



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2013-0119002
(43) 공개일자 2013년10월30일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04J 11/00 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2013-7025701(분할)
(22) 출원일자(국제) 2007년03월19일
심사청구일자 없음
(62) 원출원 특허 10-2008-7025276
원출원일자(국제) 2007년03월19일
심사청구일자 2012년03월19일
(85) 번역문제출일자 2013년09월30일
(86) 국제출원번호 PCT/IB2007/002836
(87) 국제공개번호 WO 2007/148232
국제공개일자 2007년12월27일
(30) 우선권주장
60/783,058 2006년03월17일 미국(US)

(71) 출원인
오린, 조세린
스웨덴 에스이-412 96 고테보그 살머스 유니버시티 오브 테크놀로지 디파트먼트 오브 컴퓨터 엔지니어링 텔레커뮤니케이션 씨어리 그룹
(72) 발명자
오린, 조세린
스웨덴 에스이-412 96 고테보그 살머스 유니버시티 오브 테크놀로지 디파트먼트 오브 컴퓨터 엔지니어링 텔레커뮤니케이션 씨어리 그룹
(74) 대리인
백만기, 양영준, 정은진

전체 청구항 수 : 총 1 항

(54) 발명의 명칭 고속 페이딩 채널에서의 OFDM

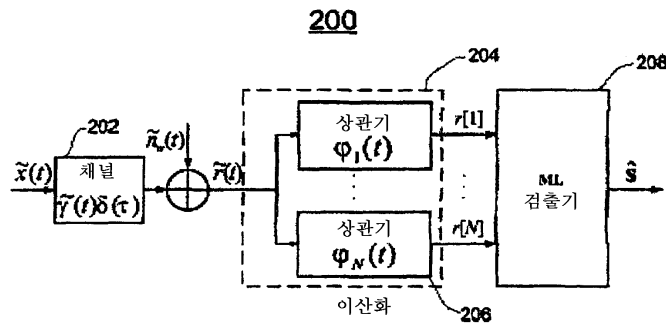
(57) 요약

FDM 심볼의 검출은 충분 통계량(SS)을 나타내는 등가의 벡터를 형성하고 이어서 최대 가능성(ML) 알고리즘을 이용하여 처리한다. 알고리즘과 구현이 설명된다. 수신된 SS의 벡터의 시변형 유한 상태 머신 모델에 대해 A*(ML) 알고리즘과 near-ML 격자 검색 알고리즘을 이용한 구현의 두 예가 설명된다.

<색인어>

충분 통계량, 페이딩 채널, 직교 주파수 분할 멀티플렉싱, 고속 푸리에 변환, 통계량의 세트

대표도 - 도2



특허청구의 범위

청구항 1

OFDM 신호에 대한 수신기 구현 방법.

명세서

기술분야

[0001] 이 출원은 2006년 3월 17일자 출원된 "고속 페이딩에서의 OFDM"이라는 명칭의 미국 특허 출원 번호 60/783,058의 우선권을 주장하고 있으며, 이 가특허 출원은 여기에서 전체적으로 참조 언급되고 있다.

[0002] 본 발명은 일반적으로 통신 시스템에 관한 것으로, 특히 이 통신 시스템 내에서의 신호 검출 및 원래 전송된 정보의 회복에 이용되는 수신기에 관한 것이다. 이러한 통신 시스템은 무선, 이동 무선 및 유선: 4세대 셀룰러, 3세대 셀룰러 미래 장기 진화, 무선 근거리 통신망(WiFi), 광대역 고정 무선 액세스 망(WiMAX), 이동 광대역 무선망(이동 WiMAX), 비동기 디지털 가입자선(ADSL, VDSL), 디지털 비디오 방송-지상파(DVB-T) 및 그 확장 DVB-핸드헬드(DVB-H), 초광대역(UWB), 교류(AC) 전력선을 포함한다.

배경 기술

[0003] 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM)은 임의의 채널 대역폭이 서브채널로 분할되고 개별의 디지털 시그널링 톤이 시간상 동시에 각 서브채널을 통해 전송되는 디지털 전송 기술이다. 이 전송 기구는 다중 경로 페이딩에 대한 저항력과 다수의 톤과 각 톤에 대한 변조가 총 데이터 속도를 최적화하도록 변화될 수 있는 적응 변조의 가능성으로 인해 많은 시스템에서 활동적인 연구 영역이 되고 있다. 고속 푸리에 변환 알고리즘을 이용하여 구현되는 이산 푸리에 변환(DFT) 또는 역이산 푸리에 변환(IDFT)이 신호 톤을 멀티플렉스 및 디멀티플렉스하기 위해 이용될 수 있다는 사실은 또한 이 기구에 큰 관심을 갖게 하는 주요한 원인 중 하나이다.

[0004] 고속 IDFT/DFT 회로를 이용하는 것은 시스템 구현의 관점에서 보면 매우 편리하다. 이들 디지털 회로는 주파수/시간의 이산 시퀀스를 입력으로 하여 시간/주파수의 이산 시퀀스를 각각 출력으로서 형성한다. 이산화 프로세스는 수신된 시연속 OFDM 신호 파형을 대응하는 이산 신호 시퀀스로 변형하는 데에 필요하다. 종래의 수신기나 종래 기술은 대응하는 이산 시간 시퀀스를 형성하도록 시연속 OFDM 파형의 직접적인 샘플링을 적용한다. 이것은 수신된 신호의 대역 필터링 및 이어서 아날로그-디지털 변환기(ADC)에 의한 직접 샘플링으로 실현된다. 이들 두 연산은 수신된 신호를 무선 주파수(RF)에서 중간 주파수(IF) 및/또는 기저대역 주파수(BF)로 먼저 변환하거나 변환하지 않고 실행된다. ADC 이후, 이산 푸리에 변환이 도 1에서 나타난 바와 같이 고속 푸리에 변환(FET) 알고리즘을 이용하여 수신된 신호 샘플에 대해 실행된다.

[0005] 분명히, 수신되는 시연속 OFDM 신호의 직접 샘플링이 검출 프로세스의 일부로 실행되는 검출 과정에 대한 명백한 정당화의 이유는 없다. 샘플링 과정은 정보와 관련해서는 손실적이라는 것은 잘 알려져 있다. 이 문제를 함축적으로 다루는 최근의 하나 이상의 논문들에서는, 무한개의 샘플을 이용하여 최적의 검출 과정에 의해 취득된 것과 매우 유사하게 보이는 수신된 OFDM 신호로부터 얻은 복조된 신호에 대한 표현식이 이용된다. 그러나, 무한개의 샘플을 이용하는 것은 실제 가능하지 않다. 더욱, 이 결과는 신호의 시간 승법 프로세스, $\gamma(t)$ 는 미지의 것이고 최적의 필터링은 실행되지 않았기 때문에 충분 통계량의 세트를 제공하지 않는다.

[0006] 최적의 신호 검출의 문제는 다른 것에 의해 광범위하게 분석되게 된다. 최적성이 희생되지 않도록 최대 신호 대 잡음비(SNR) 뿐만 아니라 충분 통계량을 얻기 위해서, 수신된 신호에 대한 안전한 세트의 기본 함수로 이루어지는 상관 수신기나 정합 필터는 수신기의 전단부에서 이용되어야 한다. 우리가 수신된 OFDM 신호에 대한 적당한 정규 직교 기초의 함수를 선택할 수 있다면, 선택된 신호 공간에서의 그 좌표의 최적 검출 이후에, 최대 귀납적 판정 규칙을 이용하여 OFDM 신호에 의해 이송되는 전송 심볼을 최적으로 검출할 수가 있다.

[0007] 1950년대 후반 이후, OFDM 또는 멀티톤 전송이 발명되었을 때, 최적의 수신기는 너무 복잡하여 설계하기 어려워, 수신된 OFDM 신호의 신호 톤을 디멀티플렉스하고 분리하기 위해서는 아날로그 오실레이터의 बैं크와 정합 필터의 बैं크를 필요로 한다고 항상 생각된다. 128 내지 2048개의 신호 톤을 이용하는 실제 시스템의 경우, 이것은 매우 복잡하고 값비싼 것이다. 따라서, 샘플링에 이어 FFT를 이용하는 차선의 수신기가 오늘날 눈에 띄

는 대안으로 생각된다. 오늘날 최신식의 OFDM 수신기는 시연속 신호를 샘플링하고 고속 페이딩의 효과를 제거 하도록 이퀄라이저를 적용한 차선의 수신기이다.

[0008] <발명의 개요>

[0009] 여기 기재된 본 발명의 일 중요한 형태는 무선 채널 뿐만 아니라 유선 채널과 같은 각종 채널 환경을 통해 전송된 OFDM 신호에 대한 최적의 수신기를 구현하는 방법을 제공한다. 이것은 OFDM 전송 기술을 이용하는 모든 데이터, 디지털 음성, 디지털 오디오 및 디지털 비디오 응용을 포괄한다. 최적의 수신기의 구현 방법은 수신된 시연속 OFDM 신호로부터 유도된 충분 통계량의 세트(정보의 손실 없음)를 제공하는 이산화 프로세스를 이용한다. 최대 가능성(ML) 연관성 알고리즘은 충분 통계량의 세트로부터 전송된 심볼을 검출하는 데에 이용될 수 있다. 최적의 이산화 프로세스는 차선의 이산화 프로세스와 대략 동일한 복잡성을 가지지만, 최적의 이산화 프로세스는 성능을 상당히 개선시킨다. 최적의 이산화 프로세스는 최적의 수신기 기능으로 표제된 섹션에서 상세히 설명한다.

