



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2011-0088894
(43) 공개일자 2011년08월04일

(51) Int. Cl.

H04J 11/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2010-0008616

(22) 출원일자 2010년01월29일

심사청구일자 2010년01월29일

(71) 출원인

경희대학교 산학협력단

경기도 용인시 기흥구 서천동 1 경희대학교 국제 캠퍼스내

(72) 발명자

김진상

경기도 용인시 수지구 죽전1동 반도보라아파트 104-803

모하마드 마수드 라나

경기도 용인시 기흥구 서천동 경희대학교 VLSI 연구실

조원경

경기도 수원시 영통구 영통동 살구골 성지아파트 713-1003

(74) 대리인

서재승

전체 청구항 수 : 총 10 항

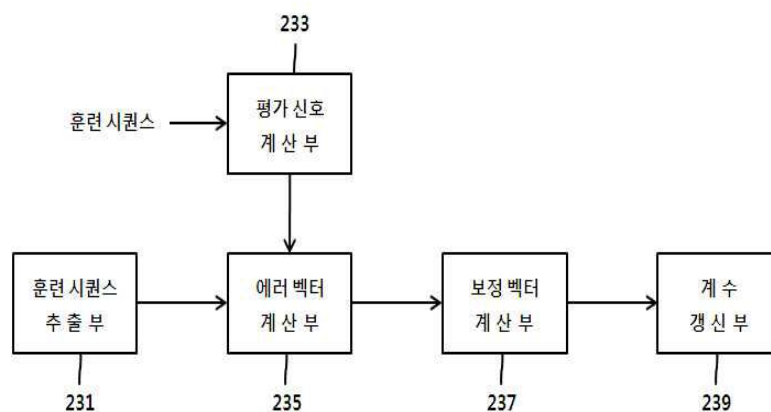
(54) OFDMA 방식의 다운 링크 통신 채널을 통해 수신되는 신호의 왜곡을 보상하는 방법

(57) 요약

본 발명은 무선 통신의 채널의 왜곡을 보상하는 방법에 관한 것으로, 보다 구체적으로 신호를 수신할 때마다 통신 채널 상태를 고려하여 수신 신호의 왜곡을 보상하는 채널 보상 필터의 계수를 실시간으로 갱신할 수 있는 통신 채널의 왜곡 보상 방법을 제공하는 것이다.

본 발명에 따른 통신 채널의 왜곡 보상 방법은 신호가 수신될 때마다 채널 보상 필터의 계수를 실시간으로 갱신함으로써 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 정확하게 보상할 수 있으며, 추출한 기준 신호와 기준 신호에 대한 평가 신호 사이의 에러 벡터만을 이용하여 채널 보상 필터의 계수를 갱신함으로써 간단하고 적은 계산량으로 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 정확하게 보상할 수 있다. 또한 본 발명에 따른 통신 채널의 왜곡 보상 방법은 SS^T 의 역변환이 존재하지 않는 경우에도 채널 추정 벡터를 계산하여 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 보상할 수 있다.

대표도 - 도5



특허청구의 범위

청구항 1

송신기와 수신기 사이의 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 보상하는 방법에 있어서,

상기 송신기로부터 송신되는 신호를 수신하는 단계;

채널 추정 벡터에 따라 설정된 채널 보상 필터를 이용하여 상기 수신 신호의 왜곡을 보상하는 단계를 포함하며,
상기 채널 추정 벡터는 상기 수신 신호에서 추출한 기준 신호와 상기 기준 신호에 대한 평가 신호의 차이로부터 생성된 보정 벡터를 이용하여 갱신되는 것을 특징으로 하는 통신 채널의 왜곡 보상 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 채널 추정 벡터의 갱신은

수신 신호에서 기준 신호를 추출하는 단계;

채널 추정 벡터를 이용하여 상기 기준 신호에 대한 평가 신호를 계산하는 단계;

상기 평가 신호와 상기 추출한 기준 신호의 차이로부터 에러 벡터를 계산하는 단계;

상기 에러 벡터의 평균 제곱 오차(Mean Square Error)를 최소로 하는 값으로 보정 벡터를 계산하는 단계; 및

상기 보정 벡터를 이용하여 상기 채널 추정 벡터를 갱신하는 단계를 통해 수행되는 것을 특징으로 하는 통신 채널의 왜곡 보상 방법.

청구항 3

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서, 상기 다운 링크는

3GPP LTE 이동 통신 규격을 따르는 다운 링크인 것을 특징으로 하는 통신 채널의 왜곡 보상 방법.

