(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl. [6]
H04N 5/44

(45) 공고일자 2002년03월20일
(11) 등록번호 10-0318142
(24) 등록일자 2001년12월07일

(21) 출원번호 10-1994-0002214
(22) 출원일자 1994년02월07일

(65) 공개번호 특1994-0020799
(43) 공개일자 1994년09월16일

(30) 우선권주장 93200346.0 1993년02월08일 EP(EP)

(73) 특허권자 코닌클리케 필립스 일렉트로닉스 엔.브이.
요트.게.아. 롤페즈
네델란드왕국, 아인드호펜, 그로네보드스베그 1

(72) 발명자 콘스탄트파울마리에요제프바겐
네델란드,아인드호펜,그로네보드세베그1
아리에게에르트코르넬리스코펠라아르
네델란드,아인드호펜,그로네보드세베그1

(74) 대리인 이병호

심사관 : 김기영

(54) 전송신호를수신하기위한수신기

요약

본 발명은 N 개의 주파수 멀티플렉싱된 데이터 변조 캐리어를 포함하는 전송 신호를 수신하는 수신기에 관한 것이며, 다중 경로 수신에 대한 무감각성 (insensitivity)과 수신기 복잡성(complexity)사이에서 양호한 절충을 이루며, 전송 대역폭과 전송 전력이 감소되는 수신기가 제안된다. 이러한 수신기에서, 캐리어의 변조 신호는 주파수 멀티플렉스 복조기에 의해 이퀄라이저 장치를 통해 심볼 검출 장치에 공급된다. 상기 이퀄라이저 장치는 거기에 공급된 변조 신호에서의 왜곡을 보상함으로써, 심볼 검출 장치가 에러율이 감소된 전송 데이터를 검출할 수 있게 한다. 전송 신호가 서로 다른 지연 시간으로 수신기에 도달할 때, 이 왜곡은 일종의 인접한 캐리어 변조사이의 혼선이 될 수 있다. 그러므로, 실질적인 보상은 캐리어 변조 신호를 인접한 캐리어 데이터를 나타내는 신호와 결합시킴으로써 실현된다. 상기 수신기에서, 이들 신호는 주파수 멀티플렉스 복조기 출력부와 심볼 검출 장치의 출력부사이의 멀티플렉스 신호 경로로부터 얻어질 수 있다.

대표도
도 1

명세서

도면의 간단한 설명

제 1 도는 MCM 데이터 전송 시스템을 도시한 도면.

제 2 도는 OFDM 데이터 전송 시스템을 도시한 도면.

제 3 도는 수신되는 OFDM신호와 OFDM수신기를 도시한 도면.

제 4 도는 OFDM수신기에서의 신호에 대한 심볼과 왜곡 에너지 사이의 계산된 비율을 도시한 도면.

제 5 도는 이퀄라이저를 포함하는 OFDM수신기를 도시한 도면.

제 6 도는 본 발명에 따른 수신기의 한 실시예에서의 이퀄라이저를 도시한 도면.

제 7 도는 본 발명에 따른 수신기의 제 1 실시예의 시뮬레이션 결과를 도시한 도면.

제 8 도는 기술적으로 공지된 수신기의 한 실시예의 시뮬레이션 결과를 도시한 도면.

제 9 도는 본 발명에 따른 수신기의 제 2 실시예의 시뮬레이션 결과를 도시한 도면.

*도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

1 : 직렬/병렬 변환기 5 : 병렬/직렬 변환기

10 : N-포인트 역 고속 푸리에 변환기 11 : 출력부

12 : 입력부 13 : N-포인트 고속 주리에 변환기

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 복수(N 개)의 주파수 멀티플렉싱된 데이터 변조된 캐리어들 (frequency multiplexed data modulated carriers)을 포함하는 전송 신호를 수신하기 위한 수신기에 관한 것으로, 상기 수신기는, 주파수 멀티플렉스 복조기 (frequency multiplex demodulator) 및, 상기 주파수 멀티플렉스 복조기로부터 상기 캐리어들(carriers)의 변조 신호들을 수신하기 위한 입력단(input), 다른 신호처리 장치들에 복원된 데이터를 공급하기 위한 출력단(output), N 개의 신호 성분들을 갖는 멀티플렉스 신호를 나르기 위한 상기 출력단과 상기 입력단 사이에 멀티플렉스 데이터 복원 신호 경로(multiplex data recovery signal path), 및 멀티플렉스 신호 경로에 순차적으로 배치된 심볼 검출 장치(simbol detection device) 및 이퀄라이징 장치(equalization device)를 갖는 데이터 복원 장치(data recovery device)를 포함하며 상기 신호 성분 각각은 개별적인 캐리어의 데이터를 나타낸다.

이러한 형태의 수신기는 특히 " IEEE 통신 잡지(communication Magzine)" 1990년 5월호, pp 5 내지 14에, 죤 에이 씨. 빙햄(John A.C Bingham)이 기고한 " 데이터 전송을 위한 멀티캐리어 변조(Multicarrier Modulation for Data Transmission) : 시간이 도래하는 아이디어(An Idea whose time has come)" 에 공지되어 있다.

상기 공지된 수신기는 디지탈 형태로 코딩되고 전송된 오디오 및/또는 비디오 정보(이하 " 데이터" 로 칭함)를 수신하는데 적합하다. 그 사용의 일예가 " 디지탈 지상 텔레비전 방송" (DTTB), 즉 " 디지탈 오디오 방송" (DAB)의 미래형 비디오 변형이다. 그러나, 상기 수신기는 또한 전화용 유리 섬유, 동축 및 멀티-코어 케이블과 같은 케이블들을 통해 전송된 디지탈 정보를 수신하기 위한 모뎀(modems)에서도 대안적으로 사용될 수 있다.

데이터 전송에서 추구하는 목적은, 초당 비트수로 표현되는 소정의 데이터 속도로 데이터를 전송할 때 전송에 필요한 스펙트럼 대역폭(spectral bandwidth)과 송신기 전력 사이에 유리한 교환이 이루어지도록 하여, 충분히 낮은 에러 레벨을 갖도록, 송신기(들) 및 수신기(들)를 적응시키는 것이다. 여기서, 반드시, 전송채널의 특성들이 시간에 따라 변할 수 있다는 것과 이러한 특성들이 각각의 수신기 위치에 대해 달라질 수 있다는 것을 고려해야 한다.

상기 언급된 목적은 DTTB 및 DAB 시스템들에서 아주 중요하다. 예컨대, DTTB 에서, (고품위) 비디오 데이터는 오늘날의 아날로그 지상 텔레비젼 송신기들의 주파수 대역내로 전송될 수도 있다. 바람직하게는, 상기 비디오 데이터를 전송하는데 요구되는 대역폭은 이들 주파수 대역안에서의 현재 채널의 간격과 부합해야만 하며, 이것은 상기 대역폭을 약 7 내지 8 MHz 로 제한한다. 커버리지(coverage) 영역에 요구되는 송신기 전력은 아날로그 비디오 신호 전송과의 간섭을 제한하기 위해 가능한한 작게 유지되어야만 한다. 또한, 기술적 및/또는 경제적으로 실현가능한 송신기 전력이 최대 가능 영역을 커버하는 것이 바람직하다.

디지탈 비디오 전송의 대역폭 커버리지에 의한 간섭을 최대한으로 제한하기 위해서, " 단일 주파수 네트워크" (SFN)가 고려된다. SFN 원리는 여러 송신기가 동일한 주파수에서 단일조로, 동일한 프로그램 패키지를 전송한다는 것이다. 이들 여러 송신기는 소정의 커버리지 영역에 걸쳐 분포된다.

