



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 공개특허공보(A)

(51) . Int. Cl.

H04J 11/00 (2006.01)

(11) 공개번호 10-2007-0067705

H04L 1/00 (2006.01)

(43) 공개일자 2007년06월28일

H04L 1/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2007-7010443(분할)

(22) 출원일자 2007년05월08일

심사청구일자

없음

번역문 제출일자 2007년05월08일

(62) 원출원 특허10-2007-7005403

원출원일자 : 2007년03월07일

심사청구일자 2007년03월07일

(86) 국제출원번호 PCT/US2005/026670

(87) 국제공개번호 WO 2006/020400

국제출원일자 2005년07월27일

국제공개일자 2006년02월23일

(30) 우선권주장 11/123,738 2005년05월06일 미국(US)
60/600,741 2004년08월11일 미국(US)(71) 출원인 인터디지탈 테크날러지 코포레이션
미국 멜라웨어 19810 월밍턴 실버사이드 로드 3411 콩코드 플라자 스위트 105 해글리 빌딩(72) 발명자 구 창수
미국 뉴욕주 11747 멜빌 앤테사 불바드 281
장 귀동
미국 뉴욕주 11735 파밍달 아파트먼트 씨8 메인 스트리트 490
올슨 로버트 린드
미국 뉴욕주 11743 헨팅تون 컨트리 클럽 드라이브 3
차이 임밍
미국 뉴저지주 070055 부톤 줄리 코우트 10
후양 유에진
미국 뉴욕주 11741 홀브룩 아파트먼트 236에이 브로드웨이 애버뉴865(74) 대리인 김태홍
신정건

전체 청구항 수 : 총 27 항

(54) 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(O F D M) 무선 통신시스템에서의 링크 적응화를 위한 시스템 및 방법

(57) 요약

직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM) 무선 통신 시스템에서의 링크 적응화를 위한 방법 및 시스템을 개시한다. 전체 서브 채널들은 복수의 그룹으로 분할된다. 채널 품질 지표(CQI)는 각 그룹마다 그 각 그룹의 채널 품질 상태에 기초하여 작성되고, 통신 파라미터는 그 CQI에 따라 조절된다.

대표도

도 5

특허청구의 범위**청구항 1.**

직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 무선 통신 시스템에서 통신 링크를 조절하는 방법에 있어서,

서브채널을 복수의 그룹으로 분할하는 단계와;

각 그룹마다 그 각 그룹에서의 채널 품질 상태에 기초하여 채널 품질 지표(CQI: Channel Quality Indicator)를 작성하는 단계와;

각 그룹마다 작성된 CQI에 따라 각 그룹의 통신 파라미터를 조절하는 단계

를 포함하고,

각 CQI는 롱 트레이닝 시퀀스(long training sequence)로부터 추정된 채널 응답에 기초하여 계산되는 것인, 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 무선 통신 시스템에서 통신 링크를 조절하는 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 CQI는 신호 대 잡음비(SNR), 비트 에러율(BER), 및 패킷 에러율(PER) 중 하나에 기초하여 작성되는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 3.

제1항에 있어서, 상기 그룹의 수는 서브채널의 전력의 상관에 따라 결정되는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 4.

제1항에 있어서, 상기 CQI는 프레임별로 롱 트레이닝 시퀀스(long training sequence)로부터 추정된 채널 응답에 기초하여 계산되는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 5.

제1항에 있어서, 각 서브채널마다의 코딩 레이트는 상기 서브채널에 대응하는 CQI에 따라 조절되는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 6.

제5항에 있어서, 각 서브채널마다의 변조 모드는 또한 상기 서브채널에 대응하는 CQI에 따라 조절되는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 7.

제1항에 있어서, 모든 서브채널에 대한 변조 모드는 전체 서브채널에 기초하여 작성된 변조 모드 지표에 따라 조절되는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 8.

제1항에 있어서, 상기 CQI는 2개 이상의 통신 파라미터의 조합을 나타내는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 9.

제1항에 있어서, 비교적 강한 전력을 갖는 경로를 선택하는 단계를 더 포함하고,

상기 선택된 경로의 효율적인 채널 응답과 상기 선택된 경로의 위치를 나타내는 벡터가 통신 파라미터를 조절하기 위해 송신되는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 10.

제1항에 있어서, 기준 서브캐리어의 다입력 다출력(MIMO; Multiple-Input Multiple-Output) 채널 매트릭스는 송신국에서의 칼리브레이션을 위해 송신되는 것인, 통신 링크 조절 방법.

청구항 11.

직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM) 무선 통신 시스템에서의 링크 적응화를 위한 시스템에 있어서,

복수의 그룹으로 분할되는 서브채널들의 각 그룹마다 그 각 그룹의 채널 품질 상태에 기초하여 채널 품질 지표(CQI)를 작성하기 위한 CQI 작성기와;

각 그룹마다 작성된 상기 CQI에 따라 각 그룹의 통신 파라미터를 조절하기 위한 링크 어댑터

를 포함하고,

각각의 CQI는 루프 트레이닝 시퀀스로부터 추정된 채널 응답에 기초하여 계산되는 것인, 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM) 무선 통신 시스템에서의 링크 적응화를 위한 시스템.