청구항 4

송신기와 수신기 사이의 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 보상하는 채널 보상 필터의 계수를 갱신하는 방법에 있어서,

수신 신호에서 기준 신호를 추출하는 단계;

채널 추정 벡터를 이용하여 상기 기준 신호에 대한 평가 신호를 계산하는 단계;

상기 추출한 기준 신호와 상기 평가 신호의 차이로부터 에러 벡터를 계산하는 단계;

상기 에러 벡터(e)의 평균 제곱 오차(Mean Square Error)를 최소로 하는 값으로 보정 벡터(w_c)를 계산하는 단계;

상기 채널 추정 벡터에 상기 보정 벡터를 더하여 새로운 채널 추정 벡터(w_{EST-N})를 계산하는 단계; 및

상기 새로운 채널 추정 벡터에 기초하여 상기 채널 보상 필터의 계수를 갱신하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 채널 보상 필터의 계수 갱신 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서, 상기 수신 신호 다음으로 수신되는 수신 신호의 평가 신호는 상기 새로운 채널 추정 벡터를 이용하여 계산되는 것을 특징으로 하는 채널 보상 필터의 계수 갱신 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서, 상기 기준 신호는

상기 송신기와 수신기가 공유하는 훈련 시퀀스(training sequence)인 것을 특징으로 하는 채널 보상 필터의 계

수 갱신 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서, 상기 수신 신호는

직교 주파수 분할 변조되어 있는 것을 특징으로 하는 채널 보상 필터의 계수 갱신 방법.

청구항 8

제 6 항에 있어서, 상기 에러 벡터(e)는 아래의 수학식(1)에 따라 계산되며,

[수학식 1]

$$e = (w^T s + z) - w_{EST}^T s$$

여기서 w는 상기 다운 링크의 채널 벡터, s 상기 기준 신호, z는 상기 다운 링크의 잡음 벡터, w_{EST}는 채널 추정 벡터인 것을 특징으로 하는 채널 보상 필터의 계수 갱신 방법.

청구항 9

제 8 항에 있어서, 상기 새로운 채널 추정 벡터(w_{EST-N})는 아래의 수학식(2)에 따라 계산되며,

[수학식 2]

$$w_{EST-N} = w_{EST} + \eta w_c$$

여기서 η 는 보정 스텝 상수인 것을 특징으로 하는 채널 보상 필터의 계수 갱신 방법.

청구항 10

제 4 항 내지 제 9 항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 다운 링크는

3GPP LTE 이동 통신 규격을 따르는 다운 링크인 것을 특징으로 하는 채널 보상 필터의 계수 갱신 방법.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 무선 통신의 채널의 왜곡을 보상하는 방법에 관한 것으로, 보다 구체적으로 신호를 수신할 때마다 통신 채널 상태를 고려하여 수신 신호의 왜곡을 보상하는 채널 보상 필터의 계수를 실시간으로 갱신할 수 있는 통신 채널의 왜곡 보상 방법을 제공하는 것이다.

배경기술

[0002] 3GPP(Generation Partnership Project) LTE(Long Term Evolution)는 현 이동통신 망에서 진화되는 기술로서 전 세계 무선 기술 표준화 단체 중 하나인 3GPP가 지난 2004년 말부터 고품질의 다양한 서비스를 제공하는 새로운 이동통신 기술의 필요성을 인식하고, 낮은 전송 지연(low latency), 높은 전송률(high data rate), 시스템 용량과 커버리지를 개선하는 3G LTE 표준 기술 연구에 착수했다. 3GPP에서는 기존의 WCDMA 기반의 3세대 이동통신 시스템의 기술적 한계를 극복하기 위해 2004년 말에 3GPP LTE 계획을 발표하였고, 2006년 6월에 Technical Report 규격을 작성 완료하였으며, 2007년 9월에 Technical Standard 규격 작업을 완료하였다.

[0003] 3GPP LTE 이동통신 시스템은 패킷 데이터 전송에 기반을 둔 다양한 서비스 지원을 목표로 하는 기술로서 최대 20MHz 대역폭 기준 다운링크 최대 전송속도 100Mbps, 업링크 50Mbps의 전송속도를 지원한다. 그리고 데이터 전송 효율 향상, 효율적인 주파수 자원 이용, 이동성, 낮은 전송 지연, 패킷 데이터 전송에 최적화된 기술과 서비스 품질 보장 등을 제공한다. 3GPP LTE 시스템은 기존 시스템에 비해 주파수 및 고속의 멀티미디어 서비스를 효율적으로 사용하는 IP 네트워크로 진화되는 이동통신 시스템이다.

[0004] 3GPP LTE 이동 단말기는 대역폭 20MHz 기준으로 이동속도 120km/h에서 하향링크 30Mbps, 상향링크 15Mbps의 데

이더 전송속도를 지원한다. 또한, 고품질 및 고속의 멀티미디어 서비스를 제공하는 단말로서 3.5세대인 HSDPA에 반해 모바일 영상 서비스가 본격적으로 제공되는 3G LTE 이동통신 시스템의 단말이다.

[0005] 3GPP LTE는 2010년경이면 4세대가 규정하는 서비스 속도인 이동중 100Mbps, 정지 시에는 1Gbps 구현으로 상용화가 가능할 것으로 예상된다. 이는 현재 상용화된 WCDMA의 50배, 초고속인터넷 VDSL의 2배에 해당하는 것으로, HDTV급 대용량 멀티미디어 콘텐츠 구현이 가능하다. 즉, CD 1장(700MB) 짜리 영화 1편을 다운로드 할 경우 56초이면 가능한 기술적인 측면과 현 이동통신 망을 기반으로 하고 있다는 점에서 4세대로 거론되는 기술 중 가장 유력한 후보 기술로 대두되고 있다.

