

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. ⁷ H04B 1/707 H04B 7/005	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2005년04월25일 10-0484993 2005년04월14일
--	-------------------------------------	--

(21) 출원번호 (22) 출원일자 (62) 원출원 번역문 제출일자 (86) 국제출원번호 국제출원일자	10-2004-7010125(분할) 2004년06월25일 특허10-2002-7005001 원출원일자 : 2002년04월19일 2004년06월25일 PCT/US2000/003537 2000년02월11일	(65) 공개번호 (43) 공개일자 심사청구일자 (87) 국제공개번호 국제공개일자	10-2004-0083477 2004년10월02일 2002년04월22일 WO 2001/29983 2001년04월26일
---	---	---	---

(81) 지정국

국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바르바도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬랜드, 일본, 케냐, 키르기스스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 미국, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 아랍에미리트, 코스타리카, 도미니카, 알제리, 모로코, 탄자니아, 남아프리카, 모잠비크, 짐바브웨, 세르비아 앤 몬테네그로, 인도, 인도네시아, 시에라리온, 가나, 감비아, 크로아티아, 그라나다,

AP ARIPO특허 : 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 시에라리온, 가나, 감비아, 짐바브웨, 탄자니아,

EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기스스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크멘,

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스,

OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베닌, 중앙아프리카, 콩고, 코트디부와르, 카메룬, 가봉, 기니, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기니 비사우,

(30) 우선권주장 60/160,259 1999년10월19일 미국(US)

(73) 특허권자 인터디지털 테크놀로지 코퍼레이션
미국, 델라웨어 19801, 윌밍톤, 델라웨어 애버뉴 300, 슈트 527

(72) 발명자 레즈닉알렉산더
미국 뉴욕주 11756 레빗타운 스톤큐터 로드 94

(74) 대리인 김진환
김두규

심사관 : 정재우

(54) 다중 사용자의 씨디엠에이 신호 검출용 수신기

요약

본 발명의 수신기는 블록 선형 등화기에 쓰이는 것과 유사하게 수신된 신호의 모델을 이용하여 임펄스 응답 간섭을 감소시킨다. 블록 선형 등화기는 역상관 수신기와, 제로 포싱 수신기, 최소 평균 제곱 오차 수신기 등을 포함한다. 본 발명은 직접 간섭 제거기(39)의 출력을 보정하는 간섭 계산 프로세서 피드백 루프(43)를 포함한다. m회 반복 프로세스는 정합 필터의 출력 심볼로부터 간섭을 제거한다. 수신기는 부채널 각각이 여러개의 개별 경로로 구성된다고 가정하지 않는 다양한 블록 선형 등화기의 수신된 신호 모델을 이용한다. 수신기는 부채널 각각의 임펄스 응답 특성을 총괄적으로 추정한다.

대표도

도 9

색인어

CDMA, 블록 선형 등화기, 제로 포싱 수신기, 간섭, 소거

명세서

도면의 간단한 설명

- 도 1은 종래의 다중 접속 통신 시스템을 간략화한 블록도이다.
- 도 2는 종래의 CDMA 통신 시스템을 간략화한 블록도이다.
- 도 3은 다중 사용자 검출 기능을 갖는 종래의 CDMA 수신기를 간략화한 블록도이다.
- 도 4는 종래의 다중 사용자 검출기를 간략화한 블록도이다.
- 도 5는 종래의 선형 다중 사용자 검출기의 블록도이다.
- 도 6은 종래의 PIC 수신기의 시스템 블록도이다.
- 도 7은 종래의 PIC 데이터 추정 및 간섭 제거 프로세서의 시스템 블록도이다.
- 도 8은 본 발명의 PIC 수신기의 시스템 블록도이다.
- 도 9는 본 발명의 선형 소프트 결정 PIC 수신기의 시스템 블록도이다.
- 도 10은 본 발명의 하드 결정 PIC 수신기의 시스템 블록도이다.
- 도 11은 본 발명의 비선형 소프트 결정 PIC 수신기의 시스템 블록도이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 일반적으로 다중 접속 디지털 통신 시스템에 관한 것이다. 더욱 상세하게 설명하면, 본 발명은 평행 간섭 제거 수신기 시스템과, 다중 사용자로부터 데이터를 동시 수신하기 위한 방법에 관한 것이다.

다중 접속 통신 시스템은 복수의 사용자가 동일한 통신 매체에 액세스하여 정보를 송신 또는 수신할 수 있게 한다. 상기 매체로는, 예컨대 근거리 통신망(LAN)의 네트워크 케이블, 전형적인 전화 시스템의 구리선 또는 무선 통신의 공기 인터페이스가 있을 수 있다.

종래의 다중 접속 통신 시스템이 도 1에 도시되어 있다. 통신 매체를 통신 채널이라고 부른다. 주파수 분할 다중 접속(FDMA), 시분할 다중 접속(TDMA), 캐리어 센스 다중 접속(CSMA), 코드 분할 다중 접속(CDMA) 및 기타 통신 기법에 의해 1인 이상의 사용자는 동일한 통신 매체에 액세스할 수 있다. 이 기술들은 함께 혼합되어 각종의 혼합된 접속 방식을 형성할 수 있다. 예컨대, 제3 세대 W-CDMA 규격으로 제안된 시분할 듀플렉스(TDD) 모드는 TDMA와 CDMA를 혼합한 것이다.

종래의 CDMA 통신 시스템의 예가 도 2에 도시되어 있다. CDMA는 전송될 데이터를 의사 잡음 신호로 변조함으로써 데이터를 확장 대역(확산 스펙트럼)으로 전송하는 통신 기술이다. 전송되는 데이터 신호는 수백만 Hz의 주파수 대역에 걸쳐 분산된 단지 수천 Hz의 대역폭을 가질 수 있다. 통신 채널은 K 개의 독립된 부채널(subchannel)에 의해 동시에 사용되고 있다. 각각의 부채널에서는 다른 모든 부채널이 간섭으로 간주된다.

도시한 바와 같이, 임의의 대역폭에서 단일 부채널은 광대역폭의 의사 잡음(pn) 시퀀스 발생기에 의해 발생하는 소정의 패턴을 반복하는 개별(unique) 확산 코드와 혼합된다. 상기 개별 사용자 확산 코드는 이 확산 코드간의 상호 상관이 제로에 가깝도록 서로 간에 통상적으로 의사 직교적이다. 데이터 신호는 디지털 확산 스펙트럼 신호를 생성하는 pn 시퀀스에 의해 변조된다. 이어서 반송파 신호는 디지털 확산 스펙트럼 신호에 의해 변조되어 전송 매체에 따라 전송된다. 수신기는 그 전송을 복조하여 디지털 확산 스펙트럼 신호를 추출한다. 전송된 데이터는 매칭하는 pn 시퀀스와 상관 연산 후에 재생된다. 확산 코드가 서로 직교할 경우, 수신된 신호는 특정 확산 코드에 관련된 원하는 사용자 신호만 강화되고 나머지 모든 다른 사용자에 대한 신호는 강화되지 않도록 상기 특정 확산 코드에 관련된 특정 사용자 신호와 상관될 수 있다.

칩이라고 알려진, 확산 코드의 각각의 값은 데이터 레이트와 동일하거나 더 빠른 칩 레이트를 갖는다. 칩 레이트와 부채널 데이터 레이트의 비율이 확산율이다.

데이터 신호값의 가능한 범위를 확장하기 위하여, 2개 이상의 2진값을 표현하는 데에 심볼이 이용된다. 3진 심볼과 4진 심볼은 각각, 3개의 값과 4개의 값을 취한다. 심볼의 개념은 각각의 심볼의 비트 내용이 개별 펄스 형태를 지정하기 때문에 더 큰 정보량에 대하여 허용된다. 사용된 심볼 개수에 따라, 같은 개별 펄스 또는 파형이 존재한다. 송신국에서의 정보는 수신국에서의 복조를 위해 부채널을 통해 변조 및 전송되는 심볼로 변환된다.

CDMA 시스템에서의 확산 코드는 원하는 부채널과 나머지 다른 부채널 간의 간섭을 최소화하도록 선택된다. 그러므로, 원하는 부채널을 복조하기 위한 표준 방법에서는 통신 매체 그 자체에 존재하는 간섭과 유사하게 나머지 모든 부채널을 간섭으로 취급한다. 이 프로세스에 관련되어 설계된 수신기가 단일 사용자를 위한 정합 필터인 레이크(RAKE) 수신기이다.

상이한 부채널이 서로간에 다소 간섭을 일으키므로, 또다른 방식에서는 수신기에서 모든 부채널을 복조한다. 수신기는 동시에 전송하는 모든 사용자 각각에 대해 병렬로 디코딩 알고리즘을 운용함으로써 동시에 전송하는 모든 사용자를 수용할 수 있다. 이러한 기술이 다중 사용자 검출이라고 알려져 있다. 다중 사용자 검출은 단일 사용자 수신기보다 상당한 성능 향상을 제공할 수 있다.

도 3을 참조하면, 다중 사용자 검출기를 이용한 종래의 CDMA 수신기의 시스템 블록도가 도시되어 있다. 당업계에 종사하는 사람이라면 알고 있는 바와 같이, 이 수신기는 라디오 주파수(RF) 하위 변환 및 라디오 주파수 채널에 대한 필터링, 아날로그 디지털 변환 또는 특수 통신 매체를 위한 광신호 복조와 같은 기능을 포함한다. 수신기의 출력은 모든 활성 부채널의 조합된 확산 신호를 포함하는 처리된 신호, 즉 아날로그 또는 디지털 신호이다. 다중 사용자 검출기는 다중 사용자 검출을 행하고 각각의 활성 부채널에 상응하는 복수의 신호를 출력한다. 전체의 부채널 수의 전부 또는 일부가 처리될 수 있다.

최적의 다중 사용자 검출기는 다수의 복잡한 수학 연산을 수행하는 계산 집약적인 디바이스이고, 따라서 구현하기에 경제적으로 어렵다. 비용을 최소화하기 위하여, 최적의 검출기 성능에 가까운 절충안으로서 계산이 그다지 복잡하지 않는 것에 대한 선형 검출기 및 평행 간섭 제거(PIC : Parallel Interference Cancellation) 수신기와 같은 차선의(suboptimal) 다중 사용자 검출기가 개발되었다. 선형 검출기는 역상관기(decorrelator), 최소 평균 제곱 오차(MMSE : Minimum Mean Square Error) 검출기, 제로 포싱(ZF : Zero Forcing) 블록 선형 등화기(ZF-BLE) 등을 포함한다. PIC 수신기는 대개 다단(multistage)의 반복 수신기로서 설계되고 소프트 결정(SD : soft-decision) 또는 하드 결정(HD : hard-decision)을 기반으로 한다.

