

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.⁷
H04N 5/44

(45) 공고일자 2000년03월 15일
(11) 등록번호 10-0249227
(24) 등록일자 1999년 12월 23일

(21) 출원번호	10-1997-0079147	(65) 공개번호	특 1999-0058954
(22) 출원일자	1997년 12월 30일	(43) 공개일자	1999년 07월 26일

(73) 특허권자 엘지전자주식회사 구자홍
서울특별시 영등포구 여의도동 20번지
(72) 발명자 이원철
서울특별시 성북구 성북 2동 57-2 2/6
(74) 대리인 김용인, 심창섭

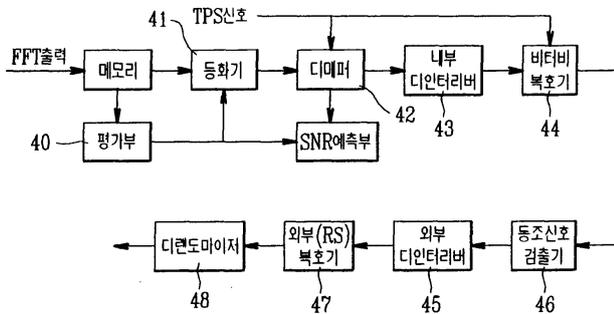
심사관 : 김기영

(54) 디지털 방송수신 방법

요약

본 발명은 디지털 방송수신장치의 동작원리에 관한 것으로, 특히 파일럿신호를 이용하여 수신채널의 응답값을 추출하고, 그 응답값으로 데이터 캐리어의 응답값을 유추함으로써, 데이터를 디매핑하는 방법에 관한 것이다. 본 발명의 디지털 방송수신방법은 수신측에서 그 값에 대한 예측이 가능한 파일럿신호가 소정의 간격으로 첨가되고, 다중 캐리어를 사용하여 전송된 데이터를 수신하는 디지털 방송수신장치에 있어서, 데이터를 소정의 채널을 통해 수신하는 단계, 수신된 데이터를 I&Q 발생기에 인가하여 I신호와 Q신호의 복합신호로 변환하는 단계, 복합신호를 푸리에변환하여 FFT신호를 생성하는 단계, FFT신호에서 파일럿신호들을 검출하는 단계, 각 파일럿신호의 값을 확인하여 파일럿신호가 통과한 채널의 응답값을 추출하는 단계, 각 채널의 응답값을 통해 파일럿신호에 인접한 데이터 캐리어의 응답값을 예측하는 단계, 예측된 데이터 캐리어의 응답값에서 데이터를 연판정하여 그에 포함된 오류를 수정하는 단계, 그리고, 연판정된 데이터를 디매핑하는 단계를 포함하여 구성된 것이 특징이다.

대표도



명세서

도면의 간단한 설명

- 제1도는 QPSK복호와 같은 경판정(hard decision) 방법을 나타낸 도면.
- 제2도는 16-QAM복호와 같은 연판정(soft decision) 방법을 나타낸 도면.
- 제3도는 COFDM에 있어서, 데이터에 파일럿(pilot)신호가 첨가된 것을 도시한 도면.
- 제4도는 COFDM의 수신블록도의 일부를 나타낸 도면.
- 제5도는 COFDM의 수신블록도의 일부를 나타낸 도면.
- 제6도는 채널을 거친 후, 채널평가부와 등화기에 인가되는 신호를 도시한 도면.

* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

- 11, 11', 11'', 11''' : 캐리어
- 12, 12', 12'' : 파일럿신호
- 21 : 수신 채널
- 22 : 가변증폭부

23 : A/D 컨버터	24 : I & Q 발생부
25 : FFT	26 : 자동이득제어기
27 : 시간구간부	28 : 시작신호발생부
29 : TPS 복호기	30, 33 : 파일럿검출부
31 : IFFF 블럭	32 : 주파수조절기
34 : 적정시간부	35 : TPS 추출기
40 : 채널평가부	41 : 등화기
42 : 디매퍼	43, 45 : 디인터리버
44 : 비터비복호기	46 : 동조검파부
47 : RS복호기	48 : 디랜도마이저
51 : COFDM변환기를 거친 신호	52 : 잡음이 포함된 신호
53 : 잡음이 보정된 신호	

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 방송수신장치에 관한 것으로, 특히 다중캐리어를 이용하여 방송을 수신하는 수신장치에 관한 것이다.