데이터 전송시의 한 문제점은, 수신된 신호가 왜곡될 때, 사실상 어떠한 에러도 없이 전송된 데이터를 재생하기 위해서는, 수신기 입력단에서의 고 SN 비(신호대 잡음비)가 요구된다는 것이다. 최악의 경우, 상기 왜곡은 상기 전송된 데이터를 재생하지 못하게 하건나 거의 재생하지 못하게 할 수 있다.

상기 송신된 신호가 다른 지연 시간으로 수신기에 도달하기 때문에, 상기 수신된 신호는 현저하게 왜곡된다. 그 첫번째 이유로는, 예컨대 장해물(산과 빌딩)에 대한 라디오 신호의 반사로 인해 사실상 송신기와 수신기사이에 여러 신호 경로가 존재한다는 것이다. 두번째 이유는, 여러 소스로부터 전송이 수신되기 때문에, 지연 시간 차들이 발생되는 SFN 자체이다. 상기 지연 시간 차들은 소스에 관련한 송신기의 위치와 송신기에 관련한 수신기의 위치에 좌우된다.

지연 시간 차의 경우, 수신된 신호는 가변 진폭들을 갖는 왜곡되지 않고 전송된 신호의 합이며, 상기 왜곡되지 않은 신호는 서로에 관하여 시간적으로 시프트된다. 이 합에서 가장 강한 신호는 선행 및 후행(trailing) 에코와 함께 주 신호로서 간주될 수 있다. 상기 전송된 신호가 일련의 심볼을 가진 캐리어상에서 변조될 경우, 임의의 심볼 주기 T_S 안 수신된 신호의 변조가 선행 또는 가능한 차후의 심볼의 캐리어 변조에 의해 방해받게 될 것이다. 이러한 형태의 왜곡을 부호간 간섭 (ISl)으로 지칭한다.

상기 수신된 데이터 열로부터의 심볼을 방해할 수 있는 선행 및 차후의 심볼 수는 심볼 주파수 F_S 관련한 채널에서의 지연 시간 차에 의존한다. 수신기에서의 에러 확률은 수신된 신호의 소정의 신호 대 잡음 비의 경우 ISl 에 의해 커버되는 심볼 수에 따라 증가한다.

상기 심볼 주파수 F_S 감소시킴으로써, 상기 ISl 에 의해 커버되는 심볼의 수뿐만 아니라 전송 대역폭이 감소한다. 단위 시간당 전송되는 데이터량(초당 비트수)이 동시에 유지된다면, 심볼 주파수가 감소되는 계수(factor)는 가능한 심볼값 조합이 증가되는 계수와 일치할 것이다. 그러나가능한 심볼 값의 수를 증가시킴으로써, 상기 에러 확률은 수신된 신호의 소정의 신호 대 잡음비에서 증가한다.

예컨대, 비디오 정보의 무선(wireless) 데이터 전송에 있어서, 지연 시간차들은 중요한 문제점이다. 한 예가 수십 μs로 증가하는 지연 시간 차들을 갖는 채널을 통해, 초당 약 10 메가비트의 데이터 속도로 전송하는 것이다. 이진(bivalent) 심볼(" 0" 및 " 1") 및 초당 천만 심볼 주파수의 경우, ISI 는 수백 심볼들을 커버한다. 초당 10,000 심볼 주파수에서, ISI 는 오로지 차후 및 선행 심볼에 배타적으로 제한되지만, 1000 개의 가능한 심볼 값들(10 비트)이 존재한다.

" 멀티캐리어 변조" (MCM)는 지연 시간 차들을 갖는 채널을 통한 전송을 위한 송신기 및 수신기를 적응시키는 공지된 기술이다. 이 방식은 에러 확률과, 요구되는 전송 전력 및 대역폭사이에 유동성 있는 교환(exchange)을 제공한다. MCM 은 예컨대 죤 에이.씨. 빙햄(John A.C. Bingham)에 의해 " IEEE 통신 잡지" 1990년 5월호, pp 5 내지 14 에 기재되어 있다.

제 1 도는 MCM 데이터 전송 시스템을 도시한다. 송신기측에서, 직렬/병렬 변환기(1)는 데이터 스트링 1을 이 데이터 스트링보다 낮은 N 계수의 심볼 주파수를 가진 N 개의 서브 데이터 스트링들 $I_S(1) \ldots I_S(N)$로 분할된다. 변조기들 m(1). . . m(N)의 시스템으로 구성되는 주파수 멀티플렉스 변조기(2)에서, 각각의 서브 데이터 스트링 $I_S(1)$ ... $I_S(N)$ 각각은 주파수 f(1) ... f(N)로 캐리어 c(1) ... c(N)를 각각 변조한다. 전송된 신호 T 는 변조된 모든 캐리어들의 합산으로 이루어진다.

수신기 측에서, 수신된 신호(T')에 존재하는 캐리어는 복조기들의 (r(1) ... r(N)) 시스템으로 구성된 주파수 멀티플렉스 복조기(3)에서 복조된다. 이들 복조기들은 심볼 검출 장치(4)의 일부분을 형성하는 심볼 검출기들 d(1) ... d(N) 각각에 결합된다. 상기 심볼 검출기들 d(1) ... d(N)의 출력들은 각각 서브 데이터 스트링들 $I_S'(1) \ldots I_S'(N)$을 각각 공급한다. 이들 서브 데이터 스트링들은 병렬/직렬 변환기(5)에 의해 데이터 스트링(I')에 결합된다. 에러가 없는 전송의 경우, 데이터 스트링(I')은 전송된 데이터 스트링(I)과 완전하게 상관될 것이다.

이 기술에서는 분리된 캐리어 변조 신호들간에 어떠한 크로스토크도 존재하지 않는다는 것이 중요하다. 왜냐하면 이것이 완전한 수신을 저해할 수도 있기 때문이다, 캐리어 c(x)를 변조하는, 임의로 선택된 서브 데이터 스트링 $I_S(x)$로부터의 심볼은 수신기의 복조기 r(x)로부터의 변조 신호에만 기여해야 한다.

MCM 은, 상기 서브 데이터 스트링에서의 심볼 주기가 전송 채널에서의 최대지연 시간 차를 초과하는 방식으로, 서브 데이터 스트링들 $I_S(1)$ ... $I_S(N)$로 전송될 데이터 열 I 의 계수 N 만큼 분할(split-up)하는 것을 선택할 가능성을 제공한다. 적절하게 선택된 시간 윈도우(time window)로, 수신측에서 ISI 가 없는 서브 데이터 열내의 심볼을 검출할 수 있다.

MCM 의 실용화는 또한 John A.C. Bingham에 의해 " IEEE 통신 잡지" 1990년 5월호, 제 5면 내지 14면에 제시되어 있으며, " 직각 주파수 분할 멀티플렉스 (Orthogonal Frequency Division Multiplex)(OFDM)이라는 연구보고서에 또한 공지되어 있다.

제 2 도에 도시된 OFDM송신기에서, 주파수 멀티플렉스 변조는 디지탈 신호 처리기, 즉, N-포인트 역 고속 푸리에 변환기(IFFT)(10)로 실행된다. 여기서, N은 주파수-멀티플렉스된 신호의 수를 나타낸다. 상기 IFFT(10)의 출력은 디지탈 기저대 신호 IF 를 공급하며, 전송 채널에 또한 결합되는 출력부(11)에 결합될 수도 있다. 무선 전송시, 상기 출력부(11)는 디지탈 기저대역 신호를 아날로그 고주파 신호 T 로 변환시킨다. 이 목적을 위해, 상기 출력부(11)는 예컨대 D/A 변환기들, 필터들, 혼합기단들 및 발진기들을 구비할 수도 있다.