청구항 12.

제11항에 있어서, 각 그룹마다의 CQI는 신호 대 잡음비(SNR), 비트 에러율(BER) 및 패킷 에러율(PER) 중 하나로부터 작성되는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 13.

제11항에 있어서, 상기 그룹의 수는 서브채널의 전력의 상관에 따라 결정되는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 14.

제11항에 있어서, 상기 CQI는 프레임별로 롱 트레이닝 시퀀스로부터 추정된 채널 응답에 기초하여 계산되는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 15.

제11항에 있어서, 각 서브채널마다의 코딩 레이트는 상기 서브채널에 대응하는 CQI에 따라 조절되는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 16.

제15항에 있어서, 각 서브채널마다의 변조 모드는 상기 서브채널에 대응하는 CQI에 따라 조절되는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 17.

제11항에 있어서, 모든 서브채널에 대한 변조 모드는 전체 서브채널에 기초하여 작성된 변조 모드 지표에 따라 조절되는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 18.

제11항에 있어서, 상기 CQI는 2개 이상의 통신 파라미터의 조합을 나타내는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 19.

제11항에 있어서, 상기 링크 어댑터는 상기 CQI에 따라 통신 파라미터를 조절하기 위해 루프 테이블을 포함하는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 20.

제11항에 있어서, 비교적 강한 전력을 갖는 경로를 선택하기 위한 수단을 더 포함하고,

상기 선택된 경로의 효율적인 채널 응답과 상기 선택된 경로의 위치를 나타내는 벡터가 상기 통신 파라미터를 조절하기 위해 송신되는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 21.

제11항에 있어서, 기준 서브캐리어의 다입력 다출력(MIMO) 채널 매트릭스는 송신국에서의 칼리브레이션을 위해 송신되는 것인, 링크 적응화 시스템.

청구항 22.

직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM) 무선 송수신 유닛(WTRU)에 있어서,

복수의 그룹으로 분할되는 서브채널들의 각 그룹마다 그 각 그룹의 채널 품질 상태에 기초하여 채널 품질 지표(CQI)를 작성하기 위한 CQI 작성기

를 포함하고,

상기 CQI가 송신되어 각 그룹의 송신 통신 파라미터가 그 각 그룹마다 작성된 CQI에 따라 조절될 수 있으며, 상기 CQI는 롱 트레이닝 시퀀스로부터 추정된 채널 응답에 기초하여 계산되는 것인, 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 무선 송수신 유닛.

청구항 23.

제22항에 있어서, 각 그룹마다의 CQI는 신호 대 잡음비(SNR), 비트 에러율(BER) 및 패킷 에러율(PER) 중 하나로부터 작성되는 것인, 무선 송수신 유닛.

청구항 24.

제22항에 있어서, 그룹의 수는 서브채널의 전력을 상관에 따라 결정되는 것인, 무선 송수신 유닛.

청구항 25.

제22항에 있어서, 상기 CQI는 프레임별로 롱 트레이닝 시퀀스로부터 추정된 채널 응답에 기초하여 계산되는 것인, 무선 송수신 유닛.

청구항 26.

제22항에 있어서, 상기 CQI는 2개 이상의 통신 파라미터의 조합을 나타내는 것인, 무선 송수신 유닛.

청구항 27.

제22항에 있어서, 비교적 강한 전력을 갖는 경로를 선택하기 위한 수단을 더 포함하고,

상기 선택된 경로의 효율적인 채널 응답과 상기 선택된 경로의 위치를 나타내는 벡터가 상기 통신 파라미터를 조절하기 위해 송신되는 것인, 무선 송수신 유닛.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 무선 통신 시스템에 관한 것이다. 더욱 구체적으로는 본 발명은 OFDM 무선 통신 시스템에서의 링크 적응화를 위한 방법 및 시스템에 관한 것이다.

현재의 무선 통신 시스템은 무선 인터넷 액세스와 같은 광대역 서비스를 가입자들에게 제공한다. 이들 광대역 서비스는 대개 페이딩 채널을 통한 신뢰할 만하고 높은 레이트의 통신을 필요로 한다. OFDM은 대개 페이딩의 영향을 완화시키는 해법들 중 하나이다. 다입력 다출력(MIMO: Multiple-Input Multiple-Output)과 OFDM의 조합(OFDM-MIMO) 기술은 근거리 네트워크(LAN)나 원거리 네트워크(WAN) 환경에서 대역폭 효율을 높게 할 수 있다.