[0006] 3GPP LTE 이동 통신 시스템에서 다운 링크로 직교 주파수 분할 다중 접속(OFDMA, Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식을 사용하며, 업 링크로 단일 캐리어 주파수 분할 다중 접속(SCFDMA, Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 방식을 사용한다.

[0007] 직교 주파수 분할 다중 접속 방식은 다중 사용자가 서로 다른 부반송파를 통해 동시에 신호를 송신하는 방식으로, 주파수 선택적 페이딩 현상과 협대역 간섭에 강하며 사용자간 효율적인 자원분배 능력으로 인해 차세대 광대역 무선 다중 접속 방식으로 널리 제안되고 있다.

[0008] 그러나 직교 주파수 분할 다중 접속 방식은 전파 지연, 송수신 발진기 오차에 의한 시간 및 주파수 동기 오차, 다중 부반송파 신호 사이의 간섭 등으로 인하여, 신호가 무선 통신 채널을 통해서 송신될 때 다양한 왜곡을 겪게 된다. 따라서 수신 성능을 향상시키기 위해서는 채널에서 발생한 크기/위상/간섭 등의 왜곡을 예측하여 수신 신호를 송신시의 형태로 복원하는 과정이 필요하다. 이와 같이, 수신 신호에서 발생한 왜곡을 예측하는 것을 채널 추정이라 언급한다.

[0009] 데이터 복호를 위하여 먼저 각 부채널의 주파수 영역 특성을 추정하여 보상해야 하는데, 이와 같이 통신 채널의 특성을 추정하여 보상하는 수신 기법을 코히어런트(coherent) 검출 방식이라고 한다. 차등 부호화 방식 등과 같이 채널 추정 후 보상 방식을 사용하지 않는 송수신 방식이 있기는 하나, 일반적으로 높은 수신 성능을 획득하기 위하여 통신 채널을 추정하여 복조시에 사용하는 코히어런트 방식이 널리 사용된다. 이를 위해서는 정확한 채널 추정과 보상이 필수적으로 요구되는데, 특히, 3PP LTE 기반 통신 시스템과 같이, 광대역을 이용하여 신호를 송신하는 이동 통신 시스템에서는 주파수 선택적 왜곡이 협대역에 비해 심각해지므로 채널 추정에 대한 중요성이 더욱 증대된다.

[0010] 통신 채널의 추정을 위해 가장 널리 사용되는 LS(Least Square) 방식은 실제 수신 신호에서 추출한 기준 신호와 평가 신호의 차이(difference)를 나타내는 아래의 수학식(1)과 같은 비용 함수(J)를 최소로 하는 채널 추정 벡터를 계산한다.

[0011] [수학식 1]

$$J = (r - wS)^2$$

[0012] 여기서 r은 수신 신호에서 추출한 기준 신호를 의미하며, w는 통신 채널의 채널 임펄스 응답으로 채널 추정 벡터를 의미하며, S는 수신기에 기저장된 기준 신호를 의미한다.

[0013] 비용 함수(J)를 최소로 하는 채널 추정 벡터를 계산하기 위하여 비용 함수(J)를 채널 추정 벡터로 미분하면, 아래의 수학식(2)와 같은 채널 추정 벡터(w_{LS})를 구할 수 있다.

[0014] [수학식 2]

$$w_{LS} = (S S^T)^{-1} S^T r$$

[0015] 여기서 T는 켤레 전치(conjugate transpose) 행렬을 의미한다.

[0016] 위에서 설명한 LS 채널 추정 방식(이하, 종래 LS 기반 채널 추정 방법이라 언급함)은 적은 계산량을 요구하며 간단한 구조로 구현 가능하여 널리 이용되고 있다. 그러나 종래 LS 기반의 채널 추정 방법은 시간에 따라 계속하여 변하는 채널 상태를 고려하지 않으며, 채널 추정 벡터(w_{LS})의 일 항목인 SS^T 의 값이 0이거나 0에 근접한 값을 가지는 경우 역변환이 불가능하여 채널 추정 벡터(w_{LS})를 계산하기 곤란하며, 다른 채널 추정 방식을 이용하

여 다시 채널 추정 벡터를 계산하여야 한다는 문제점을 가진다. 즉, 종래 LS기반의 채널 추정 방법은 SS^T 의 역변환이 존재하거나 용이하게 계산할 수 있을 경우에만 채널 추정 벡터를 성공적으로 계산할 수 있으며, SS^T 가 역변환이 존재하지 않는 singular matrix인 경우 채널 추정 벡터를 계산할 수 없게 된다.

[0019] 종래 LS 기반 채널 추정 방법이 가지는 문제점을 해결하기 위하여 아래의 수학식(2-1)과 같이 일정값(α)을 가지는 고유 벡터(I)를 추가하여 채널 추정을 수행하며 이로 인하여 계산량이 증가한다는 문제점을 가진다.

[0020] [수학식 2-1]

[0021]
$$w_{LS} = (\alpha I + SS^T)^{-1} S^T r$$

발명의 내용

해결하려는 과제

[0022] 따라서 본 발명은 종래 LS기반의 채널 추정 방법이 가지는 문제점을 해결하기 위한 것으로, 본 발명이 이루고자 하는 목적은 SS^T 의 역변환이 존재하지 않는 경우에도 채널 왜곡을 보상할 수 있는 방법을 제공하는 것이다.