[0010] 본 발명의 다른 중요한 형태는 빠른 페이딩 채널의 함축적인 이산성이 최적 및 차선의 OFDM 시스템 둘 다에 성능 이득을 제공하기 위해 이용된다. 종래 기술에서 이용되는 방법은 전송된 신호에 대한 시간 선택적인 페이딩의 효과와 같은 채널의 효과를 역전시키는 것이다. 종래 기술과 달리, 새로운 수신기는 신호 대 잡음 비율의 증가 또는 전송된 높은 데이터 속도에 있어서, 검출 성능을 증가시키기 위해 고속 페이딩 채널의 효과를 이용한다.

[0011] 종래 기술과 달리, 새로운 방법은 수신된 신호를 샘플링하도록 아날로그-디지털 변환기(ADC)를 이용하지 않고 충분 통계량인 시퀀스를 형성하는 다른 방법을 이용한다. 이 충분 통계량은 실질적으로 수신된 시연속 파형에 관한 모든 정보를 포함한다. ADC를 이용하는 종래 기술은 충분 통계량이 아닌 신호 샘플을 형성한다. 결과적으로, 종래 기술은 가산성 백색 가우시안 잡음 채널(AWGN)에 비해 신호 대 잡음 비율이 적어도 3 데시벨(또는 2의 요소로) 손실하게 된다.

[0012] 도 4는 수신된 신호, $r(t) = \Re\{\tilde{\gamma}(t)(\tilde{x}(t) + \sqrt{2E_b/T_s} e^{j2\pi(f_N + L/T_s)t}) e^{j2\pi f_c t}\} + n_w(t)$ 로부터, 충분 통계량, $\mathbf{r}[1], \dots, \mathbf{r}[N]$ 를 형성하는 새로운 수신기의 일 구현의 블록도이고, 여기에서 $\Re\{\cdot\}$ 는 인수의 실수부를 나타낸다. 수신된 신호, $r(t)$ 는 전송된 OFDM 신호 $\tilde{x}(t)$ 에 주파수 $f_c + f_N + L/T_s$ 에서 전송된 하나의 정현파 톤을 더하여 이루어지고, 이들 둘 다는 페이딩 채널로 인해 페이딩 프로세스 $\tilde{\gamma}(t)$ 에 의해, 그리고 수신기에서 유도된 가산성 백색 가우시안 잡음 프로세스 $n_w(t)$ 에 의해 왜곡된다. 충분 통계량, $\mathbf{r} = [\mathbf{r}[1], \dots, \mathbf{r}[N]]^T$ 는 예측되는 전송 시퀀스 $\hat{\mathbf{s}}$ 를 출력하는 최대 가능성의(ML) 검출기(208)에 입력된다. 윗첨자 "T"는 벡터 전치 행렬을 나타낸다. 선택된 예측 시퀀스 $\hat{\mathbf{s}}$ 는 수신된 시퀀스 $\mathbf{r}$ 에 대해 최대 유클리드 거리로 되어 있다. 종래 기술과 달리, 새로운 수신기는 채널의 시간 선택적 페이딩 효과를 "반전"시키지 않지만, 채널에 의해 제공되는 함축적 이산성을 성취하기 위해 시변형을 이용한다.

도면의 간단한 설명

[0013] 다음의 도면은 본 발명이 이용되는 많은 다른 적용예들 중 일부를 나타낸다.

도 1은 종래 기술에 따라 구현되는 OFDM 수신기를 설명하는 도면이다.

도 2는 본 발명에 따라 구현되는 최적의 OFDM 수신기를 설명하는 도면이다.

도 3은 최적의 수신기 프로세스를 설명하는 도면이다.

도 4는 최적의 OFDM 수신기의 충분 통계량 벡터 $\mathbf{r}$ 를 형성하는 도 2에 또한 나타낸 이산기(204)의 블록도이다.

도 5는 $\{a_i, i=1, \dots, n-1\}$ 에 대한 시퀀스 형성기(304)의 블록도이고, 시퀀스 형성기(304)는 또한 도 4에 나타나 있다.

도 6은 수학식 29에서 수신된 관찰가능량의 신호 부분의 유한 상태 머신 모델이다.

도 7은 수학식 29에서 수신된 관찰가능량의 신호 부분의 유한 상태 머신 모델(도 6에 나타냄)의 두 우세한 메모

리 요소를 나타내는 플로우 그래프.

도 8은 수확식 29에서 수신된 관찰가능량의 신호 부분의 유한 상태 머신 모델(도 6에 나타냄)의 두 우세 메모리 요소에 대한 격자도로서, 이 격자도의 예는 ML 검출기(208)에 대한 격자 검색 알고리즘을 나타낸다.

도 9는 이산화는 종래 기술에 따라 구현되고 ML 검출기가 도 2에 나타낸 본 발명의 ML 검출기(208)에 따라 구현되는 OFDM 수신기를 설명하는 도면.

도 10은 본 발명에 따라 구현될 수 있는 WLAN(무선 근거리 통신망)의 실시예를 설명하는 도면.

도 11은 본 발명에 따라 구축되는 WiMAX(세계적인 마이크로파 액세스 상호 운용성) 수신기 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 12는 본 발명에 따라 구현될 수 있는 DSL(디지털 가입자선) 통신 시스템의 실시예를 설명하는 도면.

도 13은 본 발명에 따라 구축되는 DVB-T(디지털 비디오 방송 - 지상파)수신기 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 14는 본 발명에 따라 구축되는 DVB-T 및 DVB-H(디지털 비디오 방송 - 핸드헬드)을 이용하여 HDTV(고선명도 텔레비전) 방송 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 15는 본 발명에 따라 구축되는 단방향 및 양방향 일반 셀룰러 통신 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 16은 본 발명에 따라 구축되는 단방향 및 양방향 마이크로파 통신 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 17은 본 발명에 따라 구축되는 단방향 및 양방향 일대일(point-to-point) 무선 통신 시스템의 실시예를 나타내는 시스템도.

도 18은 본 발명에 따라 구축되는 단방향 및 양방향 일반 통신 시스템의 실시예를 나타내는 시스템도.

도 19는 본 발명에 따라 구축되는 일대다(one-to-many)(멀티캐스트 또는 일 대 선택 그룹의 단말이나 장치) 또는 방송 통신 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 20은 본 발명에 따라 구축되는 UWB(초광대역) 트랜시버 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 21은 본 발명에 따라 구축되는 AC 전력선(교류 전력선) 통신 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 22는 본 발명에 따라 구축되는 임의의 애드혹 또는 메쉬망 통신 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

도 23은 본 발명에 따라 구축되는 무선 통신 시스템의 실시예를 나타내는 시스템도.

도 24는 본 발명에 따라 구축되는 비온드 3G 및/또는 장래의 셀룰러 통신 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0014] 본 발명의 여러 형태는 OFDM 또는 MIMO-OFDM 전송 신호를 검출하는 다수의 장치에서 발견될 수 있다. 몇 경우, OFDM 심볼 검출은 그 코드 속도 및/또는 변조가 심볼에 기초하여 OFDM 심볼에서와 같이 혼하게 변형할 수 있는 신호에 대해 실행된다.

[0015] 본 발명의 여러 형태 중 일부가 구현될 수 있는 다양한 시스템 실시예의 도면이 구현될 수 있다. 일반적으로, OFDM 신호의 검출을 실행하는 장치는 본 발명으로부터 이익을 얻을 수 있다.

[0016] 도 2는 본 발명에 따라 구축되는 무선 또는 유선 통신 시스템의 실시예를 설명하는 시스템도이다. 유선 또는 무선망은 인터넷, 사유망, 그 외 유선망 및/또는 WAN(원거리 통신망)을 포함하는 다수의 망을 포함한다. 예를 들어, 무선 통신 "채널"은 일 실시예에서 다수의 무선 홉을 포함하지 않는 것으로 관찰될 수 있다. 수신기는 멀티홉 실시예에서와 같이 지상파 수신기를 이용하여 구현될 수 있다. 부가하여, 서로 협동하여 수신기 동작을 실행하는 다른 수신기가 존재할 수 있다.

[0017] 몇 구현예에서, 최적의 수신 프로세스는 페이딩 채널을 통해 시연속 OFDM 신호를 수신하는 단계(210), 시연속 OFDM 신호로부터 충분 통계량의 세트를 유도하는 단계(212) 및 도 3에 나타낸 바와 같이 ML 검출기(214)를 이용하여 충분 통계량의 세트로부터 전송된 심볼을 검출하는 단계(214)를 포함한다.

[0018] 도 4는 이산화 프로세스(204)의 다른 상세 사항을 제공한다. 수신된 신호 $\gamma(t)$ 는 OFDM 심볼 기간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 동안으로 먼저 시간 제한되거나 302에 의해 "윈도우"되고, 이 때 n 은 정수이고 윈도우 함수(302)에서 n 번째 수신된 OFDM 심볼을 나타낸다. 이 윈도우 기능(302)은 시퀀스에서 수신된 각 OFDM 심볼에 대해 실행된다. 다음에, 윈도우 신호는 시퀀스 형성기(304)에 의해 처리되어 수학식 20 및 21에 의해 정의된 시퀀스 $a_i, i=0, \dots, n-1$ 을 형성한다. 시퀀스 형성기(304)에서, $(n-1)$ 은 $(n-1)=T_s/\Delta t$ 로 정의된다. 시퀀스 형성기(304)의 가능한 구현의 다른 상세 사항을 도 5에 나타내었다. 이어서, 충분 통계량 $r[k], k=1, \dots, N$ 는 FFT 알고리즘을 이용하여 구현될 수 있는 수학식 22에 따라 입력 시퀀스 $a_i, i=0, \dots, n-1$ 로부터 306에 의해 형성된다.