동기 또는 비동기 CDMA 통신에 대한 종래의 선형 다중 사용자 검출기의 시스템 블록도가 도 4에 도시되어 있다. 통신 매체 특정 수신기(도 3에 도시)에서 출력된 데이터는 각각의 부채널에 전송된 각 심볼의 임펄스 응답을 추정하는 부채널 추정기에 결합된다. 선형 검출기는 부채널의 확산 코드와 함께 임펄스 응답 추정값을 이용하여 각 부채널의 데이터를 복조한다. 이 데이터는 각각의 사용자에 대한 부채널 데이터 처리 블록으로 출력된다.

물리 시스템에서 K 명의 부채널 사용자의 병렬 검출을 수행하기 위하여, 선형의 다중 사용자 검출 방법은 고정된 게이트 어레이, 마이크로프로세서, 디지털 신호 처리기(DSP) 등으로써 실시된다. 고정된 논리 시스템에서는 시스템 속도가 고속이며 마이크로프로세서로 구동되는 시스템에서는 프로그램 유연성을 제공한다. 다중 사용자 검출을 실행하는 어떠한 실행에 있어서도 일련의 산술 연산을 수행한다. 이 기능을 설명하기 위하여, 통상적으로 선형 다중 사용자 검출기의 구조와 동작을 정의하는 다음의 변수들을 설명한다.

K = 시스템에서 동작하는 사용자/송신기의 총 개수.

N_c = 데이터 블록에서의 칩수. 확산율이 변화하면서 이 수가 모든 사용자에게 공통된 기준이 되므로 이 수가 필요하다. 동기 CDMA의 경우, 확산율이 가장 큰 사용자의 심볼이 데이터 블록을 구성할 수 있다. 그러므로, N_c 는 가장 높은 확산율과 같아지도록 감소될 수 있다.

W = 칩에서의 통신 채널 임펄스 응답 길이. 이것은 일반적으로 미리 정의되는 시스템 파라미터이다.

$Q(k)$ = 사용자 k 의 확산율. 이 확산율은 사용자 데이터의 심볼을 확산하는 데 쓰이는 칩수와 동일하다. 시스템은 미리 확산율을 알고 있으므로 수신된 데이터로부터 이들 확산율을 추정할 필요가 없다.

$N_s^{(k)}$ = 사용자 k 에 의해 전달된 심볼수. $N_s^{(k)} = N_c / Q^{(k)}$

$N_s^T = \sum_{k=1}^K N_s^{(k)}$ = 전달된 총 심볼수

$d^{(k)}$ = 사용자 k 가 보낸 데이터(정보). 이 데이터는 벡터 형태로 표현되며, 상기 벡터는 단일 인덱스 변수에 의해 인덱스되는 데이터 어레이이다. 아래에서 설명될 벡터와 행렬 연산을 위하여, 모든 벡터를 열 벡터로서 정의한다. $d^{(k)}$ 의 n 번째 요소는 k 번째 사용자에게 의해 전송된 n 번째 심볼이다.

$h^{(k)}$ = 벡터로 표시되며 사용자 k 가 받는 부채널의 응답 펄스. 이 값은 수신기에서 추정될 필요가 있다. 수신기의 부채널 임펄스 응답의 추정값을 $h^{(k)}$ 라고 한다. 벡터 $h^{(k)}$ 의 요소는 대개 복소수이며, 이들은 부채널에 의해 사용될 수 있는 진폭과 위상 편차를 모두 모델링한다

$v^{(k)}$ = 벡터로 표시되는, 사용자 k 의 확산 코드. 선형 다중 사용자 검출을 위하여, 특수 심볼을 확산하는 확산 코드부를 포함하는 벡터라고 생각할 때 유용하다. 그러므로, 벡터 $v^{(k,n)}$ 는 k 번째 사용자가 보낸 n 번째 심볼을 확산하는 데 쓰이는 확산 코드로서 정의된다. 수학적으로, $(n-1)Q^{(k)} + 1 \leq i \leq nQ^{(k)}$ 에 대하여 $v_i^{(k,n)} = v_i^{(k)}$ 이고, 그외의 i 에 대하여 0이며, 여기서 i 는 벡터 요소의 인덱스이다.

$r^{(k)}$ = 사용자 k 의 데이터를 표시하고, 확산 시퀀스 $v^{(k)}$ 에 의해 확산되어 사용자의 부채널 $h^{(k)}$ 를 통해 전송되는 벡터. 벡터 $r^{(k)}$ 는 데이터 블록이 도착하는 시간 동안 수행된 채널 관찰을 나타낸다. 벡터 $r^{(k)}$ 의 i 번째 요소는 수학식 1과 같이 정의될 수 있다.

수학식 1

$$r_i^{(k)} = \sum_{n=1}^{N_s^{(k)}} \alpha_n^{(k)} \sum_{j=1}^W h_j^{(k)} v_{i-j+1}^{(k,n)}$$

수신기에 수신된 신호에는 모든 사용자 신호($r^{(k)}$)와 잡음이 포함된다. 그러므로, 수신된 데이터 벡터 r 를 수학식 2와 같이 정의할 수 있다.

수학식 2

$$r = \sum_{k=1}^K r^{(k)} + n$$

수학식 2의 벡터 n 은 통신 채널에 존재하는 잡음을 표시한다.

도 5는 종래의 선형 다중 사용자 검출기의 시스템과 방법을 나타내고 있다. 추정된 부채널 임펄스 응답 벡터($h^{(k)}$)와 확산 코드($v^{(k)}$)는 각각의 사용자 k 에 대한 시스템 전송 응답 행렬을 생성하는 데 이용된다. 행렬은 2개의 인덱스 변수에 의해 인덱스되는 숫자들의 블록이다. 이 행렬은 행 인덱스가 되는 제1 인덱스 변수와 열 인덱스가 되는 제2 인덱스 변수로써 각각 격자 내에 정렬된다.

사용자 k 에 대한 시스템 전송 응답 행렬은 통상 $A^{(k)}$ 로 표시된다. i 번째 행과 n 번째 열 요소는 $A_{i,n}^{(k)}$ 로 표시되고 다음과 같이 정의된다:

수학식 3

$$A_{i,n}^{(k)} = \sum_{j=1}^W h_j^{(k)} v_{i-j+1}^{(k,n)}$$

행렬 $A^{(k)}$ 의 각각의 열은 원하는 구간에서 사용자 k 에 의해 전달된 특수 심볼에 대한 정합 필터 응답에 대응한다. 도 5를 다시 참조하면, 수신된 데이터 r 은 모든 사용자의 확산 코드와 부채널 임펄스 응답의 조합에 매칭된다. 그러므로, $A^{(k)}$ 는 정합 필터 응답, $N_s^{(k)}$ 을 포함한다. $A^{(k)}$ 의 열은 수학식 2와 같은 형태이며,

수학식 4

$$A_n^{(k)} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_n^{(k)} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

여기서, 각각의 벡터 $b_n^{(k)}$ 는 수학식 5의 크기를 갖고,

수학식 5

$$Q^{(k)+W-1}$$

행렬 $A_n^{(k)}$ 의 꼭대기로부터 수학식 6만큼 오프셋된다.

수학식 6

$$Q^{(k)}(n-1)$$

확산 코드가 심볼 배수(symbol times)에 대하여 주기적이지 않으므로, $i \neq j$ 이면, $b_i^{(k)} \neq b_j^{(k)}$ 이다. 값이 제로가 아닌 벡터 요소를 벡터의 서포트(support)라고 부른다. 그러므로, $b_n^{(k)}$ 는 $A_n^{(k)}$ 의 서포트이다.

일단 각 사용자에 대한 시스템 전송 행렬이 생성되면, 모든 사용자에 대한 시스템 전송 행렬을 수학식 7과 같이 종합함으로써 A 로 표시되는 전체 시스템 전송 응답 행렬이 생성된다.

수학식 7

$$A = [A^{(1)}, \dots, A^{(k)}, \dots, A^{(K)}]$$

종래의 변조 기술에 따르면, $h^{(k)}$ 의 요소는 복소수일 수 있다. 따라서 A 의 비제로 요소는 복소수일 수 있다.

수학식 4, 5, 6 및 7에 따라 구성된 종래의 다중 사용자 검출기에 대한 예시적인 전체 시스템 전송 응답 행렬 A 는 2명의 사용자에 대하여($k=2$), 데이터 블록의 칩이 16개이고($N_c=16$), 채널 임펄스 응답 길이가 4이고($W=4$), 제1 사용자의 확산율이 2이며($Q^{(1)}=2$), 제2 사용자의 확산율이 4($Q^{(2)}=4$)인 경우에 수학식 8과 같다.

수학식 8

$$A = \begin{bmatrix} b_{1,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,1}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,2}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,3}^{(1)} & b_{2,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,3}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,4}^{(1)} & b_{2,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,4}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,5}^{(1)} & b_{2,3}^{(1)} & b_{3,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,5}^{(2)} & b_{2,1}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & b_{2,4}^{(1)} & b_{3,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,6}^{(2)} & b_{2,2}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & b_{2,5}^{(1)} & b_{3,3}^{(1)} & b_{4,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,7}^{(2)} & b_{2,3}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{3,4}^{(1)} & b_{4,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,4}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{3,5}^{(1)} & b_{4,3}^{(1)} & b_{5,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,5}^{(2)} & b_{3,1}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{4,4}^{(1)} & b_{5,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,6}^{(2)} & b_{3,2}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{4,5}^{(1)} & b_{5,3}^{(1)} & b_{6,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,7}^{(2)} & b_{3,3}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{5,4}^{(1)} & b_{6,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{3,4}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{5,5}^{(1)} & b_{6,3}^{(1)} & b_{7,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{3,5}^{(2)} & b_{4,1}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{6,4}^{(1)} & b_{7,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{3,6}^{(2)} & b_{4,2}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{6,5}^{(1)} & b_{7,3}^{(1)} & b_{8,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{3,7}^{(2)} & b_{4,3}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{7,4}^{(1)} & b_{8,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{4,4}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{7,5}^{(1)} & b_{8,3}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{4,5}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{8,4}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{4,6}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{8,5}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{4,7}^{(2)} \end{bmatrix}$$

$A^{(1)}$ $A^{(2)}$

결과적인 전체 시스템 전송 응답 행렬 A 에 있어서, $b_{n,i}^{(k)}$ 는 k 번째 사용자의 n 번째 심볼에 대한 조합된 시스템과 채널 응답의 i 번째 요소를 표시한다.