디지털 기술과 영상, 음성데이터의 압축과 복원기술이 발달하면서 종래의 아날로그 전송방식의 TV를 점차적으로 디지털 전송방식의 TV로 대체하려는 연구와 노력이 계속되는 중이다. 이러한 디지털 지상파 TV방송과 전송방식은 크게 미국과 유럽의 방식으로 분류할 수 있다. 미국의 방식은 단일 캐리어(single carrier)를 이용하여 전송하는 VSB 전송방식이며, 유럽의 방식은 다중 캐리어(multi carrier)를 이용하여 전송하는 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송방식을 이용하고 있다.

특히 COFDM방식은 다중 캐리어를 사용하여 전송하므로, 다중경로채널에 있어서 간섭현상이나 고스트에 강하며, 단일 주파수로 광대역 전송이 가능한 SFN(Single Frequency Network)도 구축할 수 있다. 이러한 COFDM은 채널의 부호화에 있어서, RS부호와 콘벌루션 신호(convolution code encoder)의 2가지 오류정정 부호를 연접하여 사용한다. 채널을 위와 같이 연접하여 부호화하는 이유는 데이터의 전송에서 발생할 수 있는 채널오류를 이중으로 정정함으로써 데이터의 신뢰도를 높이기 위함이다.

특히 콘벌루션부호기와 비터비(Viterbi)복호기의 오류정정 효과는 전체 데이터송수신 시스템의 성능을 좌우한다. 따라서, 비터비복호기에 입력되는 데이터는 안테나를 통해 수신된 전송데이터를 3비트 혹은, 4비트의 연판정(soft decision)방법으로 디매핑(demapping)된 데이터를 인가하여 복호한다. 이 연판정으로 디매핑된 데이터는 전송된 데이터를 단순히 0와 1로만 판정하는 경판정에 비해 약 2dB정도의 코딩이득이 있는 것으로 알려졌다.

제1도는 경판정방법(hard decision)을 나타낸 것이고, 도 2는 연판정방법(soft decision)을 나타낸 것이다. 복소수의 사분면에 영역을 설정하여 그 영역 안에 데이터가 포함되어 있다고 가정하면, 각 사분면에 해당하는 값을 대치하여 데이터를 디매핑하는 방법이 경판정방법이다. 이 경판정방법은 단순하여 데이터를 디매핑하기 쉽다.

연판정방법은 경판정과 비슷하나, 경판정에 비해 비트수를 높여 영역을 더 많이 나누고, 그 영역(10)에 포함된 데이터를 검출하면, 각 영역에 해당하는 값으로 대치하여 데이터를 디매핑하는 방법이다. 이 연판정방법은 경판정에 비해 데이터를 정확하게 디매핑할 수 있으나, 비트수가 높아지면 다소 시스템이 복잡해 질 우려가 있다.

그런데, COFDM은 다중 캐리어를 포함하고 있으므로, 각 캐리어는 등화과정(equalize)에서 서로 다른 잡음이 섞이게 된다. 예를 들어, 어떤 캐리어가 주파수 응답에서 노치(notch)부분에 있게 되면 캐리어에 심한 잡음이 섞이는 반면, 피크(peak)에서는 이러한 현상이 훨씬 덜하게 된다. 따라서, 높은 신호대잡음비를 가지는 캐리어는 낮은 신호대잡음비를 가진 캐리어보다 더 신뢰할 수 있는 것이다. 즉, COFDM시스템에서는 현재 캐리어의 채널상태를 감지하여 이 채널상태를 참조하여 비터비복호를 행하므로, 만약 채널간에 간섭이 일어난다거나 주파수의 선택적 페이딩(fading)이 존재할 때에는 시스템의 성능에 큰 영향을 미치게 된다.