OFDM 수신기는 디지탈 신호 처리기, 즉, N-포인트 고속 푸리에 변환기 (FFT)(13)에 결합되는 입력부(12)를 가지며, 상기 FFT(13)는 또한 심볼 검출 장치 (4)에 결합된다. 입력부(12)는 수신된 아날로그 고주파 신호를 더지탈 기저대역 신호 IF' 로 변환시키며, 이것을 목적으로 상기 입력부는 예컨대 A/D 변환기들, 필터들, 혼합기단들, 발진기들 및 동조 회로들을 구비할 수도 있다. 상기 FFT(13)는 주파수 멀티플렉스 복조기이다.

송신기 측에서, 데이터 스트링(I)로부터의 새로운 N개 심볼 그룹이 연속적인 시간주기 T_b내에 IFFT(10)의 N개 입력단에 제공된다, 상기 IFFT(10)는 개 심볼의 위치 순차의 그룹을 시간 주기 T_b를 커버하는 N개 심볼의 시간 순차의 그룹으로 변환시킨다. 연속적인 IFFT(10)의 변환과 관련된 연속적인 N개 심볼 그룹은 출력부 (11)에 인가되는 신호 IF를 구성한다.

수신기에서, 상기 입력부(12)의 출력 신호 IF' 는 송신기 신호 IF 내의 각각의 N개 심볼의 시간 순차 그룹들에 할당될 수도 있는 N 개의 수치의 시간 순차 그룹을 구비한다. 상기 수신된 N 개의 수치의 시간 순차 그룹은 연속되는 FFT(13)에 의해 시간 주기 T_b내에 N 개의 수치의 위치 순차 그룹으로 변환된다. 상기 N 개의 수치의 위치 순차 그룹은 각각 심볼 검출 장치(4)의 N개의 심볼 검출기에 대한 각각의 입력 신호를 구성하며, 상기 검출기는 수신된 N개의 위치-순차 심볼을 공급한다.

본질적으로, 데이터 스트링(I)은 송신기에서 데이터 스트링 IF 으로 변환되며, 이 변환은 연속 주기 T_b내에서 N개의 심볼들에 대한 그룹들에서 실행된다. 이 변환의 특징은 시간 T_b/N 을 커버하고 N개의 심볼 그룹에 관련된 데이터 스트링 I으로부터의 각 심볼이 시간 T_b을 커버하는 데이터 스트링 IF 내의 변환된 N개의 심볼 그룹들로부터 각 심볼에 비례하여 할당된다는 것이다. 다시말해, 시간 T_b/N 에 집중되는 데이터 스트링 I 로부터의 심볼 데이터가 데이터 스트링 IF 에서 시간 T_b에 걸쳐 전개된다. 상술된 변환은 수신기에서 역으로 실행된다. 여기서, 시간 주기 T_b동안 전개 및 전송된 N개의 심볼 데이터는 각각 T_b/N 의 심볼 주기를 가진 N개의 시간-순차 심볼로 다시 변환된다.

상기 OFDM 송신기에서 상기 출력부(11)의 출력 신호 T 는 f(1) 내지 f(N)을 커버하는 $f_r = 1/T_b$의 등주파수 간격을 갖는 변조된 캐리어들 c(1) ... c(N)의 그룹으로 간주될 수 있다. 주파수 f(x)에서 캐리어 c(x)의 변조 신호는 서브 데이터 스트링 $I_S(x)$으로부터 시작한다.

OFDM 송신기에서 출력부(11)의 출력 신호 T는 또한 주기 T_b로 이어지는 서로 다른 N 개의 웨이브 패킷들 g(1,t) ... g(N,t) 시스템으로 여겨질 수 있다. 이것은 제 3 도에 도시된다. 상기 주기 T_b에서, 상기 웨이브 패킷들은 일련의 웨이브 패킷들 g (x,t)에 대한 주파수가 f (x)에 일치하는 왜곡되지 않은 사인파형을 포함한다. 웨이브 패킷 g (x,t)의 진폭 및/또는 위상은 시점 T 에서 서브 데이터 스트링 $I_S(x)$로부터의 심볼 값에 의존한다.

상기 수신기에서 입력부(12)는 FFT(13)와 조합하여 제 3 도에 도시된 N개의 적분기들(i(1) ... i(N))의 시스템(16)에 선행하는 N개의 멀티플라이어들(v(1) ... v(N))의 시스템(15)으로서 여겨질 수 있다. 멀티플라이어 v (x)의 출력단은 적분기 i (x)의 입력단에 결합된다. 수신된 신호는 멀티플라이어 v (x)의 제 1 입력에 나타나며, v (x)의 제 2 입력은 f (x)에 거의 일치하는 주파수에서 캐리어 c'(x)에 의해 제어된다. 적분 주기가 T_b와 일치할 경우, 상기 일련의 g (x,t)로부터의 왜곡되지 않은 웨이브 패킷은 적분기 i (x)의 출력에서 출력 신호를 배타적으로 발생한다. 다시말해, 서로 다른 캐리어들의 변조 신호들 사이에 어떠한 크로스토크도 존재하지 않는다.

전송 채널에서 지연 시간 차가 있을 경우, 수신된 웨이브 패킷들은 왜곡된다. 웨이브 패킷의 기간내에서, 진폭 및/위상 점프들은 연속되는 웨이브 패킷들 사이의 지연(lagging) 또는 선행 전이들로 인해 발생한다. 앞서 언급된 적분 주기 T_b내에서의 진폭 및/또는 위상 점프들은 여러 적분기들에서 출력 신호들을 생성한다. 선행 및/또는 후행(trailing) 에코에 의해 왜곡되는 일련의 웨이브 패킷들 g(x,t)은 i (x) 이외의 적분기들의 출력들에서 제로가 아닌 신호값들을 제공한다.

채널에서의 지연 시간차들은 FFT 출력에서 서브 데이터 스트링내의 각 심볼들의 변조 신호들 사이에 뿐만아니라, 서로 다른 서브 데이터 스트링들의 심볼들의 변조 신호들 사이에도 크로스토크를 초래한다. 따라서, " 시간" 뿐만 아니라 " 주파수" 에서의 크로스토크가 존재한다.

인터 및 인트라-서브 데이터 스트링 크로스토크 저지하는 방법은 전송 채널에서의 최대 지연 시간차보다 긴 " 보호" 시간 T_g만큼 웨이브 패킷의 시간 주기를 증가시키는 것이다. 서브 데이터 스트링의 유효 심볼 주기는 시간 $T_S = T_b + T_g$로 증가된다. 길이 T_b를 가진 소정의 선택된 시간 윈도우내에서, 수신된 웨이브 패킷들은 왜곡되지 않을 것이다. 즉, 웨이브 패킷은 진폭 및/또는 위상 점프없이 사인파형을 갖게 될 것이다. 상기 시간 윈도우에 따라, 적분 주기에서 적분기들의 출력 신호들에는 어떠한 혼선도 존재하지 않을 것이다. 지연 시간 차들은 웨이의 패킷들의 위상 및/또는 진폭을 변화시키고, 그에따라 표시된 심볼 값도 변화시킨다. 이것은 상기 데이터가 두개의 연속 심볼들 사이에 값의 차로 저장될 경우 어떠한 문제점도 일으키지 않는다. 상기 심볼 검출기들의 기준 레벨들은, 웨이브 패킷의 위상 및 진폭 변화들이 보상되도록, 전송된 신호에서 트레이닝 싸이클(training cycle)로 적응될 수 있다.

