(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.[7]
H04N 7/015

(45) 공고일자 2004년12월29일
(11) 등록번호 10-0463544
(24) 등록일자 2004년12월16일

(21) 출원번호 10-2002-0079963
(22) 출원일자 2002년12월14일

(65) 공개번호 10-2004-0053412
(43) 공개일자 2004년06월24일

(73) 특허권자 엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의도동 20번지

(72) 발명자 홍성룡
경기도성남시분당구금곡동133청솔주공아파트904-1301

김준태
경기도용인시기흥읍영덕리두진아파트102동1101호

최인환
서울특별시금천구시흥4동173번지16호

강경원
서울특별시서대문구창천동4-70101호

신종웅
경상남도창녕군부곡면거문리940번지

김병길
서울특별시강남구대치동미도아파트208동904호

김우찬
경기도성남시수정구복정동692-4번지402호

김재형
인천광역시서구원당동567번지KAL아파트101-1301

(74) 대리인 김용인
심창섭

심사관 : 최훈

(54) 채널 등화 장치 및 이를 이용한 디지털 TV 수신기

요약

본 발명은 주파수 영역에서의 채널 등화 장치 및 이를 이용한 디지털 TV 수신기에 관한 것으로서, 특히 훈련신호를 이용하여 채널을 추정하고 그로부터 역채널의 주파수 응답을 구해서 그 값을 주파수 영역 등화기의 초기 계수로 사용하고 데이터 구간에 대해 LMS 방식의 적응 알고리즘을 이용하여 주파수 영역 등화를 진행함으로써, 추정채널 오차가 존재하는 경우나 훈련신호의 빈도보다 빠르게 변화하는 동적 채널의 상황에서도 일관된 등화 성능을 낼 수 있도록 하며, 또한, 기존 시간 영역 채널 등화기의 문제점인 다중경로나 단일 주파수 네트워크 환경(SFN) 하에서 메인과 반사 경로의 구분 불가능으로 인한 등화 실패 및 그 결과로 생기는 데이터 프레임의 동기 깨짐 현상을 극복하여 고정 수신

뿐만이 아니고 이동수신의 상황에서도 견고한 수신 성능을 낼 수 있도록 한다.

대표도

도 3

색인어

채널 추정, 잡음 예측, 주파수 영역, LMS, 등화

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 기존의 시간 영역에서 등화하는 결정 궤환 등화기의 구성 블록도
도 2는 본 발명과 관련된 채널 추정기를 이용한 주파수 영역 채널 등화 장치의 구성 블록도
도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 주파수 영역에서의 채널 등화 장치의 구성 블록도
도 4a 내지 도 4h는 도 3의 증폭 잡음 제거부의 동작을 설명하기 위한 주파수 스펙트럼도
도 5는 도 3의 잡음 제거부의 상세 블록도
도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 주파수 영역에서의 채널 등화 장치의 구성 블록도
도면의 주요부분에 대한 부호의 설명
210 : 채널 추정부
300 : 채널 왜곡 보상부 321,322,333 : FFT부
323 : 롬 330 : 주파수 영역 등화기
331,334 : 복소 곱셈기 332 : IFFT부
335 : 공액 복소값 생성기 336 : 곱셈기
337 : 가산기 338 : 계수 뱅크
341 : 결정부 342 : 훈련신호 생성기
343 : 먹스 344,420 : 감산기
400 : 잡음 제거부 410 : 잡음 예측기

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 디지털 TV 수신기의 주파수 영역에서의 채널 등화 장치에 관한 것이다.
통상, 디지탈 통신 시스템에서는 송신단의 디지탈 정보(음성, 데이타 혹은 영상)를 심볼로 매핑하고 각 심볼을 크기 혹은 위상에 비례하는 아날로그 신호로 변환시켜 전송 채널을 통해 수신단까지 전송하게 된다. 수신단에 도착한 신호는 다중 경로의 전송채널을 통과하면서 인접신호와의 간섭을 일으켜서 심하게 왜곡이 되어 있는 상태가 된다. 따라서 왜곡된 수신 신호로부터 원 신호를 복원해 내기 위해서는 채널의 보상을 위한 등화기의 채용이 필수적이다. 일반적으로 가장 많이 사용되는 채널 등화기로는 LMS 알고리즘을 이용한 결정 궤환 등화기(Decision Feedback Equalizer ; DFE)가 있다. 상기 DFE는 수신된 신호가 다중 경로 채널을 통하여 들어오는 경우 가장 에너지가 크게 들어오는 경로를 메인 경로로 삼고 나머지 경로들은 모두 반사경로를 통해 들어오는 인접신호 간섭(ISI) 혹은 고스트 신호(Ghost Signal)로 간주한 후 메인 경로를 통해 들어온 신호만을 위상과 크기를 보정하여 추출하고 나머지 경로를 통해서 들어오는 신호들은 제거를 하는 방식이다.
도 1은 시간 영역에서 동작하는 일반적인 결정 궤환 등화기의 구성도를 나타내고 있다. 도 1의 동작을 간단히 살펴보면, 전단 필터(Feed forward Filter)(101)를 통하여 메인 경로보다 시간적으로 먼저 도착한 경로의 신호들 즉, 가까운 고스트의 영향을 제거하고 후단필터 혹은 궤환필터(Feedback Filter)(102)를 통하여 메인 경로보다 시간적으로 후에 도착한 경로의 신호들 즉, 먼 고스트의 영향을 제거하게 된다. 이때, 가산기(105)는 상기 전단 필터(101)의 출력과 궤환 필터(102)의 출력을 더하여 결정부(Decision Device)(103)로 출력하고, 상기 결정부(103)는 상기 가산기(105)의 출력 신호를 미리 설정한 기준값과 비교하여 상기 가산기(105)의 출력 신호를 거리가 가장 가까운 신호 레벨로 판정한다. 이때, 상기 결정부(103)의 출력은 궤환필터(102)와 제어부(104)로 피드백된다. 즉, 상기 궤환필터(102)의 입력

으로는 가산기(105)의 출력이 아니고, 결정부(103)를 통과한 판정값이다.
따라서, 상기 결정부(103)에서 판정이 정확하게 내려진 경우, 등화기 출력 성분 속에 함께 담겨져 있는 잡음이 제거된 상태에서 궤환필터(102)의 입력으로 재 입력되기 때문에 잡음증폭 현상이 일어나지 않게 되어 일반적으로 선형 등화기에 비하여 우수한 성능을 낼 수 있으며 또한, 판정 오차가 작은 경우에는 최적 필터인 MLSE(Maximum Likelyhood Sequence Estimator)에 비등한 성능까지 낼 수 있다는 장점이 있다.
그러나, 채널 왜곡이 심한 경우 궤환필터(102)의 입력으로 들어가는 판정값 에 판정 오차가 빈번히 존재하게 되고, 그 잘못 판정된 값이 궤환필터(102) 속에서 무한 루프를 돌면서 계속해서 등화기의 성능을 열화시키게 되는 오차진행상황(Error Propagation Situation)에 빠질 수가 있다. 또한 메인 경로가 막히고 반사 경로만을 통해서 수신된 신호만 존재하는 경우 혹은 다중 안테나를 통하여 동일 신호가 서로 다른 경로로 전송된 경우(Single Frequency Network ; SFN), 각 경로로 들어오는 에너지가 비슷한 상황이 발생하여 그중 어느 신호를 메인으로 삼을 것인지 불분명하게 되는 경우가 있다. 즉, 시간영역 등화기에서 메인 경로와 반사경로의 위치가 수시로 바뀌는 경우 등화기의 성능 열화 현상이 발생하며, 이로 인해 프레임 동기가 흔들리면 등화기 후단에서 수행되는 채널 디코딩이 불가능하게 된다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

이러한 상황에 대하여는 더 이상 메인 신호와 반사경로 신호로 구분짓는 것이 무의미해지게 되며 이 상황에 대해서는 DFE가 제대로 등화를 못해내기 때문에 심한 다중경로나 SFN 채널의 보상에는 적합하지 못하다.
한편, 상기 DFE 구조의 문제점을 해결하고자 채널 추정기와 잡음 예측기를 이용한 ZF(Zero Forcing) 주파수 영역 채널 등화 장치가 본 출원인에 의해 제안된 바 있다(출원 번호 : 2002-45575호, 출원일 : 2002년 8월 1일).
도 2는 상기 ZF 주파수 영역 채널 등화 장치의 구성 블록도로서, 채널 추정부(210)는 전송신호 속에 삽입되어 있는 훈련신호를 이용하여 전송 채널 h(n)을 최소 자승 오차인 관점(Least Square Sense)에서 정확하게 추정하여 추정 채널 $\hat{h}(n)$ 을 그 출력으로 낸다. 그리고, 추정 채널 $\hat{h}(n)$ 은 FFT(222)에서 주파수 영역($\hat{H}(\omega)$)으로 변환되고, 다시 ROM 테이블(223)을 통하여 역채널의 주파수 응답인 $\hat{H}(\omega)^{-1}$ 으로 변환된 후 FFT(221)에서 주파수 영역으로 변환된 수신 데이터 $Y(\omega)$ 와 복소 곱셈기(224)에서 곱하여진다. 상기 복소 곱셈기(224)의 출력은 IFFT(225)에서 다시 시간영역으로 역변환됨으로써, ZF 방식의 채널등화 과정이 끝난 시간 영역 데이터 심볼이 얻어지게 된다. 그리고, 등화 과정시 증폭된 잡음은 등화기 후단에 배치되어 있는 잡음 제거기(230)에서 제거하게 된다.
상기된 도 2의 ZF 채널 등화 장치는 다중경로 채널이나 SFN 채널에도 견고하게 채널을 보상할 수 있으며, 또한 오차진행상황을 겪지 않아도 되므로 안정적으로 동작한다는 장점과 함께 등화 영역을 적은 하드웨어를 가지고 넓힐 수 있다는 잇점을 함께 가지고 있다.
그러나, 상기된 도 2의 ZF 채널 등화 장치는 전적으로 채널 추정부(210)의 성능에 의존하고 있으므로, 채널 추정 오차가 생길 경우 완전한 채널의 보상이 이루어지지 않을 수도 있다.
본 발명의 목적은 주파수 영역에서의 채널 등화시 채널 추정된 값의 영향을 최소화함으로써, 추정채널 오차가 존재하는 경우나 훈련신호의 빈도보다 빠르게 변화하는 동적 채널의 상황에서도 일관된 등화 성능을 낼 수 있는 채널 등화 장치 및 이를 이용한 디지털 TV 수신기를 제공함에 있다.
본 발명의 다른 목적은 훈련열을 이용하여 채널 추정된 값은 주파수 영역 등 화시의 초기 계수로 사용하고, 데이터 구간에 대해서는 LMS 방식의 적응 알고리즘을 이용하여 주파수 영역 등화를 수행하는 채널 등화 장치 및 이를 이용한 디지털 TV 수신기를 제공함에 있다.

