

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. <i>H04B 7/02</i> (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2006년03월10일 10-0559070 2006년03월03일
---	-------------------------------------	--

(21) 출원번호 (22) 출원일자	10-2002-0042733 2002년07월20일	(65) 공개번호 (43) 공개일자	10-2003-0009227 2003년01월29일
------------------------	--------------------------------	------------------------	--------------------------------

(30) 우선권주장 09/909,602 2001년07월20일 미국(US)

(73) 특허권자 모토로라 인코포레이티드
미국, 일리노이 60196, 샤움버그, 이스트 엘공퀸 로드 1303

(72) 발명자 스티븐씨제스퍼
미국일리노이즈60195호프만이츠스테이츠하만코트4370

마크알렌버셀러
미국일리노이즈60172로젤디이레인472

니콜라스씨오로스
미국일리노이즈60173샤움버그아파트먼트3비,이.알콘킨로드1212

제임스피미헬스
미국일리노이즈60007일크그로브빌리지올드밀레인1232

(74) 대리인 정상구
이병호
신현문
이범래

심사관 : 장진환

(54) 적응형 안테나 어레이 및 그 제어 방법

요약

적응형 안테나 어레이(50)를 제어하는 방법이 제공되며, 이 방법은 복수의 신호들을 수신하는 단계를 포함하고, 각 신호는 심볼 전송 유닛들로 분할된 일련의 신호 데이터 심볼들(42) 및 신호 비데이터 심볼들(38, 40)을 포함하고, 상기 신호 비데이터 심볼들(38, 40)은 각 유닛에서 신호 데이터 심볼들(42) 사이에 배치되고, 각 신호는 원 신호의 반사들로서 복수의 신호들 중 다른 신호들과 관련된다. 이 방법은 또한, 신호 데이터 심볼들(42)로부터 신호 비데이터 심볼들(38, 40)을 분리하는 단계, 및 신호 비데이터 심볼들(38, 40)을 알려진 비데이터 심볼들의 세트와 비교하는 단계를 포함한다. 이 방법은, 신호 비데이터 심볼들(38, 40)을 알려진 비데이터 심볼들의 세트와 비교하는 것에 따라 가중치들의 세트를 결정하는 단계를 더 포함하고, 상기 가중치들은 신호 데이터 심볼들(42)에 대한 간섭 영향을 제한하기 위해 신호 데이터 값들(42)과 조합된다. 또한, 상술된 방법의 비교하는 단계(88, 90) 및 결정하는 단계(94)를 수행하도록 가중치 계산기(62)를 제어하는 프로그램을 포함하는 가중치 계산기(62)를 구비한 적응형 안테나 어레이(50)가 제공된다.

대표도

도 1

색인어

적응형 안테나 어레이, 신호 데이터 심볼, 가중치 계산기

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 실시예들에 따른 적응형 안테나 어레이들 및 그의 제어 방법을 이용하는 통신 시스템의 개략도.

도 2는 파일럿 심볼-원조의 멀티캐리어 통신 시스템을 위해 인코딩된 메시지 슬롯의 시간-주파수(심볼-서브채널) 공간의 개략도.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 적응형 안테나 어레이의 블록도.

도 4는 도 3의 적응형 안테나 어레이의 동작을 예시하는 플로우 차트.

도 5는 도 4의 동작 방법에서 이용되는 가중치 결정 방법의 실시예를 예시하는 플로우 차트.

도 6a 내지 도 6f는 본 발명의 가중치 결정 방법의 실시예에 따라 처리되는 것으로, 파일럿 심볼-원조의 멀티캐리어 통신 시스템을 위해 인코딩된 메시지 슬롯의 개략도.

도 7은 도 6a 내지 도 6f에 도시된 가중치 결정 방법의 실시예를 예시하는 플로우 차트.