그래서, 종래의 COFDM에서는 도 3에 나타낸 것과 같이 데이터의 캐리어(11) 사이에 송신측에서 그 값을 예측할 수 있는 파일럿(pilot)(12)이라는 신호를 첨가하여 전송하고, 이 파일럿신호를 수신과정에서 필요한 동기화(synchronization) 동작이나, 등화동작(equalize)등에 이용하여 데이터신호를 복구한다. 더불어 종래의 COFDM의 송신단은 여러 가지 전송모드에 관한 정보가 포함되어 있는 TPS(Transmission Parameter Signaling)를 전송하고, 수신단은 이 TPS를 해독하여 데이터의 복조과정에 이용한다. 즉, COFDM은 다중 캐리어를 이용하여 전송하는 것도 특징이지만, 수신과정에서 이용할 파일럿신호를 첨가하여 전송하는 것도 특징인 것이다.

제4도와 제5도는 COFDM의 수신 블록도를 나타낸 것이다. 이 COFDM의 수신동작원리는 다음과 같다. 먼저 안테나를 통해 수신된 신호 $s(t)$ 는 전송채널(21)과 증폭단(22)을 거쳐 필요한 신호가 증폭된다. 이 증폭 이득은 자동이득제어기(AGC : Auto Gain Controller)(26)를 통해 조절된다. 그리고, 이 증폭된 신호는 A/D변환기(23)에서 디지털 신호로 변환되고, I&Q발생기(24)에 인가되어 I신호와 Q신호의 복합신호로 변환된다. 이 I신호와 Q신호의 복합신호는 FFT(Fast Fourie Transformer)(25)와 등화기(Equalizer)(41)를 거쳐 주파수와 세기가 조절되고, 디매퍼(demapper)(42)와 디인터리버(deinterleaver)(43,45) 및 FEC(Foward Error Corrector)(도면미도시)를 거쳐 원래의 데이터로 복원된다.

이 수신된 데이터는 먼저 시간구간부(course timing block)(27)에 인가되어 유효한 데이터의 구간과 보호 구간(guard interval)으로 구분된다. 이 시간구간부는 데이터들을 한 구간씩 쉬프트(shift)시키면서 각각의 상관관계(correlation)를 구하고, 그 상관관계가 FFT시작대역발생부(FFT start window generator)(28)에 인가됨으로써 적정 FFT 실시구간이 설정된다. FFT부(25)에 의해 I&Q 복합신호가 변환된 후, TPS정보가 복조된다. 이 때, TPS복조기(29)는 파일롯신호를 분석하고, 그 분석된 결과를 이용하여 수신된 데이터의 주파수와 시간의 틀어짐을 보정하여 올바른 TPS신호를 복호해낸다.

그리고, FFT를 거친 신호는 분산 파일롯신호검출기(scattered pilot extractor)(30)를 거쳐 파일롯신호가 검출되어 그 파일롯신호가 IFFF 블록(IFFF block)(31) 및 주파수 조절기(Narrow & Fine Freq. Ctrl)(32)에서 분석되어 신호의 올바른 주파수대역이 보정된다. 또, FFT를 거친 신호는 연속 파일롯신호검출기(Continual pilot extractor)(33)에 인가되어 수신된 주파수의 오류를 보정하는 주파수 동기화를 행한다.

그리고, 적정시간부(Fine Timing Block)(34)는 FFT가 실시된 데이터를 인가받아 그 데이터에 포함된 파일롯신호를 해독함으로써 FFT의 정확한 변환시점을 찾아낸다. IFFF블록(31)과 주파수 조절기(32) 및 적정시간부(34)를 거쳐 주파수 동기화와 주파수 대역이 보정된 신호는 다시 FFT부(25)에 인가된다.

FFT에 인가된 신호는 경판정 또는, 연판정방법으로 데이터 캐리어의 오류를 수정한다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

종래에는 연판정 및 경판정의 방법으로 데이터 캐리어의 평가치를 검출했었다. 그러나, 경판정방법은 캐리어의 평가치를 단순화시켜 오류가 발생할 우려가 높다. 왜냐 하면, 제1도 또는, 제2도에 나타낸 것과 같은 복소수 모델에서 사용된 사분면의 경계(13)에서 발생할 수 있는 오류에 대해 대비가 소홀하기 때문이다.