발명의 구성 및 작용

상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 채널 등화 장치는, 훈련신호를 이용하여 채널을 추정하고 그로부터 역채널의 주파수 응답을 구해서 그 값을 주파수 영역 등화기의 초기 계수로 사용하고 데이터 구간에 대해 LMS 방식의 적응 알고리즘을 이용하여 주파수 영역 등화를 진행해 감으로써, 추정채널 오차가 존재하는 경우나 훈련신호의 빈도보다 빠르게 변화하는 동적 채널의 상황에서도 일관된 등화 성능을 낼 수 있도록 하는데 그 특징이 있다.
또한, 기존 결정 궤환 등화기의 문제점인 다중경로나 단일 주파수 네트워크 환경(SFN) 하에서 메인과 반사 경로의 구분 불가능으로 인한 등화 실패 및 그 결과로 생기는 데이터 프레임의 동기 깨짐 현상을 극복하여 고정 수신뿐만이 아니고 이동수신의 상황에서도 견고한 수신 성능을 낼 수 있도록 하는데 그 특징 있다.
이를 구체화한 본 발명에 따른 채널 등화 장치는, 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하는 채널 추정부와, 상기 수신 신호 및 추정된 채널의 임펄스 응답을 주파수 영역 신호로 각각 변환한 후, 추정된 주파수 영역의 채널 임펄스 응답의 역값을 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 계속 계수 갱신을 수행하며 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출 력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음을 제거하는 잡음 제거부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.
상기 채널 추정부는 훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산한 후 그 값을 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 한다.
상기 채널 추정부는 훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산하고, 상기 상호 상관값과 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬을 곱한 후 곱셈 결과를 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 한다.

상기 채널 추정부는 훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산하고, 상기 상호 상관값과 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬을 곱한 후 곱셈 결과와 이전 프레임의 추정 채널의 임펄스 응답과의 평균값을 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 한다.
상기 채널 왜곡 보상부는 상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와, 상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와, 상기 주파수 영역의 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답들을 미리 테이블화하여 저장하고 있으며, 상기 제 2 FFT부에서 출력되는 추정 전송 채널의 역채널에 해당 하는 주파수 응답을 선택 출력하는 롬과, 상기 롬에서 출력되는 역채널의 주파수 응답을 입력받아 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 채널 등화된 신호를 데이터를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 주파수 영역 등화기로 구성되는 것을 특징으로 한다.
상기 제 1 FFT부는 길이 M인 수신 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시킨 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 한다.
상기 제 2 FFT부는 길이 M인 추정된 채널 임펄스 응답에 FFT 블록 크기인 N에 맞도록 0값을 부가한 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 한다.
상기 주파수 영역 등화기는 상기 롬에서 출력되는 역채널의 주파수 응답을 입력받아 주파수 영역 등화를 위한 초기 계수로 설정하며, 이후 데이터 구간에서 계속 갱신되는 계수들을 저장 및 출력하는 계수 뱅크와, 상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호에 상기 계수 뱅크에서 출력되는 계수를 곱하여 상기 주파수 영역의 수신 신호에 포함된 채널 왜곡을 보정하는 복소 곱셈기와, 상기 복소 곱셈기에서 출력되는 왜곡이 보정된 주파수 영역의 수신 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와, 상기 IFFT부의 출력과 잡음 제거부에서 잡음이 제거된 신호와의 차를 오차 신호로 입력받아 주파수 영역으로 변환하는 제 3 FFT부와, 상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호의 공액 복소값을 출력하는 공액 복소값 생성기와, 상기 제 3 FFT부의 출력과 공액 복소값 생성기의 출력을 곱하는 복소 곱셈기와, 상기 복소 곱셈기의 출력에 스텝 사이즈(α)를 곱하는 곱셈기 와, 상기 곱셈기의 출력과 상기 계수 뱅크에서 피드백되는 이전 계수를 더하여 계수 갱신을 수행한 후 다시 상기 계수 뱅크로 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 한다.
상기 IFFT부는 시간 영역으로 변환된 N개의 신호로부터 후반 M개의 샘플만을 추출하여 잡음 제거부로 출력하는 것을 특징으로 한다.
상기 제 3 FFT부는 길이 M인 오차 신호 앞에 FFT 블록 크기인 N에 맞도록 0값을 부가한 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 한다.
상기 잡음 제거부는 상기 채널 왜곡 보상부의 출력과 피드백되는 증폭 잡음이 제거된 신호의 결정값을 이용하여 상기 채널 왜곡 보상부의 출력에 포함된 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화하는 감산기로 구성되는 것을 특징으로 한다.
본 발명은 상기 잡음 제거부의 출력단에 연결되어, 상기 잡음 제거부에서 출력되는 증폭 잡음이 제거된 신호와 가장 가까운 결정값을 출력하는 결정부와, 훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 결정값을 선택하여 상기 잡음 예측기로 피드백시키는 선택기와, 상기 선택기를 통해 출력되는 신호와 상기 채널 왜곡 보상부의 출력 신호와의 차를 오차 신호로 하여 상기 채널 왜곡 보상부의 제 3 FFT부로 출력하는 감산기를 더 포함하는 것을 특징으로 한다.
본 발명의 다른 실시예에 따른 채널 등화 장치는, 수신 신호를 주파수 영역으로 변환한 후, 채널 등화된 신호를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상 기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 채널 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음을 제거한 후 계수 갱신을 위해 상기 채널 왜곡 보상부로 피드백하는 잡음 제거부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.
상기된 본 발명의 다른 실시예는 상기 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하여 주파수 영역으로 변환하고, 주파수 영역의 추정된 채널의 임펄스 응답의 역값을 상기 채널 왜곡 보상부의 주파수 영역 등화를 위한 초기 계수로 다운로드하는 채널 추정부가 상기 채널 왜곡 보상부의 전단에 더 구성되는 것을 특징으로 한다.
본 발명의 또 다른 실시예에 따른 채널 등화 장치는, 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하는 채널 추정부와, 상기 수신 신호 및 추정된 채널의 임펄스 응답을 주파수 영역 신호로 각각 변환한 후, 추정된 주파수 영역의 채널 임펄스 응답의 역값을 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 채널 등화된 신호를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.
상기된 본 발명의 또 다른 실시예는 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음과 잔류 심볼 간섭을 제거하는 잡음 제거부를 더 포 함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.
본 발명에 따른 디지털 TV 수신기는, 수신되는 신호를 디지털화하고 기저대역의 신호로 복조하는 복조기와, 상기 복조기의 출력 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하는 채널 추정부와, 상기 기저대역의 수신 신호 및 추정된 채널의 임펄스 응답을 주파수 영역 신호로 각각 변환한 후, 추정된 주파수 영역의 채널 임펄스 응답의 역값을 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 채널 등화된 데이터를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되

어 있는 증폭 잡음과 잔류 심볼 간섭을 제거하는 잡음 제거부와, 상기 잡음 제거부에서 출력되는 데이터의 위상 및 에러를 보정한 후 디코딩을 위해 출력하는 에러 보정부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

본 발명의 다른 목적, 특징 및 잇점들은 첨부한 도면을 참조한 실시예들의 상세한 설명을 통해 명백해질 것이다.

이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예의 구성과 그 작용을 설명하며, 도면에 도시되고 또 이것에 의해서 설명되는 본 발명의 구성과 작용은 적어도 하나의 실시예로서 설명되는 것이며, 이것에 의해서 상기한 본 발명의 기술적 사상과 그 핵심 구성 및 작용이 제한되지는 않는다.

도 3은 본 발명에 따른 디지털 TV 수신기의 채널 등화 장치의 전체 구성 블 록도로서, 훈련신호를 이용하여 전송 채널을 시간 영역에서 추정하는 채널 추정부(210), 상기 추정된 전송 채널을 주파수 영역으로 변환한 후 주파수 영역으로 변환된 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답을 주파수 영역 등화시의 초기 계수로 사용하며, 상기 구해진 초기 계수를 가지고 데이터 구간 동안 왜곡된 전송채널을 적응 등화하여 채널을 보상하는 채널 왜곡 보상부(300), 및 상기 채널 보상된 시간 영역의 출력 데이터 속에 포함된 잡음을 제거하는 잡음 제거부(400)로 구성된다.

상기 채널 왜곡 보상부(300)는 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부(321), 상기 채널 추정부(210)에서 추정된 전송 채널을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부(322), 주파수 영역의 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답들을 미리 테이블화하여 저장하고 있으며, 상기 주파수 영역으로 변환된 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답을 출력하는 롬(323), 및 상기 제 1 FFT(321)에서 출력되는 입력 신호에 대한 주파수 영역 등화시 상기 롬(323)에서 출력되는 주파수 응답을 초기 계수로 사용하며, 상기 초기 계수를 가지고 데이터 구간 동안 왜곡된 전송채널을 LMS 방식의 알고리즘을 사용하여 적응 등화해 나가면서 채널을 보상하는 주파수 영역 등화기(330)로 구성된다.