정합 필터 출력 벡터(y)를 생성하기 위해 수신된 데이터(r)가 정합 필터 응답의 벡크(bank)를 표시하는 전체 시스템 전송 응답 행렬 A 를 이용하여 처리된다. 정합 필터 연산은 수학적 식 9와 같이 정의된다.

수학적 식 9

$$y = A^H r$$

행렬 A^H 는 행렬 A 의 에르미트(Hermitian)(또는 복소수) 전치 행렬을 나타낸다. 에르미트 전치 행렬은 $A_{ij}^H = \overline{A_{ji}}$ 로 정의되며, 위첨 표시는 복소 공액을 취하는 연산을 나타낸다. 정합 필터의 출력은 이어서 목적 행렬(O)의 역행렬에 곱해진다. 목적 행렬(O)은 각 타입의 선형 수신기를 구별짓는 프로세싱을 나타낸다. 그것은 시스템 전송 행렬(A)로부터 도출된다.

ZF(Zero-Forcing) 블록 선형 등화기 수신기(ZF-BLE)는 $O=A^H A$ 로서 나타내어지는 목적 행렬을 갖는 선형 수신기이다. 최소 평균 제곱 오차 블록 선형 등화기(MMSE-BLE) 수신기는 $O=A^H A + \sigma^2 I$ 로서 나타내어지는 목적 행렬을 갖는 선형 수신기이며, 여기서 σ^2 는 수신된 데이터 벡터(r)의 각각의 심볼에 존재하는 잡음 편차이며, 행렬 I 는 단위 행렬이다. 단위 행렬은 정사각 행렬이며 주대각선상의 값들은 1이고 그 이외에는 0인 대칭 행렬이다. 단위 행렬의 사이즈는 선형 대수 규칙을 따라 가산 연산이 유효하도록 선택된다.

역상관기(역상관 수신기)에 있어서, 행렬 A 는 채널 응답($h^{(k)}$)을 무시하고 확산 코드와 그 상호 상관(간섭) 특성만 고려함으로써 간단해진다. 주로 R 로 표시되는 상호 상관 행렬은 대개 역상관기형 수신기에 대해서 구성된다. 이 행렬은 전송한 A 의 정의에서 $W=1, h_i^{(k)}=1$ 이라고 가정함으로써(즉, 모든 부채널의 채널 응답이 임펄스라고 가정) 구성될 수 있다. 그러면 상호 상관 행렬 R 은 ZF-BLE 수신기에 대해 정의한 대로의 목적 행렬(O)이다. 역상관기는 더 복잡한 다중 사용자 검출 수신기의 서브프로세스로서 종종 기능한다. 일단 목적 행렬이 생성되면, 다중 사용자 검출기는 행렬을 O^{-1} 으로 표시되는 역행렬을 구할 것이다.

목적 행렬의 역행렬은 정합 필터 출력 벡터 y 와 곱해져서 데이터 벡터 d 의 추정값을 생성하며 여기서 $d(\text{estimate})=O^{-1} y$ 이다. 목적 행렬(O)의 역행렬은 복잡하고 계산 집약적인 프로세스이다. 이 프로세스를 수행하는 데 필요한 연산 수는 행렬 O 의 사이즈의 3승에 비례하여 증가한다. 대부분의 비동기 CDMA 수신기에 있어서, O 의 사이즈는 초대형이어서 역행렬 프로세스를 실행 불가능하게 한다. 선형 대수를 이용한 기법은 목적 행렬의 역행렬을 형성할 때 그 복잡도가 감소된다. 그러나, 이 기법은 일부 적용에서는 실행 불가능할 수 있다.

선형 수신기와 달리, PIC 수신기는 목적 행렬(O)의 역행렬을 구하지 않는다. 그러므로, PIC 수신기는 선형 다중 사용자 검출기보다 덜 복잡한 대안을 제공한다. 도 6은 통상적인 종래 기술의 PIC 수신기를 나타내고 있다. 수신된 데이터 벡터(r)는

각각의 사용자 부채널 임펄스 응답을 독립적으로 추정하는 복수의 채널 추정기로 입력된다. 부채널 임펄스 응답은 모든 사용자에 대해 수신된 데이터를 병렬로 추정하는 데이터 추정 및 간섭 제거 프로세서로 출력된다. 이 추정된 수신 데이터는 추가 처리를 위해 부채널 데이터 처리 블록으로 출력된다.

도 7에 도시된 것은 PIC 수신기에 이용되는 종래의 데이터 추정 및 간섭 제거 프로세스이다. PIC 수신기에서는 각 부채널이 전송 매체로 인해 임의의 사용자 송신기로부터 수신기까지 L 개의 별도 신호 경로로 구성된다고 미리 가정한다. 각각의 경로 L 에 있어서, 상대적인 지연, 진폭 및 위상은 도 6에 도시된 부채널 추정 프로세서에 의해 수신기에서 추정된다. 시스템에 존재하는 각 사용자 K 의 L 개의 별도 경로 각각에 대하여 PIC 수신기는 각각의 사용자의 특정 코드와 각각의 경로의 특정 시간 지연에 대해 매칭되는 역확산기(despreader)를 할당한다. 그러므로, 전체 KL 개의 역확산기가 역확산기 뱅크에 할당된다. 각각의 역확산기는 그 각각의 사용자로부터 수신된 데이터의 추정값을 생성한다. 동일한 사용자의 부채널의 상이한 경로에 대한 L 개의 데이터 추정값이 조합되어, 전송된 사용자 데이터의 완전한 데이터 추정값을 생성한다. 도 7에 도시하고 있는 바와 같이, 일반적인 종래 기술의 조합 방법은 최대 비율 조합(Maximal Ratio Combining : MRC) 방법이다. 다른 조합 방법론이 종래 기술에 존재하며 이용될 수 있다. 이 조합된 데이터 추정값은 간섭 제거 프로세서로 출력되는 추정된 심볼 정보를 발생하는 심볼 생성 프로세서로 출력된다.

사용자 K 각각에 대한 확산 코드와, KL 개의 경로 간의 상대적 지연은 간섭 제거 프로세서에 의해 알 수 있다. 이들 정보는 각각의 사용자의 수신 경로(즉, 1,2,3, ..., L)가 또다른 사용자의 L 개 신호 경로에 끼친 간섭 및 동일한 사용자의 $L-1$ 신호 경로에서 수신된 신호에 끼친 간섭의 추정값을 생성하는데 이용된다. 간섭 추정값이 조합 프로세서를 다시 통과하는 역확산기 출력에서 감산되어 개정된 데이터 추정값이 생성된다. 이 개정된 데이터 추정값은 또다른 개정된 데이터 추정값 세트를 생성하는데 이용되는 개정된 간섭 추정값을 생성하는데 다시 사용된다. 이론상, 상기 프로세스는 무한정 반복될 수 있다. 그러나, 사실상 상기 프로세스는 두세번 반복후 종료된다.

SD-PIC 및 HD-PIC 간의 차이는 심볼 생성 프로세스에 있다. SD-PIC에 있어서, 심볼 생성 프로세스는 수신된 심볼 결정에 관련된 확산 정보를 생성하고, HD-PIC에 있어서, 심볼 생성 회로는 수신된 심볼에 관련된 확산 정보를 생성하지 않는다. 이 차이는 수신기의 데이터 추정 유닛의 내부 처리에서만 관련된다. PIC 수신기의 양쪽 타입은 도 6에 도시하고 있는 전용 부채널 데이터 처리기에 의해 추가 처리하기 위한 소프트 및 하드 결정 심볼 추정값을 생성할 수 있다. 이것이 도 7에 도시되며 최종 수신기 출력을 생성하는 최종 출력 데이터 심볼 생성기를 설치함으로써 내부 데이터 심볼 생성 회로와 상이하다.

종래의 PIC 수신기가 지닌 원천적인 문제는 사용되고 있는 수신된 신호 모델에 존재한다. 종래 기술의 PIC 수신기에 있어서 각각의 부채널은 전송된 신호가 전송 매체에서 겪는 L 개의 개별 경로로 구성된다고 가정한다. 역확산 및 채널 매칭(조합 프로세서에 의해 수행) 연산의 분리는 이러한 가정의 결과이다. 그러나, 이러한 가정으로 제작된 수신기는 대개 다중 접속 간섭(MAI : multiple access interference)이라고 알려진, 확산 시퀀스에서 비직교성으로부터 야기된 간섭에 대해서만 보정할 수 있다. 통신 채널상에서의 전송 중에, 이들 심볼의 시간 확산으로 하여 1인의 사용자의 여러 심볼들 사이에 일어나는 간섭은 보정할 수 없다. 이러한 형태의 신호 손실은 보통 심볼간 간섭(ISI : Inter-Symbol Interference)이라고 한다. ISI는 "팻 핑거 효과(fat finger effect)"라고 알려진 현상을 일으킨다.

팻 핑거 효과는 동일한 사용자로부터의 2개의 경로가 2개의 개별 경로로서 수신기에 의해 해결될 수 없는 미소한 상대적인 시간 지연을 가질 때 일어난다. 수신기는 2개의 경로 중 어느 하나로부터의 데이터를 추정하는데 실패하므로 모든 사용자에게 불량한 수신기 성능을 조래한다.

종래 기술의 모든 PIC 수신기가 L 개의 경로의 단순화한 가정을 이용하여 역확산과 채널 조합 연산을 분리하기 때문에, 선형 다중 사용자 검출기의 정확한 수신 신호 모델을 이용하는 PIC 수신기가 바람직하다.

클라인(Klein) 등의 논문 "*Zero Forcing and Minimum Mean-Square Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division Multiple-Access Channels*"(1996년 5월 1일 이동 통신 기술에 대한 IEEE 트랜잭션, 제45권, 2호, 276-287 페이지)에는 조인트 검출 수신기가 개시되어 있다. 복수의 CDMA 데이터 신호로 이루어진 수신 신호는 백색화 정합 필터(whitening matched filter)를 통과한다. 백색화 정합 필터의 출력은 백색화 필터를 통과한다. 백색화 결과가 스케일링되고 피드백 루프를 통과하여 데이터 신호의 데이터가 재생된다. 피드백 루프는 임계 검출기와 피드백 오퍼레이터를 구비한다.