심볼 기간을 보호 시간 T_g만큼 증가시키는 것은 서브 데이터 열 단위로 심볼 주파수가 인수 $F = (T_g + T_b) / T_b$만큼 감소한다는 단점을 갖는다. 심볼당 동일한 값들의 수 및 동일한 대역폭에서, 전송 용량은 또한 상기 계수 F 만큼 감소한다. 채널에서의 지연 시간 차들에 대한 무감각성의 장점은 대역폭과 소요되는 신호 전력간의 교환이 덜 양호하다는 단점이 수반된다.

상기 언급된 단점은, T_b가 T_g보다 커지도록 데이터 스트링 I 을 N 개의 서브 데이터 스트링으로 분할하는 계수 N 을 비교적 크게 선택하므로써 경감될 수 있다. 본질적으로, 이 방법은 단점을 갖는다. 첫번째로, N이 증가될 경우, 특히 FFT 및 IFFT 회로의 복잡성이 증가할 것이다 두번째로, T_b가 증가될 경우, 입력부(12)에서 사용된 발진기들의 (순간적인) 주파수 정확도에 대한 요건들은 OFDM 신호에서의 캐리어들에 관련하여 보다 엄격해질 것이다. 이들 요구는 너무 엄격해서 상기 발진기들이 실현될 수 없다. 즉, 발진기들은 매우 고가가 될 것이다. 주파수 정확도 요건들은 또한 송신기 및 수신기가 도플러 효과로 인해 상호간에 관련하여 이동하는 속도를 제한한다.

상기 언급된 계수 N 증가의 실질적 제한으로 인해, 보호 시간의 사용은 결국 전송 효율을 상당히 손상시킬 것이다. 이것은 UHF TV 대역들의 경우 및/또는 예컨대 SFN 에서 발생하는 큰 지연 시간 차들이 있는 경우등 매우 높은 주파수의 캐리어들을 사용한 전송에 적용한다.

본 발명의 목적은, 데이터 예컨대, 비디오 및/또는 오디오 데이터를 지연 시간 차들을 갖는 채널을 통해 전송하는데 있어서 최소 전송기 전력이 요구되고, 또는 소정의 데이터 전송 속도 및 수신된 신호의 소정의 최대 허용가능한 에러 확율에 대해 최소 대역폭이 요구되는, 수신기를 실현하는 것이다.

본 발명에 따라, 서두에 기술된 수신기는, 이퀄라이제이션 장치가, 캐리어 변조 신호와 이 캐리어에 주파수적으로 인접한 M 캐리어들의 데이터를 나타내는 M개의 신호 성분의 그룹들을 합성하여, 상기 캐리어상에서 변조된 데이터를 복원하기 위해, 심볼 검출 장치에 상기 합성된 신호 성분들을 공급하는 합성 수단을 구비하며, M은 N보다 실질적으로 작은 것을 특징으로 한다.

본 발명은 주파수 멀티플렉스 복조기에 의해 공급된 캐리어 c(x)의 변조 신호에서의 왜곡이, 전송 채널에서의 지연 시간 차로 인해 사실상 캐리어 c(x)에 인접한 캐리어 주파수로 변조된 데이터와 상관된다는 사실에 기초한다. 이퀄라이징 장치에서, 복원된 데이터에서의 에러 확률을 감소시키기 위해, 왜곡은 상기 데이터를 나타내는 데이터 복원 장치에서 사용가능한 신호를 사용하여 보상된다. 이 신호들은 주파수 멀티플렉스 복조기(피드포워드 이퀄라이제이션) 및/또는 주파수적으로 인접한 캐리어들의 데이터를 나타내는 심볼 검출 장치의 스케일링된 심볼 신호 성분에 의해 공급된 주파수적으로 인접한 캐리어들의 변조 신호들로 스케일링(scale)된다.

본 발명에 따른 수신기는 DAB 또는 DTTB 신호들 등의 다수의 캐리어들을 포함하는 전송 신호들을 수신하는데 아주 적합하다. 다수의 주파수 멀티플렉스된 캐리어들로 변조된 데이터를 나타내는 다수의 성분들중에서, 단지 제한된 수의 신호성분들만이 변조 신호내의 왜곡을 보상하는데 요구되기 때문에, 수신기 복잡성과 다중 경로 수신에 대한 수신기의 무감각성(insensitivity)사이에 양호한 절충이 얻어진다. 사용가능한 모든 신호 성분들이 변조 신호의 왜곡을 보상하는데 사용될 경우, 이퀄라이징 장치의 복잡성은 많은 경우에 있어서 임의의 실제적인 사용을 제한할 것이다.

제 4 도는 본 발명이 근거하고 있는 상술된 인식을 도시한 도면이다. 제 4도는, 주파수 멀티플렉스 복조기의 출력 s(x)에서의 신호의 심볼과 왜곡 에너지(수직축에서 dB 로 표시됨)사이의 계산된 비율을 도시하는데, 이 비율로부터, 캐리어 c(x)에 관한 고주파수의 M 개의 최근접 캐리어들 및 저주파수의 M 개의 최근접 캐리어들의 변조 신호들로부터 발생한 왜곡이 감산된다(수평축에 표시됨). 제 4 도에서 계산된 각각의 비율에 대해, 캐리어 c(x) 자체(ISI)의 변조 신호에 상관된 왜곡은 감산된다. 상기 계산은 에코가 존재하는 1024개 캐리어를 가진 무잡음 OFDM에 근거한다. 에코 진폭은 주 신호 진폭의 1/4이다. 각각의 M 값에서, 에코 시간은 앞서 언급된 비율이 최소가 되도록 선택된다.

상기 언급된 양상은 에코들의 강도에 부가하여, 변조 신호들의 상호 크로스토크로 인한 왜곡이 심볼 기간에 관한 에코 시간에 의존한다는 인식에도 근거한다. 대략 1/2 심볼 기간의 에코 시간은 큰 크로스토크를 초래한다. 그러나, 크로스토크의 진폭은 변조 신호들의 캐리어 주파수 차들이 증가함에 따라 크게 감소한다. 캐리어 c(x)상에서 변조 신호의 왜곡은, 그후 c(x)에 관하여 작은 주파수 차들을 갖는 캐리어들의 변조 신호들과 실질적으로 상관될 것이다. 한편, 1/100 T_s의 시간을 가진 에코는 캐리어 주파수 차들을 증가시키면서 비교적 적은 정도로 감소하는 매우 작은 크로스토크를 초래할 것이다.

본 발명에 따른 수신기는 허용가능한 데이터 수신을 가능하게 하고 보호 시간을 사용했을 때보다 송신기 전력 및 전송 대역폭을 덜 요구한다. 미소한 복잡성의 증가로 상기 수신기는 비교적 긴 에코우 시간으로 인한 신호 왜곡에 훨씬 더 무감각해진다. 이와는 대조적으로, 긴 에코우 시간에서 공지된 보호 시간의 사용은 송신기 전력 및 대역폭에 대해 보다 더 엄격한 요구 사항이 된다. 본 발명에 따른 수신기로, 보호 시간이 불필요하게 상당히 감소될 것이다. OFDM 신호의 캐리어들이 변조되는, 심볼 주파수는 따라서 연속되는 캐리어들 사이의 주파수 차와 거의 일치할 수 있다.