상기 주파수 영역 등화기(330)는 상기 롬(323)에서 출력되는 주파수 응답을 초기 계수로 사용하며, 채널 등화에 필요한 계수를 저장하고 있는 계수 뱅크(338), 상기 제 1 FFT부(321)에서 출력된 주파수 영역 신호에 상기 계수 뱅크(338)에서 출 력되는 계수를 곱하여 상기 제 1 FFT부(321)에서 출력된 주파수 영역 신호에 포함된 채널 왜곡을 보정하는 복소 곱셈기(331), 상기 복소 곱셈기(331)에서 출력되는 왜곡이 보정된 주파수 영역 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부(332), 상기 IFFT부(332)의 출력과 잡음 제거부(400)에서 잡음이 제거된 신호와의 차를 오차 신호로 입력받아 주파수 영역으로 변환하는 제 3 FFT부(333), 상기 제 1 FFT부(321)에서 출력된 주파수 영역 신호의 공액 복소값(conjugate)을 출력하는 공액 복소값 생성기(335), 상기 제 3 FFT부(333)의 출력과 공액 복소값 생성기(335)의 출력을 곱하는 복소 곱셈기(334), 상기 복소 곱셈기(334)의 출력에 스텝 사이즈(α)를 곱하는 곱셈기(336), 및 상기 곱셈기(336)의 출력과 상기 계수 뱅크(338)의 출력을 더하여 계수 갱신을 수행한 후 상기 계수 뱅크(338)에 저장하는 가산기(337)로 구성된다.

이와 같이 구성된 본 발명에서, 송신 신호를 x(n)이라고 하고 이산 등가채널의 임펄스 응답을 h(n)이라고 하며 백색 잡음을 w(n)이라고 할 때, 수신단에 입력되는 입력신호 y(n)는 다음의 수학식 1과 같이 표현될 수 있다.

수학식 1

$$y(n)=\sum_{k}h(k)\cdot x(n-k)+w(n)$$

도 3에서 보듯이, 채널 추정부(210)는 y(n)을 입력으로 받아서 원신호 x(n)이 통과했을 것으로 보이는 이산 등가 채널의 임펄스 응답 h(n)을 추정하여 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치 $\hat{h}(n)$ 을 채널 왜곡 보상부(300)의 제 2 FFT부(322)로 출력한다.

여기서, 상기 채널 추정부(210)의 채널 추정의 가장 간단한 방법으로는 송신 신호속에 주기적으로 첨가된 훈련신호가 백색 신호라고 가정을 한 후, 훈련 시간을 검출하고 상기 훈련 시간 동안 채널을 거쳐 온 훈련신호와 수신단에서 알고 있는 훈련신호와의 상호 상관값(Cross Correlation Value)을 구하고 이를 추정된 채널의 주파수 응답으로 출력하는 단순 상관 방식(Simple Correlation Method : SCM)이 있다. 상기된 방식은 간단하기 때문에 적은 하드웨어로 구현이 가능한 반면에 훈련신호가 백색의 성질을 띠지 않을 경우에는 추정 오차가 크게 존재하게 되며 더욱이 채널 추정 영역이 넓어지면 넓어질수록 훈련신호 양 옆에 존재하는 데이터에 의한 영향을 크게 받게 되어 정확한 채널 추정은 불가능하다.

한편, 좀 더 정확한 방법으로 알려져 있는 LS 추정 방식(Least Square Method : LSM)은 단순 상관 방식에 비해 훈련신호가 백색의 성질을 띠지 않고 있는 경우에도 정확한 채널의 추정이 가능하다. 즉, 훈련 시간을 검출하고 상기 훈련 시간 동안 채널을 거쳐 온 훈련신호와 수신단에서 알고있는 훈련신호와의 상호 상관값(Cross Correlation Value) p를 구하고, 상기 훈련신호의 자기 상관행렬 R을 구한 후, 수신신호와 원 훈련신호의 상호 상관값인 p속에 존재하는 자기 상관 부분을 제거하도록 $R^{-1}\cdot p$ 의 행렬 연산을 해 줌으로써 보다 정확한 채널을 추정할 수 있게 되는 것이다. 그런데, 상기된 LS 방식(LSM)은 훈련신호가 백색인 경우는 자기 상관 행렬 R이 Identity 행렬이 되므로, SCM(단순 상관 방식)과 LSM이 같은 결과를 내게 된다는 것이다. 또한, 상기 LS 방식은 단순 상관 방식에 비하여 복잡한 구현을 댓가로 보다 정확한 추정채널을 얻을 수는 있지만 채널 추정 영역이 넓어질 경우 데이터에 의한 영향은 단순 상관 방식과 마찬가지로 받게 된다는 단점을 가지고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 평균 LS 추정 방식이 도 2의 ZF 채널 등화 장치에서 제안되어 있다. 즉, 상기 평균 LS 추정 방식은 LS 방식의 채널 추정값을 적절히 필터링 혹은 평균화를 해 줌으로써, 데이터에 의한 영향을 최소화시키는 방식이다. 예를 들어, 훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산하고, 상기 상호 상관값 p와 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬 R^{-1} 을 행렬

곱한 후, 곱셈 결과($R^{-1} \cdot p$)와 기 저장된 이전 프레임의 추정 채널의 임펄스 응답과의 평균값을 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것이다.
이때, 상기된 도 2의 ZF 채널 등화 장치는 매 훈련신호 구간에 추정해 낸 채널 정보를 사용하여 다음 훈련신호 기간까지 등화를 해야 하기 때문에 도 2와 같이 정확한 채널 추정기가 필요했다.
그런데, 본 발명은 추정된 채널 정보로부터는 등화를 위한 초기 계수만을 얻어내고, 데이터 구간에서 계속 계수 갱신이 이루어지는 궤환 구조를 제안함으로써, 복잡하고 정확한 채널 추정기를 사용하지 않아도 된다.
따라서, 본 발명의 채널 추정부(210)는 상기된 도 2에서 제안된 평균 LS 추정 방법 뿐만 아니라, 상기된 단순 상관 방식 또는, LS 추정 방식의 부정확한 채널 추정기의 사용이 가능하다. 즉, 본 발명의 채널 추정부(210)는 공지된 기술 중 어느 하나를 적용할 수도 있고, 본 출원인이 기 출원한 평균 LS 추정 방식을 적용할 수도 있다.
상기된 채널 추정 방법들 중 어느 하나의 방법을 이용하여 채널 추정부(210)에서 추정한 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치 $\hat{h}(n)$ 는 채널 왜곡 보상부(300)의 제 2 FFT부(322)로 출력된다.
즉, 채널 등화가 주파수 영역에서 이루어지므로, 상기 제 2 FFT부(322)는 추정된 시간 영역의 채널의 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 주파수 영역으로 변환하고, 주파수 영역으로 변환된 채널의 임펄스 응답 $\hat{H}(\omega)$ 은 롬(323)으로 출력한다.
이때, 상기 제 2 FFT부(322)의 블럭 크기는 N이고 실제 추정된 주파수 응답은 M개이므로, 상기 제 2 FFT부(322)는 실제 M개의 주파수 응답에 M개의 0값을 부가하여 2M=N개의 크기로 확장한 다음 주파수 영역으로 변환한다.
상기 롬(323)에는 입력값의 역값들이 미리 테이블화하여 저장되어 있으며, 상기 주파수 영역으로 변환된 채널의 임펄스 응답 $\hat{H}(\omega)$ 의 역값인 $\hat{H}(\omega)^{-1}$ 이 상기 롬(323)에서 선택되어 주파수 영역 등화기(330)의 계수 뱅크(338)로 출력된다.
이때, 상기 추정 채널의 주파수 응답 중에 비록 0의 값을 갖는 주파수 성분(frequency bin)이 존재한다고 하더라도, 그 역값이 ROM(323)을 통하여 구해지기 때문에 항상 유한한 값으로 한정지어 질 수 있으므로 발산의 위험을 막을 수 있게 된다.
그리고, 상기 롬(323)을 통해 구해진 역채널의 주파수 응답은 FFT 블록 크기 만큼의 저장기를 갖는 계수 뱅크(338)로 다운로드 되어 새로 들어오는 데이터 블럭의 주파수 영역 등화를 위한 초기 계수로 사용된다. 여기서, 계수 다운로드 시점은 매 훈련신호마다 할 수도 있고, 초기 시점에서 한번만 하고 계속 적응 등화를 해 나가는 방법을 취할 수도 있다. 그리고, 상기된 두가지 방식을 선택, 혹은 병행할 수도 있으며 이는 구현하는 설계자에 따라서 달라질 것이다.
다음은 주파수 영역 등화기(330)에서 LMS 적응 알고리즘을 이용하여 주파수 영역에서의 적응 채널 등화하는 과정을 설명한다.
상기 주파수 영역에서의 LMS 적응 알고리즘을 이용한 채널 등화과정은 시간영역에서의 선형길쌈연산(Linear Convolution) 과정을 FFT를 사용하여 원형길쌈연산(Circular Convolution)으로 대치하고 대치된 원형길쌈연산의 결과가 선형길쌈 연산의 결과와 같도록 중첩 저장 방식을 이용한다는 것과, 필터 계수를 블럭 단위로 LMS 적응 알고리즘을 사용하여 주파수 영역에서 갱신하는 과정으로 크게 나눌 수 있다.
즉, 기존 시간 영역 등화기의 경우 매 입력신호(혹은 심벌)마다 등화기의 출력을 내고, 그 출력으로부터 오차신호를 구하여 다음 심볼의 등화에 사용될 계수를 갱신하는 반면에, 본 발명에서 이용하는 블럭단위의 계수 갱신방식은 한 블럭의 입력 데이터들을 모두 같은 계수들을 사용하여 등화를 하고, 같은 크기의 오차신호 블럭으로부터 다음 입력신호 블럭을 위해 사용될 계수를 갱신하는 것이다.
먼저, 디지털 방송 신호가 수신되면 복조기를 거치면서 디지털화되고 기저대역으로 천이된다. 이렇게 기저대역으로 천이된 수신신호 y(n)은 제 1 FFT부(321)에서 주파수 영역으로 변환된 후 주파수 영역 등화기(330)의 복소 곱셈기(331)로 출력된다.
이때, 상기 제 1 FFT부(321)에서 시간 영역의 입력 신호를 주파수 영역으로 변환시 유의할 점은, 시간영역에서의 선형길쌈연산을 원형길쌈연산으로 대치할 것이기 때문에 위 두 연산이 일치가 되도록 중첩 저장 방식을 사용하여야 하고, 따라서 FFT 변환을 위한 블럭은 현재 데이터와 이전 데이터가 중첩되도록 구성되어야 한다는 것이다.
예를 들어, FFT 변환 블럭 크기를 N이라 하고, N = 2M(중첩율 = 50%)이라고 하면 k번째 블럭은 다음의 수학식 2와 같이 구성된다.