[0023] 본 발명이 이루고자 하는 다른 목적은 신호를 수신할 때마다 통신 채널 상태를 고려하여 수신 신호의 왜곡을 보상하는 채널 보상 필터의 계수를 실시간으로 갱신할 수 있는 채널 왜곡 보상 방법을 제공하는 것이다.

[0024] 본 발명이 이루고자 하는 또 다른 목적은 시간에 따라 변화하는 채널 상태를 고려하여 채널 왜곡을 보상할 수 있는 방법을 제공하는 것이다.

[0025] 본 발명이 이루고자 하는 또 다른 목적은 신호를 수신할 때마다 채널 보상 필터의 계수를 갱신하여 정확하게 채널 왜곡을 보상할 수 있는 방법을 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

[0026] 본 발명의 목적을 달성하기 위하여 본 발명에 따른, 송신기와 수신기 사이의 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 보상하는 방법은 송신기로부터 송신되는 신호를 수신하는 단계와, 채널 추정 벡터에 따라 설정된 채널 보상 필터를 이용하여 수신 신호의 왜곡을 보상하는 단계를 포함하며,

[0027] 채널 추정 벡터는 수신 신호에서 기준 신호를 추출하는 단계와, 채널 추정 벡터를 이용하여 기준 신호에 대한 평가 신호를 계산하는 단계와, 평가 신호와 추출한 기준 신호의 차이로부터 에러 벡터를 계산하는 단계와, 에러 벡터의 평균 제곱 오차(Mean Square Error)를 최소화 하는 값으로 보정 벡터를 계산하는 단계와, 보정 벡터를 이용하여 채널 추정 벡터를 갱신하는 단계를 통해 갱신된다.

[0028] 본 발명의 목적을 달성하기 위하여 본 발명에 따른, 송신기와 수신기 사이의 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 보상하는 채널 보상 필터의 계수를 갱신하는 방법은 수신 신호에서 기준 신호를 추출하는 단계와, 채널 추정 벡터를 이용하여 기준 신호에 대한 평가 신호를 계산하는 단계와, 추출한 기준 신호와 평가 신호의 차이로부터 에러 벡터를 계산하는 단계와, 에러 벡터의 평균 제곱 오차(Mean Square Error)를 최소화 하는 값으로 보정 벡터(w_c)를 계산하는 단계와, 채널 추정 벡터에 보정 벡터를 더하여 새로운 채널 추정 벡터(w_{EST-N})를 계산하는 단계와, 새로운 채널 추정 벡터에 기초하여 채널 보상 필터의 계수를 갱신하는 단계를 포함한다.

[0029] 여기서 수신 신호 다음으로 수신되는 수신 신호의 평가 신호는 새로운 채널 추정 벡터를 이용하여 계산되며, 기준 신호는 송신기와 수신기가 공유하는 훈련 시퀀스(training sequence)인 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0030] 본 발명에 따른 통신 채널의 왜곡 보상 방법은 다음과 같은 다양한 효과를 가진다.

[0031] 첫째 본 발명에 따른 통신 채널의 왜곡 보상 방법은 신호가 수신될 때마다 채널 보상 필터의 계수를 실시간으로 갱신함으로써, 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 정확하게 보상할 수 있다.

[0032] 둘째, 본 발명에 따른 통신 채널의 왜곡 보상 방법은 추출한 기준 신호와 기준 신호에 대한 평가 신호 사이의 에러 벡터만을 이용하여 채널 보상 필터의 계수를 갱신함으로써, 간단하고 적은 계산량으로 다운 링크 통신 채널

널에 존재하는 왜곡을 정확하게 보상할 수 있다.

[0033] 셋째, 본 발명에 따른 통신 채널의 왜곡 보상 방법은 SS^T 의 역변환이 존재하지 않는 경우에도 채널 추정 벡터를 계산하여 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 보상할 수 있다.

[0034] 넷째, 본 발명에 따른 통신 채널의 왜곡 보상 방법은 신호가 수신될 때마다 채널 보상 필터의 계수를 갱신함으로써, 시간에 따라 변화하는 채널 상태를 고려하여 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 보상할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0035] 도 1은 송신기(10)과 수신기(20)를 구비하는 본 발명에 따른 이동 통신 시스템을 개략적으로 도시하고 있다.

도 2는 수신기에서 수신되는 데이터의 왜곡 상태를 나타내는 도면이다.

도 3은 본 발명에 따른 송신기를 설명하기 위한 기능 블록도이다.

도 4는 본 발명에 따른 수신기를 설명하기 위한 기능 블록도이다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 갱신부를 보다 구체적으로 설명하기 위한 기능 블록도이다.

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 통신 채널의 왜곡 보상을 설명하기 위한 흐름도이다.

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 보상 필터의 계수를 갱신하는 단계를 보다 구체적으로 설명하기 위한 흐름도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0036] 이하 첨부한 도면을 참고로 본 발명에 따른 통신 채널에 존재하는 왜곡 성분을 보상하는 방법에 대해 보다 구체적으로 설명한다.

