널에 대한 현재 CSI를 측정하여 이를 귀환시키기에는 부하가 너무 크고, 사용자의 이동성이 있는

경우 성능이 열화될 수 있다. 따라서 변조 및 코딩 방식(Modulation and Coding Scheme; 이하 MCS)을 결정하기 위한 기준(criterion)이 필요하다.

- <13> 한편, 셀룰러 시스템은 하나의 셀 내에 다수의 사용자들이 존재한다. 각기 다른 채널 이득값을 갖고 있는 다수의 사용자들에게 정보를 적절한 시점에 공급함으로써 성능 이득을 얻을 수 있는데, 이를 다중 사용자 다이버시티(multiuser diversity) 이득이라 한다. 또한, 다중 사용자별로 AMC 기법을 적용하여 시스템의 성능을 높일 수 있다. 다중 사용자에 대한 MCS를 결정하고, 이를 통해 각 사용자를 효율적으로 스케줄링(scheduling)하여 다중 사용자 다이버시티 이득을 높이는 기법이 요구된다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

- <14> 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 채널 상태에 따라 사용자 데이터에 대한 변조 및 코딩 방식을 결정하는 변조 및 코딩 방식 결정 방법을 제공하는 데에 있다.
- <15> 본 발명이 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 다수의 사용자 데이터를 채널 상태에 따라 선택하는 사용자 스케줄링 방법을 제공하는 데에 있다.

발명의 구성 및 작용

- <16> 본 발명의 일 양태에 따르면 변조 및 코딩 방식 결정 방법을 제공한다. 상기 변조 및 코딩 결정 방법은 심벌의 에러율을 예측하고, 상기 에러율을 이용하여 상기 심벌의 MCS(Modulation and Coding Scheme)를 결정한다. 심벌의 에러율을 통해 MCS를 결정하여 서비스 품질에 따른 송신률을 효율적으로 얻을 수 있다.
- <17> 본 발명의 다른 양태에 따르면 접속하는 다수의 사용자에 대한 사용자 데이터를 스케줄링하는 사용자 스케줄링 방법을 제공한다. 상기 사용자 스케줄링 방법은 송신 안테나에서 지원되는 송신율과 스트림의 에러율을 구하고, 상기 에러율과 상기 송신율을 이용하여 상기 송신 안테나로 송신할 상기 사용자 데이터를 선택한다. 상기 송신율에 의해 결정되는 변조 및 코딩 방식에 따라 상기 사용자 데이터를 변조 및 코딩한다.
- <18> 이하 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명한다. 명세서 전체에 걸쳐서 동일한 참조 번호는 동일한 구성요소를 나타낸다.
- <19> 도 1은 이동통신 시스템을 나타내는 예시도이다.
- <20> 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.
- <21> 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.
- <22> 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.
- <23> 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.
- <24> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기를 나타내는 블록도이다.
- <25> 도 2를 참조하면, 송신기(100)는 스케줄러(110), 채널 인코더(channel encoder; 120-1, ..., 120-Nt), 인터리버(interleaver; 130-1, ..., 130-Nt), 매퍼(mapper; 140-1, ..., 140-Nt) 및 OFDM변조기(150-1, ..., 150-Nt)를 포함한다.
- <26> 스케줄러(110)는 K 사용자들에 대한 데이터를 입력받아 스케줄링 방식에 따라 이를 Nt 스트림으로 재배치한다. K는 사용자들의 수, Nt는 송신 안테나(160-1, ..., 160-Nt)의 수이다. 정해진 송신 안테나의 수와 송신 전력 등의 문제로 인해 모든 사용자가 자원을 동시에 사용할 수는 없다. 스케줄러(110)는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템을 위한 다중 사용자 다이버시티 이득을 높이기 위해 적절한 사용자를 선택하고 이를 스트림으로

바꾼다. 또한, 스케줄러(110)는 수신기(도 3의 200)로부터 귀환 정보를 받아 각 스트림에 대한 변조 및 코딩 방식(Modulation and Coding Scheme; 이하 MCS)을 결정하고 이를 채널 인코더(120-1,...,120-Nt)와 매퍼(140-1,...,140-Nt)로 전달하여 스트림이 정해진 코딩 방식과 변조 방식에 따라 변조 및 코딩되도록 한다. 스케줄러(110)에서 MCS 레벨을 결정하는 방법과 사용자 데이터를 스케줄링하는 방법에 대하여는 후술한다.

<27> 채널 인코더(120-1,...,120-Nt)는 스트림을 입력받아, 스케줄러(110)에 의해 정해지는 코딩 방식에 따라 인코딩하여 부호화된 데이터(coded data)를 형성한다. 채널 인코더(120-1,...,120-Nt)는 스트림에 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(130-1,...,130-Nt)는 부호화된 데이터를 섞어 채널에서 오는 잡음 효과를 줄인다.