수학식 2

$$y_k = [y(k*M-M)\cdots y(k*M-1)\,y(k*M)\cdots y(k*M+M-1)]^T$$

따라서, 중첩된 입력 신호블럭인 크기 N의 시간 영역 데이터는 제 1 FFT부(321)를 통하여 N개의 주파수 성분(frequency bin)으로 변환되며, 상기 N개의 주파수 성분들은 복소 곱셈기(331)에서 계수 뱅크(338)에 저장되어 있는 같은 크기(N)의 주파수 성분과 성분곱이 이루어진다. 여기서, 성분곱이라 함은 각각 같은 주파수 빈(frequency bin)끼리의 곱을 뜻한다. 그리고, 상기 주파수 영역에서의 두 신호의 성분 곱은 시간 영역에서의 원형길쌈에 해당된다. 이렇게 이루어진 복소 곱셈기(331)의 곱의 결과는 주파수 영역의 등화에 해당하며, 등화가 이루어진 주파 수 성분은 IFFT 변환기(332)로 출력되어 다시 시간영역으로 역 변환된다.
상기 시간영역으로 변환된 신호를 z(n)이라고 하면, z(n)은 크기가 N개인 시간 영역 샘플이 되며 중첩율 = 50%인 경우의 예를 들면, 이 중 앞의 M개 샘플은 원형길쌈연산으로 인한 에일리어싱 성분이 포함되어 있고 후반 M개의 샘플은 에일리어싱이 없는 선형길쌈 연산과 같은 성분이 포함되어 있다. 따라서 도 3에는 도시되어 있지 않지만 IFFT부(332)의 후단에 N개의 샘플 중에서 선형길쌈 연산과 같은 M개의 샘플을 추출해 내는 추출기가 암시적으로 삽입되게 된

다.
이렇게 해서 얻어진 M개의 시간 영역 신호 z(n)은 이전 블럭에서 구해진 등화 계수를 가지고 등화가 이루어진 값($\hat{x}(n)$)과 증폭된 유색잡음(v(n))의 합으로 볼 수가 있다. 상기 신호 중에 증폭된 유색 잡음은 후단의 잡음 제거부(400)에서 증폭 잡음 제거 필터를 통하여 백색 잡음화되며, 그 값은 최종 등화기 출력이 되어 에러 보정 블럭(FEC)의 입력으로 들어간다. 상기 FEC는 상기 잡음 제거부(400)에서 출력되는 데이터의 위상 및 에러를 보정한 후 디코딩을 위해 출력한다.
또한, 상기 잡음 제거부(400)를 통해 증폭 잡음이 제거된 최종 출력은 새로운 등화 계수의 갱신을 위한 오차를 생성해 내기 위하여 결정부(341)로 입력된다.
상기 결정부(341)는 등화기의 출력과 가장 가까운 결정값을 먹스(343)로 출력한다. 상기 먹스(343)는 일종의 선택기로서, 훈련신호 구간에서는 훈련신호 생성기(342)의 훈련열을, 그리고 데이터 구간에서는 결정부(341)의 출력값을 선택하여 등화기의 이상값(Ideal Value) 또는, 기준값(Reference Value)으로 출력한다. 즉, 상기 먹스(343)의 출력은 잡음 제거부(400)와 감산기(344)로 출력된다.
상기 감산기(344)는 상기 먹스(343)를 통해 출력되는 기준값과 상기 주파수 영역 등화기(330)의 출력값과의 차를 구하는데, 이 차 값이 오차 신호가 되며, 이 오차 신호는 제 3 FFT부(333)로 입력되어 주파수 영역으로 변환된다.
이때, 상기 제 3 FFT부(333)의 블럭 크기는 N이고 실제 생성된 오차신호는 M개이므로, 실제 M개의 오차신호 앞에 M개의 0값을 부가하여 2M=N개의 크기로 확장한 다음 제 3 FFT부(333)로 입력되게 한다.
상기 제 3 FFT부(333)에서 출력되는 주파수 영역의 오차 신호 $E(\omega)$ 는 복소 곱셈기(334)로 출력된다. 또한, 상기 제 1 FFT부(321)에서 출력되는 주파수 영역의 수신 신호 Y (ω)의 공액 복소값(conjugate)이 공액 복소값 생성기(335)를 통해 복소 곱셈기(334)로 출력된다.
예를 들어, 상기 제 1 FFT부(321)에서 출력되는 주파수 영역의 수신 신호가 a+jb 형태의 복소수라면, 공액 복소값 생성기(335)에서 출력되는 주파수 영역의 수신 신호의 공액 복소값은 a-jb가 된다. 즉, 실수부(a)는 같고, 허수부(jb)의 부호만 반대인 복소수를 공액 복소값(conjugate)라 한다.
상기 복소 곱셈기(334)는 상기 제 3 FFT부(333)의 출력과 공액 복소값 생성기(335)의 출력을 복소곱하여 곱셈기(336)로 출력한다. 이때, 상기 복소 곱셈기(334)의 연산은 시간 영역에서의 원형 상호 상관값 연산에 해당한다.
이렇게 얻어진 원형 상호 상관값의 주파수 영역 신호는 곱셈기(336)로 입력되어 스텝 사이즈(α)와 곱해진 후 가산기(337)로 출력된다.
상기 가산기(337)는 상기 곱셈기(336)의 출력과 계수 뱅크(338)에서 출력되 는 기존 계수를 더하여 계수 갱신을 수행한다. 즉, 상기 곱셈기(336)의 출력이 계수 뱅크(338)에 저장되어 있는 기존 계수와 더해져서 다음 블럭의 주파수 등화를 위한 계수로 재생성 되게 된다. 마찬가지로, 상기 가산기(337)에서의 계수 갱신 연산에 있어서도 같은 주파수 빈(frequency bin)끼리 더해져서 계수 갱신이 이루어져야 한다.
지금까지 설명한 계수 갱신 방법은 흔히 무제약(Unconstrained) 계수갱신 방식이라고 하며 그 구조의 단순함 때문에 수렴속도의 둔화성능에도 불구하고 많이 사용되고 있는 방법이다. 여기서, 무제약이라 함은 계수의 길이는 M개만 존재하여야 한다는 제약 조건을 무시한 데서 붙여진 말이다.
상기된 무제약 계수 갱신 방법은 본 발명의 일 실시예이며, 본 발명은 제약(Constrained) 계수 갱신 방식으로 계수 갱신을 수행할 수도 있다. 즉, 복소 곱셈기(334)의 출력을 IFFT를 통하여 시간 영역으로 바꾸고 그 중에서 앞의 M개만의 계수 갱신 성분을 취하고 뒤의 M개의 성분은 모두 0으로 치환한 뒤 다시 FFT 변환을 하여 주파수 영역의 계수 갱신 성분으로 사용하는 제약 계수 방식을 이용할 수도 있다. 그러나, 만일 FFT 또는, IFFT를 하드웨어로 구현하는데 많은 양의 지연값 (latency)이 야기될 경우 궤환 루프에서의 지연값이 커져 오히려 무제약 계수 갱신 방식에 비해 성능이 저하될 소지도 있으므로 사용시 유의하여야 한다.
다음은 잡음 제거부(400)에서 잡음 예측기를 이용하여 증폭 잡음을 제거하는 과정을 상세히 설명한다.
먼저, 송신신호 x(n)이 아날로그화 및 변조되어 채널을 거친 후 수신기로 수신되어 반송파 및 심볼 복구가 이루어진 다음 심볼율로 재표본되는 전과정을 대표하는 이산 등가 채널의 임펄스 응답을 h(n)이라고 하면, 수신신호 y(n)은 앞서 설명한 바와 같이 송신신호 x(n)과 h(n)의 길쌈연산(convolution)으로 표현될 수 있다. 본 발명은 등화기의 출력으로부터 증폭 잡음을 제거하는 과정을 먼저, 개념적으로 설명을 한 후 상세한 설명을 덧붙이도록 한다. 설명의 편의를 위하여 이산 등가 채널의 임펄스 응답 h(n)를 아래의 수학식 3과 같은 경우로 놓기로 한다.