유럽 특허 제767 543 A2호에는 조인트 검출 수신기에 사용된 간섭 제거 시스템이 기재되어 있다. 수신된 훈련 순열(training sequence)을 이용하여, 전송된 데이터 신호에 대한 채널 펄스 응답이 추정된다. 추정된 채널 펄스 응답으로부터 모델링된 간섭이 데이터 신호의 조인트 검출에 이용하기 위하여 수신된 신호로부터 감산된다.

듀엘 할렌(Duel-Hallen)의 논문 "*A Family of Multiuser Decision-Feedback Detectors for Asynchronous Code-Division Multiple-Access Channels*"(1995년 2월 1일, 통신에 대한 IEEE 트랜잭션 제43권, 2/04호, Part 1 421-434 페이지)에는 다중 사용자 검출 수신기에 사용된 피드백 루프가 개시되어 있다. 피드포워드 필터의 출력은 판정 장치를 통과한다. 판정 장치는 가장 강한 수신 신호 세기에서부터 가장 낮은 세기까지 순서대로 각 데이터 신호에 대해 수신 데이터를 판정한다. 추정된 데이터 신호는 피드백 필터를 통과한다. 각각의 필터링된 데이터 신호는 원래의 피드포워드 필터 출력으로부터 감산된다. 이 혼합된 신호가 판정 장치에 공급되어 피드백 루프를 완료한다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 명세서에서 제시되는 평행 간섭 제거 수신기 시스템과 방법은 블록 선형 등화기에 사용되는 것과 유사한 수신 신호 모델을 이용하여 임펄스 응답 간섭을 감소시킨다. 블록 선형 등화기는 역상관 수신기와, 제로 포싱 수신기, 최소 평균 제곱 오차 수신기 등을 포함한다. 본 발명은 직접 간섭 제거기의 출력을 보정하는 간섭 계산 프로세서 피드백 루프를 포함한다. m 회 반복 프로세스는 정합 필터의 출력 심볼로부터 간섭을 제거한다. PIC 수신기는 부채널 각각이 여러개의 개별 경로로 구성된다고 가정되지 않는 다양한 블록 선형 등화기의 수신된 신호 모델을 이용한다. 수신기는 각각의 부채널의 임펄스 응답 특성을 총괄적으로 추정한다.

따라서, 본 발명의 목적은 CDMA 인터페이스를 통하여 복수의 신호를 수신하고 디코딩하는 시스템과 방법을 제공하는 것이다.

본 발명의 또다른 목적은 계산량이 적으며 정확성이 높은 PIC 수신기 시스템과 방법을 제공하는 것이다.

당업자라면 이하의 양호한 실시예에 대한 상세한 설명으로부터 본 발명의 다른 목적과 장점을 알 수 있을 것이다.

발명의 구성 및 작용

동일한 요소에는 동일한 참조 번호를 부여한 첨부 도면을 참조하여 실시예들을 설명하겠다.

도 8에 도시된 본 발명의 평행 간섭 제거 수신기(17)는 공통 CDMA 채널을 통하여 전송하는 복수의 사용자를 수신후 검출한다. 수신기(17)는 이산 시간 블록에서 각각의 사용자 부채널로부터의 조합된 데이터를 포함하는 입력 벡터(r) 형식으로 전송되는 모든 사용자(k)로부터의 데이터를 입력하는 입력부(19)와, 사용자 각각에 대한 개별 임펄스 응답 추정값($h^{(k)}$)을 도출하고 전체 시스템 응답 행렬(A)을 구성하는 채널 추정 프로세서(21)와, 간섭없는 사용자 데이터($d^{(k)}$)를 생성하는 데이터 추정 및 간섭 제거기(23)와, 수신된 채널 데이터(r)로부터 사용자 k 각각에 대한 사용자 데이터($d^{(k)}$)를 출력 벡터의 형태로 출력하는 출력부(25)를 포함한다. 평행 간섭 제거기(17)는, 부수적인 메모리(collateral memory)를 구비하며 다양한 벡터 및 행렬 연산을 수행하는 복수의 프로세서를 포함한다. 선택적 실시예에서는 다양한 프로세서의 기능을 수행하는 DSP와 고정 게이트 어레이를 이용하여 본 발명(17)을 구현한다. 전체 사용자 수 K 와 사용자 각각에 대한 확산율 $Q^{(k)}$ ($k=1,2,3 \dots K$)는 전송 지침 또는 PIC 수신기(17)에 미리 로딩된 것에 의해 이미 알려져 있다.

복조후에, 수신된 신호(r)는 개별적인 k 개의 부채널 임펄스 응답 추정값이 벡터 $h^{(k)}$ 로서 모델링되는(27) 채널 추정 프로세서(21)에 입력되어(19), 수신된 모든 데이터 신호에 대하여 부채널 자신의 심볼로 인한 심볼간 간섭(ISI)과 다른 사용자 부채널로부터의 심볼로 인한 MAI가 보정된다. 개별적인 k 개의 부채널 임펄스 응답 추정값($h^{(k)}$)은 동일한 사용자 확산 코드와 조합되는(수학식 3) 제1 메모리(29)에 입력되어 그 사용자에 대한 시스템 전송 응답 추정 행렬($A_n^{(k)}$)이 생성된다. 각각의 시스템 전송 응답 추정 행렬($A_n^{(k)}$)은 전체 시스템 전송 응답 행렬(A)이 구성되는 제2 메모리로 출력된다. 전체 시스템 전송 응답 행렬(A)은 전체 시스템 전송 임펄스 응답 추정 행렬($A_n^{(k)}$)로 이루어진다(수학식 7). 전체 시스템 전송 응답 행렬(A)은 동작중인 송신기에 의해 이용되는 모든 부채널에 대한 조인트 정보를 포함하고, 수신된 데이터 신호(r)에 존재하는 임의의 가능한 상호 채널 및 심볼간 간섭에 관한 정보도 포함한다.

전체 시스템 전송 응답 행렬(A)은 수신된 데이터 벡터(r)를 기초로 전송 데이터를 추정하는 데이터 검출 및 간섭 제거기(23)에 출력된다. 데이터 검출 프로세서(23)는 부채널 데이터 심볼을 추정하고 수신된 데이터 벡터($d^{(k)}$)를 인터리버, 비터비 디코더(Viterbi decoder) 등의 부채널 처리 유닛($33_1, 33_2, 33_3, \dots, 33_k$)에 출력한다.

데이터 추정 및 간섭 제거기(23)는 도 9에 도시되어 있다. 데이터 검출 프로세서(23)는 입력(19) 데이터 벡터(r)를 정합 필터링하여 정합 필터 출력 벡터(y)를 생성하는 정합 필터(35)와, 정합 필터(35)의 출력 벡터(y)로부터 피드백 간섭(c)을 제거하는 가산기(37)와, 사용자 데이터($d^{(k)}$)의 추정값을 도출하는 직접 간섭 제거기(38)와, 반복/카운터 스위치(41)와, 피드백 간섭 프로세서(43) 및 추정된 사용자 데이터($d^{(k)}$)로부터 심볼을 구성하는 심볼 생성기(45)로 구성된다.

조합된 사용자 데이터(r)로부터 특정 사용자의 사용자 데이터($d^{(k)}$)를 구하기 위하여, 사용자 데이터(r)는 정합 필터(35) 등을 이용하여 필터링되어야 한다. 이러한 기술에 있어 한가지 알아야 할 점은, 정합 필터(35)에서는 전송 전의 신호를 나타내는 레벨로 출력을 생성하기 위하여 확산 펄스 형태와 사용자 부채널 임펄스 응답의 조합의 복소 공액을 요소로 갖는 응답 특성을 필요로 한다는 것이다. 정합 필터(35)에서 임의의 응답 특성에 매칭되지 않는 신호 r 입력(19)은 더 낮은 출력을 생성한다.

정합 필터(35)는 선형 다중 사용자 수신기에 의해 수행되는 정합 필터링 연산과 유사하다. 정합 필터(35) 연산은 종래의 평행 간섭 제거 수신기의 역확산 연산과 달리 수학식(9)에 의해 설명된다. 입력 사용자 데이터(r)는 각각의 특정 부채널 k 에 대한 확산 코드($v^{(k)}$)와 부채널 임펄스 응답($h^{(k)}$)에 정합된다. 정합 필터(35) 출력 벡터(y)의 각각의 요소는 전송된 데이터 벡터(d)에서 대응하는 심볼의 제1의 개략 추정값이다.

전체 시스템 전송 응답 행렬(A)은 정합 필터(35)에 응답 특성을 제공한다. 시스템 응답 행렬(A)의 각각의 열은 특정 심볼의 응답 특성을 나타내는 벡터이다. 수신된 데이터 벡터(r)는 전체 시스템 전송 응답 행렬(A)의 모든 응답 특성과 정합되어 정합 필터 출력 벡터(y)를 생성하는 정합 필터(35)로 입력된다. 출력 벡터(y)의 각각의 요소는 임의의 사용자에 의해 전송된 특정 심볼의 예비 추정값에 대응한다.

정합 필터(35)의 출력 벡터(y)는 직접 간섭 제거기(39)에 입력된다. 직접 간섭 제거기(39)는 정합 필터(35)의 출력 벡터(y)에 부분적 간섭 제거 연산을 행한다. 이 연산은 스케일링 연산(scaling operation)이거나 더 복잡한 연산일 수 있다. 부분적 간섭이 제거된 벡터(y)는 데이터 심볼 추정값(d)으로서 출력되고 반복/카운터 스위치(41a)를 통해 피드백 간섭 프로세서(43)에 입력된다.

피드백 간섭 프로세서(43)는 이전에 직접 간섭 제거기(39)에 의해 제거되지 않은 벡터(c)로서의 간섭 추정 출력이 되도록 직접 간섭 제거기(39)의 출력 추정값(d)을 이용한다. 간섭 추정값(c)은 정합 필터(35) 출력 벡터(y)로부터 감산된다. 결과

z 는 정합 필터(35) 출력 벡터(y)에서 감산된 간섭 추정값(c)만큼 적은 값이다. 반복적 간섭 감산 프로세스는 원하는 신호 보정의 정도에 따라 m 회 반복될 수 있다. m 회 반복후, 정합 필터(35) 출력(y)에서 간섭이 제거되고 반복 카운터 스위치(41)는 최종 출력 심볼 생성(45)을 위해 출력값(d)을 41b로 전환한다.