본 발명에 따른 수신기는 또한, 비교적 간단한 방식과 저렴한 비용으로 실현될 수 있다. 공지된 경우에 있어서, 심볼 기간의 요구된 증가 및 요구된 전송 효율은 전송될 데이터 스트링이 분할되는 N개 서브 데이터 스트링의 수를 결정한다. 본 발명이 사용될 때, 이 계수 N 는, 인터 및 인트라-서브-데이터 스트링 크로스토크가 크게 억제되므로 비교적 작아질 수 있다. 비교적 작은 계수 N 의 첫번째 장점은, FFT 가 비교적 작은 개수의 스위치 소자들을 포함한다는 것이다. 두번째 장점은 입력부(12)에서 발진기에 부과되는 주파수 정밀도 요구들이 비교적 덜 엄격하다는 것이다. 이것은 특히 UHF 대역 또는 이보다 더 높은 대역의 OFDM 신호의 수신기에 매우 중요하다.

소정의 계수 N 이 주어지는 것으로, 상대 주파수 정밀도에 대한 요구들이 캐리어 주파수들이 증가함에 따라 보다 엄격해질 것이다. 공지된 수신기에 대해, 이것은 입력부(12)에서 한개 이상의 발진기들이 더 이상 실현될 수 없거나 허용가능한 비용으로 적어도 실현될 수 없게 한다.

본 발명에 따른 수신기는, 예컨대, 비디오 정보로부터 발생하는 데이터의 지상 전송을 위한 SFN 의 비용을 더 감소시킨다. 더 작은 개수의 송신기들이 커버리지 영역내에 요구되고, 또는 전체 소요 전송 전력은 더 낮다. 최대 에코 시간은 송신기 밀도가 작을수록 증가한다. 본 발명이 사용되지 않을 경우, 계수 N 와 OFDM 신호의 대역폭이 주어지며(현재 아날로그 지상 TV-전송을 위한 간격과 부합하도록 하는 약 8MHz), 비디오 데이터 전송이 보다 많은 개수의 심볼값을 요구할 것이다. 그후 동일한 커버리지 영역에 대해 보다 큰 전송 진력이 요구된다.

텔레비젼 수신기에 사용되는 본 발명의 실시예가 제 5 도에 도시된다. 이 수신기로 수신되는 OFDM 신호는 SFN 으로부터의 여러 송신기에서 발생한다. 최대 에코 시간은 예컨대 64 μs이다. 상기 OFDM 신호는 약 8MHz 대역폭에 걸쳐 1024 개의 주파수-순차 캐리어들 c(1) ... c(1024)을 포함한다. 캐리어 c(x)와 c(x + 1) 사이의 주파수 차는 +7812.5 Hz 이고, 이 주파수는 또한 캐리어에 대한 심볼 주파수이다. 상기 심볼 기간은 128 μs이고, 따라서, 수신된 신호내의 에코우가 주파수 멀티플렉스 복조기의 출력에서의 왜곡에 선행하지 못하게 하기 위해, DAB 에서와 같이 64 μs만큼 증가되지 않는다.

초당 약 23 메가비트의 속도로 예컨대, 비디오 정보의 데이터를 전송하기 위해, 심볼당 8개의 값(3 비트)이 요구될 것이다. 상기 심볼들은 캐리어의 위상을 변조시킨다. 따라서, 전송된 웨이브 패킷은 서로 다른 8 개의 위상 상태들, 예를 들면 +22.5, +67.5, +112.5, +157.5, -157.5, -112.5, -67.5 및 -22.5 도를 갖는다.

상기 OFDM 수신기의 입력부(12)는 1024 × 7812.5 개/see의 속도로, FFT(13)의 입력단에 복소수 스트링을 제공한다. 128 μs 기간에서, 연속되는 1024 개의 복소수 시퀀스들이 FFT(13)의 1024개의 출력단에서 일련의 위치-순차적인 복소수로 변환된다. FFT(13)의 출력 s(x)에서의 복소수는 캐리어 c(x)로부터 웨이브 패킷 g(x,T)의 위상 상태를 나타내는 각을 가진 벡터로서 간주될 수 있다. 각각의 FFT 출력 s(x)은 이퀄라이징 장치(14)의 이퀄라이저 e(x)를 통해 심볼 검출 장치(4)의 심볼 검출기 d(x)에 또한 결합된다. 심볼 검출기 d(x)는, 할당된 위상 상태가 웨이브 패킷의 복조된 위상 상태를 가장 근접하게 어림하는 입력에 제공된 복소수로부터 심볼 값을 검출한다.

제 6 도는 이퀄라이저 e(x)의 한 실시예와 이 이퀄라이저가 FFT(13)에 결합되는 방식을 보다 상세히 도시하는 도면이다. 이퀄라이저 e(x)의 입력단들 (21,22,23)은 각각 FFT(13)의 출력단 s(x - 1), s(x) 및 s(x + 1)에 결합된다. 상기 출력단들 s(x - 1), s(x) 및 s(x + 1)은 주파수-순차적인 캐리어 c(x - 1), c(x) 및 c(x + 1)의 시간-양자화된 복조 위상을 공급한다. 이퀄라이저 e(x)의 입력단(24,25,26)은 각각 심볼 검출기들 d(x - 1), d(x), d(x + 1)의 출력단들에 결합된다. 상기 이퀄라이저 출력단(30)은 심볼 검출기 d(x)의 입력단에 결합된다. FFT(13)의 출력단 s(x - 1), s(x) 및 s(x + 1)로부터 이퀄라이저 e(x)를 통해 심볼 검출기 d(x)의 입력에 이르는 신호 경로는 메모리 회로를 포함하지는 않는다. 이퀄라이저 e(x)의 이 간단한 실시예는 최대 에코 시간이 심볼 기간보다 짧기 때문에 바람직하다.

제 6 도의 실시예에 따른 이퀄라이저는 입력단들(21,22,23,24,25,26)과, 가산 회로(31)를 통해 출력단(30)에 결합되는 6개의 멀티플라이어들 (41,42,43,44,45,46)를 구비한다. 멀티플라이어들(41,42,43)의 제 1 입력단들은 각각 이퀄라이저 e(x)의 입력단들(21,22,23)에 결합되고, 멀티플라이어들(44,45,46)의 제 1 입력단들은, (128 μs의 심볼 기간과 동일한 지연 시간을 갖는,) 메모리 회로들(64,65,66)를 통해 이퀄라이저 e(x)의 입력단들(24,25,26)에 결합된다. 멀티플라이어(41,42,43,44,45,46)의 제 2 입력단들은 각각 이퀄라이저 e(x)의 입력단들 (51,52,53,54,55,56)에 결합된다. 이퀄라이저 e(x)의 각각의 계수들인 복소수 kf(x,-1), kf(x,0), kf(x,1), kr(x,-1), kr(x,0), kr(1)가 각각 입력단들 (51,52,53,54,55)에 제공된다.

입력부(12)의 입력 신호에 존재하는 선행 및 후행 에코에 의존하여, 이퀄라이저 e(x)의 출력단(30)에서의 신호 왜곡이 입력단(22)에서의 신호 왜곡에 대해 상당히 억제되는 방식으로 이퀄라이저 e(x)의 계수들이 조절된다.

제 7 도는 이상에서 기술된 본 발명의 실시예에 따른 수신기의 시뮬레이션 결과를 도시한다. 입력부(12)의 입력 신호는 심볼 기간의 1/2 (64 μs)에 일치하는 시간 지연과 주 신호 진폭의 30% 진폭을 갖는 하나의 후행 에코우를 갖는다. 상술된 입력 신호는 잡음이 없는 것으로 가정되며, 그안에 제공된 캐리어 c(1) ... c(1024)는 임의의 심볼로 변조된다.

제 7 도는 임의의 시점에서 이퀄라이징 장치의 1024개 출력단들에서의 복소수들 조합을 도시한 도면이다. 제 7 도에서 수평축은 복소수의 실수부를 나타내는 반면, 수직축은 허수부를 나타낸다. 상기 복소수는 8 개의 가능한 심볼 값 주위에 밀집된다. 한 밀집(cluster) 부분에서의 전개(spread)는 에코우로 인한 왜곡의 결과이다. 상기 전개가 커질수록, 심볼 검출 장치의 출력단에서의 소정의 에러확율에 대한 입력 신호내의 잡음 신호의 에너지는 작아진다.