그리고, 연판정방법은 경판정방법보다 다소 정확할 수는 있으나, 비트수가 증가함에 따라 시스템이 복잡해진다는 단점이 있다. 게다가 어느 정도의 비트수 이상에서는 시스템의 성능향상이 이루어지지 않는다는 한계점이 있다.

본 발명은 데이터 캐리어의 평가치를 검출하는 데 있어서, 캐리어의 평가치에서 발생하는 오류를 줄이고, 시스템의 성능향상을 도모하는 데에 그 목적이 있다.

발명의 구성 및 작용

본 발명은 파일롯신호의 응답값은 추출하여, 파일롯신호에 인접한 캐리어의 응답값을 예측함으로써, 데이터를 연판정하는 것이 특징이다.

디지털 방송장치는 수신측에서 그 값에 대한 예측이 가능하도록 송신측에서 데이터에 소정의 캐리어마다 파일롯신호를 삽입한다. 이하 본 발명의 디지털 방송수신방법을 앞서 설명한 도 4와 도 5를 참조로 하여 설명한다.

먼저 파일롯신호가 포함된 데이터가 채널(21)을 통해 수신된다. 수신된 데이터는 소정의 증폭과정과 변환 과정을 거쳐 디지털 데이터로 변환된다. 이 디지털 데이터는 I&Q발생기(24)에 인가되어 I신호와 Q신호의 복합신호로 변환된다. 이 복합신호는 빠른 푸리에변환기(FFT : Fast Fourie Transformer) 또는, FFT부(25)에 인가되어 FFT신호로 생성된다.

FFT를 거친 신호는 동기화 후, 그 신호에 포함된 파일롯이 추출되어 신호가 전송된 채널의 특성이 검출된다. 도 6는 동기화 과정을 거친 후 채널평가부(Estimator)(40)와 등화기(Equalizer)(41)에 인가되는 신호(51,52,53)의 그래프를 나타낸 것이다.

COFDM송신기에서 송신된 데이터는 $x(l,k)$ 는 채널 $H(l,k)$ 에 인가된다. 이 때, 잡음 $n(l,k)$ 가 더해져서 오류가 발생한 신호 $y(l,k)$ 가 된다. 이 때, l 은 COFDM의 심볼을 나타내고, k 는 각각의 캐리어를 나타내는 것이다. 송신기에서 송신된 데이터는 채널의 잡음에 의해 오류가 발생된다. 이러한 오류는 채널평가부에서 파일롯을 이용하여 채널의 주파수응답을 예측해내고, 등화기에서 그 예측된 값을 데이터에 인가해 줌으로써 수정된다.

즉, 채널상태의 예측값을 알면, 채널의 왜곡을 보상할 수 있는 것이다. 이 채널의 예측값은 송신단에서 미리 데이터에 첨가한 파일롯을 이용하여 알 수 있다. 바로 도 3은 데이터에 첨가된 파일롯신호를 도시한 예이다. 도 3에 나타낸 데이터의 가로축은 COFDM의 캐리어(11)의 방향을 나타내고, 세로축은 각 COFDM의 심볼의 방향을 나타낸 것이다. 즉, 캐리어는 데이터가 주파수축의 방향으로 나열된 것이고, 심볼은 데이터가 시간축의 방향으로 나열된 것이다. 각 파일롯은 4개의 COFDM의 심볼마다 삽입되고, 각 심볼에 있어서 12 캐리어마다 파일롯이 삽입된다. 따라서, 1번째 심볼의 k 번째 캐리어에 수신된 데이터는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Y_{l,k} = X_{l,k} \times H_{l,k} + N_{l,k}$$

여기서 $X_{l,k}$ 는 각각 해당하는 전송된 캐리어의 값이고, $H_{l,k}$ 는 채널의 주파수 응답값을 나타내는 것이며 $N_{l,k}$ 는 가우시안 잡음을 나타낸 것이다.