도 9에 도시된 직접 간섭 제거기(39)/피드백 간섭 프로세서(43)의 부궤환 제어 루프 연산은 m 회 반복 수신기를 나타낸다. 예를 들어, $m=2$ 이면, PIC 수신기(17)는 제거 프로세스를 2회 반복한다. 피드백 간섭 프로세서(43)에 의해 출력된 간섭 벡터로서의 $c(m)$ 과 직접 간섭 제거기(39)에 의해 출력된 심볼 추정값 벡터로서의 $d(m)$ 은 m 번째 반복에서 수학식 10과 수학식 11로 표시된다.

$$\text{수학식 10} \\ \vec{d}(m) = S(\vec{y} - \vec{c}(m))$$

$$\text{수학식 11} \\ \vec{c}(m) = T\vec{d}(m-1)$$

여기서, 직접 간섭 제거기(39)는 정합 필터 출력 벡터(y)와 행렬 S 와의 곱셈을 행하고, 피드백 간섭 프로세서(43)는 심볼 추정값(d)과 행렬 T 와의 곱셈을 행한다. $d(m)$ 의 초기 조건은 0이다. 당업자라면 시스템의 연산에 큰 영향을 주지 않는 범위에서 다른 초기 조건들을 선택할 수 있다는 것을 알 것이다.

직접 간섭 제거기(39)의 출력은 마지막 반복 m 회 후의 벡터 $d(m)$ 가 된다. 종래의 평행 간섭 제거 수신기에서 처럼, 이 출력은 시스템의 요구 조건에 따라 출력 심볼 추정값에 대한 하드 또는 소프트 결정 정보를 생성하는 최종 출력 심볼 생성기(45)에 의해 처리된다.

본 발명(17)에 의해 수행되는 반복수(m)에 따라, 데이터 추정 및 간섭 제거기의 출력($d(m)$)을 수학식 12와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{수학식 12} \\ \vec{d}(m) = (ST + I)^{-1}S\vec{y} + (-1)^m(ST)^{m+1}(ST + I)^{-1}S\vec{y}$$

여기서, 안정 상태 응답은 수학식 13으로 표시되고,

$$\text{수학식 13} \\ \vec{d}_{ss} = (ST + I)^{-1}S\vec{y}$$

과도 응답은 수학식 14로 표시된다.

$$\text{수학식 14} \\ \vec{d}_i(m) = (-1)^m(ST)^{m+1}(ST + I)^{-1}S\vec{y}$$

PIC 수신기(17)는 반복수가 증대함에 따라 과도 응답이 0에 가까워진다면 안정 상태 응답으로 수렴한다. 이것이 발생할 때, 수신기(17)는 수학식 13에 나타낸 안정 상태 응답으로 수렴한다.

ZF-BLE, MMSE-BLE 등의 종래의 선형 수신기와 역상관기의 안정 상태 응답은 수학식 15와 같이 정의된다:

$$\text{수학식 15}$$

$$\vec{d} = O^{-1}\vec{y}$$

여기서, O 는 목적 행렬이다.

수학식 13과 15를 다시 참조하여, $(ST+D)^{-1}S=O^{-1}$ 를 만족하는 행렬 S 와 T 가 선택되고 수학식 10과 11에 정의된 바와 같이 수신기(17)가 수렴한다면, 수신기는 목적 행렬(O)에 의해 정의된 선형 수신기에 수렴할 것이다. $(ST+D)^{-1}S=O^{-1}$ 를 만족하기 위하여 선형 대수에서는 행렬 S , T 및 O 가 수학식 16의 항등식을 만족해야 한다.

수학식 16

$$O = T + S^{-1}$$

목적 행렬(O)의 역행렬을 구하지 않고, 수학식 16은 목적 행렬(O)을 2개의 개별 행렬 T 와 S^{-1} 로 분리한다. 행렬 T 는 피드백 간섭 프로세서(43)를 정의한다. 행렬 S (행렬 S^{-1} 의 역행렬)는 직접 간섭 제거기(39)를 정의한다. 본 발명(17)은 행렬 O 의 역행렬을 피드백 루프에서 또다른 행렬(S^{-1})의 역행렬 및 일련의 행렬곱으로 대체한다.

본 발명(17)의 장점은, 행렬 S^{-1} 이 원래의 목적 행렬(O)보다 역행렬을 구하는 것이 훨씬 덜 복잡하다는 사실에 있다. 예컨대, 행렬 S^{-1} 는 대각선 행렬(주대각선에만 비제로 개체가 존재하는 행렬)일 수 있다. 대각선 행렬의 역행렬은 주대각선에 놓이는 각 개별 요소의 역수만 요구한다.

2개의 행렬 T 와 S 의 공식을 수학식 16과 조합하면, 일반 PIC 수신기에 대한 특수한 형태가 생성된다. 목적 행렬(O)을 갖는 임의의 선형 수신기가 주어지면, 행렬 S 는 다음과 같이 정의된다.

수학식 17

$$S^{-1} = \text{diag}(O)$$

여기서 $\text{diag}(X)$ 는 주대각선에 놓인 개체가 X 의 주대각선 개체와 동일하고 행렬의 그외 모든 개체는 제로인 행렬을 정의한다. 수학식 16을 이용하여 행렬 T 를 풀면 수학식 18과 같다.

수학식 18

$$T = O - S^{-1}$$

직접 간섭 제거기(39)는 $z(m)$ 과 행렬 $S(\text{diag}(O))$ 의 역행렬)의 곱셈을 행하기 때문에, 제거기(39)는 벡터 $z(m)$ 의 각 개별 요소의 스케일링을 수행한다. 피드백 간섭 프로세서(43)에서 수행된 $d(m)$ 과 행렬 T 의 행렬곱은 간섭 성분을 계산한다. 이 구조를 포함하는 수신기를 피드백에서 간섭이 완전히 제거된 평행 간섭 제거 수신기 또는 PIC-fl 수신기라고 한다.

제로 포싱 메커니즘을 필요로 하는 시스템에서 수신기는 ZF-BLE 선형 수신기에 수렴해야만 한다. 본 발명의 ZF-PIC-fl(17)은 ZF-BLE 목적 행렬 $O=A^H A$ 를 이용한다. 그러므로, 행렬 S 와 T 는 수학식 19 및 수학식 20과 같이 정의된다.

수학식 19

$$S^{-1} = \text{diag}(A^H A)$$

수학식 20

$$T = A^H A - \text{diag}(A^H A)$$

최소 평균 제곱 오차 수용 메커니즘을 필요로 하는 시스템의 수신기는 MMSE-BLE 선형 수신기에 수렴해야만 한다. 본 발명의 MMSE-PIC-fl 수신기(17)는 MMSE-BLE 목적 행렬 $O=A^H A+ \sigma^2 I$ 를 이용한다. 따라서, 행렬 S 와 T 는 수학식 21 및 수학식 22와 같이 정의된다.

수학식 21

$$S^{-1} = \text{diag}(A^H A) + \sigma^2 I$$

수학식 22

$$T = A^H A - \text{diag}(A^H A)$$

역상관 수신기를 필요로 하는 시스템에 있어서 채널 추정 프로세서(21) 내에 구성되는 전체 시스템 응답 행렬(A)은 채널 영향을 무시하는 상호 상관 행렬로서 구성된다. 수신기 구조는 전술한 ZF-PIC-fl 구조와 동일하지만, 변형된 형태의 A 행렬을 이용한다.

당업자라면 숙지하고 있는 바와 같이, 피드백 루프에서 완전 간섭 제거가 행해지는 다른 PIC 수신기(PIC-fl 수신기)를 기존의 모든 선형 수신기 모델과 함께 본 발명(17)의 시스템과 방법을 이용하여 제작할 수 있다. 2개의 선형 수신기 모델인 ZF-BLE와 MMSE는 예시적인 실시예로서 나타내었다. 본 발명(17)의 방법을 이용하여, 선형 수신기는 먼저 수렴 결정이 선택된다.

동일한 시스템 구조(23)를 이용하는 본 발명(17)의 또다른 실시예에서는 심볼간 간섭(ISI) 제거를 직접 간섭 제거기(39)에 위임한다. 피드백 간섭 프로세서(43)는 다중 접속 간섭(MAI)을 제거하는데 이용된다. 이 실시예를 직접 ISI 제거 기능을 갖는 평행 간섭 제거기(PIC-dISI)라고 한다. 레즈닉이 발표한 상기 참조 논문에 기재되어 있는 바와 같이, 이 방법은 PIC-fl 보다 더 복잡하지만, 향상된 성능을 제공한다.

제로 포싱 메커니즘을 필요로 하는 시스템의 수신기는 ZF-BLE 선형 수신기에 수렴해야만 한다. 본 발명(17)의 시스템과 방법을 이용하여 이 수신기는 행렬 S 와 T 가 각각 수학식 23 및 수학식 24와 같이 정의되는 ZF-PIC-dISI 수신기라고 부른다.

수학식 23

$$S^{-1} = \begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & & 0 \\ & \ddots & & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix}$$

수학식 24

$$T = A^H A - S^{-1}$$

최소 평균 제곱 오차 수용 메커니즘을 필요로 하는 시스템에서 수신기는 MMSE-BLE 선형 수신기에 수렴해야 한다. 본 발명(17)의 시스템과 방법을 이용하여, 이 수신기는 행렬 S 와 T 가 수학식 25 및 수학식 26과 같이 정의되는 MMSE-PIC-dISI 수신기라고 부른다.

수학식 25

$$S^{-1} = \begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & & 0 \\ & \ddots & & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix} + \sigma^2 I$$

수학식 26

$$T = A^H A - S^{-1} + \sigma^2 I$$

역상관 수신기를 필요로 하는 시스템에 있어서 채널 추정 프로세서(21) 내에 구성되는 전체 시스템 응답 행렬(A)은 채널 영향을 무시하는 상호 상관 행렬로서 구성된다. 수신기 구조는 전술한 ZF-PIC-dISI 구조와 동일하지만, 변형된 형태의 A 행렬을 이용한다.

기존에 존재하는 모든 선형 수신기 모델과 함께 본 발명(17)의 시스템과 방법을 이용하여, 직접 ISI 제거 기능을 갖는 다른 PIC 수신기를 제작할 수 있다. 2개의 선형 수신기인 ZF-BLE와 MMSE-BLE는 PIC-dISI 수신기 구조로 실시된 것으로 나타났다. PIC-fl 수신기에서와 같이, 선형 수신기는 먼저 수렴 결정이 선택된다.