[0037] 도 1은 송신기(100)과 수신기(200)를 구비하는 본 발명에 따른 이동 통신 시스템을 개략적으로 도시하고 있으며, 도 2는 수신기에서 수신되는 데이터 신호의 왜곡 상태를 설명하기 위한 도면이다.

[0038] 도 1을 참고로 살펴보면, 송신기(100)로부터 수신기(200)로, 즉 다운 링크로 데이터를 송신하고자 하는 경우, 데이터는 송신기(100)와 수신기(200) 사이의 통신 채널(C)을 통해 수신기(200)로 송신된다. 통신 채널(C)은 물리적인 매체로서, 송신되는 데이터는 통신 채널(C)에서 왜곡 현상을 경험하며, 수신기(200)는 왜곡된 데이터를 송신기(100)로부터 수신한다. 바람직하게, 이동 통신 시스템에서 송신기는 기지국이며 수신기는 이동 단말기인 것을 특징으로 한다.

[0039] 도 2를 참고로 수신기(200)에서 수신되는 데이터의 왜곡 상태를 보다 구체적으로 살펴보면, 송신기(100)에서 송신하고자 하는 데이터 신호는 다중 경로를 통해 수신기(200)로 수신된다. 직교 주파수 분할 다중 접속 방식은 단일 반송파를 사용하는 대신 다중 부반송파를 사용하여 데이터 신호를 송신한다. 따라서 송신기(100)에서 부반송파를 통해 송신되는 데이터($s_0, s_1, \dots, s_{k-1}$)는 각각 채널 상태를 나타내는 채널 임펄스 응답($w_0, w_1, \dots, w_{k-1}$)에 의해 영향을 받으며, 통신 채널(c)에 존재하는 잡음($z_0, z_1, \dots, z_{k-1}$)이 더해져 이동 단말기(200)로 수신된다. 수신기(200)에서 수신되는 신호($r_0, r_1, \dots, r_{k-1}$)는 아래의 수식(6)과 같이 표현된다.

[0040] [수학식 6]

[0041]
$$r = wS + z$$

[0042] 도 3은 본 발명에 따른 송신기(100)를 설명하기 위한 기능 블록도이며, 도 4는 본 발명에 따른 수신기(200)를 설명하기 위한 기능 블록도이다.

[0043] 도 3을 참고로 본 발명에 따른 송신기를 보다 구체적으로 살펴보면, 변조부(120)는 입력되는 비트 데이터를 BPSK, QPSK, 8PSK와 같은 위상 편이 변조(Phase Shift Keying(PSK)) 또는 16QAM, 64QAM와 같은 직교진폭변조(Quadrature Amplitude Modulation(QAM))의 방식 중 어느 하나의 방식을 이용하여 비트 데이터를 주파수 영역의 반송파(carrier) 신호로 변조한다. 역이산 푸리에 변환부(Inverse Discrete Fourier Transform(IDFT), 130)는 변조된 반송파 신호에 기준 신호 발생부(140)에서 생성된 기준 신호를 포함시켜 시간 영역의 반송파 신호를 생성한다. 여기서 기준 신호 발생부(140)는 송신기(100)와 수신기(200)가 공유하는 훈련 시퀀스(training

sequence)를 생성하는데, 바람직하게 훈련 시퀀스로 파일럿 심벌(pilot symbol)을 생성한다.

[0044] 기준 신호는 송신기(100)와 수신기(200)에 공유되어, 송신기(100)와 수신기(200) 사이의 통신 채널을 추정하는데 이용되며, 변조된 다중 반송파 신호에 기준 신호를 배치하는 방식은 주파수 축상에 기준 신호를 배치하지 않고 시간 축상에만 기준 신호를 배치하는 블록 타입(block type), 시간 축상에는 기준 신호를 배치하지 않고 주파수 축상에만 기준 신호를 배치하는 콤 타입(comb type), 주파수 축상과 시간 축상에 모두 기준 신호를 배치하는 라텍스 타입(lattice type)이 있다. 본 발명이 적용되는 분야에 따라 기준 신호는 변조된 다중 반송파 신호에 다른 방식으로 배치될 수 있으며 이는 본 발명의 범위에 속한다.

[0045] 다중 반송파 변조방식(MCM)인 직교 주파수 분할 다중 접속 방식은 부반송파 각 심볼이 다중경로 채널을 통해 전송되는 동안 상호 심볼간 간섭(ISI)을 방지하기 위해 연속된 심볼 사이에 채널의 최대 지연확산(Delay Spread)보다 긴 보호구간(Guard Interval)을 삽입하는데, 이를 사이클릭 익스텐션(Cyclic Extension)이라고 한다. CP 삽입부(150)는 부반송파 간의 직교성의 파괴를 방지하기 위해 유효 심볼구간의 마지막 구간의 신호를 복사하여 유효심볼구간 앞에 위치하는 보호구간에 CP(Cyclic Prefix)를 삽입한다.