[0019] 또한 기재된 방법은 본 발명의 정신 및 영역에서 벗어나지 않고 이하 기재된 적당한 시스템 및/또는 장치 디자인(예를 들어, 통신 시스템, 통신 장치, 통신 트랜시버, 통신 수신기, 및/또는 여기 기재된 기능) 중 어느 것 내에서도나 실행될 수 있다는 것을 특별히 언급한다.

[0020] 상기 및 이하 본 발명의 상세한 설명 및 관련 도면에 비추어, 다른 변형들이 이제 명백하게 될 것이다. 또한 이런 다른 변형들이 본 발명의 정신 및 영역에서 벗어나지 않고 실행될 수 있다는 것이 명백하게 된다.

[0021] A. OFDM 시스템 모델

[0022] 간단한 형태로, 이진 시그널링(BPSK)이 이용될 때, 전송된 OFDM 신호의 복소 엔벨로프는 다음과 같이 주어진다:

수학식 1

$$\tilde{x}(t) = \sum_{k=1}^N s[k] \frac{e^{j2\pi f_k t}}{\sqrt{T_s}}$$

[0023]

수학식 2

$$= \sum_{k=1}^N s[k] \phi_k(t), \quad 0 \leq t \leq T_s,$$

[0024]

[0025] 이 때 $f_k = k/T_s$ 는 k 번째 서브채널의 중앙 주파수이고, T_s 는 OFDM 심볼 지속 기간이다. 데이터 심볼

$s[k] = \sqrt{2E_b}b[k], k = 1, \dots, N$, 는 모두 상호 독립적이며 $b[k]=\pm 1$ 이다. 총 OFDM 신호 에너지는 다음과 같다:

수학식 3

$$E_s = \frac{1}{2} \int_0^{T_s} \tilde{x}(t) \tilde{x}^*(t) dt = N E_b.$$

[0026]

[0027] OFDM 신호는 시변형 고속 페이딩 채널을 통해 전송되고 수신된 OFDM 신호의 복소 엔벨로프는

수학식 4

$$\tilde{r}(t) = \gamma(t) \tilde{x}(t) + \tilde{n}_w(t)$$

[0028]

[0029] 로 쓰여질 수 있다. 이 때 $\gamma(t)$ 는 복소 값의 가우시안 랜덤 프로세스이다. 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)의 복소 엔벨로프는 다음의 파워 스펙트럼을 갖는다.

수학식 5

[0030] $\Phi_{\tilde{n}_w}(f) = N_0, \quad -\infty < f < \infty$

[0031] 카루넨-뢰브(Karhunen-Loeve) 확장은 수신된 신호 부분 $\gamma(t)\tilde{x}(t)$ 을 특성화하는 데에 이용될 수 있으며 여기에서 아이겐(eigen) 함수, $\{\varphi_k(t)\}_{k=1}^K$ 및 대응 아이겐 값, $\lambda_1, \dots, \lambda_K$ 은 적분 방정식의 해법이다.

수학식 6

[0032] $\lambda_k \varphi_k(t) = \int_0^{T_s} C_{r,i}(t, u) \varphi_k^*(u) du, \quad k = 1, \dots, K,$

[0033] 이 때 $C_{r,i}(t, u) = E[\tilde{r}(t)\tilde{r}^*(t)|\tilde{x}_i(t)]$ 및 $\tilde{x}_i(t)$ 는 $M=2^N$ 개의 가능한 OFDM 파형 중 하나이다. 밀폐 유형의 아이겐 함수의 유도체는 레일리(Rayleigh) 플랫 페이딩 채널의 경우에 대해 명백하지 않다. 이 어려움을 부분적으로 해결하기 위해 레일리 페이딩 채널의 간략화된 모델이 제안된다. 우리는 가우시안 랜덤 프로세스 $\gamma(t)$ 를 $\tilde{\gamma}(t)$ 로 구간별 상수 근사화를 행하는 것이 가능하다고 가정하고, 이 때,

수학식 7

[0034] $\tilde{\gamma}(t) = \sum_{l=1}^L \gamma_l p_l(t)$

[0035] 이고, 여기에서 $(l-1)T_c \leq t \leq lT_c$ 인 경우 $p_l(t) = 1$ 이고 그 외는 0이다. $(\gamma_1 \dots \gamma_L)^T$ 은 제로의 평균 및 단위 변동을 갖는 독립적이며 동일하게 분산된(i.i.d.) 복소 값의 가우시안 랜덤 변수의 벡터라고 가정된다. 또한 $L=T_s/T_c$ 라고 가정되고, 여기에서 T_c 는 채널의 코히어런스 시간이다.

[0036] 이 모델은 랜덤 프로세스 $\gamma(t)$ 의 시연속 샘플 함수($0 \leq t \leq T_s$)를 엄격한 시불연속 구간별 상수 함수에 의해 근사화하기 때문에 대강 근사이다. 그러나, 에러 성능에 대해 약간 빠르지만 중요한 이론적 및 수치적 결과를 성취할 수 있도록 도와준다.

[0037] VII. OFDM 수신기 기능

[0038] 우리는 전송된 OFDM 신호에 대한 최적의 수신기의 에러 성능을 종래 FFT 기반의 OFDM 수신기의 것과 비교하고자 한다. 최적의 수신기에 대한 최적성 표준은 OFDM 심볼 에러의 최소의 가능성이다. 뒤이은 텍스트에서, 전자는 최적의 수신기를 후자는 차선의 수신기를 말하게 된다. 수신기 구조는 성능 분석을 제시하기 전에 기재된다.

[0039] 도 2는 최적의 수신기(200)의 블록도를 나타낸다. 도 2의 이산화 프로세스(204)는 관찰 벡터 $\mathbf{r} = (r[1] \dots r[N])^T$ 를 형성한다. 이 벡터는 다음 섹션에서 기재된 ML 검출기(208)에의 입력이다. 실제, 상관 연산(206)은 302, 304, 306 및 현재 고속 디지털 신호 프로세서(DSP) 또는 필드 프로그래머블 게이트 어레이(FPGA)를 이용하여 도4 및 5에서 예시된 데로 쉽게 구현될 수 있다. 이산기(204)의 306 부분 또는 더욱 특히 상관기(206)의 306 형태에서 이용되는 연산은 수치적으로 적분을 실행하는 데에 기본 승산과 부가 연산을 필요로 한다.

[0040] 종래의 이산 및 ML 검출기(208)(본 발명의 형태)를 이용하는 차선의 수신기의 블록도를 도 9에 나타낸다. 인입하는 OFDM 신호 $\tilde{r}(t)$ 는 등가의 저역 통과 대역폭 $W/2$ 의 이상적인 대역 통과 필터를 통해 필터링된다. 필터링된

신호는 시순간 $t_n = n\Delta t, \Delta t = T_s/N$ 에서 샘플 홀드(S/H) 회로를 이용하여 샘플링되어, 벡터 $\mathbf{r}' = (r'[1] \dots r'[N])$ 를 형성한다. N 지점 이산 푸리에 변환(DFT)은 관찰 벡터 $\mathbf{y} = (y[1] \dots y[N])^T$ 를 얻도록 벡터 $\mathbf{r}'$ 에 대해 실행된다. 이 관찰 벡터는 ML 검출기에의 입력이다.

[0041] 관찰 가능량 $\mathbf{r}$ (최적의 수신기용) 및 $\mathbf{y}$ (차선의 수신기용)의 표현식을 시간 선택적인 플랫 페이딩 채널에 AWGN을 더한 경우에 대해 제시된다. 우리는 $\tilde{\mathbf{r}}(t)$ 이 수학식(4)에와 같이 정의된다고 가정한다.

[0042] 시선택적 플랫 페이딩 채널에 대해, $\tilde{\mathbf{r}}(t)$ 는 수학식 7에서 주어진 형태를 갖는다. 최적의 수신기와 차선의 수신기에 대한 관찰 가능량이 아래 특정된다.

[0043] A. 최적의 수신기 기능

[0044] 기본 함수 세트 $\{\varphi_k(t)\}_{k=1}^K$ 를

수학식 8

[0045] $\varphi_k(t) = \tilde{\gamma}(t)\phi_k(t), \quad K = N, \quad k = 1, \dots, N$

[0046] 로 정의한다. 이 때, $\tilde{\mathbf{r}}(t)$ 는 공지의 것이고 $\phi_k(t)$ 는 수학식 1과 2에서 정의된다. 이 때, 기본 함수의 $\tilde{\mathbf{r}}(t)$ 의 프로젝션은 $\tilde{\mathbf{r}}(t)$ 에 대해 SS를 제공한다. 세트 $\{\varphi_k(t)\}_{k=1}^K$ 는 정규 직교가 아님에 유의해라. 주파수 $f_k = k/T_s, k = 1, \dots, N$,에서의 OFDM 신호 톤의 직교성은 시변형 승산 랜덤 프로세스 $\gamma(t)$ 로 인해 침해된다. 이것은 데이터 심볼 간에 ICI(Inter-channel Interference)가 결과된다. 관찰 가능량의 벡터는:

수학식 9

[0047] $\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n}$

[0048] 이고, 이 때,

수학식 10

[0049] $\mathbf{A} = \sum_{l=1}^L |\gamma_l|^2 \mathbf{A}_l,$

수학식 11

[0050] $[\mathbf{A}_l]_{mn} = \int_{(l-1)/L}^{l/L} e^{j2\pi(n-m)\alpha} d\alpha,$

수학식 12

$$\mathbf{s} = \sqrt{2E_b} \mathbf{b},$$

수학식 13

$$\frac{1}{2} E[\mathbf{nn}^\dagger] = N_0 \mathbf{A},$$

이고, $\mathbf{r} = (r[1] \dots r[N])^T$, $\mathbf{s} = (s[1] \dots s[N])^T$, $\mathbf{n} = (n[1] \dots n[N])^T$ 는 함께 가우시안 복소 잡음 벡터이다. 공분산 행렬 $\mathbf{A}_l$ 는 에르미트 행렬(Hermitian)이고, $|\gamma_l|, l = 1, \dots, L$, 는 i.i.d. 레일리 랜덤 변수이다. 시변형 채널에 의해 야기된 ICI로 인해, 매트릭스 A는 엄격히 말해 대각선이 아니다.