제 8 도는 어떠한 정보도 이퀄라이저 e(x)의 입력단들에 인가되지 않을 경우의 복소수들의 조합을 도시하는 것으로, 상기 정보는 다수의 주파수-순차 캐리어의 변조 신호로부터 얻어진다. 다시말해, 앞서 기술된 실시예의 계수들 kf(x,-1), kf(x,1), kr(x,-1) 및 kr(x,1)는 제로로 세트된다. 앞서 기술된 복소수의 밀집부분에서의 전개는 너무 커서 심볼 검출 장치의 출력단에서 검출된 심볼 값들에는 에러가 발생한다.

제 9 도는 상기 이퀄라이저 e(x)에 7 개의 주파수-순차 캐리어들로부터 정보를 수신하는 14 개의 입력단들이 제공될 경우, 상술된 복소수 조합을 도시한 것이다. 즉, 7 개의 입력단들은 심볼 검출 장치의 7 개의 출력단들에 결합되고, 7 개의 입력단들은 주파수 멀티플렉스 복조기의 7 개의 출력단들에 결합된다.

상기 이퀄라이저 e(x)의 입력단들의 수가 임의로 증가될 수 있음이 본 기술에 숙련된 자에게 명백해 질 것이다. 이퀄라이저 e(x)의 복잡성의 증가가 소정의 에러확율에 대한 에코를 가진 입력 신호에서 허용된 잡음 레벨의 비례적 감소를 야기하지는 않는다.

최대 에코 시간이 한 심볼 기간보다 길 경우, 제 6 도에 도시된 것보다 더 많은 수의 직렬의 메모리 소자들에 걸쳐 이퀄라이저의 입력 신호를 지연시키는 것이 분명해질 것이다. 각각의 메모리 소자의 출력단들은 제 2 입력단에서 계수를 가진 멀티플라이어를 통해 가산 회로(30)에 결합된다.

이퀄라이저 e(x)의 계수들은 상술된 시뮬레이션과 같이 고정된 값들일 필요는 없고, 제어 루프들에 의해 적응적으로 조정될 수도 있다. 일반적으로, 에러 신호는 심볼 검출기의 입력 신호와 출력 신호간의 차로부터 얻어진다. 에러 신호는 심볼 검출기의 입력 신호중 계수로 스케일되는 부분과 함께 합성 회로에 인가되며, 상기 합성 회로는 계수 값이 적응된 출력 신호를 공급한다. 한 멀티플라이어는 앞서 기술된 방법이 결국 " 최소 평균 제곱 에러(Least Mean Square Error)" 제어가 되는 명백한 합성 회로이다. 적응성 계수 조정을 위해 제어 루프를 적응시키는 방식은, 예컨대, 1985년 9월 " IEEE 의사록" vol.73, no.9, pp 1349 내지 1387 에 " 적응성 이퀄라이제이션" 이라는 제목으로 큐레시 에스.유.에이취.(Qureshi S.U.H.)의 논문에 공지되어 있다. 적응성 계수 조정을 위한 제어 루프에서 에러 신호를 계수를 사용하여 스케일링함으로써, 이 제어 루프의 동적 특성이 최적화될 수 있다. 많은 에러 신호들 및 제어 루프들은 본 발명에 따른 이퀄라이징 장치에서 구별될 수 있으며, 한 에러 신호는 각각의 심볼 검출기에 할당될 수 있다. 모든 에러 신호가 똑같은 인수에 의해 스케일링될 필요는 없다. 예컨대, 에러 스케일 계수는 이퀄라이즈될 신호의 진폭 또는 수신된 정보의 특성, 예를들면, 이퀄라이징 장치의 일련의 계수들이 비교적 빠른 속도 및/또는 큰 정밀도로 조절되는 동안, 일정하게 전송된 일련의 기준 및/또는 칼리브레이션(calibration) 데이터에 의존할 수도 있다.

본 발명의 한 실시예에서 개별적으로 제공된 신호 처리 동작들(FFT, 이퀄라이제이션, 심볼 검출)이 예컨대 하나 또는 여러개의 신호 처리기내에 용이하게 합성된다.

수신될 전송 신호의 데이터 속도가 이퀄라이징 장치의 소자의 스위칭 속도에 관련해 충분히 낮다면, 이퀄라이징 장치 및 심볼 검출 장치의 시간 멀티플렉스 동작이 우선적으로 실행되어야 하는 것에 주목해야 한다. 이러한 시간 멀티플렉스 동작은 하드웨어 복잡성을 크게 감소시킨다. 시간 멀티플렉스 동작에서 제 5 도에 도시된 바와 같은 이퀄라이제이션 장치(14)는 제 6 도에 도시된 바와 같은 형태의 단 한 개의 이퀄라이저 e(x)와 한개의 심볼 검출기 d(x)를 요구할 것이다.

시간 멀티플렉스에서의 한 실시예는 FFT(13)가 직렬 출력 신호를 제공할때 명백해지며, 이것은 이러한 형태의 장치들에 대해 공통이다. 앞서 논의된 제 6 도 실시예에서 사용된 OFDM 신호에 대해, 직렬 출력 FFT은 1024 개의 시간 순차 복소수의 블럭을 각각 128 μs로 제공하며, 각각의 복소수는 별개의 캐리어의 변조 신호를 나타낸다. 이와같이, 제 6 도에 도시된 것과는 대조적으로, FFT에 의해 공급된 변조 신호들은 출력 멀티플렉싱되지 않고, 시간 멀티플렉싱된다. 한 블럭내의 복소수의 시간 위치로부터, 이 복소수가 관계하고 있는 캐리어 변조 신호가 어느 것인지를 알 수 있다. 대부분의 FFT 장치들은 주파수-순차 캐리어들의 변조 신호들을 나타내는 시간-순차 복소수 블럭들을 가진 직렬 출력 신호를 공급한다.

제 6 도를 참조하면, FFT(13)가 직렬 출력단을 가진 FFT 로 대체될 경우, 이하의 구조적 변경이 이루어질 수 있다. 상기 FFT 의 단지 한 출력 예컨대, s(x)은 위에서 논의된 바와 같이, 시간 멀티플렉스된 출력 신호를 이퀄라이징 장치에 공급하도록 유지된다. 세개의 시간 순차 복소수들을 입력단들(21,22,23)에 인가하기 위한 입력 순차 복소수들로 변환시키기 위해, 지연 소자 및 메모리가 사용될 수 있다. 심볼 검출 장치(4)가 시간 멀티플렉스로 동작할 경우, 단지 한 개의 심볼 검출기 d(x)가 128μs의 1 블럭 속도로 1024 개의 시간 순차 심볼의 블럭들의 형태로 출력 데이터를 공급하도록 유지되어야 한다. 따라서, 서로 다른 세개의 지연 시간들로 d(x)의 출력 신호를 지연시킴으로써, 주파수-순차 캐리어들의 데이터가 입력단들(24,25,26)에 인가될 수도 있다. 그러나, d(x)의 출력 신호를 세개의 지연 소자들(64,65,

66) 모두에 직접 인가하고, 이들 소자들의 지연을 서로에 대해 오프셋시키는 것이 보다 효율적이 되므로, 그들의 각 출력단들은 세 개의 주파수-순차 캐리어들의 검출된 심볼을 합성 수단(31)에제공한다.