무선 통신 시스템의 효율적인 동작을 위해서, 통신 파라미터에 대한 링크 적응화(link adaptation)가 필요하다. 링크 적응화는 처리율(throughput)을 최대화하기 위해, 코딩 레이트, 변조 방식, 송신 전력 등을 포함한 통신 파라미터를 선택하는 접근방식(approach)이다.

OFDM-MIMO 시스템에서는 다운링크 용량을 최대화하기 위해 WP(water-pouring power/bit allocation)을 강력하게 제안하고 있다. WP 방식을 적절하게 결정하기 위해서는 서브채널의 상관(corrrelation)뿐만 아니라 서브채널의 전력의 상관도 알아야 한다. 이 정보의 송신에는 상당한 오버헤드가 필요하다. 따라서, 그러한 정보를 시그널링하기 위한 대안적인 접근방식이 바람직하다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은 OFDM 무선 통신 시스템에서의 링크 적응화를 위한 방법 및 시스템을 제공한다. 서브채널은 복수의 그룹으로 분할된다. 서브채널들의 각 그룹의 채널 품질 상태에 기초하여 각 그룹마다 채널 품질 지표(CQI; Channel Quality Indicator)가 작성되고, 그 CQI에 따라 각각의 서브채널에 대한 통신 파라미터가 조절된다.

발명의 구성

이하, 다음의 실시예들은 IEEE 802.11 시스템을 참조하여 설명된다. 그러나, 그 실시예들은 IEEE 802.11 시스템에 제한되는 것이 아니라, 모든 무선 통신 시스템에 적용 가능할 수 있음을 주지해야 한다.

$h^{(t,r)} = \{h_0^{(t,r)}, h_1^{(t,r)}, \dots, h_{W-1}^{(t,r)}\}$ 를, t번째 송신 안테나와 r번째 수신 안테나 사이에 있는 채널에 대한, 길이 W의 시간 도메인 측 채널 응답 벡터하고 하기로 한다. 평균 전력 계수 $\bar{h}_t^{(t,r)}$ 는 값 t와 r에 독립적인 $\sigma_t^2 = E\{|h_t^{(t,r)}|^2\}$ 로 표현된다. 이것은 MIMO 시스템에서의 안테나 어레이의 사이즈가 제1 도착 경로의 전파 거리보다 대개 훨씬 작기 때문이다.

IEEE 802.11 a/n에서는, 20 MHz 샘플링 레이트를 이용하여, 채널 응답의 타임 분해능이 50 ns가 된다. 정규화된 전력 지연 프로파일은 다음과 같이 표현될 수 있다.

[수학식 1]

$$\begin{aligned}\sigma_t^2 &= G^{-1} e^{-l/(\Gamma/50)} \\ &= G^{-1} e^{-\alpha l}\end{aligned}$$

$G = \sum_{l=0}^{W-1} e^{-\alpha l} = \frac{1 - e^{-\alpha W}}{1 - e^{-\alpha}}$ $\approx \frac{1}{1 - e^{-\alpha}}$ 이며, 나노초의 Γ 는 경로(클러스터)에 대한 전력 지연 시간 상수이다.

지연 분산(delay spread)을 걸쳐 계수들의 평균 전력을 합하면 $\sum_{l=0}^{W-1} \sigma_l^2 = 1$ 이 된다. 파라미터 Γ 는 제1 경로의 전파 거리 (D_0)와 채널의 경로 손실 모델에 종속된다. 상이한 경로들의 평균 전력을 평가하기 위해서는 이를 경로의 전파 길이를 알

아야 한다. 전술한 예에서는 샘플링 둑레이션이 50 ns이기 때문에, 2개의 연속 경로 간의 전파 거리는 15 미터이다. 이에, D_l 가 1번째 경로의 전파 길이[미터로 표시]를 나타낸다면, $D_{l+1}=D_l + 15$ 이고, 여기서 $l=0, 1, \dots, W-2$ 이다. 일반성을 잃지 않으면, 다음과 같이 정의되는, 제1 경로에 대한 제2 경로의 전력 손실비를 고려할 수 있다.

[수학식 2]

$$R_{loss} = \begin{cases} \left(\frac{D_0 + 15}{D_0} \right)^2 & \text{if } D_0 \leq D_{free} \\ \left(\frac{D_0 + 15}{D_0} \right)^{3.5} & \text{if } D_0 > D_{free} \end{cases}$$

여기서, D_{free} 는 자유 공간 전파 거리이다. $D_0 \leq D_{free}$ 인 경우, 채널은 LOS(line-of-sight)이다. 그 외의 경우, 채널은 N(non)-LOS이다. R_{loss} 가 주어지는 경우, 파라미터 α 와 전력 지연 시간 상수 Γ 는 다음의 수학식을 풀어 계산될 수 있다.

[수학식 3]

$$e^\alpha = R_{loss}$$

$D_{free}=15$ m라고 할 때, α 와 Γ 의 값은 몇 개의 D_0 의 통상 값에 대해 표 1에 나타내는 바와 같다. 공간 안에서의 Γ 의 평균 값은 대략 60 ns이다.