B. 최적의 이산화 프로세스의 기능/구현 설명

도 2의 이산화 프로세스(204)는 관찰 가능량 $\mathbf{r}[k], k = 1, \dots, N$ 를 형성하도록 다음의 연산을 실행한다:

수학식 14

$$r[k] = \int_0^{T_s} \tilde{r}(t) \varphi_k^*(t) dt, \quad k = 1, \dots, N.$$

$y_k(t) = \tilde{r}(t) \varphi_k^*(t)$ 라고 하고 시퀀스 y_{ki} 를 $i = 0, 1, \dots, n-1$ 에 대해

수학식 15

$$\int_{i\Delta t}^{(i+1)\Delta t} y_k(t) dt \approx y_k(i\Delta t) \Delta t \triangleq y_{ki} \Delta t$$

로 정의하고, 이 때 $n-1$ 은 $[0, T_s]$ 내의 부분 구간의 개수이고 $\Delta t = T_s/(n-1)$ 은 부분 구간의 폭이다.

따라서, 간격 $[0, T_s]$ 의 종료점에서 평가된 함수 $y_k(t)$ 는 $y_{k0} = y_k(0)$ and $y_{k(n-1)} = y_k(T_s)$ 이다. 수학식 14에 사다리꼴 규칙과 같은 수치 적분 규칙을 제공하는 것은 다음을 부여한다:

수학식 16

$$r[k] \approx \frac{\Delta t}{2} [y_{k0} + 2y_{k1} + 2y_{k2} + \dots + 2y_{k(n-2)} + y_{k(n-1)}], \quad k = 1, \dots, N.$$

수치 적분의 정확성은 부분구간의 폭, Δt 가 감소하거나 증가적으로 부분구간의 개수 $(n-1)$ 가 증가함에 따라 증가하게 된다. 시퀀스 $y_{ki} = y_k(i\Delta t), i = 0, 1, \dots, n-1$ 는 증가적으로 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

수학식 17

$$\frac{y_{ki} \Delta t}{2} \approx a_i e^{-j2\pi f_k i \Delta t}, \quad i = 0,$$

[0062]

수학식 18

$$y_{ki} \Delta t \approx a_i e^{-j2\pi f_k i \Delta t}, \quad i = 1, 2, \dots, n-2,$$

[0063]

수학식 19

$$\frac{y_{ki} \Delta t}{2} \approx a_i e^{-j2\pi f_k i \Delta t}, \quad i = n-1,$$

[0064]

[0065] 이 때,

수학식 20

$$a_i = \frac{1}{2} \int_{i\Delta t}^{(i+1)\Delta t} \frac{\tilde{r}(t) \tilde{\gamma}^*(t)}{\sqrt{T_s}} dt, \quad i = 0, n-1,$$

[0066]

수학식 21

$$a_i = \int_{i\Delta t}^{(i+1)\Delta t} \frac{\tilde{r}(t) \tilde{\gamma}^*(t)}{\sqrt{T_s}} dt, \quad i = 1, 2, \dots, n-2,$$

[0067]

[0068] 수학식 17 내지 19의 정의를 이용하여, 수학식 16에서의 합이 다음과 같이 표현된다.

수학식 22

$$\begin{aligned} r[k] &\approx \sum_{i=0}^{n-1} a_i e^{-j2\pi f_k i \Delta t} \\ &= \sum_{i=0}^{n-1} a_i e^{-j(2\pi \Delta t / T_s) k i}, \quad k = 1, \dots, N. \end{aligned}$$

[0069]

[0070] 수학식 22는 $n \gg N$ 일 때 시퀀스 $a_i, i = 0, 1, \dots, n-1$ 의 이산 푸리에 변환으로 해석될 수 있다. 따라서, 고속

푸리에 변환과 같은 유효한 알고리즘은 효율적인 통계량 $\mathbf{r}[k], k = 1, \dots, N$ 를 최적의 수신기(200)에 대해 도 2의 이산화 프로세스(204)의 일부로 형성하도록 부분(306)에서 이용된다. 이것은 충분 통계량을 형성하는 것이 아니라 단지 시연속 함수를 샘플링하여, 수신된 OFDM 신호에서 이용 가능한 정보를 버리는 후술되는 차선의 수신기와는 다르다는 것에 유의해야 한다.

C. 차선의 수신기 기능

도 9에서 수신된 파형 $\tilde{\mathbf{r}}(t)$ 는 먼저 차선의 이산기(902)에 의해 처리되어 다음에 따라 차선 세트의 관찰 가능량을 형성한다. 수신된 파형은 잡음을 제한하기 위해 샘플링 이전에 이상적으로 대역 통과 필터링된다. 등가의 저대역 통과 필터 대역폭은 $W/2$ 이다. FFT는 이산 시간 샘플로부터 관찰 가능량 $\mathbf{y}$ 의 차선의 벡터를 취득하도록 적용된다. 차선의 OFDM 수신기의 차선의 이산기(902)의 출력에서 관찰 가능량 $\mathbf{y}$ 는:

수학식 23

$$\mathbf{y} = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{s} + \mathbf{n}_w'',$$

여기에서,

수학식 24

$$\frac{1}{2} E[\mathbf{n}_w'' \mathbf{n}_w''^H] = \frac{W N_0}{W_s T_s} \mathbf{I},$$

수학식 25

$$\tilde{\mathbf{C}} = \sum_{l=1}^L \gamma_l \mathbf{C}_l,$$

수학식 26

$$[\mathbf{C}_l]_{kq} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_{n,q}^{(l)} W_N^{n(q-k)}, \quad W_N = e^{j \frac{2\pi}{N}},$$

수학식 27

$$\tilde{a}_{n,q}^{(l)} = \int_{n/N-L/L}^{n/N-(l-1)/L} \frac{W}{\Delta f} e^{-j2\pi q\alpha} \text{sinc}\left(\frac{W}{\Delta f} \alpha\right) d\alpha,$$

이고, $W_s = N \Delta f$ 는 고정 또는 변형되지 않는다.

최종 ICI는 현재 두 개의 다른 독립적인 이유 -대역 통과 필터링 및 채널의 시변형으로 인한 것이다.

VII. ML 연판정 검출기 기능

수학식 9 및 23에서 각각 정의되는 관찰 벡터 $\mathbf{r}$ 및 $\mathbf{y}$ 는 ML 검출기에 입력된다. 출력은 최대 귀납적 확률(MAP)로 검출된 심볼 벡터이다. A 알고리즘 [NeRaAu01: 2001년 6월 정보 이론에 대한 국제 심포지움 간행물, ISIT

2001, 88페이지의, P.Nemath, L.Rasmussen, 및 T.Aulin의 "A* 알고리즘을 이용한 블럭 코드화 CDMA의 최대 가능성 검출", 이 논문은 여기에서 참조되고 있다] 은 트리에서 최적의 경로를 결정하기 위해 최적 검색을 실행하는데에 이용된다. 최적 경로는 OFDM 심볼에 전송되는 가장 가능성 있는 데이터 심볼의 벡터($b[1] \dots b[N]$)에 대응한다. A* 알고리즘을 구현하기 위해서, 적당한 메트릭과 휴리스틱(heuristic) 함수가 최적 및 차선의 OFDM 수신기 둘 다에 대해 정의될 필요가 있다.

[0083] A. 최적의 수신기에 대한 A* 알고리즘

[0084] 최적의 OFDM 수신기의 관찰 가능량의 벡터에 대한 수학적 식 9는 실제 값의 벡터 및 매트릭스, i.e. $\mathbf{r}, \mathbf{s}, \mathbf{n} \in R^N, \mathbf{A} \in R^{N \times N}$ 로 간략화될 수 있다:

수학적 식 28

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

[0086] 이 때, $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^T] = \frac{N_0}{2}\mathbf{A}$ 이다. 공분산 행렬 A는 대칭 및 양의 한정 행렬이다. 관찰 가능량 수학적 식 28의 벡터는 다음으로 더욱 변환될 수 있다:

수학적 식 29

$$\mathbf{F}^{-T}\mathbf{r} = \mathbf{w} = \sqrt{E_b}\mathbf{F}\mathbf{b} + \mathbf{n}_w,$$

[0088] 이 때, $\mathbf{A} = \mathbf{F}^T\mathbf{F}, E[\mathbf{n}_w\mathbf{n}_w^T] = \frac{N_0}{2}\mathbf{I}$ 이다. 일반성의 손실 없이 (WLOG) $\sqrt{E_b} = 1$ 이 가정된다. 음의 로그 가능성 함수 $\Lambda(\mathbf{b})$ 는 다음으로 정의된다:

수학적 식 30

$$\Lambda(\mathbf{b}) = \|\mathbf{w} - \mathbf{F}\mathbf{b}\|^2$$

수학적 식 31

$$= g_k(n) + h_k(n), \quad 0 \leq k \leq N.$$

[0091] 이 때 n은 벡터 b가 통과하고 있는 깊이 k에서의 검색 트리의 노드이다.