<28> 매퍼(140-1,...,140-Nt)는 인터리빙된 부호화된 데이터를 스케줄러(110)에 의해 정해지는 변조 방식에 따라 변조하여, 변조 심벌들을 제공한다. 즉 부호화된 데이터는 매퍼(140-1,...,140-Nt)에 의해 진폭과 위상 성상(constellation)에 따른 위치를 표현하는 변조 심벌들로 맵핑된다. 스케줄러(110)에서 정해지는 변조 방식은 다양하게 바뀔 수 있으며, 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-QAM뿐 아니라 256-QAM을 포함할 수 있다.

<29> OFDM 변조기(150-1,...,150-Nt)는 입력되는 심벌들을 OFDM 심벌로 변환한다. OFDM 변조기(150-1,...,150-Nt)는 입력 심벌들에 대해 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)을 수행하여 시간 영역 샘플들로 변환할 수 있다. OFDM 심벌에는 CP(cyclic prefix)가 추가될 수 있다. OFDM 변조기(150-1,...,150-Nt)에서 출력되는 OFDM 심벌은 아날로그 신호로 변환되어 안테나(160-1,...,160-Nt)를 통해 송신된다.

<30> 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기를 나타내는 블록도이다.

<31> 도 3을 참조하면, 수신기(200)는 OFDM 복조기(220-1,...,220-Nr), 채널 추정기(230-1,...,230-Nr), 등화기(240-1), 역스케줄러(250), 디매퍼(260), 디인터리버(270), 채널 디코더(280) 및 AMC 제어기(290)를 포함한다. 여기서, Nr은 수신 안테나(210-1,...,210-Nr)의 수이다.

<32> 수신 안테나(210-1,...,210-Nr)로부터 수신된 신호는 디지털화되고, OFDM 복조기(220-1,...,220-Nr)에 의해 주파수 영역의 심벌들로 변환된다. OFDM 복조기(220-1,...,220-Nr)는 입력 신호에서 CP를 제거하고, FFT(Fast Fourier Transform)를 수행할 수 있다. 채널 추정기(230-1,...,230-Nr)는 채널 정보를 추정한다. 등화기(240-1,...,240-Nr)는 추정된 채널 정보를 이용하여 심벌들을 등화한다.

<33> 역스케줄러(250)는 입력 신호로부터 해당하는 사용자 스트림을 추출한다. 디매퍼(260), 디인터리버(270) 및 채널 디코더(280)는 해당하는 스트림에 대해 송신기(100)의 채널 인코더(120-1,...,120-Nt), 인터리버(130-1,...,130-Nt) 및 매퍼(140-1,...,140-Nt)에 대응한다.

<34> AMC 제어기(290)는 채널 추정기(230-1,...,230-Nr)에서 추정된 채널 품질을 입력받아, 스케줄러(110)와의 사이에서 미리 알려진 형식인 귀환 정보로 변환하여 송신기(100)로 보낸다.

<35> 이하에서는 본 발명의 일 실시예에 따른 MCS 결정 방법과 사용자 스케줄링 방법을 설명한다. 결정되는 MCS를 이용하는 AMC 기법은 각 사용자에게 대한 송신율 및/또는 파워 레벨을 귀환 정보에 따라 적응적으로 제어한다.

<36> 이하에서 MIMO 채널은 공간적으로 서로 관련되어 있지 않고, 수신 안테나의 수 Nr는 송신 안테나의 수 Nt와 같다고 한다. 수신기(200)의 등화기(240)의 출력으로는 총 Nt 스트림이 분리된다. i번째 안테나를 통해 송신되는 사용자 데이터 시퀀스를 i번째 스트림이라 한다. 채널 상태는 하나의 패킷 송신 동안 정적(static)이고, 각 송신은 서로 다른 채널 상태를 겪는다고 한다. 귀환 채널은 오류가 없다고 가정한다.

<37> CP가 채널 지연 확산(channel delay spread)보다 길다고 할 때, FFT를 수행한 후 각 시간슬롯에서 j번째 수신 안테나에서의 n번째 부반송파의 출력 r_n 은 다음 수학식 1과 같다.

수학식 1

$$\mathbf{r}_n = \begin{bmatrix} r_1^n \\ \vdots \\ r_n^n \\ \vdots \\ r_{N_r}^n \end{bmatrix} = \mathbf{H}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{z}_n$$

<38>

$$= \begin{bmatrix} H_{11}^n & 0 & H_{N_t 1}^n \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{1 N_r}^n & 0 & H_{N_r N_r}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^n \\ \vdots \\ x_{N_t}^n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1^n \\ \vdots \\ z_{N_r}^n \end{bmatrix}$$

<39>

<40> 여기서, H_{ij}^n 은 n번째 부반송파에서 i번째 송신 안테나와 j번째 수신 안테나 사이의 채널 주파수 응답을 나타내

고, $\mathbf{z}_j^n$ 은 복소수 차원(complex dimension)당 분산(variance) σ_z^2 을 갖는 독립적이고 동일하게 분포되는 (independent and identically distributed) 복소 부가 가우시안 잡음(complex additive Gaussian noise)을 나

타내고, $\mathbf{x}_i^n$ 은 분산 σ_s^2 을 갖는 i번째 송신 안테나에서의 송신 심벌을 나타낸다. $\mathbf{x}_n$ 의 총 파워는

$P = N_t E \sigma_s^2$ 이라 하고, N_t 송신 안테나에 걸쳐 동일하게 분포된다.