[표 1]

D_0 [미터]	α	Γ [나노초]
15	1.38	70
45	1.0	50
75	0.64	32
100	0.49	24

$H^{(t,r)} = \{H_0^{(t,r)}, H_1^{(t,r)}, \dots, H_{P-1}^{(t,r)}\}$ 가 t번째 송신 안테나와 r번째 수신 안테나 사이에 있는 채널에 대한, 길이 P의, 주파수 도메인 측 채널 응답 벡터라고 하기로 한다. 다시 말해, $H^{(t,r)}$ 는 P개의 서브채널로 구성된다. p번째 서브채널은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

[수학식 4]

$$H_p^{(t,r)} = \sum_{l=0}^{W-1} h_l^{(t,r)} W_p^{l,p}$$

여기서, $W_p = e^{-j2\pi l/p}$ 이다. p_1 번째 서브채널과 p_2 번째 서브채널 간의 상관은 다음과 같이 정의된다.

[수학식 5]

$$\rho_{p_1, p_2}^{(t,r)} = E \left| H_{p_1}^{(t,r)} \left(H_{p_2}^{(t,r)} \right)^* \right|$$

$h_l^{(t,r)}$ 를 평균이 제로인 복소 가우시안 변수라고 하고 이 변수는 $l \neq m$ 이면 $h_m^{(t,r)}$ 와 독립적이다. 수학식 1에 따르면,

[수학식 6]

$$\begin{aligned} \rho_{p_1, p_2}^{(t,r)} &= E \left[\left(\sum_{l=0}^{W-1} h_l^{(t,r)} W_P^{l, p_1} \right) \cdot \left(\sum_{m=0}^{W-1} (h_m^{(t,r)})^* W_P^{-m, p_2} \right) \right] \\ &= G^{-1} \sum_{l=0}^{W-1} e^{-\alpha l} W_P^{(p_1 - p_2)l} \end{aligned}$$

이고, 이것은 t와 r의 값에 독립적이다. $k = 0, 1, \dots, P-1$ 에 대해 $k = p_1 - p_2$ 이고 $\alpha W \gg 1$ 라고 하면, 수학식 6은 다음과 같이 쓸 수 있다.

[수학식 7]

$$\rho_k = \frac{1 - e^{-\alpha}}{1 - e^{-\alpha} e^{-j2\pi k/P}}$$

변수 k는 고려 중인 2개의 서브채널 사이에 이격되어 있는 서브채널의 수를 나타낸다. 수학식 7로부터,

[수학식 8]

$$|\rho_k| = \frac{1 - e^{-\alpha}}{\sqrt{1 - 2e^{-\alpha} \cos(2\pi k/P) + e^{-2\alpha}}}$$

이다.

도 1은 $P=256$ 인 경우 α 의 몇가지 통상 값에 대하여, k에 대한 $|\rho_k|$ 의 곡선을 나타내고 있다. 파라미터 α 가 감소하면, k 개의 서브캐리어로 이격된 2개의 서브채널간의 상관이 감소한다. 수학식 1에 따르면, 파라미터 α 가 감소하면 할수록 경로의 평균 전력은 더 비교할만하다. 다시 말해, 그러한 채널이 더욱 효율적인 다경로로 구성되기 때문에 채널은 더욱 주파수 선택적이게 된다. 극한의 경우, 모든 k의 값에 대해 $\alpha \rightarrow 0$, $|\rho_k| \rightarrow 0$ 이다. 한편, 채널이 플랫 페이딩(flat fading)인 경우(비 (non) 주파수 선택적), $\alpha \rightarrow \infty$ 이므로, 모든 k의 값에 대해 $|\rho_k| = 1$ 이다.

도 2는 $\alpha=0.64$ 인 경우, 서로 다른 P개의 서브 채널에 대한 $|\rho_k|$ 대 k의 곡선을 나타내고 있다. P가 감소하면, 상관 곡선이 선형적으로 좁게 된다. 예컨대, P=64, P=256에 있어서 $|\rho_k| \geq 0.9$ 인 서브채널은 각각 4개 그리고 16개 미만의 서브 캐리어로 이격되어야 한다.

"워터 필링(water-filling)"의 원리를 이용하기 위하여, CQI 척도가 정의되어야 한다. CQI는 서브채널의 전력에 기초하여 구성되어야 한다. $|\rho_k|$ 가 k개의 서브캐리어로 이격된 2개의 서브채널간의 상관을 나타냄에도 불구하고, $|\rho_k|$ 는 2개의 서브채널의 전력의 상관을 명백하게 나타내지 않는다. 이에, 서브채널의 전력의 상관이 유도되어야 한다. 서브채널의 전력의 상관은 다음과 같이 정의된다.