수학식 3

$$h(n)=\delta(n)+\delta(n-1)$$

그러면, 송신 신호의 주파수 스펙트럼 X(w)은 전혀 왜곡이 없는 상태이기 때문에 도 4a와 같고 수신 신호에 더해지는 백색 잡음의 스펙트럼 W(w)은 도 4b와 같다고 볼 수 있다. 이때, 상기된 수학식 3에서 예시한 채널의 주파수 응답 H(w)은 도 4c와 같이 나타나며, 채널을 통과한 신호 y(n)의 주파수 응답 Y(w)는 도 4d와 같다. 그리고, 채널 추정부(210)가 정확하게 채널을 추정했다고 가정했을 경우 추정된 채널의 주파수 응답 $\hat{H}(\omega)$ 은 도 4e와 같고 그 채널을 보상하기 위해 수렴된 등화기의 스펙트럼 $i\hat{H}(\omega)$ 은 도 4f와 같다고 볼 수가 있다. 따라서 $\hat{Y}(\omega)$ 와 $i\hat{H}(\omega)$ 의 곱은 도 4g와 같이 나타난다. 도 4a 내지 도 4g에서 나타나 있듯이 등화기의 출력은 복원된 원 신호와 등화기를 통과하면서 백색 잡음이 증폭되어 유색 잡음화된 신호의 합으로 이루어져 있음을 알 수 있다. 따라서, 본 발명의 잡음 제거 부(400)는 상기 유색 잡음을 추정하고 실제 유색 잡음에서 추정된 유색잡음을 빼 줌으로써, 도 4h와 같이 잡음만을 백색화하

는 일종의 백색 잡음화 필터라고 할 수가 있다.
다음은 잡음 제거부(400)의 상세한 동작을 설명한다.
앞에서 언급한 바와 같이 채널 왜곡 보상부(300)에서 주파수 등화가 완벽하게 이루어졌다고 했을 경우, 잡음 제거부(400)의 입력으로 들어오는 신호는 원신호와 유색잡음(colored noise)의 합으로 이루어져 있다. 즉, 잡음 제거부(400)의 입력 신호를 q(n)이라고 하면, q(n)은 하기의 수학식 4와 같이 표현된다.

수학식 4

$$q(n) = x(n)+v(n)$$

$$= x(n)+\sum h^{-1}(k)w(n-k)$$

여기서, x(n)은 이상적으로 등화된 원신호이고 v(n)은 유색잡음으로써 역 채널의 임펄스 응답과 수신시 첨가된 백색잡음 w(n)과의 길쌈 연산으로 생겨난 출력이다.
따라서, 상기 잡음 제거부(400)의 잡음 예측기(410)는 v(n)이 과거의 값과 상관관계가 있다는 사실을 이용하여 상기 유색 잡음 v(n)을 랜덤 벡터(random vector) {v(n-1), v(n-2),..., v(n-L)}가 펼치는 평편에 투영(projection)시킴으로써 포워드 예측(forward prediction)된 $\hat{v}(n)$ 을 얻어낸다. 그리고, 감산기(420)에서 이렇게 예측된 값 $\hat{v}(n)$ 을 v(n)에서 빼 주면 증폭 잡음 제거가 이루어진다. 즉, 예측 된 값 $\hat{v}(n)$ 을 v(n)에서 빼 잡음 처리 v(n)를 백색화(whitening)시킴에 의해 등화시에 증폭된 잡음을 제거할 수 있다.
도 5는 상기 잡음 제거부(400)의 상세 블록도로서, 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력으로부터 훈련신호 구간동안에는 훈련열을, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 결정값을 선택하여 출력하는 먹스(344)의 출력을 빼 유색 잡음 v(n)만을 추출하는 제 1 감산기(401), 상기 제 1 감산기(401)의 출력을 입력받아 순차적으로 지연시키고, 그 지연된 값들인 v(n-1),..., v(n-L)을 이용하여 v(n)값을 예측하여 $\hat{v}(n)$ 을 생성해 내는 잡음 예측기(410), 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력 q(n)으로부터 상기 잡음 예측기(410)에서 예측된 잡음 $\hat{v}(n)$ 을 빼서 잡음을 백색화시킨 후 FEC로 출력함과 동시에 결정부(341)로 출력하는 제 2 감산기(420)로 구성된다. 여기서, 결정부(341)는 상기 잡음 제거부(400)의 제 2 감산기(420)에서 증폭 잡음이 제거된 즉, 잡음이 백색화된 신호와 가장 가까운 결정값을 선택하여 먹스(343)로 출력한다. 상기 결정부(341), 훈련신호 생성기(342), 및 먹스(343)는 채널 왜곡 보상부(300)와 잡음 제거부(400)에 모두 이용되는 공용 블록이다.
그리고, 도 5에서 미 언급된 제 3 감산기(402)와 지연기(403)는 상기 잡음 예측기(410)의 계수 갱신을 제어하기 위한 것으로서, 상기 제 3 감산기(402)는 상기 제 1 감산기(401)와 잡음 예측기(410)의 출력 신호와를 차를 구하여 지연기(403)로 출력하고, 상기 지연기(403)는 입력되는 신호를 단위 시간 지연시켜 상기 잡음 예측기(410)의 각 곱셈기로 출력한다.
이와 같이 구성된 도 5를 보면, 상기 수학식 4와 같이 채널 왜곡 보상부(300)에서 출력되는 신호 q(n)에는 원신호 x(n)와 유색잡음 v(n)이 함께 포함되어 있으며, 이 신호 q(n)는 잡음 제거부(400)의 제 1, 제 2 감산기(401,420)로 출력된다.
상기 제 1 감산기(401)는 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력 q(n)으로부터 먹스(343)를 통해 출력되는 원 신호를 빼 유색 잡음 v(n)만을 추출한다.
이때, 상기 먹스(343)는 상기 제 1 감산기(401)로 원신호를 출력하는데, 훈련기간 동안에는 훈련신호(training sequence)를, 그리고 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 결정값을 선택하여 상기 제 1 감산기(401)로 출력한다.
상기 제 1 감산기(401)에서 추출된 유색잡음 신호 v(n)은 잡음 예측기(410)의 직렬 구성의 첫 번째 지연기로 입력된다. 상기 잡음 예측기(410)의 각 지연기의 출력은 각각의 곱셈기에서 예측기 계수와 곱해지고 각 곱셈기의 결과가 가산기에서 모두 더해져 제 2 감산기(420)로 출력된다. 이때, 잡음 예측기(410)의 계수가 첫번째 지연기를 지난 후부터 존재하므로 잡음 예측기(410)의 출력 $\hat{v}(n)$ 은 하기의 수학식 5가 아니고 하기의 수학식 6과 같이 표현된다.

수학식 5

$$\hat{v}(n)=\sum_{k=0}^{L} p_k v(n-k)$$

수학식 6

$$\hat{v}(n)=\sum_{k=1}^{L} p_k v(n-k)$$

여기서, p_k 는 잡음 예측기(410)의 k 번째 계수를 의미하고, L은 잡음 예측기(410)의 차수이다.
그리고, 가격함수(cost function) J를 평균 자승 예측 오차로 다음의 수학식 7과 같이 정의를 한다.

수학식 7

$$J \equiv E\{e(n)^2\}$$

$$= E\{(v(n)-\hat{v}(n))^2\}$$

$$= E\left\{\left(v(n)-\sum_{k=1}^{L} p_k v(n-k)\right)^2\right\}$$

여기서, E는 확률적 기대치를 구하는 연산을 의미하며 e(n)은 예측 오차이다.

상기 가격함수 J를 최소화시키도록 하는 p_k, k = 1, 2,...,L을 구하기 위해서 상기 가격함수 J를 p_k 에 대하여 미분을 해 보면 하기의 수학식 8과 같다.

수학식 8

$$\frac{\partial J}{\partial p_k} = -2 \cdot E\{e(n) \cdot v(n-k)\}$$

LMS 알고리즘을 사용하는 계수 갱신을 위해 상기 수학식 8에서 확률적 기대치 대신에 순시치를 사용하면 하기의 수학식 9와 같이 된다.

수학식 9

$$E\{e(n) \cdot v(n-k)\} \simeq e(n) \cdot v(n-k)$$

따라서, $p_k(n)$ 을 n번째 시간에 갱신된 k번째 예측계수라고 할 때 시간에 따르는 계수의 갱신식은 다음의 수학식 10과 같이 이루어질 수 있다.

수학식 10

$$p_k(n+1) = p_k(n)+\mu \cdot e(n) \cdot v(n-k), \quad k=1,2,\cdots,L$$

상기 갱신된 계수를 이용하여 예측된 출력 $\hat{v}(n)$ 은 바로 제 2 감산기(420)로 입력되어 수신된 신호 q(n)의 잡음을 백색화시켜 주게 된다. 여기서, 계수 갱신은 제 3 감산기(402)와 지연기(403)의 제어에 의해 이루어진다.

따라서, 잡음 제거부(400)의 출력 r(n)은 하기의 수학식 11과 같다.

수학식 11

$$r(n) = x(n)+\hat{w}(n)$$

$$= x(n)+(v(n)-\hat{v}(n))$$

여기서, $\hat{w}(n)$ 은 백색화된 잡음을 의미한다. 상기 잡음 제거부(400)의 출력은 채널 등화되고 잡음이 제거된 신호로써 거의 원신호에 가깝다.

따라서, 상기 수학식 11의 값을 결정부(341)에서 판정한 결정값(decision value) 또한 원신호와 같다고 볼 수 있으므로 입력단에서 훈련신호를 사용하지 않고 판정 데이타 값만을 사용하여 잡음 예측기(410)를 동작시켜도 성능이 전혀 열화되지 않는다.

도 6은 본 발명의 다른 실시예로서, 채널 추정부를 사용하지 않는 채널 등화 장치의 구성 블록도이다.

도 6을 보면, 주파수 영역에서의 채널 등화 장치가 채널 왜곡 보상부(600)와 잡음 제거부(400)로 구성된다. 도 6에서는 채널 추정부와, 채널 추정부에서 추정된 전송 채널을 주파수 영역으로 변환하는 FFT가 사용되지 않으며, 나머지 블록의 동작은 상기된 도 3과 동일하다.

즉, 수신된 신호 y(n)은 제 1 FFT부(610)에서 주파수 영역으로 변환된 후 복소 곱셈기(331)와 복소 공액값 생성기(335)로 출력되고, 계수 뱅크(338)는 가산기(336)에서 출력되는 계수를 저장한 후 상기 복소 곱셈기(331)로 출력함과 동시에 계수 갱신을 위해 가산기(337)로 피드백한다.

한편, 본 발명의 다른 실시예로서, 채널 추정부와 채널 왜곡 보상부만으로 주파수 영역에서의 채널 등화 장치를 구성할 수도 있다. 즉, 이 경우는 잡음 제거부가 생략된 구성이다. 이때, 채널 추정부와 채널 왜곡 보상부의 동작은 상기된 도 3과 동일하다.