전송단에서는 일정한 위치에 파일롯신호를 삽입했는데, 도 3을 보면 가로축인 주파수축은 12칸마다 반복되어 파일롯(12)이 삽입되어 있고, 세로축인 시간축은 4칸마다 반복되어 파일롯이 삽입되어 있다. 결국 송신데이터 $X_{l,k}$ 을 올바르게 구하기 위해서는 채널의 예측값을 구하고, 수신된 신호를 그 채널의 예측값으로 나누면 송신 데이터의 평가치가 얻어진다. 채널의 예측값은 채널의 주파수 응답값 $H_{l,k}$ 의 평가치에서 구해진다.

그런데, 수신된 신호는 파일롯 캐리어이므로, 채널의 예측값을 통해 구해진 평가치는 실제 전송된 데이터 캐리어의 평가치가 아니라 파일롯 캐리어의 평가치이다. 따라서, 이 파일롯의 평가치로부터 각각 시간축과 주파수축으로 보간법(interpolation)을 이용하면, 실제 전송된 데이터 캐리어의 평가치에 대한 근사값을 구할 수 있다. 주파수축의 보간은 한 COFDM의 심볼만 메모리에 저장하면 되고, 시간축의 보간은 최대 4개의 COFDM 심볼을 저장한 다음 보간을 행하면 된다. 이 때, 시간축의 보간은 최대 4개의 COFDM 심볼을 저장할 메모리가 있어야 하므로, 메모리의 여유가 없을 시에는 주파수축의 보간만 사용하는 것도 가능하다.

FFT신호는 메모리에 저장되어 송신측에서 삽입했던 파일롯신호가 검출된다. 이 파일롯신호의 값을 통해 데이터가 수신될 때, 통과했던 채널의 응답값(또는, 이득값)이 구해진다. 시스템은 이 채널의 응답값에 의해 파일롯신호에 인접한 캐리어의 응답값을 예측할 수 있다. 예를 들어, 제3도에 나타난 것과 같이 파일롯신호가 시간축과 주파수축의 각 캐리어에 일정한 간격으로 삽입되었을 때, 제1파일롯신호(12')의 응답값이 1이고 제2파일롯신호(12'')의 응답값이 0.5이라면, 그 사이의 캐리어(11', 11'', 11''')의 응답값은 대략 0.625, 0.75, 및 0.875 등으로 예측될 수 있다.

캐리어의 응답값을 예측할 때에는 시간축의 응답값을 먼저 구하고, 주파수축의 응답값을 나중에 구하는 것이 좋다. 왜냐 하면, 주파수축의 파일롯신호 사이의 캐리어는 12개이지만, 시간축의 파일롯신호 사이의 캐리어는 4개이므로, 시간축의 캐리어를 예측하는 것이 더 신뢰도를 높일 수 있기 때문이다.

캐리어의 응답값이 예측되면, 각 캐리어의 응답값을 이용하여 데이터를 연판정(soft decision)하여 전송 중에 발생한 데이터의 오류를 수정한다. 연판정하는 방법은 3비트 체제를 사용한다. 3비트 체제 연판정은 단순히 0과 1로 판정하는 QPSK와 같은 경판정(hard decision)보다 데이터의 신뢰도가 높아지는 장점이 있다. 물론 4비트 체제 연판정이 3비트 체제보다 데이터의 신뢰도가 높아지겠지만, 각종 실험의 결과, 3비트를 초과하는 연판정은 시스템의 구성이 복잡해져 데이터의 신뢰도를 높이는 데에 한계가 있음이 밝혀졌다.

만약, 어떤 캐리어의 응답값이 100% 이상으로 예측되면 그 연판정 결과의 비트값은 11로 지정하고, 66%(2/3)~100% 사이라고 예측되면 그 연판정 결과의 비트값은 10으로, 33%(1/3)~66%(2/3) 사이라고 예측되면 연판정 결과의 비트값은 01로, 0~33%(1/3) 사이라고 예측되면 연판정 결과의 비트값은 00으로 지정한다. 이 비트값은 시스템의 필요에 의해 임의로 변경될 수 있다.

이렇게 얻어진 데이터 캐리어로부터 신호의 전력을 계산하고, 그 연판정에 따라 근사값으로 구해진 데이터 캐리어의 평가치의 차를 평균화하여 데이터 캐리어의 신호대잡음비를 구하며, 이 신호대잡음비에 의해 데이터 캐리어에 포함된 잡음에 대한 전력을 계산한다.