[수학식 9]

$$\gamma_{p_1, p_2}^{(t,r)} = \frac{E\left[\left|H_{p_1}^{(t,r)}\right|^2 \left|H_{p_2}^{(t,r)}\right|^2\right]}{E\left[\left|H_{p_1}^{(t,r)}\right|^4\right]}$$

$\alpha W >> 1$ 이면,

[수학식 10]

$$E\left[\left|H_{p_1}^{(t,r)}\right|^4\right] = 2 - \frac{1 - e^{-\alpha}}{1 + e^{-\alpha}}$$

그리고

[수학식 11]

$$E\left[\left|H_{p_1}^{(t,r)}\right|^2 \left|H_{p_2}^{(t,r)}\right|^2\right] = 1 - \frac{1 - e^{-\alpha}}{1 + e^{-\alpha}} + \frac{(1 - e^{-\alpha})^2}{1 - 2e^{-\alpha} \cos(2\pi k / P) + e^{-2\alpha}}$$

이다.

여기서, $k = p_1 - p_2 \in [0, W-1]$ 이다. 수학식 10과 수학식 11은 t와 r 값에 독립적이다. 수학식 10과 수학식 11의 유도에 있어서, 다경로 계수의 실수부와 허수부는 ($p \in [0, W-1]$ 인 경우 $h_p^{(t,r)}$ 라고 하자) 동일한 분산을 갖고, 서로 독립적이다. 수학식 10과 수학식 11을 수학식 9에 대입하면,

[수학식 12]

$$\gamma_k = \frac{2e^{-\alpha}[1 - 2e^{-\alpha} \cos(2\pi k / P) + e^{-2\alpha}] + (1 - e^{-\alpha})^2(1 + e^{-\alpha})}{(1 + 3e^{-\alpha})(1 - 2e^{-\alpha} \cos(2\pi k / P) + e^{-2\alpha})}$$

가 된다.

도 3은 P=256인 경우 α 의 몇 가지 통상 값에 대해 γ_k 대 k 의 곡선을 나타내고 있다. 도 3으로부터, 상관 γ_k 의 최소 값은 $k=P/2$ 에서 0.5 근방이다. 다시 말해, $P/2$ 개의 서브캐리어로 이격된 2개의 서브채널은 통계적으로 전력차가 약 3dB일 수 있다. 이에, 각 서브채널마다 CQI를 보고할 필요가 없다. 도 4는 $\alpha=0.64$ 인 경우에 서로 다른 P 개의 서브캐리어에 대하여 γ_k 대 k 의 곡선을 나타내고 있다. 그 곡선은 P 의 값이 감소하는 경우에 선형적으로 수축된다.

도 5는 본 발명에 따른 링크 적응화를 위한 프로세스(500)의 흐름도이다. 서브채널이 복수의 그룹으로 분할된다(단계 502). 도 6은 각 그룹의 서브채널에서 CQI를 작성하기 위한 방식을 나타내고 있다. 도 6에서 전체 서브채널은 Q 개의 그룹으로 분할되고, 각 그룹은 $\Delta = P/Q$ 인 Δ 개의 연속 서브채널로 구성된다. 상이한 Q 값에 대해, 그룹 내의 서브채널의 전력의 상관을 표 2에 나타낸다.

[표 2]

Q 의 값	$0 \leq k \leq \Delta - 1$ 인 경우 γ_k	그룹 내의 2개의 서브채널간의 통계적인 전력차
20	≥ 0.9	0.46 dB
16	≥ 0.8	0.97 dB
8	≥ 0.6	2.22 dB

CQI는 각 그룹에서의 채널 품질 상태에 기초하여 각 그룹마다 작성된다(단계 504). 채널 품질 상태는, 신호 대 잡음비(SNR), 비트 에러율(BER), 패킷 에러율(PER) 등을 포함하나, 이들에 제한되지 않는 상이한 방법들로 분석될 수 있다. 이 하, 다음의 실시예는 SNR을 참조하여 설명한다. 그러나, 대안적으로, 다른 방법을 구현할 수 있음을 물론이다. $CQI_q^{(t)}$ 가 t 번째 송신 안테나의 q 번째 CQI를 나타낸다고 하면(여기서, $q=0, 1, \dots, Q-1$ 이고, $t=0, 1, \dots, N_T-1$), $CQI_q^{(t)}$ 는 다음과 같이 계산되는 것이 좋다.

[수학식 13]

$$CQI_q^{(t)} = B + \lfloor 10 \log_{10} (\text{SNR}_q^{(t)}) \rfloor$$

여기서, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 작거나 같은 최대 정수이고, B 는 시스템 요건에 기초하여 결정되어야 하는 정수이다. SNR은 다음과 같이 계산된다.

[수학식 14]

$$\text{SNR}_q^{(t)} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{r=0}^{N_R-1} \sum_{l=0}^{\Delta-1} |H_{l+q\Delta}^{(t,r)}|^2$$

여기서, N_R 은 수신 안테나의 개수이고, σ^2 은 각 서브채널의 잡음 분산이다.