[0046] 도 4를 참고로 본 발명의 일 실시예에 따른 수신기를 보다 구체적으로 살펴보면, 송신기(100)로부터 송신된 신호는 통신 채널에서 왜곡되고 잡음이 추가되어 수신기(200)에서 수신된다. 수신기(200)의 동기화부(210)는 수신 신호의 시간, 주파수 동기를 수행하며, CP 제거부(220)는 수신 신호에 삽입되어 있는 CP를 제거한다. 동기화부(210)는 수신 신호의 시간 동기화를 위하여 먼저 수신 신호의 패킷 또는 프레임 단위로 개략적으로 시간 동기화한 후, CIR(channel impulse response) 방식 또는 Van de Beek 방식 등과 같은 심볼 동기화 방식을 사용하여 심볼 단위로 시간 동기화한다. 한편 동기화부(210)는 수신 신호로부터 주파수 오프셋을 추정하여 주파수 동기 획득을 통해 주파수 동기화한다.

[0047] 이산 푸리에 변환부(230)는 CP가 제거된 수신 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하고, 갱신부(240)는 수신 신호에서 추출한 기준 신호와 수신기에 기저장되어 있는 기준 신호에 대한 평가 신호 사이의 에러 벡터로부터 보정 벡터를 계산하고 보정 벡터를 이용하여 새로운 채널 추정 벡터를 계산한다. 한편, 등화부(250)는 수신 신호에서 발생한 왜곡을 채널 보상 필터를 이용하여 보상하는데, 등화부(250)는 갱신부(240)에서 계산한 새로운 채널 추정 벡터에 기초하여 채널 보상 필터의 계수를 재설정하며, 재설정된 채널 보상 필터를 통해 수신 신호 다음으로 수신되는 신호의 왜곡을 보상한다. 복조부(260)는 등화부(250)에서 왜곡 보상된 수신 신호를 복호화하여 출력 데이터를 생성한다.

[0048] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 갱신부를 보다 구체적으로 설명하기 위한 기능 블록도이다.

[0049] 도 5를 참고로 보다 구체적으로 살펴보면, 훈련 시퀀스 추출부(231)는 동기화된 수신 신호에서 훈련 시퀀스를 추출한다. 수신 신호의 프레임 또는 패킷에는 훈련 시퀀스가 블록 타입(block type), 콤 타입(comb type), 라텍스 타입(lattice type) 중 어느 하나의 방식으로 배치되어 있으며, 수신 신호의 프레임 또는 패킷에는 훈련 시퀀스의 배치 방식에 대한 정보가 저장되어 있어 훈련 시퀀스 추출부(231)는 훈련 시퀀스의 배치 방식에 대한 정보를 통해 수신 신호에 포함되어 있는 훈련 시퀀스를 추출한다. 한편, 평가 신호 계산부(233)는 기저장되어 있는 채널 추정 벡터(w_{EST})를 이용하여 수신기(20)에 기저장되어 있는 기준 신호에 대한 평가 신호(y)를 아래의 수식(7)과 같이 계산한다.

[0050] [수학식 7]

$$y = w_{EST}^T s$$

[0051]

[0052] 에러 벡터 계산부(235)는 추출한 기준 신호와 기준 신호에 대한 평가 신호의 차이로부터 에러 벡터(e)를 아래의 수식(8)과 같이 계산한다.

[0053] [수학식 8]

$$e = r - y = (w^T s + z) - w_{EST}^T s$$

[0054]

[0055] 보정 벡터 계산부(237)는 에러 벡터(e)의 크기를 나타내는 비용 함수(J)를 이용하여 아래의 수식(9)을 만족하는 벡터를 보정 벡터(w_c)로 계산한다. 보정 벡터 계산부(237)는 에러 벡터(e)의 평균 제곱 오차(Mean Square

Error)를 채널 추정 벡터로 미분하여 에러 벡터의 평균 제곱 오차가 최소로되는 값을 보정 벡터(w_c)로 계산한다.

[수학식 9]

$$\frac{d}{dw_{EST}} J=0, \text{ 여기서 } J=e e^* \text{ 이며 } * \text{는 켤레(conjugate) 연산을 의미한다.}$$

한편 갱신부(239)는 계산한 보정 벡터(w_c)에 기저장된 채널 추정 벡터(w_{EST})를 합하여 새로운 채널 추정 벡터(w_{N-EST})를 아래의 수학식(10)과 같이 계산한다.

[수학식 10]

$$w_{N-EST} = w_{EST} + \eta w_c$$

여기서 η 는 보정 스텝(step) 상수로서, 보정 스텝 상수의 값이 작을수록 정교한 채널 추정이 가능하나 정확한 채널 추정을 위해 많은 채널 추정 과정이 필요하게 된다.

바람직하게, 최초 채널 추정 벡터($w_{EST}(0)$)는 채널 모델에 따라 특정 상수로 초기 설정될 수 있다.

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른, 송신기와 수신기 사이의 다운 링크 통신 채널에 존재하는 왜곡을 보상하는 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

도 6을 참고로 살펴보면, 수신기는 송신기로부터 신호를 수신하는 경우(S1), 등화기의 채널 보상 필터를 통해 수신 신호에 포함되어 있는 왜곡을 보상한다(S3). 수신 신호의 왜곡을 보상하기 위하여 채널 추정 벡터가 기저장되어 있으며, 채널 보상 필터의 계수는 채널 추정 벡터로 설정된다.