발명의 효과

이상에서와 같이 본 발명에 따른 디지털 TV 수신기에서의 채널 등화 장치는 다음과 같은 효과가 있다.
첫째, 본 발명은 선형 등화기와 증폭 잡음 제거기의 직렬 연결 구조이므로, 기존 시간 영역 DFE 구조의 등화기가 갖는 오차진행상황을 겪지 않기 때문에 심한 다중 경로 채널이나 SFN 같은 채널 상황에서도 안정적으로 등화를 이룰 수 있다.
둘째, 훈련신호를 이용하여 채널을 추정하고, 추정된 채널 정보로부터 역채널의 주파수 응답을 구해서 그 값을 주파수 영역 등화기의 초기 계수로 사용하고, 데이터 구간에 대해 LMS 방식의 적응 알고리즘을 이용하여 등화를 진행해 감으로써, 추정 채널 오차에 상관없이 일관된 성능을 낼 수 있다.
셋째, 채널 추정기의 정확도가 등화기의 성능에 크게 영향을 미치지 않음으로써, 단순 상관값을 이용한 채널 추정기 같은 간단한 채널 추정기의 사용이 가능하게 되고 따라서, 채널 추정기를 구현하기 위한 하드웨어를 대폭 줄일 수가 있다.
넷째, 추정 채널의 역채널 정보를 초기 주파수 영역 등화 계수로만 사용하고, LMS 적응 알고리즘으로 데이터 구간에도 계속 계수 갱신이 이루어지도록 함으로써, 훈련신호와 훈련신호 사이에 채널이 변하는 시변 채널 혹은, 동적 고스트 채널에 대해서도 채널 보상이 가능해지므로 이동 수신 환경에도 보다 우수한 성능을 낼 수 있다.
다섯째, 시간영역 등화기에서 메인 경로와 반사경로의 위치가 수시로 바뀌는 경우 등화기의 성능 열화 현상이 발생하는데, 본 발명의 채널 추정기를 사용하는 주파수 영역 등화기에서는 이러한 성능 열화 현상이 생기지 않으므로, 등화기 출력의 프레임 동기는 항상 일정하게 되어 견고한 프레임 동기의 유지가 가능하다.
이상 설명한 내용을 통해 당업자라면 본 발명의 기술 사상을 일탈하지 아니하는 범위에서 다양한 변경 및 수정이 가능함을 알 수 있을 것이다.
따라서, 본 발명의 기술적 범위는 실시예에 기재된 내용으로 한정되는 것이 아니라 특허 청구의 범위에 의하여 정해져야 한다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.
채널을 통과한 디지털 TV 수신 신호로부터 원 신호를 복원하기 위한 채널 등화 장치에 있어서,
상기 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하는 채널 추정부;
상기 수신 신호 및 추정된 채널의 임펄스 응답을 주파수 영역 신호로 각각 변환한 후, 추정된 주파수 영역의 채널 임펄스 응답의 역값을 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 채널 등화된 신호를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부; 그리고
상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음을 제거하는 잡음 제거부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 2.
제 1 항에 있어서, 상기 채널 추정부는
훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산한 후 그 값을 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 3.
제 1 항에 있어서, 상기 채널 추정부는
훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산하고, 상기 상호 상관값과 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬을 곱한 후 곱셈 결과를 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 4.
제 1 항에 있어서, 상기 채널 추정부는
훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산하고, 상기 상호 상관값과 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬을 곱한 후 곱셈 결과와 이전 프레임의 추정 채널의 임펄스 응답과의 평균값을 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 5.
제 1 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는
상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와,
상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,
상기 주파수 영역의 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답들을 미리 테이블화하여 저장하고 있으며, 상기 제 2 FFT부에서 출력되는 추정 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답을 선택 출력하는 롬과,
상기 롬에서 출력되는 역채널의 주파수 응답을 입력받아 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 채널 등화된 신호를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 주파수 영역 등화기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 6.
제 5 항에 있어서, 상기 제 1 FFT부는
길이 M인 수신 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시킨 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 7.
제 5 항에 있어서, 상기 제 2 FFT부는
길이 M인 추정된 채널 임펄스 응답에 FFT 블록 크기인 N에 맞도록 0값을 부가한 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 8.
제 5 항에 있어서, 상기 주파수 영역 등화기는
상기 롬에서 출력되는 역채널의 주파수 응답을 입력받아 주파수 영역 등화를 위한 초기 계수로 설정하며, 이후 데이터 구간에서 계속 갱신되는 계수들을 저장 및 출력하는 계수 뱅크와,
상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호에 상기 계수 뱅크에서 출력되는 계수를 곱하여 상기 주파수 영역의 수신 신호에 포함된 채널 왜곡을 보정하는 복소 곱셈기와,
상기 복소 곱셈기에서 출력되는 왜곡이 보정된 주파수 영역의 수신 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와,
상기 IFFT부의 출력과 잡음 제거부에서 잡음이 제거된 신호와의 차를 오차 신호로 입력받아 주파수 영역으로 변환하는 제 3 FFT부와,
상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호의 공액 복소값을 출력하는 공액 복소값 생성기와,
상기 제 3 FFT부의 출력과 공액 복소값 생성기의 출력을 곱하는 복소 곱셈기와,
상기 복소 곱셈기의 출력에 스텝 사이즈(α)를 곱하는 곱셈기와,
상기 곱셈기의 출력과 상기 계수 뱅크에서 피드백되는 이전 계수를 더하여 계수 갱신을 수행한 후 다시 상기 계수 뱅크로 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 9.
제 8 항에 있어서,
상기 계수 뱅크로 역채널의 주파수 응답이 입력되는 시점은 매 훈련신호마다인 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 10.
제 8 항에 있어서,
상기 계수 뱅크로 역채널의 주파수 응답이 입력되는 시점은 초기에 한번으로 제한하고, 이후에는 채널 등화가 이루어진 데이터를 피드백받아 계수 갱신을 수행하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 11.
제 8 항에 있어서, 상기 IFFT부는
시간 영역으로 변환된 N개의 신호로부터 후반 M개의 샘플만을 추출하여 잡음 제거부로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 12.
제 8 항에 있어서, 상기 제 3 FFT부는
길이 M인 오차 신호 앞에 FFT 블록 크기인 N에 맞도록 0값을 부가한 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 13.
제 1 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는
상기 채널 왜곡 보상부의 출력과 피드백되는 증폭 잡음이 제거된 신호의 결정값을 이용하여 상기 채널 왜곡 보상부의 출력에 포함된 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와,
상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화하는 감산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 14.
제 13 항에 있어서,
상기 잡음 제거부의 출력단에 연결되어, 상기 잡음 제거부에서 출력되는 증폭 잡음이 제거된 신호와 가장 가까운 결정값을 출력하는 결정부와,
훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 결정값을 선택하여 상기 잡음 예측기로 피드백시키는 선택기와,
상기 선택기를 통해 출력되는 신호와 상기 채널 왜곡 보상부의 출력 신호와의 차를 오차 신호로 하여 상기 채널 왜곡 보상부의 제 3 FFT부로 출력하는 감산기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 15.
채널을 통과한 디지털 TV 수신 신호로부터 원 신호를 복원하기 위한 채널 등화 장치에 있어서,
상기 수신 신호를 주파수 영역으로 변환한 후, 채널 등화된 신호를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부; 그리고
상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 채널 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음을 제거한 후 계수 갱신을 위해 상기 채널 왜곡 보상부로 피드백하는 잡음 제

거부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 16.

제 15 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는

상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와,

데이터 구간에서 계속 갱신되는 계수들을 저장 및 출력하는 계수 뱅크와,

상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호에 상기 계수 뱅크에서 출력되는 계수를 곱하여 상기 주파수 영역의 수신 신호에 포함된 채널 왜곡을 보정하는 복소 곱셈기와,

상기 복소 곱셈기에서 출력되는 왜곡이 보정된 주파수 영역의 수신 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와,

상기 IFFT부의 출력과 잡음 제거부에서 잡음이 제거된 신호와의 차를 오차 신호로 입력받아 주파수 영역으로 변환하는 제 3 FFT부와,

상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호의 공액 복소값을 출력하는 공액 복소값 생성기와,

상기 제 3 FFT부의 출력과 공액 복소값 생성기의 출력을 곱하는 복소 곱셈기와,

상기 복소 곱셈기의 출력에 스텝 사이즈(α)를 곱하는 곱셈기와,

상기 곱셈기의 출력과 상기 계수 뱅크에서 피드백되는 이전 계수를 더하여 계수 갱신을 수행한 후 다시 상기 계수 뱅크로 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 17.

제 16 항에 있어서, 상기 제 1 FFT부는

길이 M인 수신 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시킨 후 주파수 영역 으로 변환하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 18.

제 16 항에 있어서, 상기 IFFT부는

시간 영역으로 변환된 신호로부터 후반 M개의 샘플만을 추출하여 잡음 제거부로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 19.

제 16 항에 있어서, 상기 제 3 FFT부는

길이 M인 오차 신호 앞에 FFT 블록 크기인 N에 맞도록 0값을 부가한 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 20.

제 15 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는

상기 채널 왜곡 보상부의 출력과 피드백되는 증폭 잡음이 제거된 신호의 결정값을 이용하여 상기 채널 왜곡 보상부의 출력에 포함된 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화하는 감산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 21.

제 20 항에 있어서,

상기 잡음 제거부의 출력단에 연결되어, 상기 잡음 제거부에서 출력되는 증폭 잡음이 제거된 신호와 가장 가까운 결정값을 출력하는 결정부와,

훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 결정값을 선택하여 상기 잡음 예측기로 피드백시키는 선택기와,

상기 선택기를 통해 출력되는 신호와 상기 채널 왜곡 보상부의 출력 신호와의 차를 오차 신호로 하여 상기 채널 왜곡 보상부의 제 3 FFT부로 출력하는 감산기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 22.