CQI는 통신 파라미터를 조절하기 위해 피드백된다(단계 506). CQI가 그룹내의 서브채널에 기초하여 작성되기 때문에, $Q \times N_T$ CQI의 총수는 송신 프레임(패킷)에서 생성되며, 여기서 N_T 는 송신 안테나의 수이다. 채널이 프레임(패킷) 간 격에서 거의 변하지 않을 수 있기 때문에 OFDM 심볼에 기초하여 CQI를 보고할 필요가 없으며, RF 오실레이터와 위상 동기 루프의 조합에 의해 야기된 공통 위상 에러(CPE: Common Phase Error) 때문에, 채널 응답의 위상이 변할 수 있다. 그

러나, 그러한 변화가 서브채널의 전력에 영향을 주지 않는다. 이에, CQI는 OFDM 심볼에 삽입된 파일럿 톤을 이용하지 않고, 프레임별로 롱 트레이닝 스퀀스(long training sequence)로부터 추정된 채널 응답에 기초하여 계산될 수 있다. 삽입된 파일럿 톤은 CPE를 정정하기 위한 용도로만 이용된다.

예컨대, 각각의 CQI가 변조 방식(BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM)에 대응하는 4개의 상태 중 하나를 나타낸다면, 모든 CQI를 보고하는데 $2 \times Q \times N_T$ 개의 비트가 필요하다. $Q=16$, $N_T=4$ 인 통상의 경우에, CQI를 보고하는데 $2 \times Q \times N_T = 128$ 비트가 필요하다. 이것은 송신 프레임 내의 데이터 수와 비교할 때에 합리적이다. 한편, CQI는 코딩 레이트와 변조 차수의 조합 등과 같이, 2개 이상의 통신 파라미터의 조합을 나타낼 수 있다.

서브채널의 임의의 쌍이 통계적으로 전력에서 최대 3 dB의 전력차를 갖기 때문에, 수학식 13에 따라 보고된 CQI는, 변조 방식보다는 코딩 변화에 대해 더 각별할 수 있다. 이에, 변조 방식은 상이한 그룹의 서브채널에 대해 보고된 CQI에 따라 코딩 레이트를 조절하면서 모든 서브채널에 대해 일정할 수 있다. 이 경우에, 변조 방식은 다음의 수학식 15에 따라 결정될 수 있다.

[수학식 15]

$$M^{(t)} = C + \lfloor 10 \log_{10}(\text{SNR}^{(t)}) \rfloor$$

여기서, C는 시스템 요건에 기초하여 결정되어야 하는 정수이다. SNR는 다음과 같이 결정된다.

[수학식 16]

$$\text{SNR}^{(t)} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{r=0}^{N_R-1} |H_0^{(t,r)}|^2 = \frac{1}{N_R} \sum_{r=0}^{N_R-1} \sum_{l=0}^{W-1} |h_l^{(t,r)}|^2$$

선택적으로, 채널 추정 후에, 비교적 전력이 강한 경로가 선택될 수 있다. 비교적 전력이 강한 경로를 선택한 후, 효율적인

$$m \in [0, M-1] \text{에서 } G_m^{(t)} = \sum_{r=0}^{N_R-1} h_m^{(t,r)}$$

경로의 수는 통상 W보다 작은 M개로 감소한다. 를 효율적인 채널 응답, K

는 M개의 경로의 위치를 나타내는 벡터라고 하기로 한다. $G_m^{(t)}$ 와 K에 있어서, 먼저 수학식 3을 이용하여 각 안테나의 모든 서브채널을 계산한 다음, 최적화를 위해 변조 및 코딩 방식을 결정할 수 있다. 선택적으로, 칼리브레이션을 행하기 위해 기준 서브캐리어의 MIMO 채널 매트릭스를 송신할 수도 있다.

기준 서브캐리어를 선택하여 인덱싱하기 위한 일부 실시예들은 다음과 같다. 일 실시예에서, 네트워크는 기준 서브캐리어를 구성하고, 서브캐리어의 인덱스는 네트워크와 가입자 양측에 알려져 있다. 따라서, 통상적으로 기준 서브캐리어의 인덱스는 송신기에 보고되지 않는다. 다른 실시예에서, 수신기는 모든 서브캐리어의 순간 채널 전송 평선 및 그 스펙트럼 내의 다른 인수에 기초하여 기준 서브캐리어를 동적으로 선택할 수 있다. 수신기는 기준 서브캐리어의 인덱스를 선택하고 그 인덱스를 송신기에 보고한다.