이러한 방법으로 계산된 데이터 캐리어의 상태정보는 TPS추출기(TPS extractor)(35)로부터 전송된 데이터의 배열을 통하여 디매핑(demapping)된다. COFDM은 QPSK나 16QAM, 64QAM 등의 배열상태로 전송되는데, 바로 이 TPS추출기는 이러한 데이터의 배열상태에 대한 정보를 검출해낸다. 그리고, 이 전송된 데이터는 채널상태정보 혹은, 신호대잡음비에 의해 곱해진 후, 시스템에서 처리하기 적절한 비트수로 변환되어 내부 디인터리버(inner deinterleaver)(43)에 인가된다. 그리고, 내부 디인터리버에 인가된 데이터는 각각의 캐리어에 해당하는 COFDM 심볼과 비트값으로 복원되고, 비터비복호기(Viterbi decoder)(44)에 의해 전송 상에 발생한 오류가 정정되어 출력된다.

이 후, 비터비복호기에서 1차로 오류가 정정된 데이터는 전송데이터의 패킷 싱크(packet sync)를 검파하는 동조검파부(46)에서 동조신호(sync)가 검파된 후, 외부 디인터리버(outer interleaver)(45)에서 디인터리버된다. 그리고, 디인터리버에서 복원된 데이터는 AS복호부(47)에서 재차 오류가 정정되어 신뢰도를 높이게 된다.

디랜도마이즈(48)는 송신측에서 랜도마이즈시킨 신호를 다시 복원하는 역할을 담당한다. 송신측에서 신호를 랜도마이즈시키는 이유는 신호 중에 포함될 수도 있는 DC성분을 제거하기 위함이다. 신호 중에 포함되는 DC성분은 동일한 신호의 반복됨으로 인해 발생한다.

발명의 효과

본 발명은 종래의 단일 캐리어를 사용하는 것보다 우수한 성능의 시스템을 얻을 수 있다. 왜냐 하면, 다중 캐리어를 사용함으로써 종래보다 다양한 데이터를 전송할 수 있기 때문이다. 그리고, 데이터 캐리어를 디매핑하는 과정에서 각 데이터 캐리어의 평가치를 구하는 데에 있어서, 파일롯신호에 대한 채널의 응답값을 이용하여 캐리어에 대한 채널의 응답값을 유추함으로써, 종래의 연판정방법보다 더 정확한 평가치를 구할 수 있는 장점이 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

송신측에서 그 값에 대한 예측이 가능한 파일롯신호가 소정의 간격으로 첨가되고, 다중 캐리어를 사용하여 전송된 데이터를 수신하는 디지털 방송수신장치에 있어서, 상기 데이터를 소정의 채널을 통해 수신하는 단계; 상기 수신된 데이터를 I&Q 발생기에 인가하여 I신호와 Q신호의 복합신호로 변환하는 단계; 상

기 복합신호를 푸리에변환하여 FFT신호를 생성하는 단계; 상기 FFT신호에서 파일롯신호들을 검출하는 단계; 상기 각 파일롯신호의 값을 확인하여 파일롯신호가 통과한 채널의 응답값을 추출하는 단계; 상기 각 채널의 응답값을 통해 상기 파일롯신호에 인접한 데이터 캐리어의 응답값을 예측하는 단계; 그리고, 상기 예측된 데이터 캐리어의 응답값에서 상기 데이터를 연관정하여 그에 포함된 오류를 수정하는 단계; 그리고, 상기 연관정된 데이터를 디매핑하는 단계를 포함하여 구성된 디지털 방송의 수신방법.

청구항 2

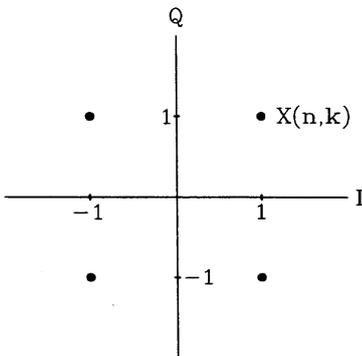
제1항에 있어서, 상기 파일롯신호는 상기 데이터에서 심볼 4개 마다 동일한 값이 삽입되고, 각 심볼에서 12 캐리어마다 일정한 값이 삽입된 것을 특징으로 하는 디지털 방송의 수신방법.