* 도면의 주요 부분에 대한 심볼의 설명 *

26 : 이동 교환국 28 : 공중 전화 교환망

56 : 서브채널 복조기 58 : 심볼 동기화기

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 적응형 안테나 어레이들 및 적응형 안테나 어레이들을 제어하는 방법에 관한 것으로, 특히, 비데이터(예를 들면, 파일럿) 심볼-원조의 채널 추정(symbol-assisted channel estimation)을 이용하는 적응형 안테나 어레이들 및 상기 어레이들을 제어하는 방법에 관한 것이다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

근래 무선 통신 장치들의 급증에 따라, 무선 통신 산업은 신호 간섭에 대한 중요하고 어려운 문제에 직면하고 있다. 셀룰러 전화(cellular telephone)와 같은 각 이동국은 다른 이동국들에 대한 간섭의 잠재적 원천을 나타낸다. 또한, 원격 통신 이용의 최근 동향에 따라, 셀룰러 전화들 및 다른 무선 통신 장치들의 수는 아마도 이후 몇 년 동안은 오직 증가하기만 할 것이다.

무선 장치들의 급증에 의해 야기된 간섭 영향들을 제한하기 위해서, 스마트 안테나(smart antenna)라고도 하는, 간섭 거부 또는 무효화 능력들(interference rejecting or nulling capabilities)을 갖는 적응형 안테나 어레이가 이용될 수도 있다. 예를 들면, 적응형 안테나 어레이는 신호 페이딩(signal fading)뿐만 아니라 간섭을 보상하도록 다이버시티 조합(diversity combining)이라고 하는 프로세스를 수행할 수도 있다.

이동국이 무선 주파수 통신 신호를 전송한 후, 원 신호는 그 신호가 반사되도록 하는 여러 물리적인 표면들과 부딪힌다. 반사기들 또는 스캐터러들(scatterers)이라고도 하는 반사 표면들 때문에, 원 신호는 복수의 반사 신호들이 된다. 각각의 이 반사 신호들은 다수의 경로들 중 하나를 따라 이동한 후 개별적으로 수신 장치(예를 들어, 복수의 안테나 요소들을 포함하는 적응형 안테나 어레이를 갖는 베이스 사이트)에 도달한다. 각 안테나 요소에서, 반사 신호들은 합성 신호를 형성하도록 함께 결합한다.

결과로서 생긴 전파 또는 페이딩과 같은 합성 신호의 특성들은 공간 분리 및/또는 상이한 극성파(polarization)들의 이용으로 인해 안테나 요소마다 다르다. 다이버시티 조합에 있어서, 수신 신호들은 개별적으로 처리되고 가중된(예를 들어, 가중치에 의해 다중화된) 후 조합된다. 가중치들은 간섭 및 신호 페이딩을 보상하기 위해 계산된다.

가중치들은 여러 알고리즘들에 따라 계산될 수도 있다. 이러한 2개의 조합 알고리즘들, 즉, 최소 평균 제곱("LMS", Least-Mean-Square) 알고리즘 및 직접 행렬 역변환("DMI", Direct Matrix Inversion) 알고리즘이 J.H. Winters에 의해, IEEE Transactions on Vehicular Technology(1993년 11월)의 "Signal Acquisition and Tracking with adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading"에 기술되어 있다. LMS 및 DMI 알고리즘들은 기준 신호와 처리되어 가중되고 조합된 적응형 안테나 어레이의 출력 사이의 평균 제곱 오차(mean square error)를 최소화하도록 설계된다.

이 알고리즘들이 단점들을 갖지 않는 것은 아니다. Winters가 지적한 바와 같이, LMS 알고리즘은 다중 경로 페이딩으로서 잘 알려진 신호 간섭 현상을 처리하는데 적합하지 않으며, 적응형 안테나 어레이의 요소들에서 수신된 여러 신호들은 서로 위상이 벗어나 있다. Winters는 또한, DMI 알고리즘이 시간-가변 신호들과 함께 이용하기에 적합하지 않음을 인정하고, DMI 알고리즘이 이용되는 신호의 시간-가변 성질을 보상하기 위해 슬라이딩 윈도우들 또는 포게팅 함수들(sliding windows or forgetting functions)과 같은 기술들과 함께 주기적 "트레이닝(training)" 또는 재교정(recalibration)을 통합하는 것을 추천한다.