도 7은 링크 적응화를 위한 시스템(700)의 도면이다. 시스템(700)은 CQI 작성기(702)와 링크 어댑터(704)를 포함한다. CQI 작성기(702)는 서브채널들의 각 그룹을 통한 수신 신호(706)의 채널 품질 상태에 기초하여 CQI를 작성한다. CQI 작성기(702)에 의해 작성된 CQI(708)는 통신 파라미터를 조절하기 위한 제어 신호(710)를 생성하기 위해 링크 어댑터(704)에 포워딩된다. 통신 파라미터는, 코딩 레이트, 변조 모드, 송신 전력 레벨 등을 포함하나 이들에 제한되지 않는다. 링크 어댑터(704)는 입력 CQI에 따라 통신 파라미터를 조절하기 위한 루프 테이블을 포함할 수 있다. CQI 작성기(702)는 무선 송수신 유닛(WTRU: Wireless Transmit/Receive Unit), 기지국 또는 이 양측 모두에 상주할 수 있다. 링크 어댑터는 WTRU, 기지국 또는 이 양측 모두에 상주할 수 있다.

상기 실시예들의 MIMO-OFDM 송신기 및/또는 수신기는 WTRU 또는 기지국에서 이용될 수 있다. 송신기 및/또는 수신기 요소는 단일 집적 회로(IC), 다중 IC, 논리적 프로그래머블 게이트 어레이(LPGA), 개별 구성요소 또는 이들 IC, LPGA 및/또는 개별 구성요소 중 임의의 것의 조합으로서 구현될 수 있다.

WTRU는 사용자 장비, 이동국, 고정형 또는 이동형 가입자 유닛, 페이저, 또는 무선 환경에서 동작 가능한 그외 다른 형태의 장치를 포함하나, 이들에 한정되지는 않는다. 기지국은 노드 B, 사이트 컨트롤러, 액세스 포인트, 또는 무선 환경에서의 그외 다른 인터페이스 장치를 포함하나, 이들에 한정되지는 않는다.

본 발명의 특징들과 요소들을 특정 조합된 양호한 실시예들에서 설명하지만, 각각의 특징 또는 요소는 그 양호한 실시예들의 다른 특징 및 요소들 없이 단독으로, 또는 본 발명의 다른 특징들과 요소들과 함께 또는 이들 없이 다양한 조합으로 이용될 수 있다.

발명의 효과

본 발명은 OFDM 무선 통신 시스템에서의 링크 적응화를 위한 방법 및 시스템을 제공한다.

도면의 간단한 설명

도 1은 P=256인 경우 a의 몇가지 통상 값에 대한 상관 $|\rho_k|$ 대 k를 나타내는 도면이다.

도 2는 a= 0.64인 경우 2개의 P 값에 대한 상관 $|\rho_k|$ 대 k를 나타내는 도면이다.

도 3은 P=256인 경우 a의 몇가지 통상 값에 대한 상관 γ_k 대 k를 나타내는 도면이다.

도 4는 a= 0.64인 경우 2개의 P 값에 대한 상관 γ_k 대 k를 나타내는 도면이다.

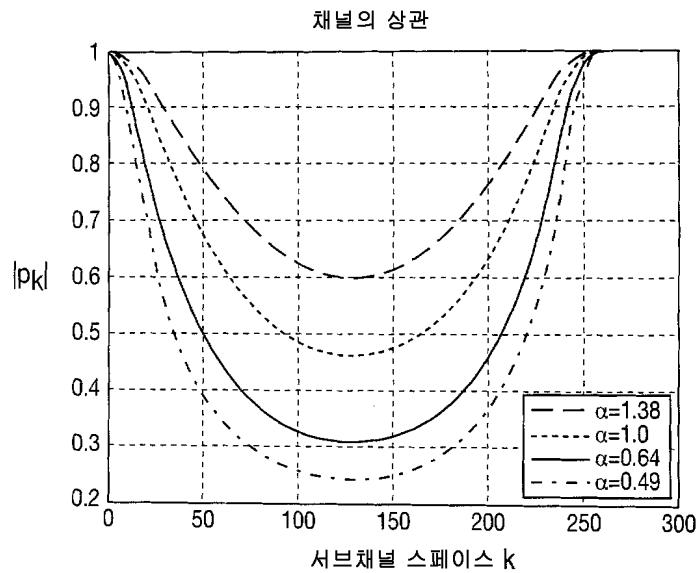
도 5는 통신 파라미터를 조절하기 위한 프로세스의 흐름도이다.

도 6은 서브채널들의 각 그룹마다의 CQI_q^(t)의 작성을 도시하는 도면이다.

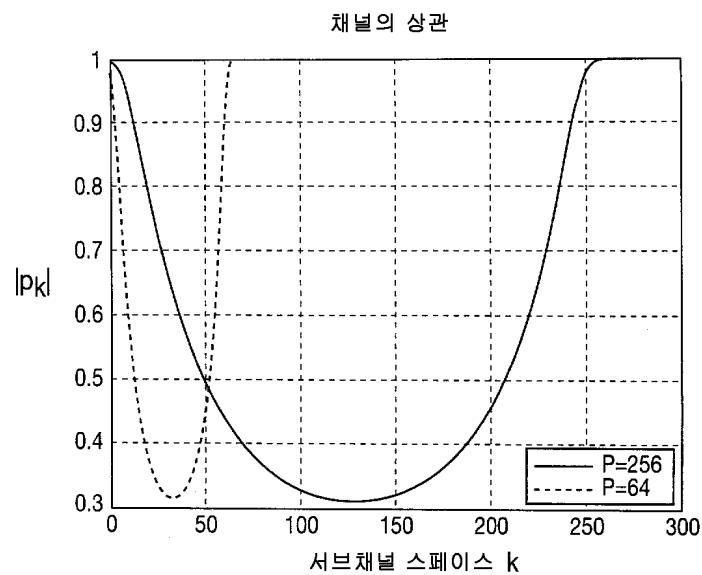
도 7은 링크 적응화를 위한 시스템의 도면이다.