청구항 3

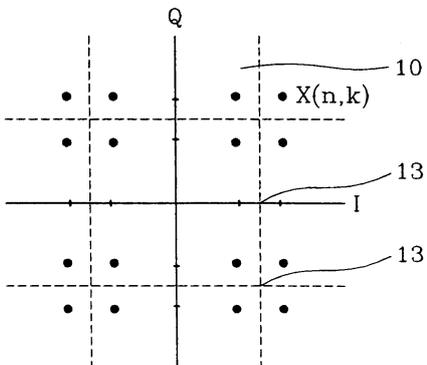
제1항에 있어서, 상기 데이터의 응답값을 예측하는 단계는 먼저 데이터의 각 파일롯신호 사이의 캐리어를 시간축방향으로 예측하는 단계; 그리고, 상기 시간축방향으로 예측된 캐리어 사이의 캐리어를 주파수축방향으로 예측하는 단계로 구성된 것을 특징으로 하는 디지털 방송의 수신방법.

도면

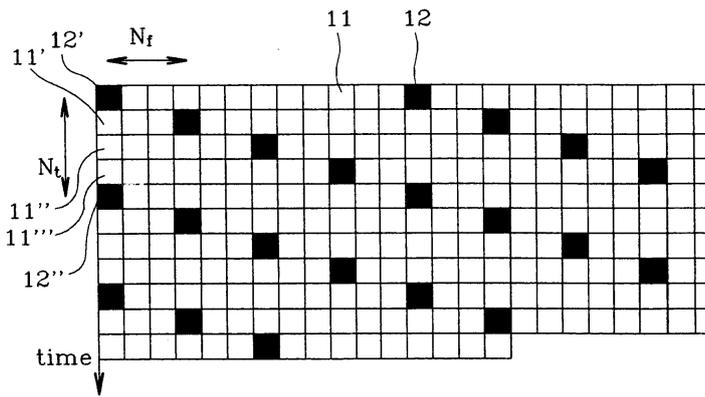
도면1



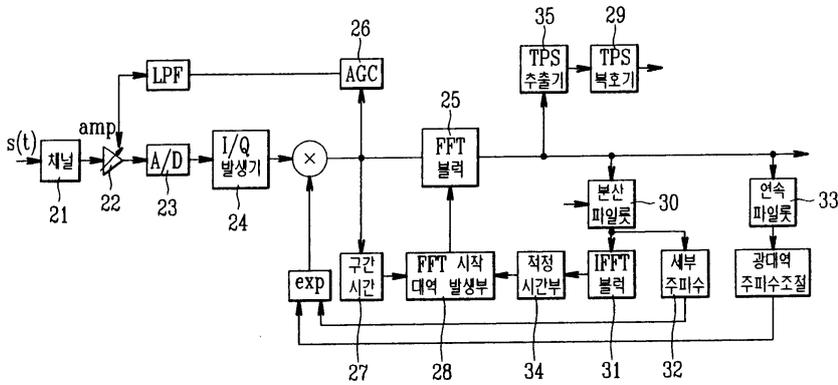
도면2



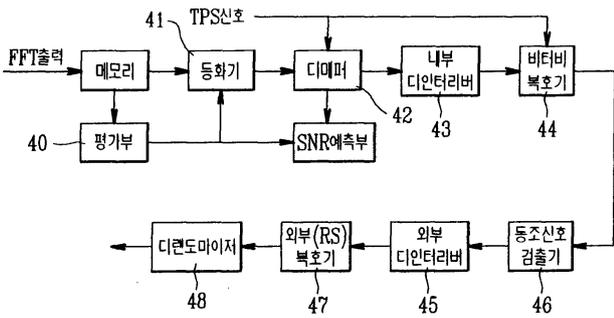
도면3



도면4



도면5



도면6