한편, 기저장되어 있는 채널 추정 벡터는 수신 신호에서 추출한 기준 신호와 기준 신호에 대한 평가 신호의 차이로부터 생성된 보정 벡터를 이용하여 수신 신호의 채널 상태를 고려한 새로운 채널 추정 벡터를 계산하며, 계산한 새로운 채널 추정 벡터를 이용하여 채널 보상 필터의 계수를 갱신한다(S5).

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 보상 필터의 계수를 갱신하는 단계를 보다 구체적으로 설명하기 위한 흐름도이다.

도 7을 참고로 보다 구체적으로 살펴보면, 수신기는 수신 신호에서 기준 신호를 추출한다(S11). 기준 신호는 수신기와 송신기가 공유하는 훈련 시퀀스로 파일럿 심볼이 사용될 수 있다. 한편, 수신기는 기저장되어 있는 기준 신호를 채널 추정 벡터에 적용하여 기준 신호에 대한 평가 신호를 상기 수학식(7)과 같이 계산한다(S13).

수신 신호에서 추출한 기준 신호와 기준 신호에 대한 평가 신호의 차이로부터 상기 수학식(8)과 같이 에러 벡터를 계산하고(S15), 에러 벡터(e)의 평균 제곱 오차(Mean Square Error)를 최소로 하는 값으로 상기 수학식(9)와 같이 보정 벡터(w_c)를 계산한다(S16).

계산한 보정 벡터의 크기가 임계값(TH)을 초과하는지 판단하여(S17), 보정 벡터의 크기가 임계값을 초과하지 않는 경우 수신 신호에 대한 새로운 채널 추정 벡터를 계산하지 않는다. 반면, 계산한 보정 벡터의 크기가 임계값을 초과하는 경우, 수신 신호에 대한 새로운 채널 추정 벡터를 상기 수학식(10)과 같이 계산한다(S18). 수신 신호에 대한 새로운 채널 추정 벡터가 계산되는 경우 계산한 새로운 채널 추정 벡터를 이용하여 채널 보상 필터의 계수를 새로운 채널 추정 벡터로 갱신한다(S19).

본 발명은 도면에 도시된 실시예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다.

따라서, 위에서 설명한 본 발명의 다양한 실시예는 본 발명의 권리범위를 정함에 있어 하나의 참고가 될 뿐이며, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

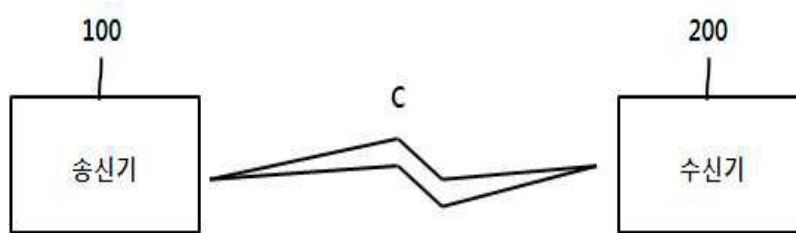
부호의 설명

[0072]

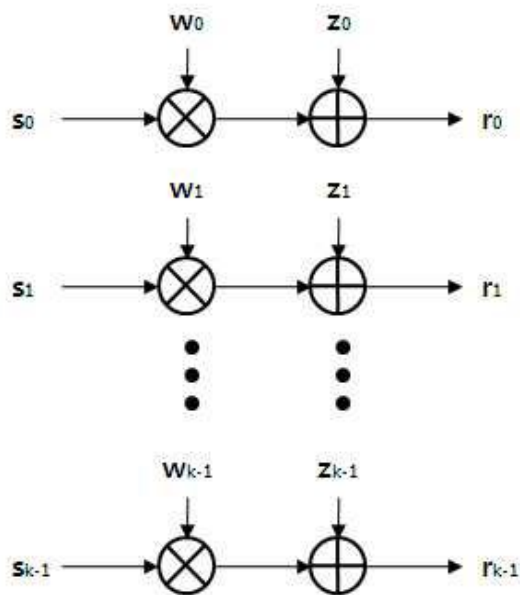
100: 송신기	200: 수신기
120: 변조부	130: 역이산 푸리에 변환부
140: 기준신호 발생부	150: CP 삽입부
210: 동기화부	220: CP 제거부
230: 이산 푸리에 변환부	240: 갱신부
250: 등화부	260: 복조부