[0092] 루트 노드에서 노드 n까지의 거리(또는 코스트)는 $g_k(n)$ 로 주어진다. 경로 b 상에서 노드 n에서 마지막 노드의 나머지 거리는 $h_k(n)$ 로 주어진다. 알고리즘은 리스트의 루트 노드에서 시작하여 확장되는 노드가 검색 트리를 통해 전체 N 길이의 경로에 대응할 때 종료하게 된다. 이 경로는 함수 $\Lambda(\mathbf{b})$ 를 최소화하는 ML 벡터 b를 지정한다. 모든 확장된 노드에 대해 평가 함수 $f_k(n)$ 은 그 후속자에 대해 연산되어야 한다. $h_k^{(e)}(n)$ 가 나머지 거리 $h_k(n)$ 의 과소 평가라고 한다. 노드 n에 대한 평가 함수 $f_k(n)$ 는 현재 거리 $g_k(n)$ 와 휴리스틱 함수

$h_k^{(e)}(n)$ 의 합으로서, 다음을 산출한다.

수학식 32

[0093]
$$f_k(n) = g_k(n) + h_k^{(e)}(n), \quad n = 1, \dots, 2^N, \quad 0 \leq k \leq N.$$

[0094] 알고리즘은 확장 후보 노드의 리스트로 연산된다. 각 반복에서, 그 평가 함수에 대한 최저 값의 노드는 검색을 계속하려는 새로운 후보 노드로서 두 개의 후행하는 자(child) 노드를 산출하도록 확장되게 된다. 모(parent) 노드는 리스트에서 제거되게 되고 그 후행자가 리스트에 삽입되게 된다.

[0095] *적당한 휴리스틱 함수가 계속 정의된다. 더 양호한 휴리스틱 함수는 알고리즘이 종료되어 ML 벡터를 복구하기 전에 검색되는 노드의 수를 상당히 감소시킬 수 있다. 그러나, 더 양호한 휴리스틱 함수를 평가하는 것과 관련하는 연산 부하는 증가하게 된다.

[0096] 이용할 후보 휴리스틱 함수는 [NeRaAu01]에서 제시한 바와 같이, 제약적인 최소화 기술에 기초한 것이다. [NeRaAu01]에 따르면, 휴리스틱 함수는 다음과 같이 쓰여질 수 있다

수학식 33

[0097]
$$h_k(n) = 2q_k(n) + c, \quad 0 \leq k \leq N,$$

[0098] 이 때 깊이 k에서의 임의의 노드 n에 대해, 양 c는 상수이며 바로 연산될 수 있다. 따라서, $h_k(n)$ 를 선택된 $h_k^{(e)}(n)$ 로 과소평가하는 일은 $q_k(n)$ 을 선택된 $q_k^{(e)}(n)$ 로 과소평가하는 일로 축소된다.

[0099] 표시 $\mathbf{u}_{(k)} = (u[1] \dots u[k])$ 및 $\mathbf{u}_{(\bar{k})} = (u[k+1] \dots u[N])$ 를 정의하고, $0 \leq k \leq N$ 이다. $q_k^{(e)}(n)$ 를 최소화하는 문제는 박스로 제한한 최소화 문제로 처리된다: 박스로 제한한 세트 $-\mathbf{a}_{(\bar{k})} \leq \mathbf{v}_{(\bar{k})} \leq \mathbf{a}_{(\bar{k})}$, $\mathbf{a}_{(\bar{k})} = \{1\}^{N-k}$ 에 놓이고,

수학식 34

[0100]
$$q_k^{(e)}(n) = \frac{1}{2} \mathbf{v}_{(\bar{k})}^T \mathbf{A}_{(\bar{k}),(\bar{k})} \mathbf{v}_{(\bar{k})} - \mathbf{c}^T \mathbf{v}_{(\bar{k})};$$

[0101] 를 최소화하는 (N-k) 길이의 벡터 $\mathbf{u}_{(\bar{k})}$ 를 구한다. 이 때 치수 (N-k)×(N-k)의 $\mathbf{A}_{(\bar{k}),(\bar{k})}$ 는 수학식 28 및

수학식 35

[0102]
$$\mathbf{c}^T = \mathbf{F}_{(\bar{k}),(\bar{k})}^T (\mathbf{w}_{(\bar{k})} - \mathbf{F}_{(\bar{k}),(\bar{k})} \mathbf{b}_{(k)}).$$

[0103] 에서 매트릭스 A의 저부 우측의 소행렬이다. [NeRaAu01]에 따르면,

수학식 36

$$\mathbf{u}_{(\bar{k})} = \arg \min_{\mathbf{v}_{(\bar{k})} \in [-\mathbf{a}_{(\bar{k})}, \mathbf{a}_{(\bar{k})}]} \frac{1}{2} \mathbf{v}_{(\bar{k})}^T \mathbf{A}_{(\bar{k}), (\bar{k})} \mathbf{v}_{(\bar{k})} - \mathbf{c}^T \mathbf{v}_{(\bar{k})};$$

은 다항식 복잡성을 갖는 반복 알고리즘을 이용하여 구할 수 있다. 이것은 다음 섹션에서 수치 결과를 형성하는 데에 이용되는, 최적의 OFDM 수신기에 대한 $\mathbf{A}^*$ 알고리즘의 구현의 설명을 완성해준다.

B. 차선의 수신기의 $\mathbf{A}^*$ 알고리즘

어느 복소 벡터 $\mathbf{x}$ 와 복소 행렬 $\mathbf{X}$ 에 대해서,

수학식 37

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \text{Re}[\mathbf{x}] \\ \text{Im}[\mathbf{x}] \end{pmatrix}$$

수학식 38

$$\hat{\mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \text{Re}[\mathbf{X}] & -\text{Im}[\mathbf{X}] \\ \text{Im}[\mathbf{X}] & \text{Re}[\mathbf{X}] \end{pmatrix}$$

를 정의한다.

차선의 OFDM 수신기의 관찰 가능량의 벡터에 대한 수학식 23은 이전의 섹션에서 유도되었고, 이는

수학식 39

$$\mathbf{n}_w'' = \mathbf{y} - \frac{1}{\sqrt{T_s}} \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{s}.$$

를 의미한다. $\mathbf{n}_w''$ 는 최전 대칭 가우시안 랜덤 변수의 벡터이고 이 때 $\frac{1}{2} E[\mathbf{n}_w'' \mathbf{n}_w''^T] = \frac{WN_0}{W_s T_s} \mathbf{I}$ 이고 행렬 $\tilde{\mathbf{C}}$ 은 비특이라고 가정하기 때문에, 우리는 수학식 39를 등가의 형태로,

수학식 40

$$\hat{\mathbf{n}} = \hat{\mathbf{y}} - \frac{1}{\sqrt{T_s}} \hat{\mathbf{R}} \hat{\mathbf{s}}.$$

로 나타낼 수 있다. 행렬 $\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{C}}^T \hat{\mathbf{C}}$ 은 양 한정이며 대칭 $2N \times 2N$ 실행렬이고, $\hat{\mathbf{n}}$ 은 $2N \times 1$ 실제 잡음 벡터이고 공분산 $E[\hat{\mathbf{n}} \hat{\mathbf{n}}^T] = \frac{WN_0}{W_s T_s} \hat{\mathbf{R}}$ 이고 $\hat{\mathbf{s}}$ 는 $2N \times 1$ 실 신호 벡터이다.

[0116] 수학식 28은 수학식 40과 동일한 형태를 갖는다. 차선의 수신기의 경우에 대한 A*알고리즘은 최적의 수신기의 경우에 대한 것과 매우 동일한 방식으로 구현될 수 있다.

[0117] IX. ML 연관성 검출기 기능의 근사

[0118] 도 5는 시퀀스, $a_i, i=0, \dots, n-1$ 에 대한 시퀀스 형성기(304)의 구현예를 나타낸다. 아날로그 적분기(304)의 출력인, 형성된 시퀀스는 도 4의 수치 적분기(306)에 입력되고, 이는 수학식 16에 의해 주어진 서메이션 연산을 실행한다. 수학식 16의 연산은 수학식 22 및 17 내지 21에 지정된 바와 같이 고속 푸리에 변환을 이용하여 구현될 수 있다. 도 5에서, "LPF"는 로우 패스 필터(Low Pass Filter)를 의미한다.

[0119] 충분 통계량의 수신 신호 벡터, $\mathbf{r}$ 은 시변형 유한 상태 머신(FSM)으로 모델화될 수 있다. 수학식 29에서 주어진 선형 변환된 버전, $\mathbf{w} = (\mathbf{F}^T)^{-1}\mathbf{r}$,은 도 6에서 나타낸 시변형 FSM으로 유사하게 모델화될 수 있다. 위첨자 "-1"은 역행렬을 의미한다. N 톤을 갖는 수신된 OFDM 신호에서, 그 FSM 모델에 N-1개의 메모리 딜레이 요소가 있다. N-1개의 메모리 딜레이 요소의 특정 값은 수치적 시퀀스를 형성하고, 이는 시스템 또는 FSM의 상태를 나타낸다. N-1개의 메모리 요소의 값의 임의의 고유 시퀀스는 고유 상태를 지정한다.

[0120] f_{ik} 가 수학식 29의 행렬 F의 i번째 열과 k번째 행의 행렬 요소라고 하자. 도 6에서, 우리는 딜레이 요소 D_k 를 갖는 승산기 f_{ik} 를 $k=N-1, N-2, \dots, 1$ 에 대해 승산기의 좌측에 연관시킨다. D를 메모리 요소의 가장 작은 수를 갖는 세트로 정의하고, 그 대응하는 연관 승산기 f_{ik} 는 세트 D에서가 아닌 메모리 요소에 대응하는 것들보다 모두 큰 크기를 가지며,

수학식 41

$$\sum_{k \in D} |f_{1k}|^2 \geq 90\% \sum_{k=1}^N |f_{1k}|^2.$$

[0121]

[0122] 를 만족한다. FSM의 메모리 요소는 세트 D에 속하는 경우 우세한 것으로 여겨진다.