<41>

채널 임펄스 응답이 송신 중에 시불변(time invariant)이라고 할 때, 수신 신호의 채널 주파수 응답은

$H_{ij}^n = \sum_{l=1}^L \bar{h}_{ij}(l) \exp(-j2\pi n l / N)$ 라고 할 수 있다. $\bar{h}_{ij}(l)$ 은 i번째 송신 안테나에서 j번째 수신 안테

나로의 l번째 탭(tap)에서 시간 영역 채널 임펄스 응답이다. $\bar{h}_{ij}(l)$ 은 영 평균(zero mean)을 갖는 복소 가우시안에 독립적이다.

<42>

수신기(200)는 수신한 신호들로부터 등화기 행렬 $\mathbf{W}_n$ 에 의해 N_t 개의 송신 신호들을 검출한다. 즉 수신기(200)에

서 등화기(240)를 적용한 후에 n번째 부반송파에서의 출력 $\mathbf{y}_n = [\mathbf{y}_n^1 \circ \mathbf{y}_n^{N_t}]^T$ 은 다음 수학식 2와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 2

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{W}_n \mathbf{r}_n = \mathbf{W}_n (\mathbf{H}_n \mathbf{X}_n + \mathbf{z}_n)$$

<43>

<44> $\mathbf{w}_{n,i}$ 를 $\mathbf{W}_n$ 의 i번째 열(row), $\mathbf{h}_{n,i}$ 를 $\mathbf{H}_n$ 의 i번째 행(column)이라 할 때, i번째 스트림의 출력은 다음 수학식 3과 같다.

수학식 3

$$y_n^i = w_{n,i} h_{n,i} x_n^i + \sum_{r=1, r \neq i}^{N_t} w_{n,r} h_{n,r} x_n^r + w_{n,i} z_n$$

<45>

<46> 수학식 3의 마지막 2 요소는 총 분산 $\sigma_{w,i}^2$ 을 갖는 간섭 및 잡음이다. 총 분산 $\sigma_{w,i}^2$ 은 다음 수학식 4와 같다.

수학식 4

$$\sigma_{w,i}^2 = \sum_{r=1, r \neq i}^{N_t} \|\mathbf{w}_{n,r} \mathbf{h}_{n,r}\|^2 \sigma_s^2 + \|\mathbf{w}_{n,i}\|^2 \sigma_z^2$$

<47>

<48> 따라서, n번째 부반송파에서 i번째 스트림에 대한 등화기의 출력에서 신호대 간섭 및 잡음 비(signal to interference plus noise ratio; SINR)는 다음 수학식 5와 같다.

수학식 5

$$SINR_{n,i} = \frac{\|\mathbf{w}_{n,i} \mathbf{h}_{n,i}\|^2 \sigma_s^2}{\sigma_{w,i}^2} A\rho_{n,i}$$

<49>

<50> 한편, 등화기(240)에 있어서 등화 방식은 ZFE(Zero-Forcing equalizer) 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error Equalizer)의 2가지 선형 등화기가 고려될 수 있다.

<51> ZFE는 다른 스트림으로부터의 간섭을 제거하기 위해 채널 역변환을 사용한다. ZFE 방법에 의하면 등화기 행렬 $\mathbf{W}_n^{ZFE}$ 은 다음 수학식 6과 나타낼 수 있다.

수학식 6

$$\mathbf{W}_n^{ZFE} = (\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n)^{-1} \mathbf{H}_n^H$$

<52>

<53> 여기서, $(\mathbf{E})^H$ 는 에르미트 전치(Hermitian transpose)를 나타낸다.

<54> MMSE 등화기 행렬 $\mathbf{W}_n^{MMSE}$ 은 다음 수학식 7과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 7

$$\mathbf{W}_n^{MMSE} = \left(\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} I_{N_t} \right)^{-1} \mathbf{H}_n^H$$

<55>

<56> 여기서, I_{N_t} 는 $N_t \times N_t$ 단위 행렬(identity matrix)이다. ZFE는 간단하지만 잡음 증대를 겪을 수 있으므로, 일반적으로 MMSE가 좀더 나은 성능을 보일 수 있다.

<57> 이하에서는 MCS를 결정하는 방법에 대해 설명한다.