이상에서 설명한 수신기는 간섭 레벨이 낮을 때에 양호하게 수렴한다. 정확한 전력 제어 기능을 갖는 제안된 UTMS 3 세대 광대역 CDMA 규격의 주파수 분할 듀플렉스(FDD) 모드와 같은 다중 접속 시스템은 낮은 간섭 레벨을 나타낸다. 전술한 바와 같이, 본 발명(17)은 전술한 수신기에 한정되지 않는다. 행렬 S와 T의 어떤 선택도 다른 수신기 구조를 가능하게 한다. 목적 행렬(O)이 주어지면, 수학식 16은 그 목적 행렬(O)에 의해 정의된 선형 수신기에 수렴하는 다수의 수신기 구조를 정의한다. S와 T를 상이하게 선택하면 원하는 수신기의 성능과 복잡성이 달라진다. PIC-dISI 수신기의 경우에서와 같이 직접 간섭 제거기(39)의 성능을 활용할 때 우수한 수신기(17) 성능을 얻을 수 있다. 그러나, 직접 간섭 제거기(39)에 더 많은 일을 위임하는 것은 더 복잡한 행렬의 역행렬 계산을 요구하므로, 수신기의 복잡성이 증대된다. 이는 행렬 T를 0으로 설정함으로써 알 수 있다. 결과는 목적 행렬(O)의 역행렬을 구해야 하는 종래의 선형 수신기 모델이다.

이상에서는 선형 소프트 결정 평행 간섭 제거 수신기를 설명하였다. 하드 결정 평행 간섭 제거 수신기(47)는 도 10에 도시된 바와 같이 심볼 추정값(d^(m))에 대해 하드 결정(49)을 형성하는 피드백 경로에 심볼 생성기를 추가함으로써 달성된다. 비선형 소프트 결정 평행 간섭 제거 수신기(51)는 하드 심볼 생성기(49)를 도 11에 도시된 바와 같이 비선형 소프트 결정 심볼 생성기(53)로 대체함으로써 달성될 수 있다.

본 발명을 양호한 실시예에 대하여 설명하였지만, 당업자라면 이하의 청구범위로 규정되는 본 발명의 사상 내에서 다른 변형 실시예가 가능하다는 것을 알 것이다.

발명의 효과

본 발명에 의하면, 계산량이 적으며 정확성이 높은 PIC 수신기 시스템과 방법을 제공할 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

수신기에 사용되며 CDMA 인터페이스를 통해 복수의 송신기로부터 수신된 통신 신호(r)를 복수의 원하는 신호(d^(k))로 분리하는 간섭 제거기(17)로서, 상기 통신 신호(r)를 수신하여 상기 복수의 원하는 신호(d^(k))에 대한 임펄스 응답 추정값(A)을 생성하는 채널 추정 프로세서(21)를 포함하고, 상기 임펄스 응답 추정값은 데이터 추정 및 간섭 제거기(23)에 결합되는 것인 상기 간섭 제거기(17)에 있어서, 상기 데이터 추정 및 간섭 제거기(23)는,

상기 통신 신호(r)와 상기 채널 추정 프로세서(21) 출력(A)에 결합되어 선택 신호가 포함된 상기 원하는 신호의 추정값(y)을 가산기(37)의 제1 입력(+)에 출력하는 정합 필터(35)와;

직접 간섭 제거기(39)에 결합되는 출력(z(m))을 갖는 상기 가산기(37)와;

복수의 원하는 신호(d(m))의 제1 행렬곱을 이용하여 스케일링된 추정값을 반복 카운터(41)의 입력에 출력하는 상기 직접 간섭 제거기(39)와;

피드백 간섭 프로세서(43)에 결합된 제1 출력부(41a)를 구비한 상기 반복 카운터(41)와;

상기 선택 신호의 간섭 추정값(c(m))을 상기 가산기(37)의 제2 입력(-)에 출력하는 상기 피드백 간섭 프로세서(43)와;

상기 반복 카운터(41)에 의해 m회 반복 동안 상기 정합 필터(35) 출력(y)으로부터 감산된 상기 간섭 추정값(c(m))을 포함하고, 이에 의해 상기 반복 카운터(41)는 복수의 원하는 신호(d^(k))로서 상기 원하는 신호의 추정값(d(m))을 출력하는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 채널 추정 프로세서(21)는

상기 통신 신호(r)에 결합되어 상기 복수의 원하는 신호($d^{(k)}$)에 대한 채널 임펄스 응답 추정값($h^{(k)}$)을 출력하며, 시스템 응답 행렬 어셈블러(29)에 결합되는 채널 추정기(27)와;

상기 복수의 원하는 신호($d^{(k)}$)에 대한 시스템 응답 행렬($A_{(n)}^{(k)}$)을 출력하는 상기 시스템 응답 행렬 어셈블러(29)와;

전체 시스템 응답 행렬(A) 출력으로 어셈블링되는 상기 시스템 응답 행렬($A_{(n)}^{(k)}$)을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 3.

제1항에 있어서, 상기 직접 간섭 제거기(39)의 연산은 행렬 S 에 의해 정의되고 상기 피드백 간섭 프로세서(43)의 연산은 행렬 T 에 의해 정의되며, 상기 행렬 S 와 상기 행렬 T 는 관계식

$$O = T + S^{-1}$$

을 가지며, 여기에서 행렬 O 는 전체 시스템 응답 행렬(A)을 이용하여 형성된 수신기 구조를 정의하는 목적 행렬인 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 4.

제3항에 있어서, 상기 목적 행렬(O)은 상기 전체 시스템 응답 행렬의 에르미트 행렬(A^H)에 상기 전체 시스템 응답 행렬(A)을 곱함으로써 도출되는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 5.

제3항에 있어서, 상기 행렬 S 는

$$S = (\text{diag}(O))^{-1}$$

로서 정의되고, 상기 행렬 T 는

$$T = O - \text{diag}(O)$$

로서 정의되는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 6.

제5항에 있어서, 상기 목적 행렬(O)은 제로 포싱 블록 선형 등화기를 나타내는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 7.

제5항에 있어서, 상기 목적 행렬(O)은 최소 평균 제곱 오차 블록 선형 등화기를 나타내는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 8.

제5항에 있어서, 상기 목적 행렬 O 은 $O = A^H A$ 로서 정의되고, 여기서 A 는 전체 시스템 응답 행렬인 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 9.

제3항에 있어서, 상기 행렬 S 는 상기 직접 간섭 제거기(39)가 각각의 선택 신호의 심볼간 간섭(ISI)의 제거를 행하도록 정의되고, 상기 행렬 T 는 상기 피드백 간섭 프로세서(43)가 상기 원하는 신호($d^{(k)}$)에 의해 각각 선택 신호에 부과된 다중 접속 간섭(MAI)을 계산하도록 정의되는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 10.

제3항에 있어서, 상기 반복 카운터(41)의 상기 제1 출력부(41a)와 상기 피드백 간섭 프로세서(43) 입력부 사이에 결합되어 상기 원하는 신호 추정값($d(m)$)에 대한 하드 결정을 생성하는 하드 결정 심볼 생성기(49)를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 11.

제10항에 있어서, 상기 행렬 S 는

$$S = (\text{diag}(O))^{-1}$$

로서 정의되고, 상기 행렬 T 는

$$T = O - \text{diag}(O)$$

로서 정의되는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 12.

제3항에 있어서, 상기 행렬 S 는 상기 직접 간섭 제거기(39)가 각각의 선택 신호의 심볼간 간섭(ISI)의 제거를 행하도록 정의되고, 상기 행렬 T 는 상기 피드백 간섭 프로세서(43)가 상기 원하는 신호($d^{(k)}$)에 의해 각각 선택 신호에 부과된 다중 접속 간섭(MAI)을 계산하도록 정의되는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 13.

제3항에 있어서, 상기 반복 카운터(41)의 상기 제1 출력부(41a)와 상기 피드백 간섭 프로세서(43) 입력부 사이에 결합되어 상기 원하는 신호 추정값($d(m)$)에 대해 비선형 소프트 결정을 생성하는 비선형 소프트 결정 심볼 발생기(53)를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 14.

제13항에 있어서, 상기 행렬 S 는

$$S = (\text{diag}(O))^{-1}$$

로서 정의되고, 상기 행렬 T 는

$$T = O - \text{diag}(O)$$

로서 정의되는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 15.

제13항에 있어서, 상기 행렬 S 는 상기 직접 간섭 제거기(39)가 각각의 선택 신호의 심볼간 간섭(ISI)의 제거를 행하도록 정의되고, 상기 행렬 T 는 상기 피드백 간섭 프로세서(43)가 상기 원하는 신호($d^{(k)}$)에 의해 각각 선택 신호에 부과된 다중 접속 간섭(MAI)을 계산하도록 정의되는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 16.

제15항에 있어서, 상기 행렬 S 는

$$S = \begin{pmatrix} A^{(1)H}A^{(1)} & & & & O \\ & \ddots & & & \\ & & A^{(k)H}A^{(k)} & & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & & A^{(K)H}A^{(K)} \end{pmatrix}^{-1}$$

로서 정의되고, 상기 행렬 T 는

$$T = A^H A - S^{-1}$$

로서 정의되는 것을 특징으로 하는 간섭 제거기(17).

청구항 17.

CDMA 인터페이스를 통해 복수의 송신기로부터 수신된 신호(r)를 복수의 원하는 신호($d^{(k)}$)로 분리하는 방법에 있어서,

- a) 상기 수신된 신호(r)의 임펄스 응답 추정값($h^{(k)}$)으로부터 전체 시스템 응답 행렬(A)을 생성하는 단계와;
- b) 상기 수신된 신호(r)를 상기 전체 시스템 응답 행렬(A)로 필터링하여 선택 신호(y)가 포함된 원하는 신호의 추정값을 생성하는 단계와;
- c) 상기 전체 시스템 응답 행렬(A)를 이용하여 목적 행렬(O)을 형성하는 단계와;
- d) 상기 목적 행렬(O)로부터 S 행렬을 도출하는 단계와;
- e) 상기 목적 행렬(O)로부터 T 행렬을 도출하는 단계와;
- f) 상기 행렬 S 를 곱함으로써 상기 필터 출력(y)을 원하는 신호 추정값($d(m)$)으로서 스케일링하는 단계와;
- g) 상기 스케일링된 출력($d(m)$)에 상기 행렬 T 를 곱함으로써 간섭 추정값($c(m)$)을 계산하는 단계와;
- h) 상기 필터 출력(y)으로부터 상기 간섭 추정값($c(m)$)을 감산하는 단계와;
- i) 상기 필터 출력에서 상기 간섭 추정값($z(m)$)을 뺀 값에 상기 행렬 S 를 곱함으로써 원하는 신호 추정값($d(m)$)으로서 스케일링하는 단계와;
- j) 상기 단계 g)에서 i)까지를 m 회 반복하는 단계와;
- k) 복수의 원하는 신호($d^{(k)}$)로서 상기 원하는 신호 추정값($d(m)$)을 출력하는 단계를 포함하는 수신 신호 분리 방법.