[0123] "상태 그룹"이 우세한 메모리 요소의 고유 시퀀스의 값으로 식별된다고 하자. 임의의 상태는 우세 메모리 요소의 임의의 상태의 대응 값이 "상태 그룹"에 대해 정의된 것과 동일할 때 "상태 그룹"에 속한다. 다시 말해, 상태는 FSM의 우세한 메모리 요소의 특정한 시퀀스의 값에 의해 식별되는 "상위 상태"로 병합될 수 있다. 일례로, 도 7은 두 개의 우세 메모리 요소를 갖는 FSM의 흐름 그래프를 나타내고, 여기에서 길이 N-1의 상태 시퀀스는 네 개의 "상위 상태" 중 하나로 그룹화된다.

[0124] 이 상태의 그룹화는 허용 가능하여, 거의 ML 심볼 에러비 성능을 갖는 near-ML 검출기가 결과되게 하고, 우세한

FSM 메모리 요소의 개수가 적을 때 ML 검출기에 관련한 복잡성을 상당히 감소시킨다. 비교적 큰 인자, $|f_{ik}|$ 를 갖는 우세한 FSM 메모리요소는 상당한 채널 간 심볼 간섭에 기여한다. i번째 서브채널에 대해, 이 ICI는 수학식 29에서 벡터 $\mathbf{w}$ 의 i번째 구성 요소로 정의된 관찰 심볼($\mathbf{w}$)_i에 존재한다. 도 8은 근사된 ML 시퀀스 검출기의 일 구현예를 나타낸다. 이 예에는, 이진 시그널링에 대해 4개의 가능한 "상위 상태"를 일으키는 두 개의 메모리 요소로 모델화된 두 우세한 간섭 서브채널이 있다. 우세한 간섭 서브채널의 데이터 심볼만이 가능한 상태를 정의하는 데에 이용된다. 상태 전이는 이진 입력으로 트리거되고, 출력은 수학식 30에서 주어진 ML 메트릭의 부분합이다. 서브채널 $i=N$ 에서, 가능한 출력 메트릭은 $((\mathbf{w})_i - \mathbf{f}_i^T \mathbf{b}_{[N]=\pm 1})^2$ 이다. 서브채널 $i=N-1$ 에서, 가능한 출력 메트릭은 $((\mathbf{w})_{i+1} - \mathbf{f}_{i+1}^T \mathbf{b}_{[N]=\pm 1})^2 + ((\mathbf{w})_i - \mathbf{f}_i^T \mathbf{b}_{[N]=\pm 1, [N-1]=\pm 1})^2$ 이고, 이 때 $(\mathbf{w})_i$ 는 벡터 $\mathbf{w}$ 의 i번째 구성 요소를 나타내고, $\mathbf{f}_i^T$ 는 행렬 F의 i번째 열에서의 열 벡터를 나타내고, b는 구성 요소

$b[k] = \pm 1, k = 1, \dots, N$ 를 갖는 전송된 데이터 심볼의 행 벡터이다.

[0125] X. 개시된 구현의 장점

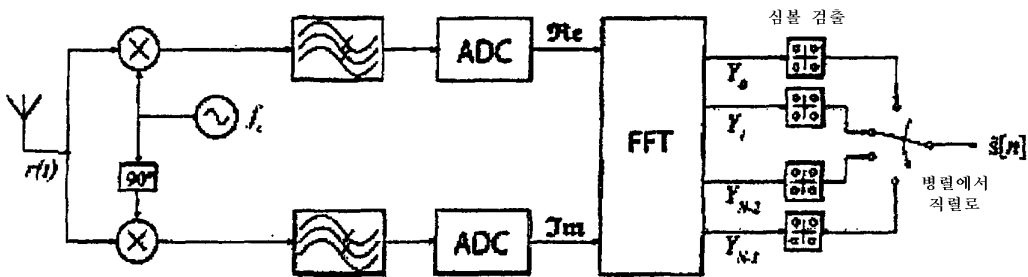
[0126] 최적의 OFDM 수신기의 구조는 AWGN 채널 및 AWGN을 갖는 고속 페이딩 채널에서의 차선의 것과 비교된다. 두 수신기의 구조는 시연속 OFDM 신호를 입력으로 관찰 가능량의 벡터를 출력으로 하는 이산 블럭, 이어서 A^* 최적의 트리 검색 알고리즘을 이용하여 구현되는 ML 연관정 검출기로 이루어진다. 최적의 수신기에 대한 이산 블럭(204)은 최적의 신호 검출의 원리에 따라 SS를 형성하는 반면, 차선의 수신기에 대한 이산 블럭(902)는 필터링된 시연속 파형을 샘플링하고, 이어서 FFT에 의해 차선인 관찰 가능량을 형성한다. 시변형 채널은 수신기에서 공지된 것으로 가정된다. 결과는 최적 및 차선의 시스템이 고속 페이딩 채널의 시변형에 의해 제공되는 함축적 이산성의 이점이 있다는 것을 나타낸다.

[0127] 마지막으로, 최적 및 차선의 수신기는 구현면에서 대략 동일한 복잡성을 가진다. 그러나, 최적의 수신기가 차선의 것보다 상당히 성능이 낫다.

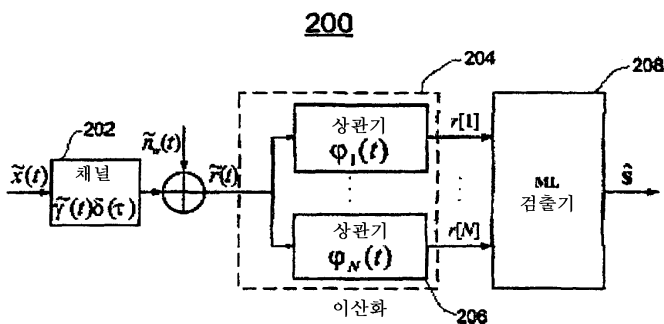
도면

도면1

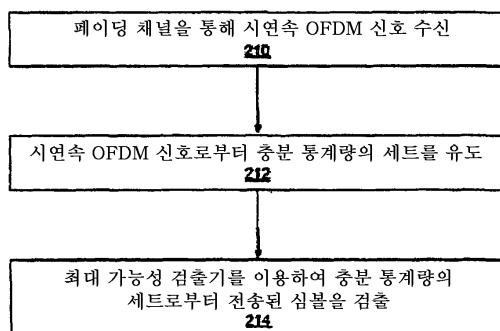
(종래 기술)