<58> 송신기(100)에서 송신 안테나(160-1, ..., 160-N_t)를 통해 송신되는 사용자 데이터 스트림은 스케줄러(110)에 의해 선택된다. 스케줄러(110)는 각각의 스트림에 대해 정해진 기준에 따라 변조 및 코딩 방식(Modulation and Coding Scheme; MCS)을 결정한다.

<59> 스케줄러(110)에 의한 각각의 스트림은 채널 인코더(120-1, ..., 120-N_t)와 맵퍼(140-1, ..., 140-N_t)를 지난다. 이하에서 R_c는 코드률(code rate), d_h는 최소 해밍거리(Hamming distance)를 나타낸다. 채널 인코더(120-

1,...,120-Nt)는 RCPC(Rate Compatible Punctured Convolutional Codes)를 채용하고, 더 높은 코드률은 코드를 1/2인 모 코드(mother code)로부터 천공 주기(puncturing period) p에 의해 천공된다고 한다.

<60>

SINR 벡터를 $\Omega_i = [\rho_{1,i} \ F \rho_{N,i}]$ 라 할 때, i번째 스트림의 순간적인 에러율(error rate)은 다음 수학적 식 8과 같이 추정될 수 있다. 여기서 에러율은 심벌에 대한 채널 오차를 말하며, 이하에서 설명을 보다 명확하게 하기 위해 비트 에러율(bit error rate)로 한다. 당업자라면 에러율을 FER(Frame Error Rate)이나 BLER(Block Error Rate) 등 다른 형식으로 용이하게 바꿀 수 있을 것이다.

수학적 식 8

<61>

$$BER_i = \frac{1}{p} \sum_{d=d_H}^{d_H+5} N(d) P(d, \Omega_i)$$

<62>

여기서, N(d)는 해밍거리 d에서 오차 이벤트(error event)의 총 입력 가중치(total input weight)를 나타내고, P(d, Ω_i)는 해밍거리 d에서 코드워드(codeword)들 간의 평균 코드워드 PEP(pairwise error probability)이다. 단일 반송파 시스템에서 채널이 레일리(Rayleigh) 또는 라이시안(Rician) 분포로 모델링되는 경우 P(d, Ω_i)는 정확하게 계산할 수 있다.

<63>

각 송신 안테나(160-1,...,160-Nt)에 대한 심벌의 순간적인 에러율을 추정하여 이를 통해 MCS 레벨을 결정할 수 있다. 에러율은 전체 부채널 상이 아닌 OFDM 심벌 상에서 추정될 수 있다. 그런데 OFDM 기반의 이동통신 시스템에서 P(d, Ω_i)는 채널의 주파수 선택성으로 인해 정확히 계산하는 것은 매우 복잡할 수 있다. 수학적 식 8의 에러율 계산을 위해 이하에서는 에러율을 추정하는 방식에 대해 설명한다.

<64>

각 스트림에 대한 SINR 벡터 Ω_i 에 대해 P(d, Ω_i)는 다음 수학적 식 9와 같이 구할 수 있다.

수학적 식 9

<65>

$$P(d, \Omega_i) = \frac{1}{m^d} \sum_{\underline{S}} \prod_{k=1}^d \frac{1}{2^{m-1}} \sum_{x_k \in \mathcal{H}_0^{j_{k_v}}} \sum_{v_k \in \mathcal{H}_1^{j_{k_v}}} P(x_k 2^{v_k} | \rho_{nk,i}) A \overline{B}_{M,i}$$

<66>

여기서, $\underline{S}$ 는 각 d개의 비트 위치들 간의 카티시안(Cartesian) 곱이고, χ_b^j 는 j번째 비트가 b인 m-QAM 성상에서 신호점들의 부분 집합이고, $m = \log_2 M$ 이다.

<67>

이상적인 인터리빙과 그레이 맵핑을 가정할 때, 수학적 식 9는 다음 수학적 식 10과 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 10

<68>

$$\overline{B}_{M,i} = \prod_{k=1}^d E_{\rho_{k,i}} \left[\frac{1}{m 2^{m-1}} \sum_{j=1}^m \sum_{x_k \in \mathcal{H}_0^{j_{k_v}}} \sum_{v_k \in \mathcal{H}_1^{j_{k_v}}} P(x_k 2^{v_k} | \rho_{k,i}) \right]$$

<69>

$$= \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{m 2^{m-1}} \sum_{j=1}^m \sum_{x_k \in \mathcal{H}_0^{j_{k_v}}} \sum_{v_k \in \mathcal{H}_1^{j_{k_v}}} P(x_k 2^{v_k} | \rho_{k,i}) \right\}^d$$

$$A\left\{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^NB_M(\rho_{k,i})\right\}^d$$

<70>

<71> 수학식 10을 계산하는 데 있어서, 대부분의 오차 이벤트들은 x_k 주위의 주변점들(neighboring points)인 v_k 의 잘못된 판단에 기인한다. 주변점 v_k 은 x_k 와 j 번째 비트가 다른 곳이다.