도면

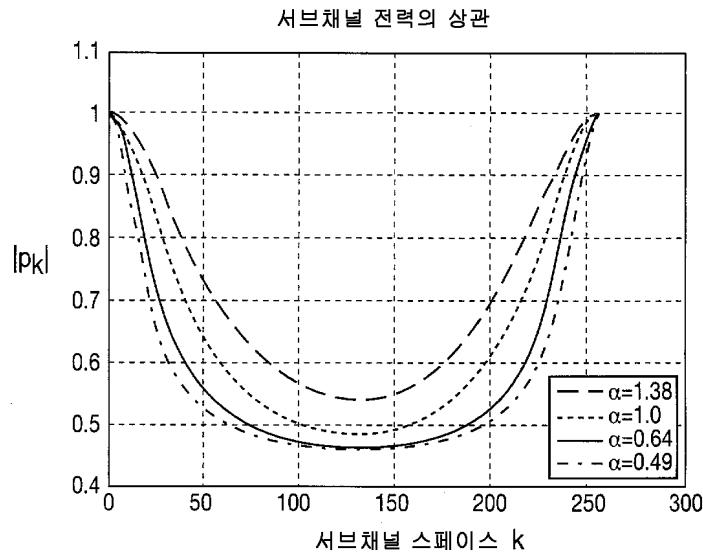
도면1



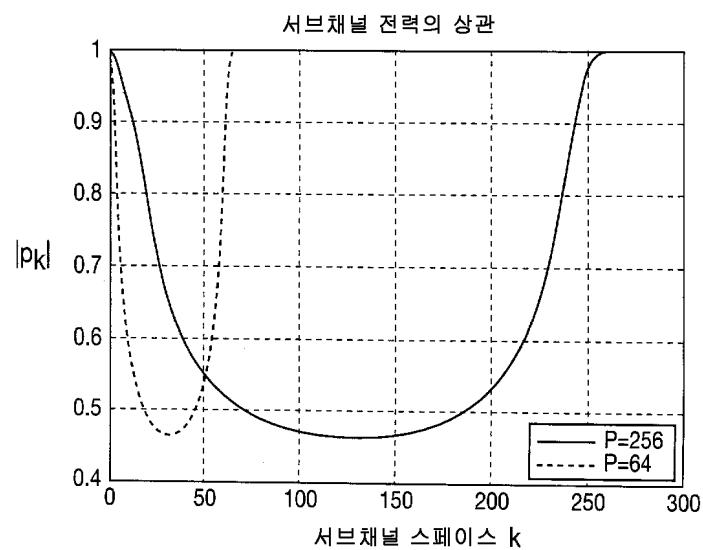
도면2



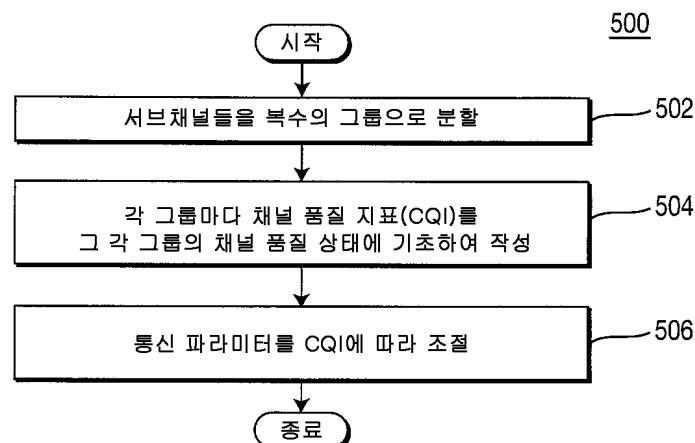
도면3



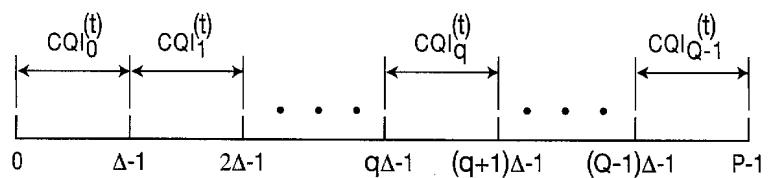
도면4



도면5



도면6



도면7