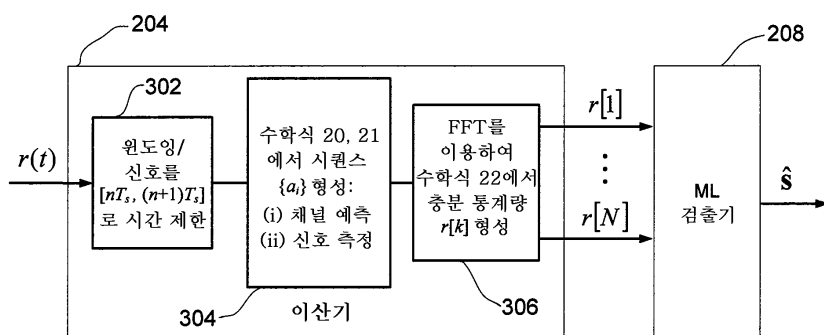
도면2



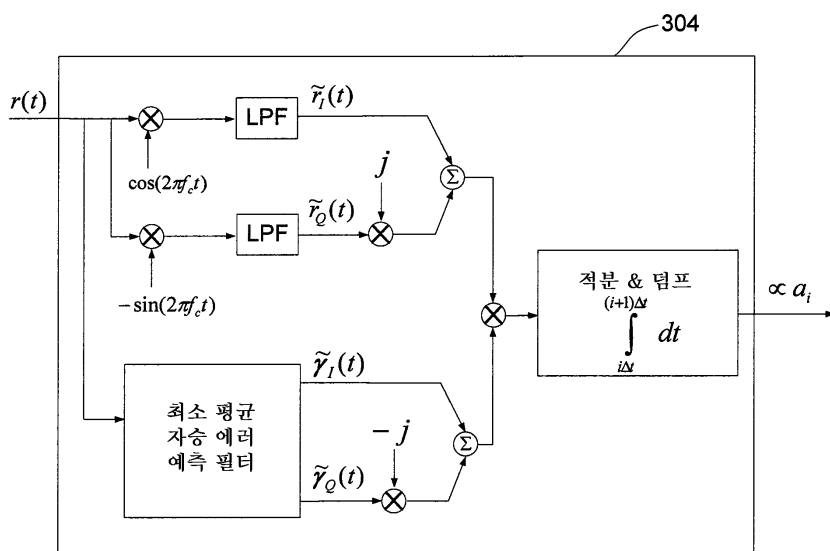
도면3



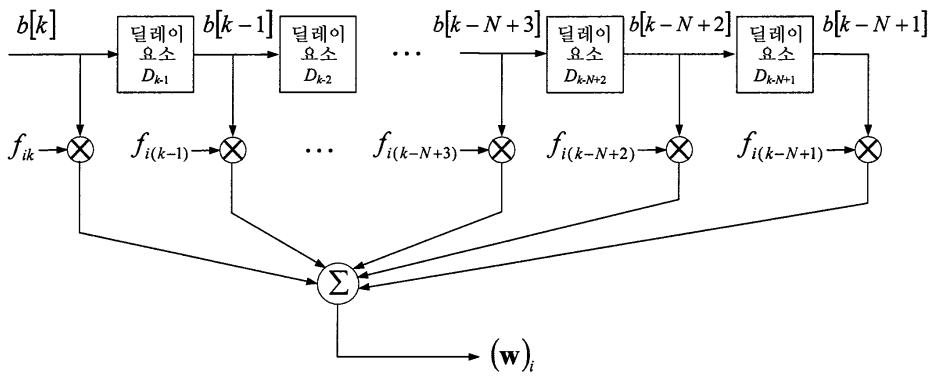
도면4



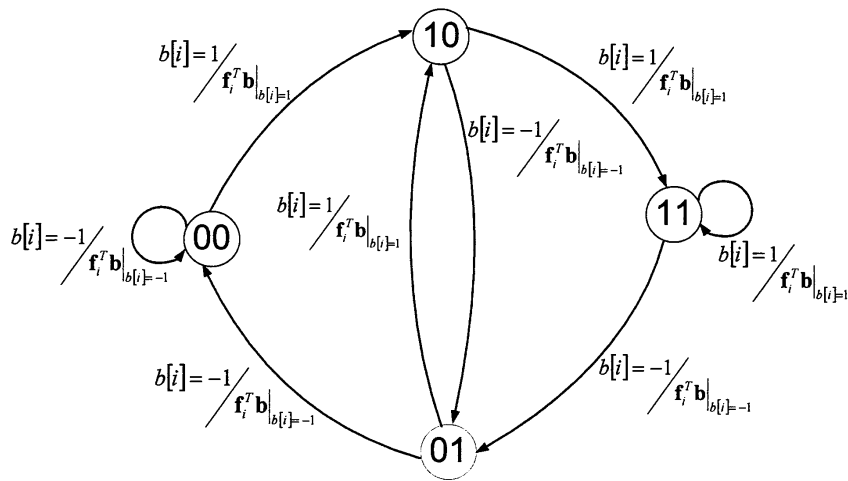
도면5



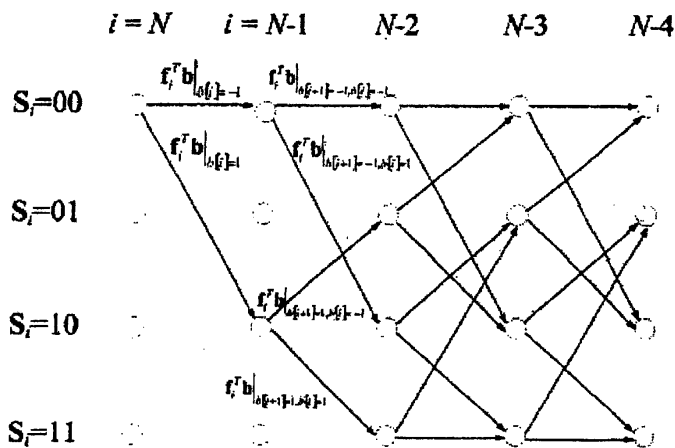
도면6



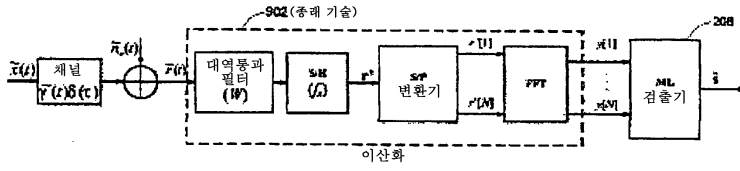
도면7



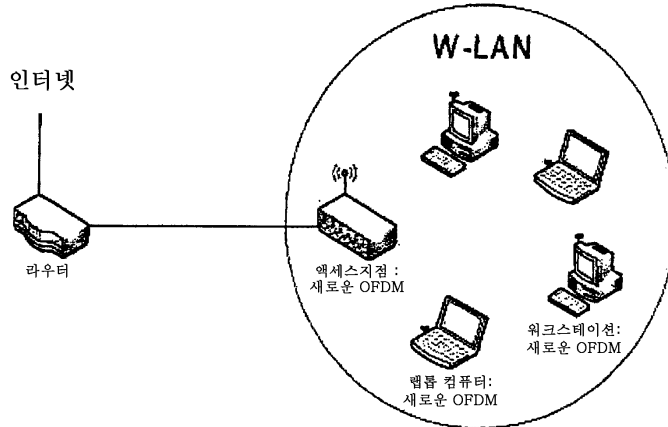
도면8



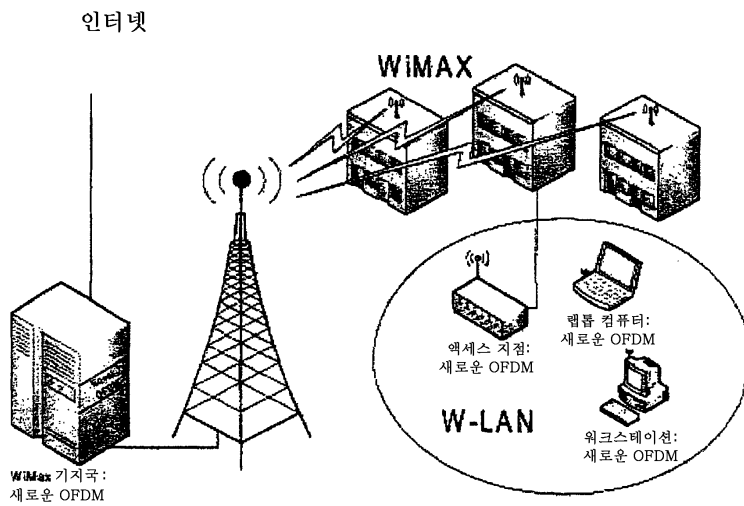
도면9



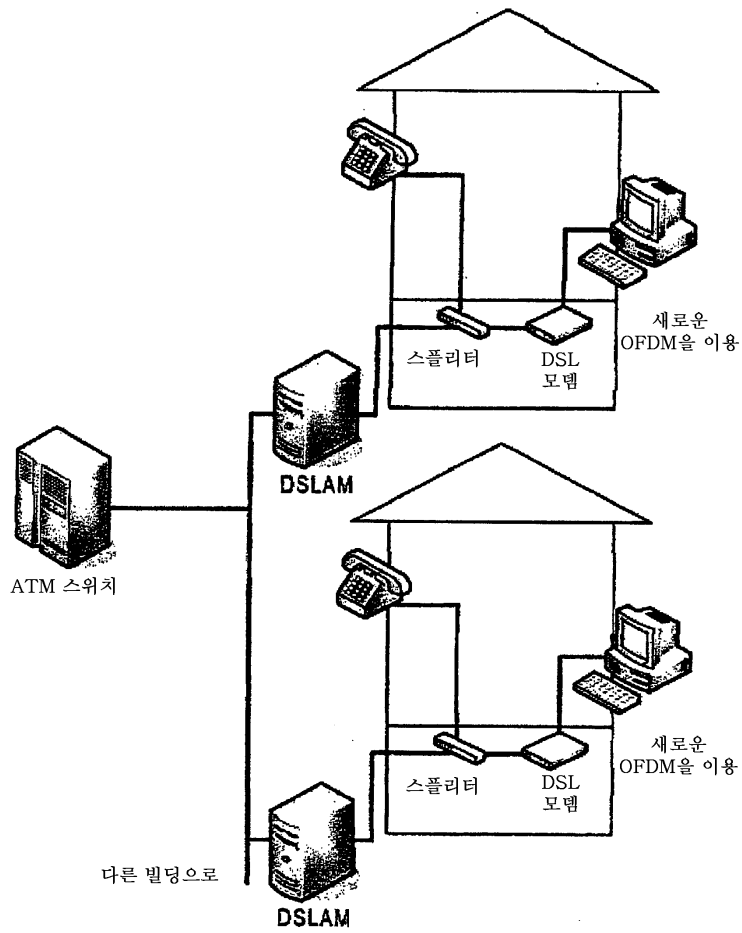
도면10



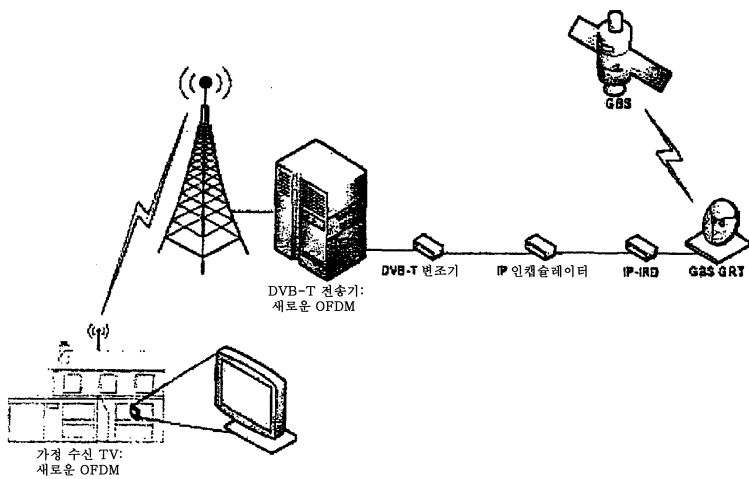
도면11