<72> 도 4는 16-QAM에서 주변점들을 나타낸 예시도이다. $j=1$ 인 경우이고, 어두운 점들은 1번째 비트 위치가 1인 점들을 나타낸다.

<73> 도 4를 참조하면, 각각의 오차 이벤트를 특징짓는 3가지 형태의 천이(transition)이 있다. A1 점은 1번째 비트 위치가 다른 2개의 주변점들을 가진다. A2 점은 1번째 비트 위치가 다른 3개의 주변점들을 가진다. 반면에 A3 점은 1번째 비트 위치가 다른 주변점이 없다. $j=1$ 과 2인 경우에는 A3 점과 마찬가지로 점들이 4개가 있고, $j=3$ 과 4인 경우에는 A3 점과 마찬가지로 점들이 없다.

<74> Q_1 과 Q_2 를 다음 수학식 11과 같이 각각 정의한다.

수학식 11

$$Q_1=Q\left(\sqrt{\frac{1.5\rho_{n,i}}{M-1}}\right)$$

<75>

$$Q_2=Q\left(\sqrt{\frac{3\rho_{n,i}}{M-1}}\right)$$

<76>

<77> 16-QAM에 대한 $B_M(\rho_n)$ 은 모든 j 에 대해 고려할 때 $3(2Q_1 + 3Q_2)/8$ 로 구할 수 있다. $Q(x)$ 를 $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^x e^{-z^2/2}dz$ 로 정의할 때, 다음 수학식 12와 같이 간략화할 수 있다.

수학식 12

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

<78>

<79> QPSK와 64-QAM에 대한 $B_M(\rho_{n,i})$ 도 각각 Q_1+Q_2 와 $(28Q_1 + 49Q_2)/48$ 로 구할 수 있다. 즉 $B_M(\rho_{n,i})$ 은 $\rho_{n,i}$ 의 함수로써 쉽게 계산할 수 있고, 에러율의 계산도 간단히 가능하다.

<80> 각각의 송신에서 송신율은 각각의 MCS 레벨에 따라 변조 및 코딩 방식을 정의하는 AMC 테이블로부터 선택된다. 즉 송신율은 선택되는 변조 방식 및 코딩 방식에 따라 결정된다.

<81> k 번째 사용자가 i 번째 송신 안테나를 통해 데이터 스트림을 송신하고, AMC 테이블은 총 $l_{\max}$ MCS 레벨을 지원한다고 가정한다. 각 MCS 레벨 l ($l=1, \dots, l_{\max}$)는 코드를 $R_C \vdash \{R_1, 0, R_{\nu}\}$ 과 크기 $\log_2 M_l \vdash \{1, 0, m_{\max}\}$ 인 M_l -QAM 신호 집합으로 이루어진다고 한다.

<82> MCS 레벨 l 에 의해 지원되는 주파수 효율(spectral efficiency)은 $R_T(l)=R_C \log_2 M_l$ 로 구할 수 있다.

주파수 효율이 클수록 송신율은 높아진다. 주어진 SINR 벡터 Ω_i 에 대해, 주파수 효율 $R_T(1)$ 에 대한 손실 함수(cost function)은 다음 수학적 식 13과 같이 정의할 수 있다.

수학적 식 13

$$\overline{BER}(\Omega_i, l) = \frac{1}{p_l} \prod_{d=d_H}^{d_H+5} N_l(d) Q(\sqrt{-2 \log \overline{B}_{M,i}})$$

<83>

<84> 여기서, p_l 은 코드의 천공 주기(puncturing period)이다.

<85> 수학적 식 13은 에러율 추정식으로 MCS를 결정하는 데 사용한다. 에러율은 채널 품질 정보를 통해 수신기(200)에서 계산하여 이를 귀환 정보로 송신기(100)로 보낼 수 있다. 또는 채널 품질 정보를 귀환받은 송신기(100)에서 에러율을 계산할 수 있다.

<86> 에러율을 이용하여 MCS 레벨을 결정하기 위해 다음 방식이 가능하다.

<87> 일 실시예는 에러율 제한 하에서 MCS를 결정하는 에러율 제한 방법이다. 이 경우에 AMC 방식은 에러율을 요구하는 에러 레벨 이하로 유지하면서 현재 채널 상태에 따라 송신율을 결정할 수 있다. 즉 에러율 제한 방식은 다음 수학적 식 14와 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 14

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

<88>

$$\text{subject to } \overline{BER}(\Omega_i, l) \leq P_e$$

<89>

<90> 여기서, P_e 는 요구되는 에러율을 말한다. 즉 에러율 제한 방식은 매 순간마다의 각 스트림의 에러율을 추정하여, 구해지는 에러율이 문턱값인 P_e 의 제한 하에서 최대의 주파수 효율을 갖는 MCS를 선택한다. 에러율을 문턱값 이하로 하면서 송신율을 최대로 할 수 있다. 이 방식은 IP(Internet Protocol) 계층에서 충돌 제어와 같은 신뢰성이 요구되는 통신에 적합하다고 할 수 있다.