제 15 항에 있어서,

상기 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하여 주파수 영역으로 변환하고, 주파수 영역의 추정된 채널의 임펄스 응답의 역값을 상기 채널 왜곡 보상부의 주파수 영역 등화를 위한 초기 계수로 다운로드하는 채널 추정부가 상기 채널 왜곡 보상부의 전단에 더 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 23.

채널을 통과한 디지털 TV 수신 신호로부터 원 신호를 복원하기 위한 채널 등화 장치에 있어서,

상기 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하는 채널 추정부; 그리고

상기 수신 신호 및 추정된 채널의 임펄스 응답을 주파수 영역 신호로 각각 변환한 후, 추정된 주파수 영역의 채널 임펄스 응답의 역값을 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 채널 등화된 신호를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행 하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 24.

제 23 항에 있어서, 상기 채널 추정부는

훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산한 후 그 값을 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 25.
제 23 항에 있어서, 상기 채널 추정부는
훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산하고, 상기 상호 상관값과 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬을 곱한 후 곱셈 결과를 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 26.
제 23 항에 있어서, 상기 채널 추정부는
훈련 시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 설정한 훈련신호와의 상호 상관값을 계산하고, 상기 상호 상관값과 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬을 곱한 후 곱셈 결과와 이전 프레임의 추정 채널의 임펄스 응답과의 평균값을 추정된 채널의 임펄스 응답으로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 27.
제 23 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는
상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와,
상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,
상기 주파수 영역의 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답들을 미리 테이블화하여 저장하고 있으며, 상기 제 2 FFT부에서 출력되는 추정 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답을 선택 출력하는 롬과,
상기 롬에서 출력되는 역채널의 주파수 응답을 입력받아 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서는 채널 등화가 이루어진 데이터를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 주파수 영역 등화기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 28.
제 27 항에 있어서, 상기 제 1 FFT부는
길이 M인 수신 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시킨 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 29.
제 27 항에 있어서, 상기 제 2 FFT부는
길이 M인 추정된 채널 임펄스 응답에 FFT 블록 크기인 N에 맞도록 0값을 부가한 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 30.
제 27 항에 있어서, 상기 주파수 영역 등화기는
상기 롬에서 출력되는 역채널의 주파수 응답을 입력받아 주파수 영역 등화를 위한 초기 계수로 설정하며, 이후 데이터 구간에서 갱신되는 계수들을 저장 및 출력하는 계수 뱅크와,
상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호에 상기 계수 뱅크에서 출력되는 계수를 곱하여 상기 주파수 영역의 수신 신호에 포함된 채널 왜곡을 보정하는 복소 곱셈기와,
상기 복소 곱셈기에서 출력되는 왜곡이 보정된 주파수 영역의 수신 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와,
상기 IFFT부의 출력과 잡음 제거부에서 잡음이 제거된 신호와의 차를 오차 신호로 입력받아 주파수 영역으로 변환하는 제 3 FFT부와,
상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호의 공액 복소값을 출력하는 공액 복소값 생성기와,
상기 제 3 FFT부의 출력과 공액 복소값 생성기의 출력을 곱하는 복소 곱셈기와,
상기 복소 곱셈기의 출력에 스텝 사이즈(α)를 곱하는 곱셈기와,
상기 곱셈기의 출력과 상기 계수 뱅크에서 피드백되는 이전 계수를 더하여 계수 갱신을 수행한 후 다시 상기 계수 뱅크로 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 31.
제 30 항에 있어서,
상기 계수 뱅크로 역채널의 주파수 응답이 입력되는 시점은 매 훈련신호마다인 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 32.
제 30 항에 있어서,
상기 계수 뱅크로 역채널의 주파수 응답이 입력되는 시점은 초기에 한번으로 제한하고, 이후에는 채널 등화가 이루어진 데이터를 피드백받아 계수 갱신을 수행하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 33.
제 30 항에 있어서, 상기 IFFT부는
시간 영역으로 변환된 신호로부터 후반 M개의 샘플만을 추출하여 잡음 제거부로 출력하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 34.
제 30 항에 있어서, 상기 제 3 FFT부는
길이 M인 오차 신호의 앞에 FFT 블록 크기인 N에 맞도록 0값을 부가한 후 주파수 영역으로 변환하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 35.

제 23 항에 있어서,
상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음을 제거하는 잡음 제거부를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

청구항 36.
수신되는 신호를 디지털화하고 기저대역의 신호로 복조하는 복조기;
상기 복조기의 출력 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하는 채널 추정부;
상기 기저대역의 수신 신호 및 추정된 채널의 임펄스 응답을 주파수 영역 신호로 각각 변환한 후, 추정된 주파수 영역의 채널 임펄스 응답의 역값을 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 채널 등화된 데이터를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부;
상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음을 제거하는 잡음 제거부; 그리고
상기 잡음 제거부에서 출력되는 데이터의 위상 및 에러를 보정한 후 디코딩을 위해 출력하는 에러 보정부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

청구항 37.
제 36 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는
상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와,
상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,
상기 주파수 영역의 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답들을 미리 테이블화하여 저장하고 있으며, 상기 제 2 FFT부에서 출력되는 추정 전송 채널의 역채널에 해당하는 주파수 응답을 선택 출력하는 롬과,
상기 롬에서 출력되는 역채널의 주파수 응답을 입력받아 초기 계수로 설정하고, 이후 데이터 구간에서 채널 등화된 신호를 데이터를 피드백받아 계속 계수 갱신을 수행하면서 상기 주파수 영역으로 변환된 수신 신호의 왜곡을 보정하고 다시 시간 영역으로 변환하는 주파수 영역 등화기로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

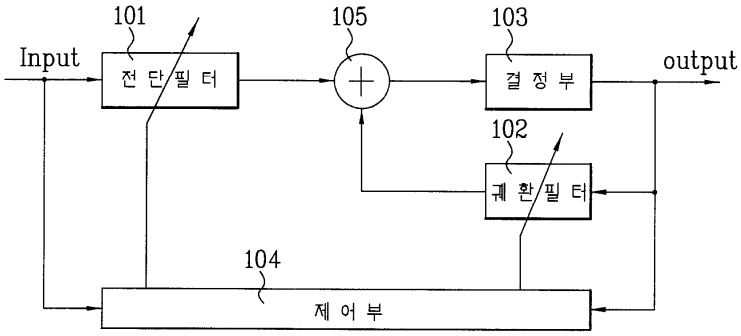
청구항 38.
제 37 항에 있어서, 상기 주파수 영역 등화기는
상기 롬에서 출력되는 역채널의 주파수 응답을 입력받아 주파수 영역 등화를 위한 초기 계수로 설정하며, 이후 데이터 구간에서 계속 갱신되는 계수들을 저장 및 출력하는 계수 뱅크와,
상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호에 상기 계수 뱅크에서 출력되는 계수를 곱하여 상기 주파수 영역의 수신 신호에 포함된 채널 왜곡을 보정하는 복소 곱셈기와,
상기 복소 곱셈기에서 출력되는 왜곡이 보정된 주파수 영역의 수신 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와,
상기 IFFT부의 출력과 잡음 제거부에서 잡음이 제거된 신호와의 차를 오차 신호로 입력받아 주파수 영역으로 변환하는 제 3 FFT부와,
상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역의 수신 신호의 공액 복소값을 출력하는 공액 복소값 생성기와,
상기 제 3 FFT부의 출력과 공액 복소값 생성기의 출력을 곱하는 복소 곱셈기와,
상기 복소 곱셈기의 출력에 스텝 사이즈(α)를 곱하는 곱셈기와,
상기 곱셈기의 출력과 상기 계수 뱅크에서 피드백되는 이전 계수를 더하여 계수 갱신을 수행한 후 다시 상기 계수 뱅크로 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

청구항 39.
제 36 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는
상기 채널 왜곡 보상부의 출력과 피드백되는 증폭 잡음이 제거된 신호의 결정값을 이용하여 상기 채널 왜곡 보상부의 출력에 포함된 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와,
상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화하는 감산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

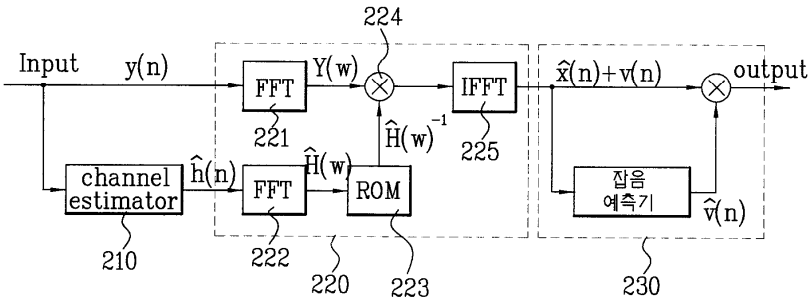
청구항 40.
제 39 항에 있어서,
상기 잡음 제거부의 출력단에 연결되어, 상기 잡음 제거부에서 출력되는 증폭 잡음이 제거된 신호와 가장 가까운 결정값을 출력하는 결정부와,
훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 결정값을 선택하여 상기 잡음 예측기로 피드백시키는 선택기와,
상기 선택기를 통해 출력되는 신호와 상기 채널 왜곡 보상부의 출력 신호와의 차를 오차 신호로 하여 상기 채널 왜곡 보상부의 제 3 FFT부로 출력하는 감산기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