청구항 18.

제17항에 있어서, 상기 단계 d)에서 상기 행렬 S 는

$$S = (\text{diag}(O))^{-1}$$

로서 정의되고, 상기 단계 e)에서 상기 행렬 T 는

$$T = O - \text{diag}(O)$$

로서 정의되는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 19.

제17항에 있어서, 상기 단계 c)는 제로 포싱 블록 선형 등화기를 나타내는 상기 목적 행렬(O)을 선택하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 20.

제17항에 있어서, 상기 단계 f)와 단계 g)는 상기 스케일링이 각각의 선택 신호의 심볼간 간섭(ISI)의 제거를 행하도록 상기 행렬 S 를 정의하는 단계와, 상기 계산 간섭 추정값이 상기 원하는 신호($d^{(k)}$)에 의해 각각 선택 신호에 부과된 다중 접속 간섭(MAI)을 계산하도록 상기 행렬 T 를 정의하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 21.

제20항에 있어서, 상기 단계 c)에서 상기 목적 행렬(O)은 제로 포싱 블록 선형 등화기를 나타내는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 22.

제17항에 있어서, 상기 단계 g)는 상기 원하는 신호 추정값($d(m)$)에 대해 하드 결정을 생성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 23.

제22항에 있어서, 상기 단계 d)에서 상기 행렬 S 는

$$S = (\text{diag}(O))^{-1}$$

로서 정의되고, 상기 단계 e)에서 상기 행렬 T 는

$$T = O - \text{diag}(O)$$

로서 정의되는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 24.

제22항에 있어서, 상기 단계 c)에서 상기 목적 행렬(O)은 제로 포싱 블록 선형 등화기를 나타내는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 25.

제22항에 있어서, 상기 단계 c)에서 상기 목적 행렬(O)은 최소 평균 제곱 오차 블록 선형 등화기를 나타내는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 26.

제22항에 있어서, 상기 단계 f)와 단계 g)는 상기 스케일링이 각각의 선택 신호의 심볼간 간섭(ISI)의 제거를 행하도록 상기 행렬 S 를 정의하는 단계와, 상기 계산 간섭 추정값이 상기 원하는 신호($d^{(k)}$)에 의해 각각 선택 신호에 부과된 다중 접속 간섭(MAI)을 계산하도록 상기 행렬 T 를 정의하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 27.

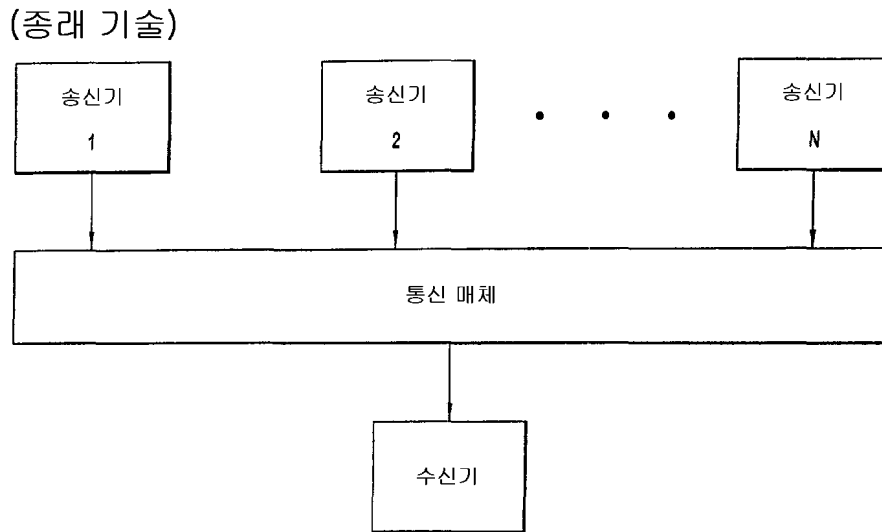
제17항에 있어서, 상기 단계 g)는 상기 원하는 신호 추정값($d(m)$)에 대해 비선형 소프트 결정을 생성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

청구항 28.

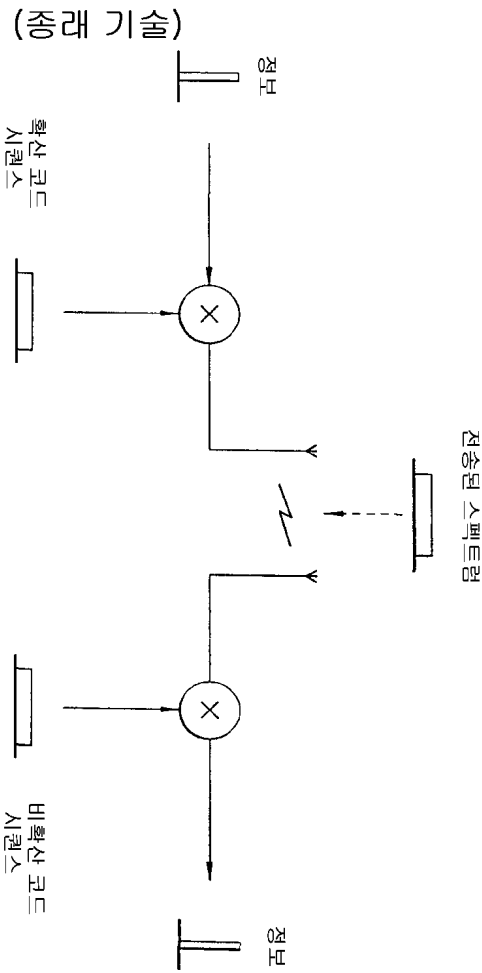
제27항에 있어서, 상기 단계 f)와 단계 g)는 상기 스케일링이 각각의 선택 신호의 심볼간 간섭(ISI)의 제거를 행하도록 상기 행렬 S 를 정의하는 단계와, 상기 계산 간섭 추정값이 상기 원하는 신호($d^{(k)}$)에 의해 각각 선택 신호에 부과된 다중 접속 간섭(MAI)을 계산하도록 상기 행렬 T 를 정의하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신 신호 분리 방법(17).

도면

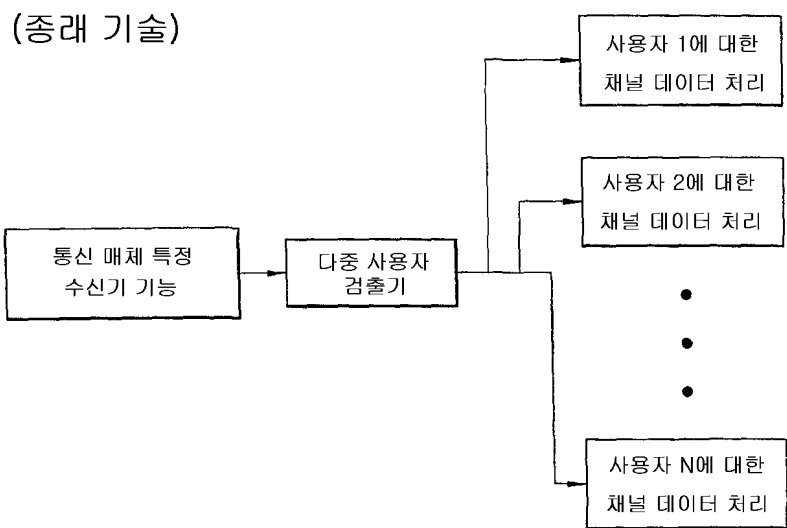
도면1



도면2

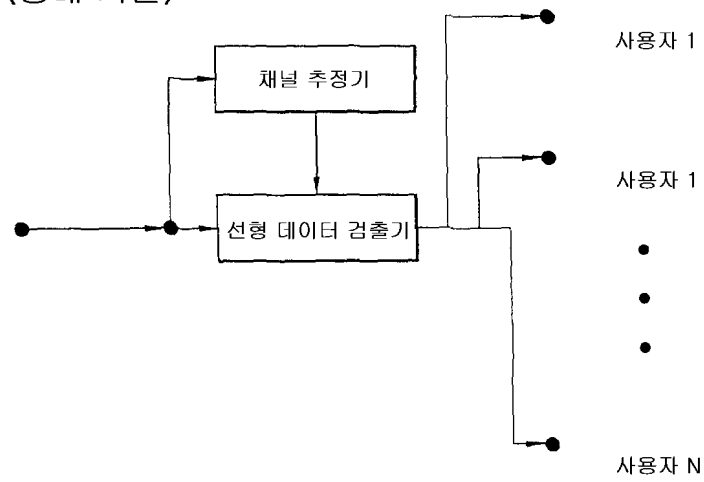


도면3



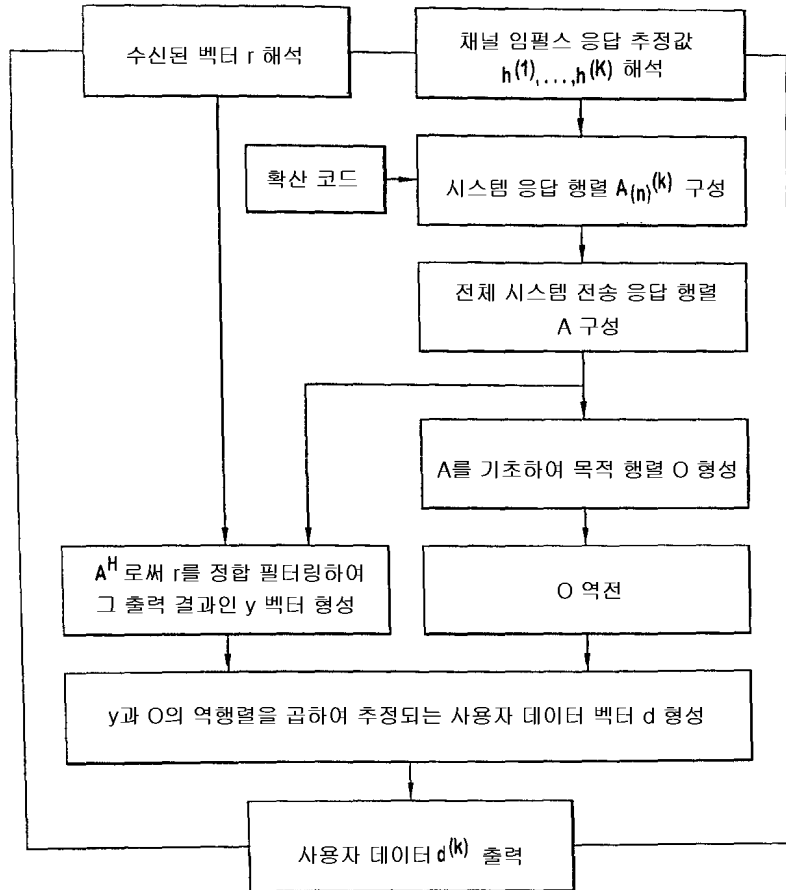
도면4

(종래 기술)