요약하면, 다수의 주파수 멀티플렉스된 데이터 변조 캐리어들을 포함하는 전송 신호를 수신하고, 다중 경로 수신에 대한 무감각성과 수신기 복잡성간에 양호한 조화를 이루며, 전송 대역폭과 전송 전력이 감소되는 수신기가 제안된다. 이러한 수신기에서 캐리어들의 변조 신호들은 주파수 멀티플렉스 복조기에 의해 이퀄라이저 장치를 통해 심볼 검출 장치에 공급된다. 두 심볼 검출 장치가 에러확율이 감소된 전송된 데이터를 검출할 수 있도록, 상기 이퀄라이저 장치는 거기에 공급된 변조 신호들의 왜곡을 보상한다. 상기 전송 신호가 서로 다른 지연 시간들로 수신기에 도달할 때, 이 왜곡은 일종의 인접한 캐리어들의 변조 사이의 크로스토크이다. 그러므로, 캐리어의 변조 신호를 인접한 캐리어들의 데이터를 나타내는 신호들에 합성시킴으로써 실질적인 보상이 이루어진다. 상기 수신기에서, 이러한 신호들은 주파수 멀티플렉스 복조기 출력단과 심볼 검출 장치의 출력단 사이의 멀티플렉스 신호 경로로부터 얻어질 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

다수(N)개의 주파수 멀티플렉싱된 데이터 변조 캐리어들을 포함하는 전송 신호를 수신하며,

주파수 멀티플렉스 복조기; 및

상기 주파수 멀티플렉스 복조기로부터 상기 캐리어들의 변조 신호들을 수신하기 위한 입력단, 복원된 데이터를 다른 신호 처리 장치들에 공급하기 위한 출력단, 각각의 성분의 개개의 캐리어의 데이터를 나타내는 N 개의 신호 성분들을 갖는 멀티플렉스 신호를 반송하기 위한 상기 입력단과 상기 출력단 사이의 멀티플렉스 데이터 복원 신호 경로, 및 상기 멀티플렉스 신호 경로에 순차적으로 배치된 이퀄라이징 장치와 심볼 검출 장치를 구비하는 데이터 복원 장치를 포함하는 수신기에 있어서,

상기 이퀄라이징 장치가, 캐리어의 변조 신호와 상기 캐리어에 주파수적으로 인접한 M 캐리어들의 데이터를 나타내는 M개의 신호 성분들의 그룹을 합성하고, 상기 캐리어상에서 변조된 데이터를 복원하도록 상기 합성된 신호 성분들을 상기 심볼 검출 장치에 공급하기 위한 합성 수단을 구비하며, 상기 M은 N보다 실질적으로 더 작은 것을 특정으로 하는 수신기.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 합성 수단은 상기 주파수 멀티플렉스 복조기에 의해 공급된 한 그룹의 주파수 순차 캐리어들의 변조 신호들을 수신하기 위한 피드포워드(feedforward) 입력단을 구비하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 3.

제 1 항에 있어서,

상기 합성 수단은 상기 심볼 검출 장치에 의해 공급된 한 그룹의 주파수 순차 캐리어들의 지연 검출된 데이터를 수신하기 위한 판정 피드백 입력단을 구비하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 4.

제 1 항에 있어서,

상기 합성 수단은 상기 주파수 멀티플렉스 복조기에 의해 공급된 한 그룹의 주파수 순차 캐리어들의 변조 신호들을 수신하기 위한 피드포워드 입력단과, 상기 심볼 검출 장치에 의해 공급된 한 그룹의 주파수 순차 캐리어들의 검출된 데이터를 수신하기 위한 판정 피드백 입력단을 구비하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 5.

제 2 항 또는 제 4항에 있어서,

상기 이퀄라이징 장치는, 상기 피드포워드 입력단에 공급된 변조 신호들을 스케일링하기 위해, 상기 주파수 멀티플렉스 복조기와 상기 합성 수단 사이에 설치된 피드포워드 스케일링 수단을 구비하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 6.

제 3 항 또는 제 4항에 있어서,

상기 이퀄라이징 장치는, 상기 판정 피드백 입력단에 공급된 검출 데이터를 스케일링하기 위해, 상기 심볼 검출 장치와 상기 합성 수단 사이에 설치된 판정 피드백 스케일링 수단을 구비하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 7.

제 6 항에 있어서,

상기 이퀄라이징 장치는 상기 스케일링을 적응적으로 조절하기 위한 스케일링 조정 구단 및 최소 평균 제곱 에러(Least Mean Square Error) 알고리즘에 따라 상기 스케일링의 조정을 실행하는 수단을 구비하며, 상기 스케일링 조정 수단은 상기 스케일링 수단의 입력 신호를 수신하는 제 1 입력단, 상기 심볼 검출 장치에 공급된 상기 합성 수단의 출력 신호를 수신하는 제 2 입력단 및 상기 출력 신호에 응답하여 검출된 데이터를 수신하는 제 3 입력단을 갖는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 8.

제 1 항 내지 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 주파수 멀티플렉스 복조기는 시간 멀티플렉스 신호 성분들을 운반하도록 멀티플렉스 신호 경로가 설치된 상기 데이터 복원 장치에 시간 멀티플렉싱된 변조 신호를 공급하기 위한 시간 멀티플렉싱 수단을 구비하고, 상기 이퀄라이징 장치는 상기 M개의 신호 성분들의 그룹을 시간 디멀티플렉싱하기 위한 시간 디멀티플렉싱 수단을 상기 합성 수단에 선행하여 구비하는 것을 특징으로 하는 수신기.

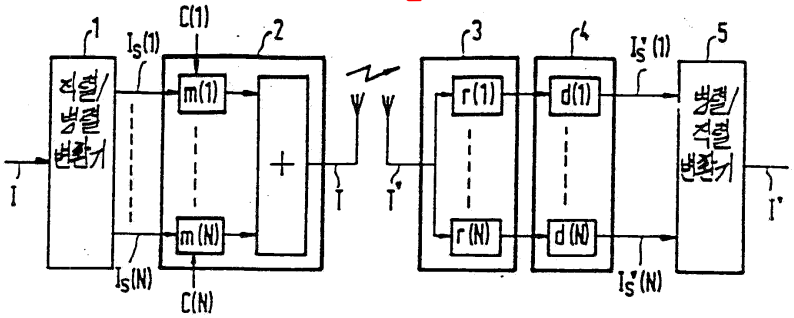
청구항 9.

청구항 제 1 항 내지 4 항 중 어느 한 항에 청구된 데이터 복원 장치에 있어서,

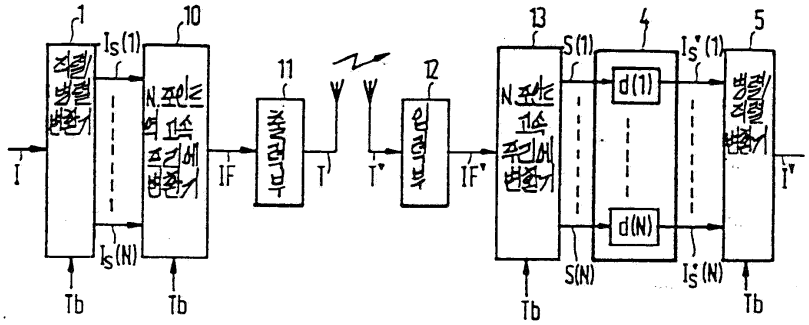
이퀄라이징 장치를 집적 회로로서 형성한 반도체 몸체를 포함하는 것을 특징으로 하는 데이터 복원 장치.