도면

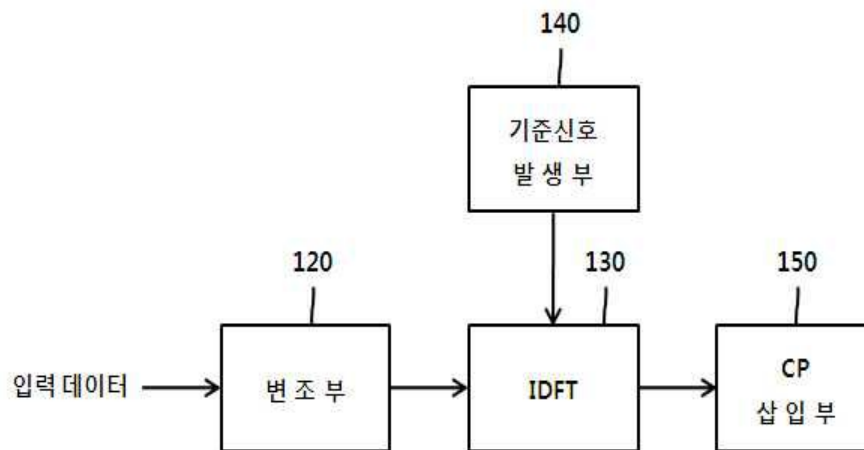
도면1



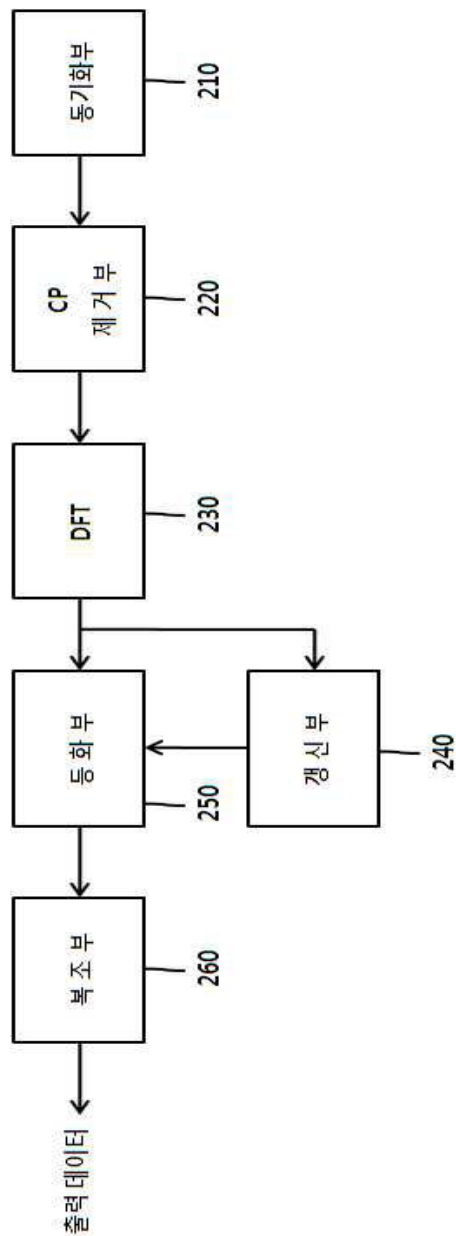
도면2



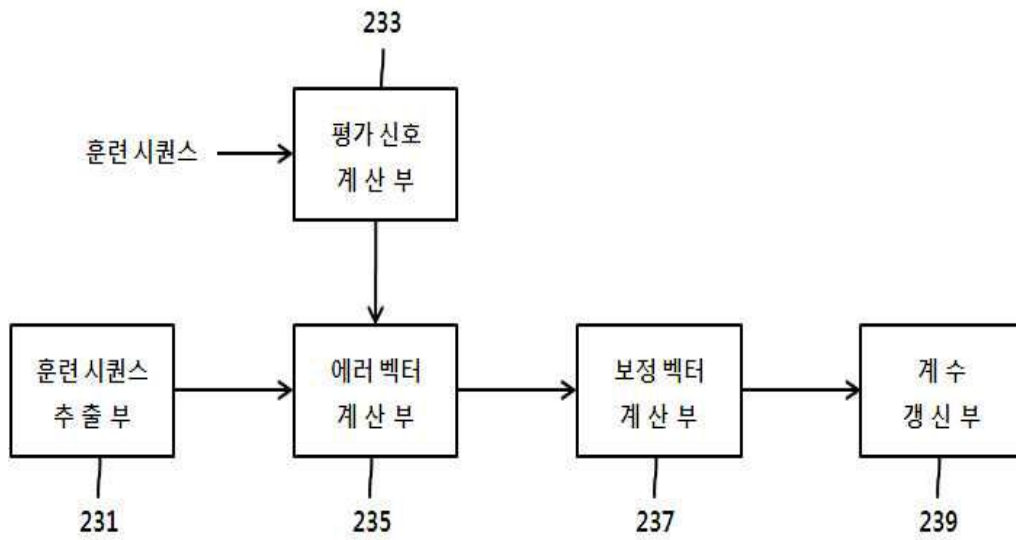
도면3



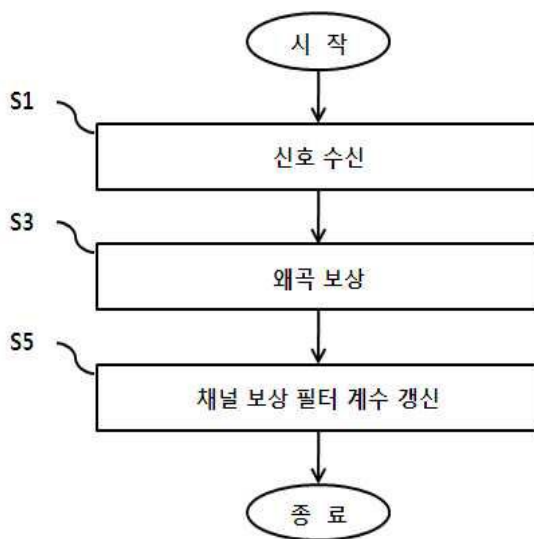
도면4



도면5



도면6



도면7