<91> 다른 실시예는 수신기(200)에서 평균 에러율에 관계없이 총 수율(throughput)을 최대화 하려는 송신율 최대화(rate maximizing) 방식이다. 송신율 최대화 방식을 위해서는 수신기에서 기대되는 수율을 나타내는 다른 손실 함수가 필요하다. 기대 수율은 수학적 식 13을 통해 다음 수학적 식 15와 같이 구할 수 있다.

수학적 식 15

$$R_i(\Omega_i, l) = R_C \log_2 M_l (1 - \overline{BER}(\Omega_i, l))$$

<92>

<93> 패킷 송신을 위한 MCS 레벨은 기대 수율 $R_i(\Omega_i, l)$ 을 최대화하도록 결정된다. 에러율을 포함하는 수율을 최대화하도록 MCS 레벨을 결정하여 송신율을 최대로 할 수 있다. 이 방식은 WWW(World Wide Web)이나 FTP(File Transfer Protocol) 등과 같은 고속 전송에 적합하다고 할 수 있다.

<94> 이하에서는 본 발명의 일 실시예에 따른 사용자 스케줄링 방법에 대하여 설명한다. 다중사용자 다이버시티(multiuser diversity)를 이용하는 다중사용자 환경을 고려한다. 다중사용자 다이버시티 이득은 기지국에 동시에 접속하는 사용자의 수에 따라 증가할 수 있다.

<95> 모든 사용자에게 대해 수신 SNR과 같은 채널 상태가 동일하다고 한다. K 사용자들이 기지국에 접속한다고 하고, 각 사용자는 대기열(waiting queue)에 충분한 데이터 스트림을 가진다고 한다. 사용자 $k(k=1, \dots, K)$ 에 대해 i 번째 송신 안테나에서 지원되는 송신율을 $R_{k,i}$ 라 한다. 송신율은 선택되는 MCS에 따라 결정된다.

<96> 일 실시예에서, 기지국은 i 번째 송신 안테나에 대해 모든 사용자들로부터 보고된 송신율로부터 가장 높은 $R_{k,i}(1 - \overline{BER}_{k,i})$ 을 갖는 사용자를 선택할 수 있다. 송신 안테나별로 최대의 송신율을 갖는 사용자를 선택하고, 이를 통해 MCS 레벨을 결정하여 다중사용자 다이버시티 이득을 높인다.

<97> 다른 실시예에서, 기지국은 $R_k/R_{avg,k}$ 의 최대값을 갖는 사용자를 선택할 수 있다. R_k 는 $\max_i R_{k,i}(1 - \overline{BER}_{k,i})$ 을 나타내고, $R_{avg,k}$ 는 이전 시간 슬롯에서 사용자에게 제공된 데이터물의 이동 평균(moving average)이다. 이는 모든 사용자에게 대략 동일한 수의 시간 슬롯을 제공하지만 가장 좋은 채널 상태를 갖는 사용자에게 송신을 할당한다. 이 방식은 사용자의 이동성이 큰 시간 선택적 환경에 보다 적합할 수 있다.

<98> 송신율 $N_t ER_{k,i}$ 과 $N_t E \overline{BER}_{k,i}$ 의 합은 사용자 측에서 계산되어 기지국으로 보내질 수 있다. 즉 송신율과 에러율을 수신기(200)에서 계산하여 송신기(100)로 귀환시켜 귀환 정보량을 줄인다. 만약 충분한 사용자들이 패킷 전송을 동시에 요청하는 경우 각 안테나에서 패킷을 송신하기를 원하는 적어도 하나의 사용자가 존재할 수 있다. 이 경우 선택된 안테나에 따라 $R_{k,i}(1 - \overline{BER}_{k,i})$ 의 최대값만을 보고함으로써 귀환 정보의 양을 줄일 수 있다.

<99> 도 5는 시뮬레이션 결과에 따른 굿풋(Goodput) 대 SNR를 나타낸 그래프이다. $N_t = N_r = 4$ 이고, $K=20$ 사용자들이 동시에 패킷을 송신한다고 한다. $N=64$ 부반송파와 CP 길이를 16 샘플로 한 OFDM 시스템을 고려한다. 5-탭(tap)의 지수적으로 감소하는 채널 프로파일을 모든 사용자에게 가정하고, 총 송신 파워 P 는 2로 한다. 시뮬레이션에 사용된 AMC 테이블은 다음 표 1과 같다.