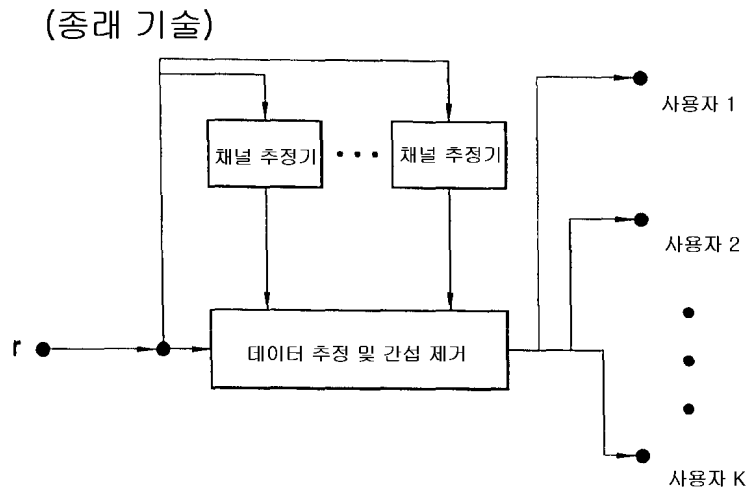


도면5

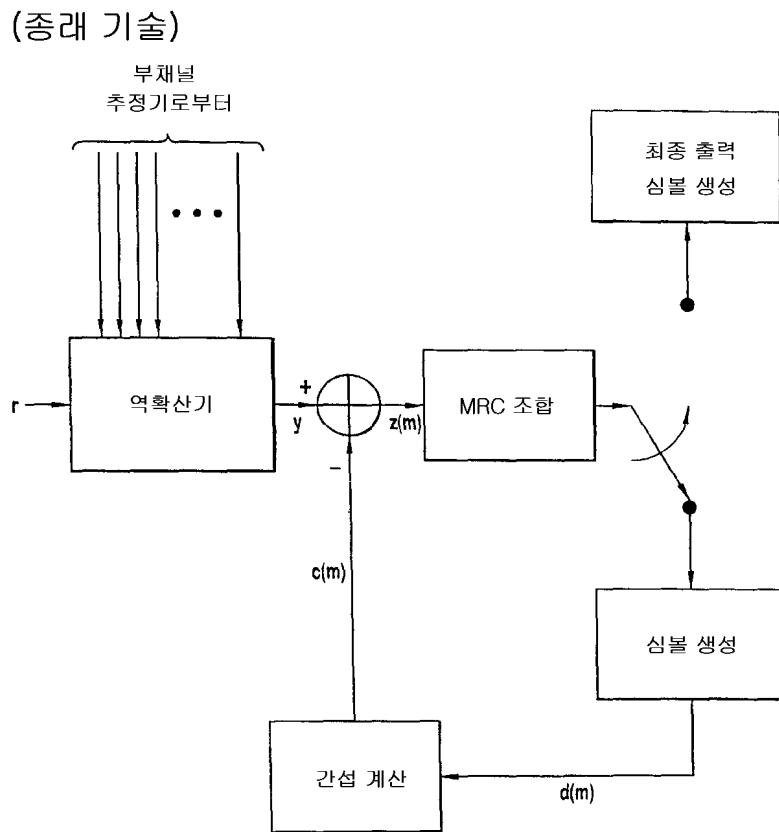
(종래 기술)



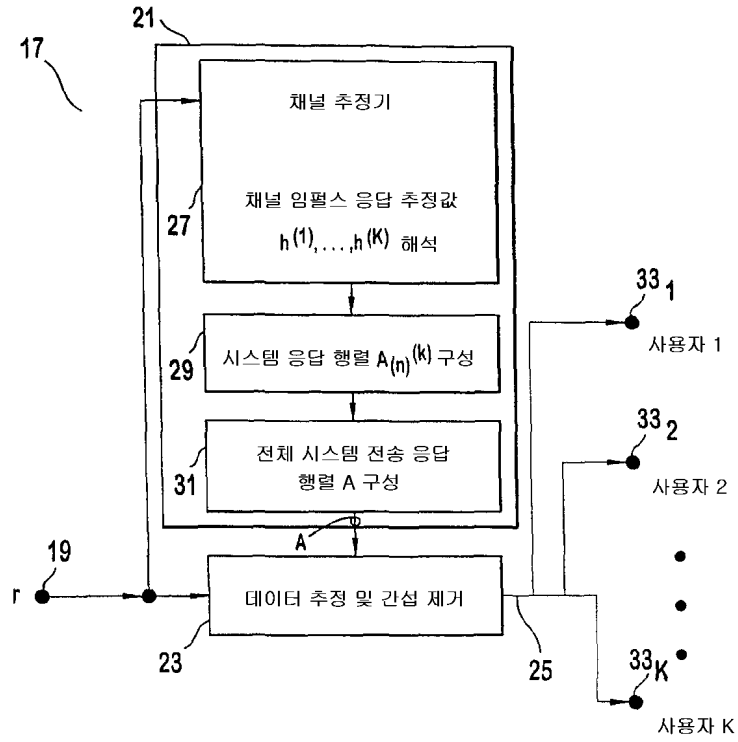
도면6



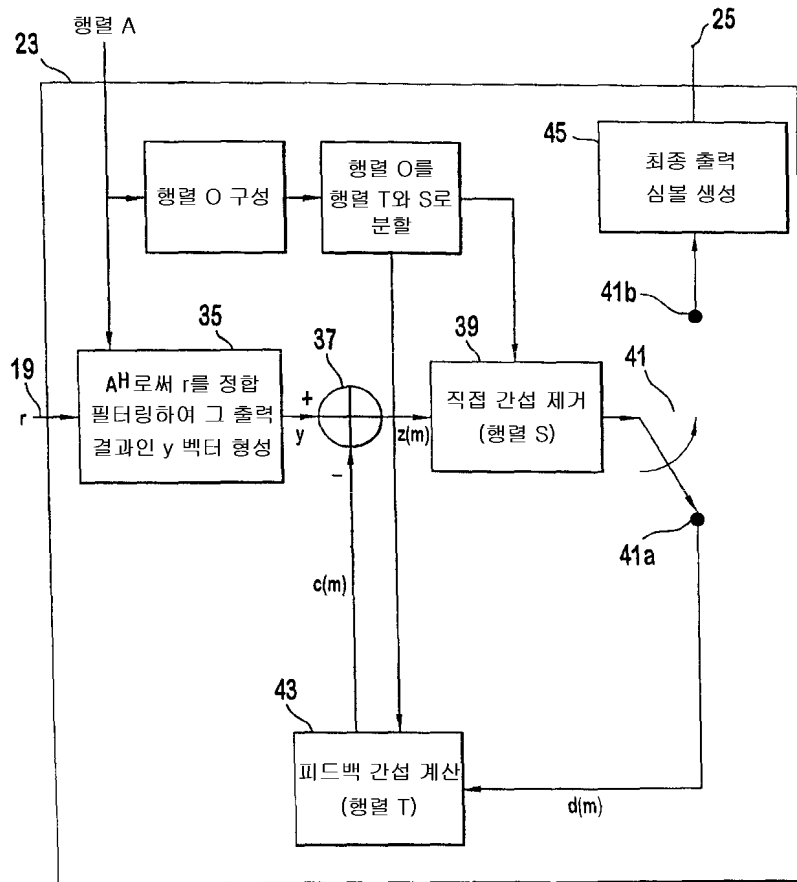
도면7



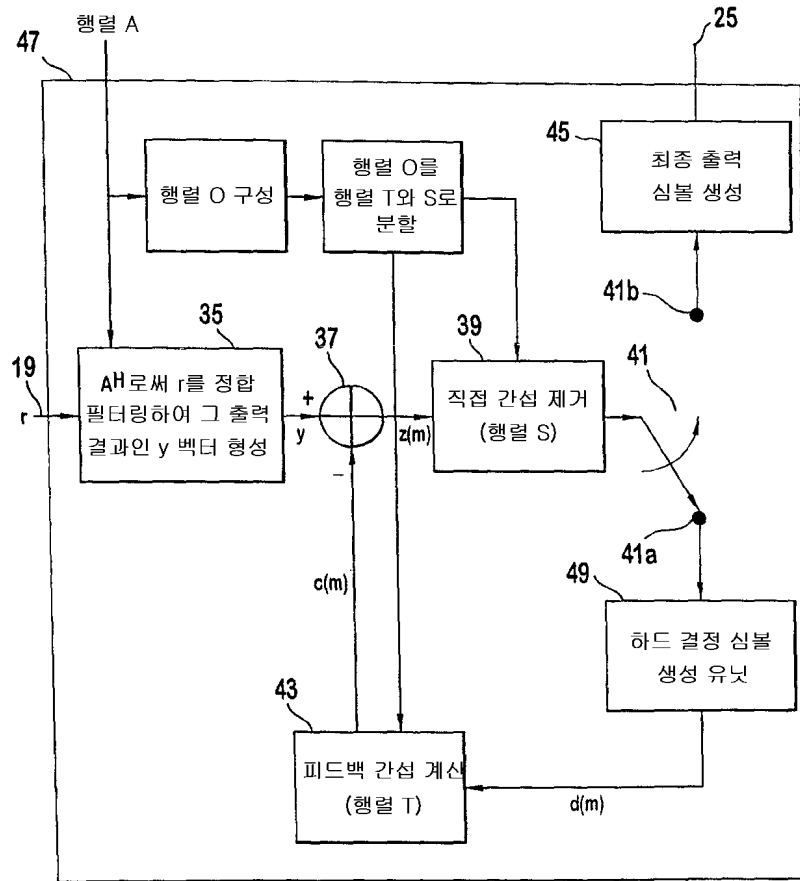
도면8



도면9



도면10



도면11