도면

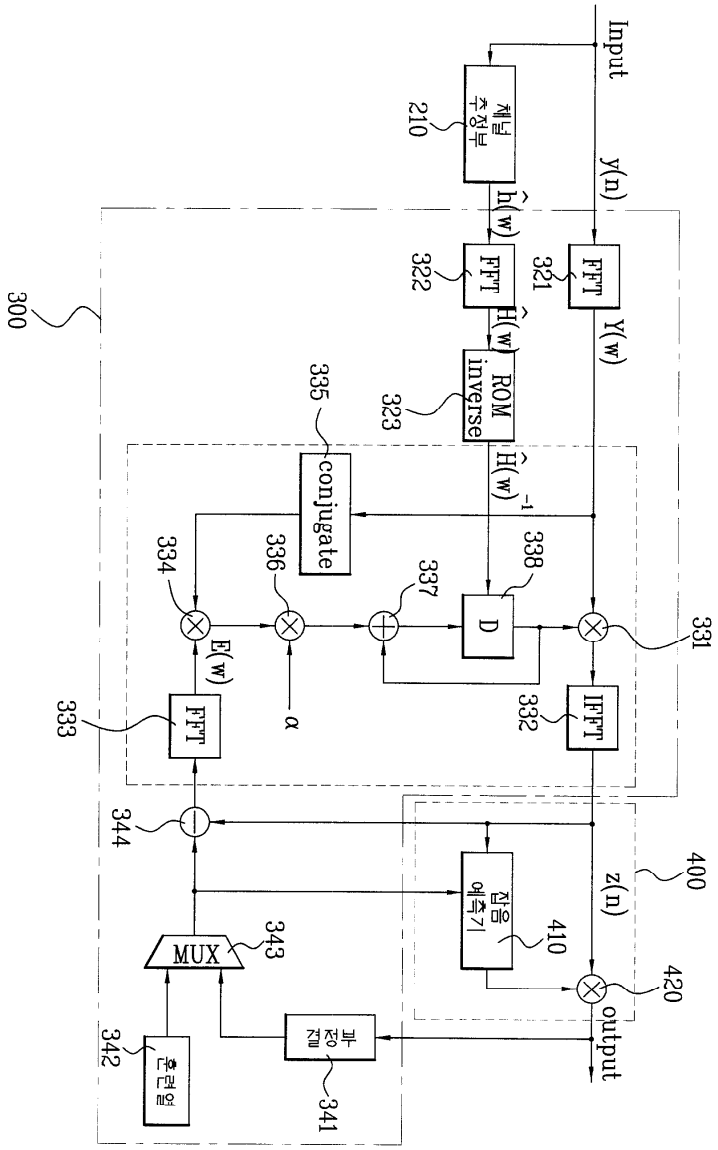
도면1


101
105
103
Input
전 단 필 터
결 정 부
output
102
궤 환 필 터
104
제 어 부

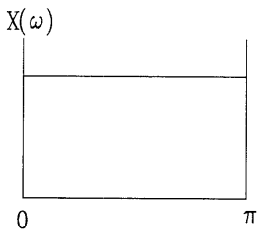
도면2


224
Input
y(n)
FFT
Y(w)
IFFT
x̂(n)+v(n)
output
221
Ĥ(w)⁻¹
225
channel estimator
ĥ(n)
FFT
Ĥ(w)
ROM
잡음 예측기
v̂(n)
210
222
220
223
230

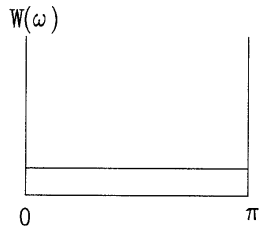
도면3


Input
채널 추정부
210
y(n)
$\hat{h}(w)$
FFT
322
321
FFT
Y(w)
$\hat{H}(w)$
ROM inverse
323
335
conjugate
$\hat{H}(w)^{-1}$
334
336
337
338
D
331
E(w)
FFT
333
α
332
IFFT
344
400
z(n)
잡음 예측기
410
MUX
343
420
output
342
훈련열
341

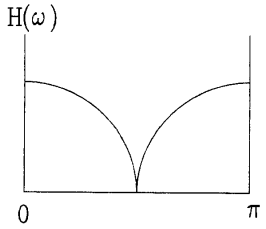
도면4a


X(ω)
0
π

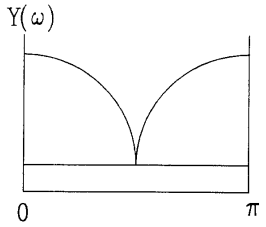
도면4b



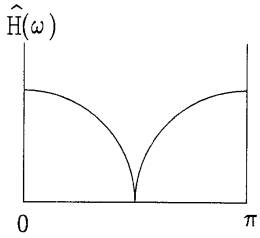
도면4c



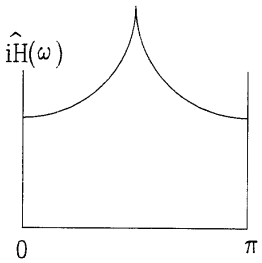
도면4d



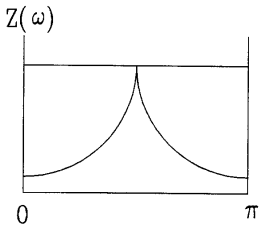
도면4e



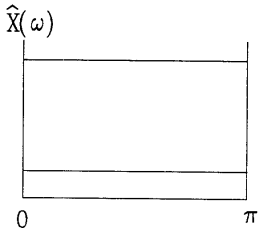
도면4f



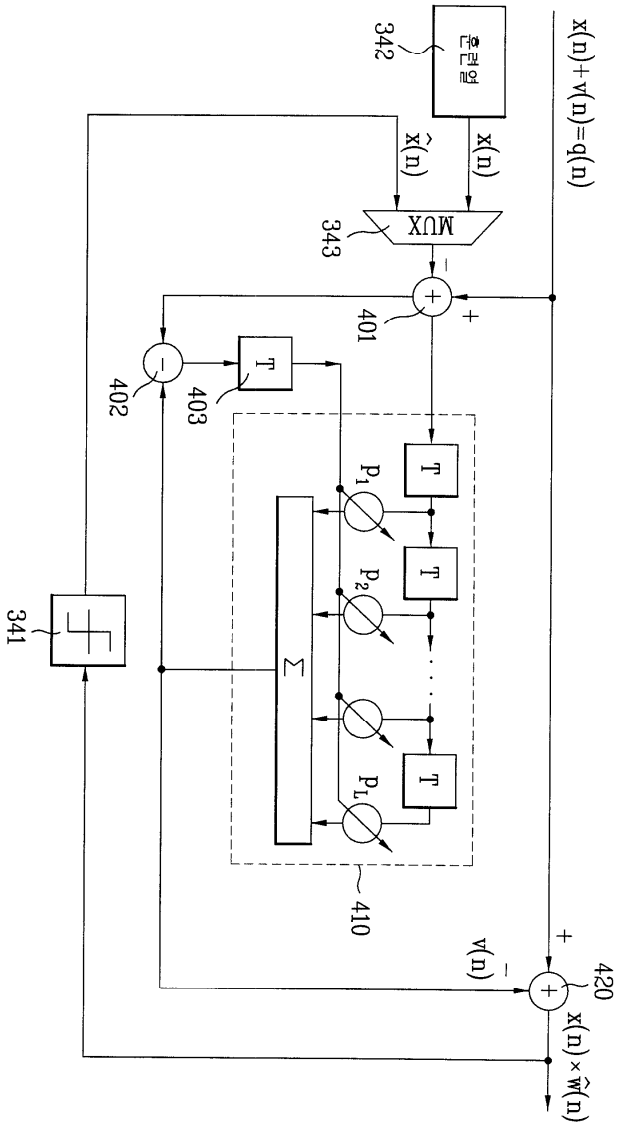
도면4g



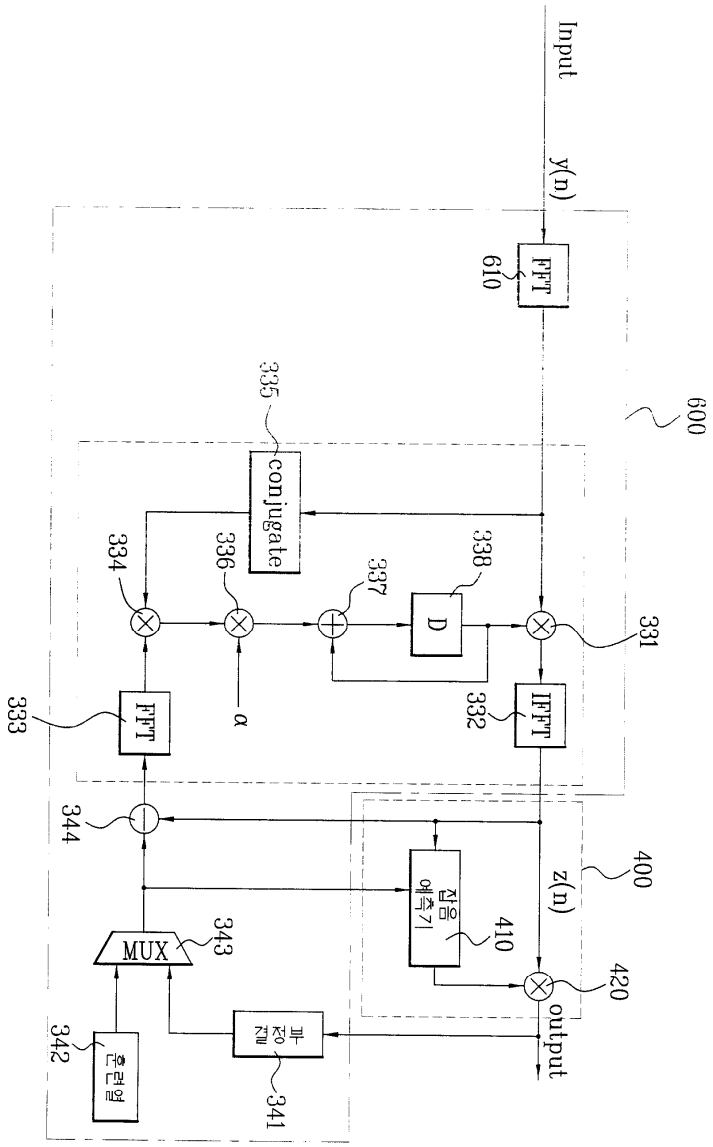
도면4h



도면5



도면6


Input
y(n)
FFT
610
600
335
conjugate
334
336
337
338
D
331
FFT
333
α
IFFT
332
344
400
z(n)
잡음 예측기
410
MUX
343
420
output
부 정보 검출
341
훈련열
342