표 1

<100>

I	$R_T(I)$	R_C	변조
1	0.75 bps/Hz	3/4	BPSK
2	1 bps/Hz	1/2	QPSK
3	1.5 bps/Hz	3/4	QPSK
4	2 bps/Hz	1/2	16-QAM
5	2.5 bps/Hz	5/8	16-QAM
6	3 bps/Hz	3/4	16-QAM
7	3.5 bps/Hz	7/12	64-QAM
8	4 bps/Hz	2/3	64-QAM
9	4.5 bps/Hz	3/4	64-QAM
10	5 bps/Hz	5/6	64-QAM

<101> 채널 코딩은 16-상태 천공 길썬 부호(Punctured Convolutional Code)를 채용한다. 시스템 수율을 측정하기 위해 10000 프레임이 넘는 송신을 시뮬레이션한다. 또한, AMC 방식과 더불어 자동 반복 요청(Automatic Repeat Request)을 구현한다. AMC 방식의 성능을 측정하기 위해 굿풋(goodput)을 채용한다. 굿풋은 정확한 CRC(Cyclic Redundancy Check)를 갖는 디코딩된 프레임에서 정보 비트들을 헤아리는 것이다.

<102> 도 5를 참조하면, SISO(Single Input Single Output) 시스템은 선형 등화기가 아닌 최대 우도 디맵퍼(maximum likelihood demapper)를 사용한 경우이다. SNR이 증가함에 따라 본 발명에 따른 방식이 SISO 시스템에 비해 더 나은 성능 향상과 성능 이득을 보여주고 있다.

<103> 송신율 최대화(Rate Maximizing) 방식은 비록 요구되는 평균 에러율을 만족하지는 못하지만 가장 높은 송신율을 보여준다. 에러율 제한(BER constarint) 방식이나 송신율 최대화 방식이든 MMSE가 ZFE보다 더 나은 성능을 보여준다. ZFE에서 등화기의 출력에서 계산된 SINR은 잡음 증폭으로 인해 열화되고 AMC 방식은 SINR의 함수에 의해 MCS 레벨을 결정하므로 ZFE에 의해 선택된 송신율은 MMSE에 의한 송신율보다 일반적으로 낮다.

- <104> 일반적으로 에러율 제한을 만족하면서 주파수 효율을 높이기 위해 요구되는 SNR은 원하는 주파수 효율이 증가하면서 커진다. 이는 높은 주파수 효율 하에서 에러율 제한하의 MCS 레벨의 기대 에러율이 필요한 에러율보다 쉽게 훨씬 낮아지게 한다. 높은 주파수 효율 영역에서 송신율 최대화 방식은 AMC 집합 중에서 단지 기대 수율만을 고려함으로써 수율을 향상시킬 수 있다.
- <105> 그래프에 나타난 바와 같이, 2가지 결정 방식 사이의 성능 차는 최대 가능한 송신율의 90% 정도되는 영역에서 보다 더 크게 발생한다. 즉 낮은 주파수 효율 영역에서 더 크게 발생한다. 또한, ZFE는 더 높은 주파수 효율을 선택하기 위해 더 큰 SNR을 요구하므로, 송신율 최대화 방식을 채용함으로써 MMSE 보다 더 많은 성능 향상을 보여준다.
- <106> 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.
- <107> 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

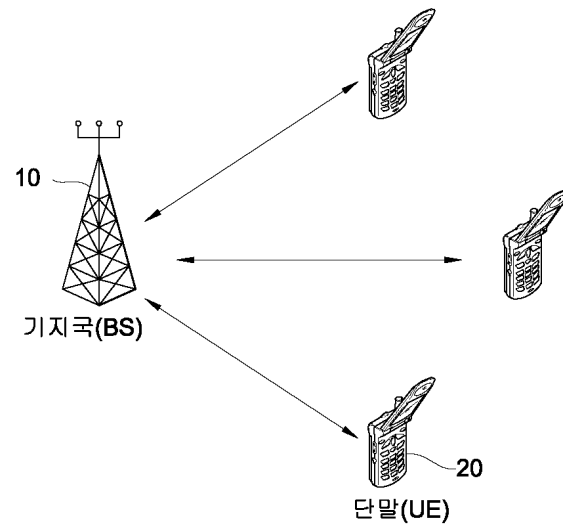
- <108> 상기에서 상술한 바와 같이 본 발명에 의하면 에러율을 추정하고, 추정된 에러율을 이용하여 MCS 레벨을 결정하고 사용자 데이터를 스케줄링한다. 다중사용자 다이버시티 이득을 높일 수 있고, 송신율을 향상시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