도면

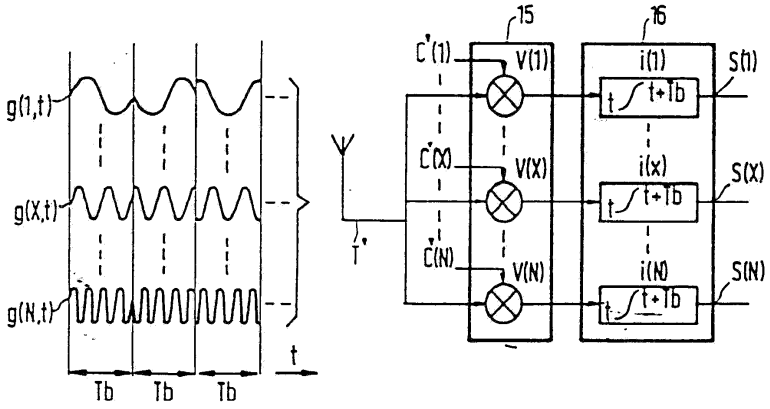
도면 1



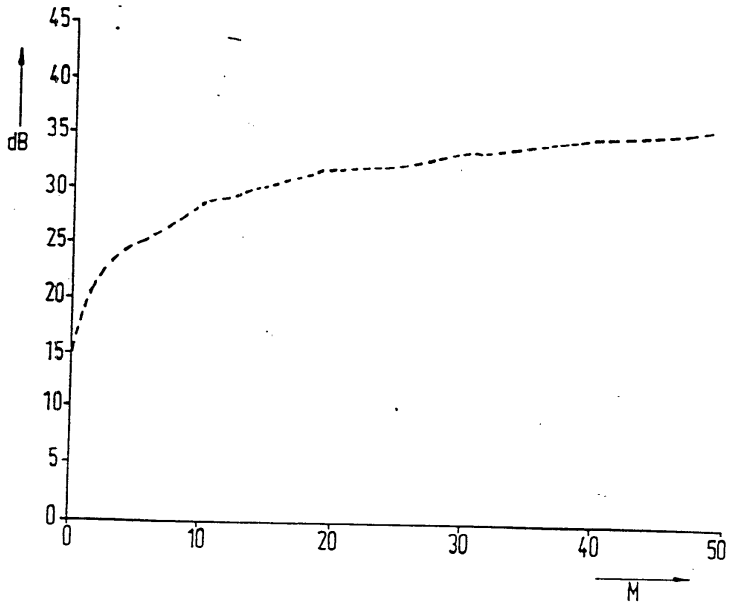
도면 2



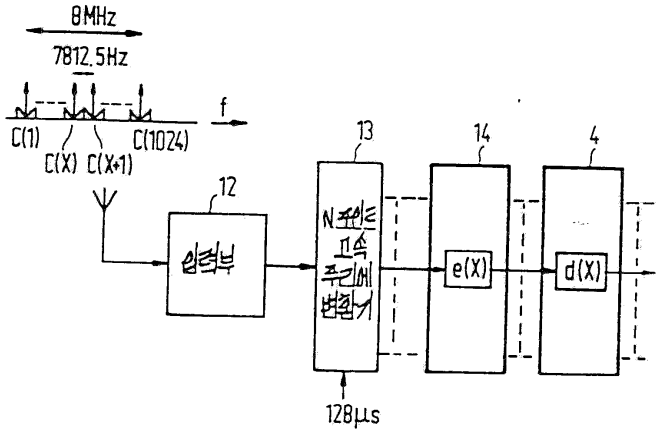
도면 3



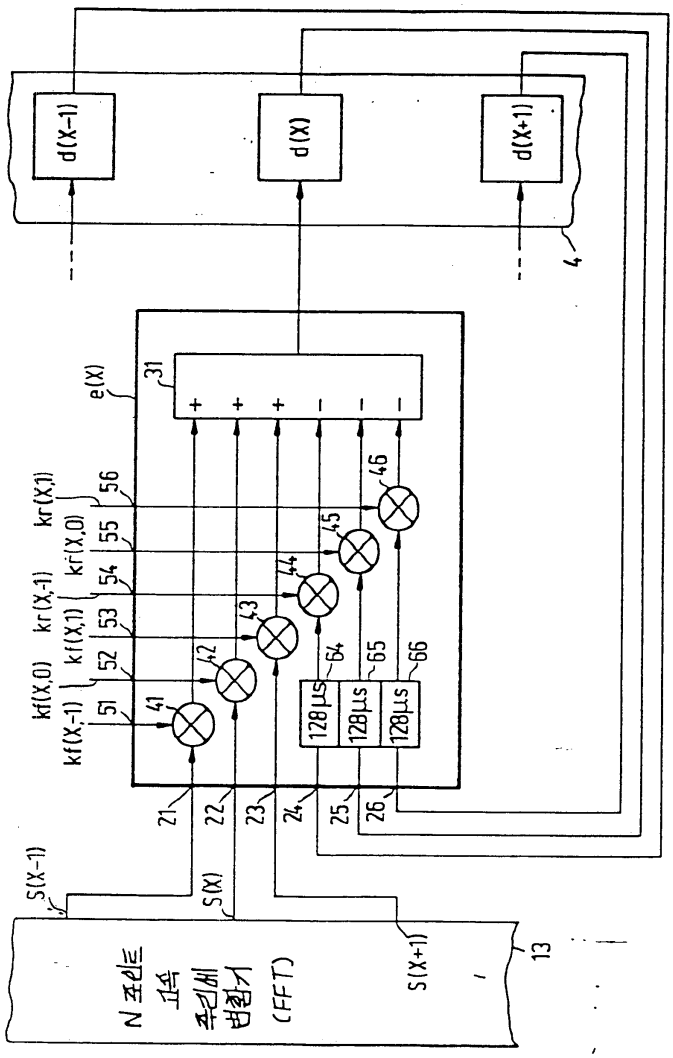
도면 4


45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
dB
0
10
20
30
40
50
M

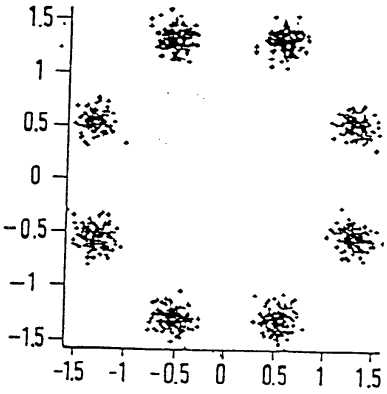
도면 5


8MHz
7812.5Hz
f
C(1)
C(X)
C(X+1)
C(1024)
12
입력부
13
N포인트 고속 푸리에 변환기
14
e(X)
4
d(X)
128μs

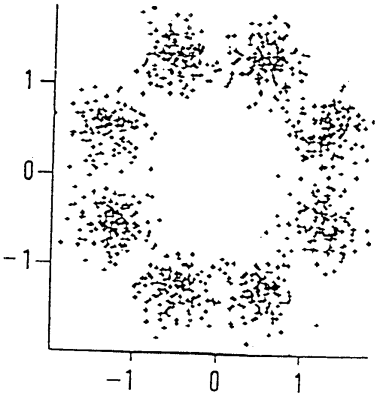
도면 6


d(X-1)
d(X)
d(X+1)
4
e(X)
31
+
+
+
-
-
-
kr(X,1)
56
kr'(X,0)
55
kr(X,-1)
54
kf(X,1)
53
kf(X,0)
52
kf(X-1)
51
41
42
43
44
45
46
64
65
66
128μs
128μs
128μs
21
22
23
24
25
26
S(X-1)
S(X)
S(X+1)
13
N 포인트 고속 푸리에 변환기 (FFT)

도면 7



도면 8



도면 9