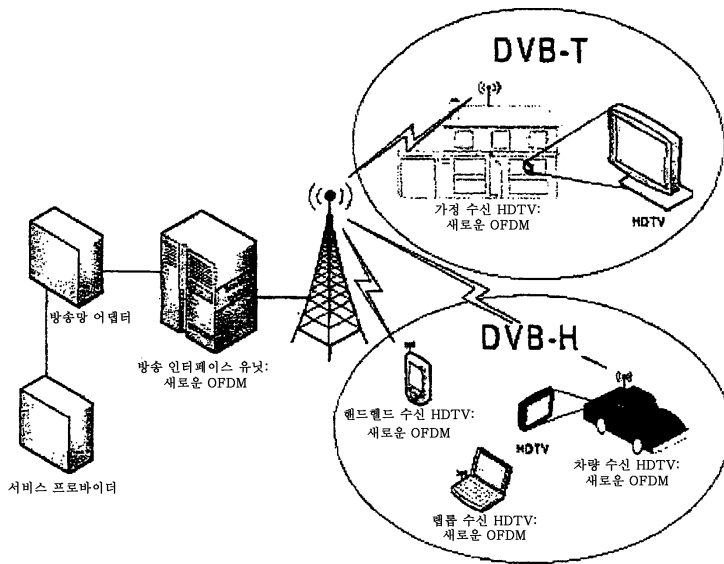
도면12



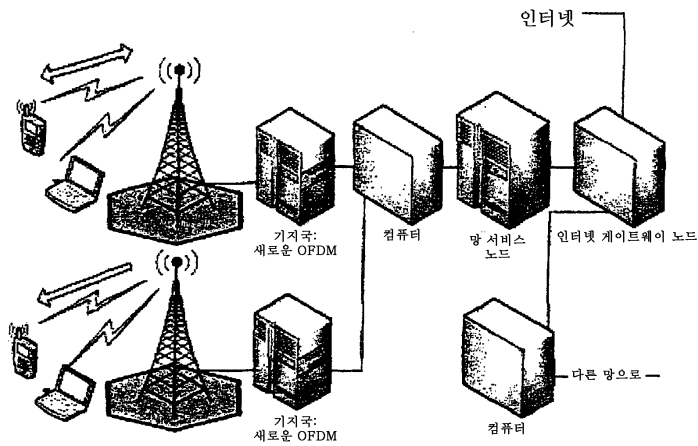
도면13



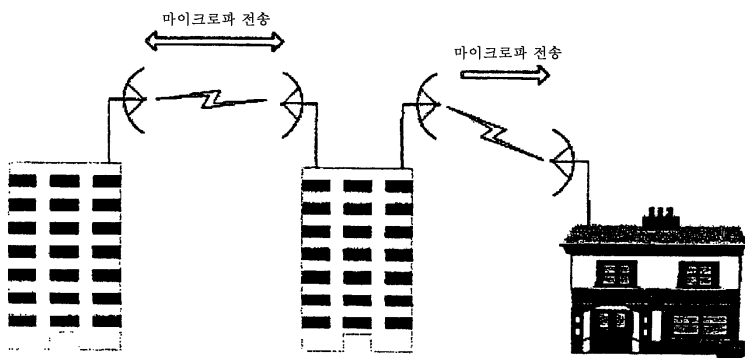
도면14



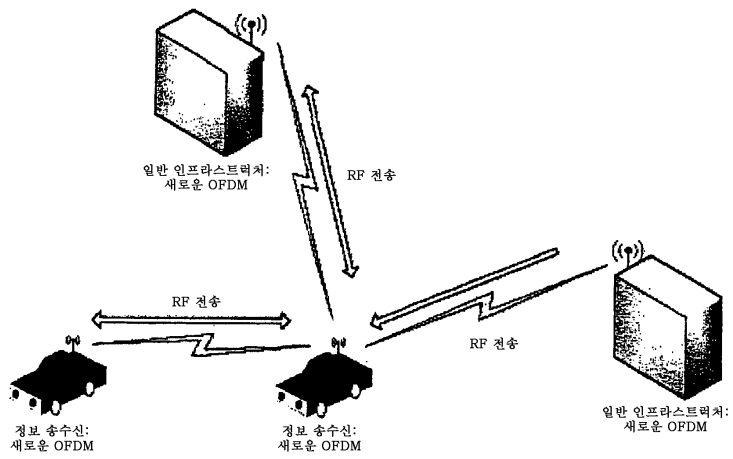
도면15



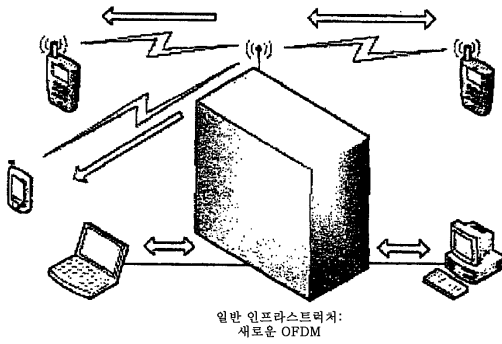
도면16



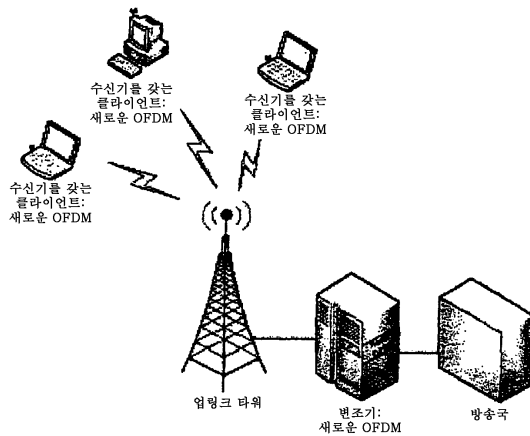
도면17



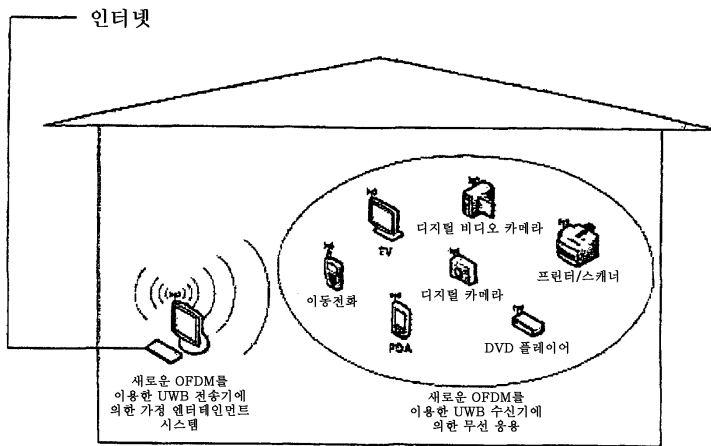
도면18



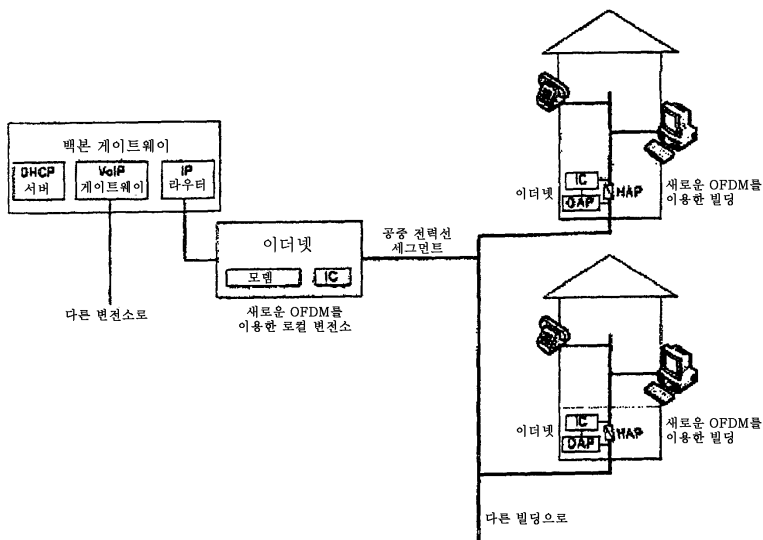
도면19



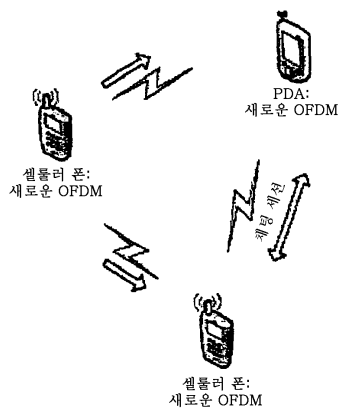
도면20



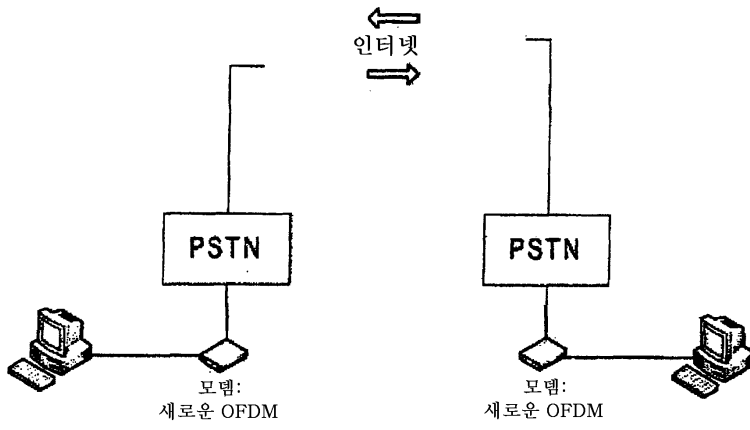
도면21



도면22



도면23



도면24