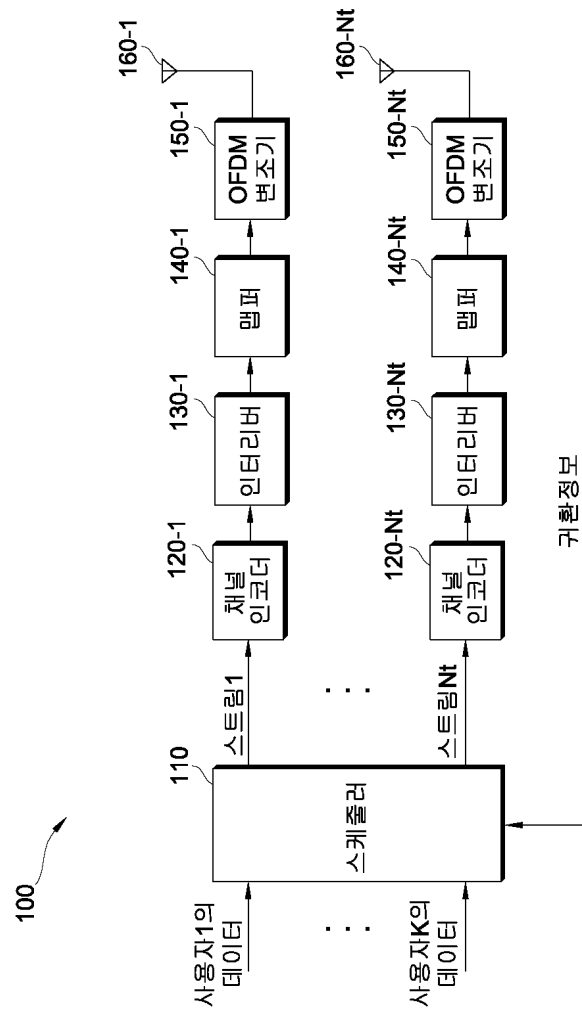
- <1> 도 1은 이동통신 시스템을 나타내는 예시도이다.
- <2> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기를 나타내는 블록도이다.
- <3> 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기를 나타내는 블록도이다.
- <4> 도 4는 16-QAM에서 주변점들을 나타낸 예시도이다.
- <5> 도 5는 시뮬레이션 결과에 따른 굿풋(Goodput) 대 SNR를 나타낸 그래프이다.

도면

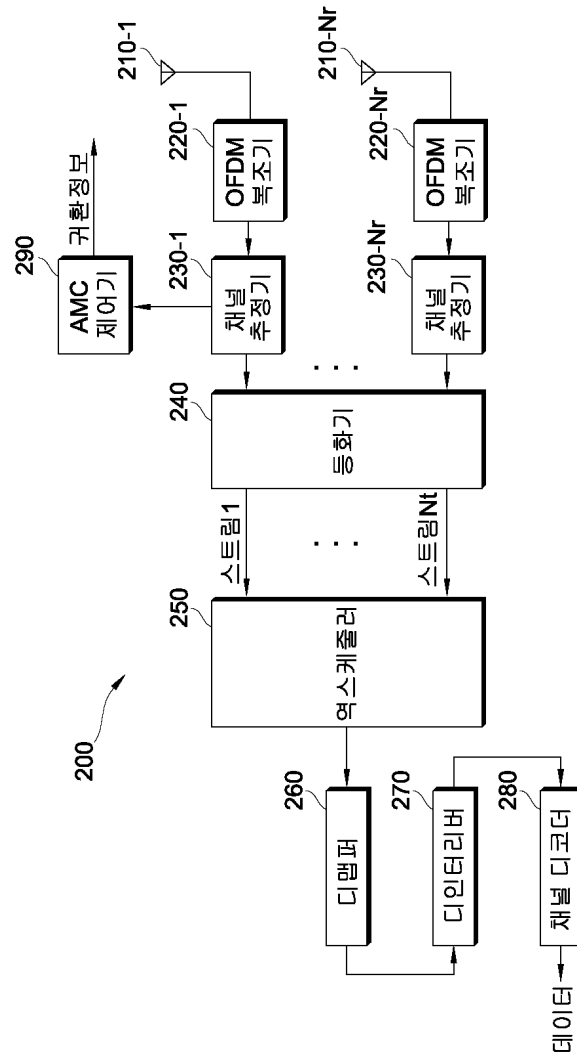
도면1



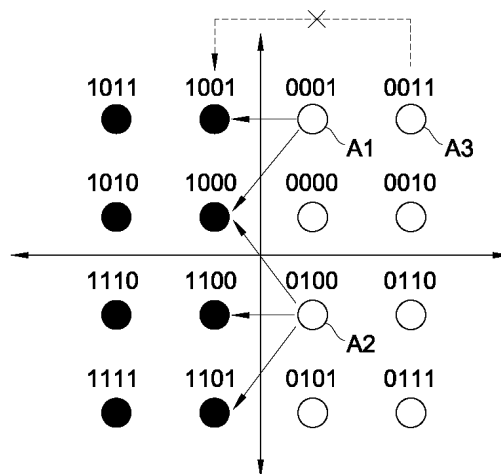
도면2



도면3



도면4



도면5