발명의 구성 및 작용

본 발명의 양상에 따르면, 적응형 안테나 어레이를 제어하는 방법은, 복수의 신호들을 수신하는 단계를 포함하며, 각 신호는 일련의 신호 데이터 심볼들 및 신호 비데이터 심볼들을 포함하고, 상기 신호 비데이터 심볼들 각각은 신호 데이터 심볼들 사이에 배치된다. 각 수신된 신호는 원 신호의 상이한 반사들의 상이한 중첩들(superpositions) 또는 합계들로서 복수의 신호들 중 다른 신호들과 관련된다. 상기 방법은 또한, 신호 데이터 심볼들로부터 신호 비데이터 심볼들을 분리하는 단계, 및 신호 비데이터 심볼들을 알려진 비데이터 심볼들의 세트와 비교하는 단계를 포함한다. 이 방법은, 신호 비데이터 심볼들을 알려진 비데이터 심볼들의 세트와 비교하는 것에 따라 가중치들의 세트를 결정하는 단계를 더 포함하고, 이 가중치들은 신호 데이터 심볼들에 대한 간섭 영향을 제한하기 위해 신호 데이터 값들과 조합된다. 또한, 상기 방법의 비교하는 단계 및 결정하는 단계를 수행하기 위해 가중치 계산기를 제어하는 프로그램을 포함하는 가중치 계산기를 구비한 적응형 안테나 어레이가 제공된다.

도 1은 통신망 또는 시스템(20), 특히, 이동 또는 무선 라디오 주파수 통신 시스템(mobile or wireless radio frequency communication system)을 도시한다. 도시된 시스템(20)은 이동 또는 무선 라디오 주파수 통신 시스템이지만, 이 시스템(20)은 임의의 유형의 통신 시스템, 예를 들어, 라디오 주파수 통신 이외의 통신 방법을 이용하는 유선 또는 전선 시스템(wired or wireline system) 또는 어떤 한 시스템일 수 있다.

시스템(20)은 복수의 이동 통신 장치들(이를테면, 이동국들)(22) 및 복수의 고정 통신 장치들(이를테면, 베이스 사이트들)(24)을 포함한다. 이동국들(22) 및 베이스 사이트들(24)은 라디오 주파수 신호들을 이용하여 통신한다. 베이스 사이트들(24)은 유선 또는 전선 접속을 통해 이동 교환국(mobile switching center)(26)에 연결되고, 이동 교환국(26)은 유선 또는 전선 접속을 통해 공중 전화 교환망(public switched telephone network)(28)에 연결된다.

예시를 쉽게 하기 위해 도 1에는 제한된 수의 이동국들(22), 베이스 사이트들(24), 및 이동 교환국들(26)이 도시되지만, 시스템(20)이 전형적으로 다수의 베이스 사이트들(24)과 통신하는 다수의 이동국들(22)을 포함할 수 있음을 알게 될 것이며, 상기 베이스 사이트들(24)은 다수의 이동 교환국들(26)과 통신하게 된다. 본원에 기재된 본 발명은 도시된 시스템(20)의 크기로 제한되지 않는다.

이동국들(22) 및 베이스 사이트들(24)은, 본 발명에 따른 방법 및 장치가 예컨대 직교 주파수 분할 다중(OFDM, orthogonal frequency division multiplex) 시스템들 또는 이동 통신용 글로벌 시스템(GSM, Global System for Mobil Communications)과 같은 다른 통신 시스템들에도 적용할 수 있지만, 모토로라 인코포레이티드사에 의해 제조된 상품명 통합 디지털 개선된 망®(iDEN®)하에 판매된 라디오 통신 시스템들에 이용된 포맷에 따라 바람직하게 전송된 신호들을 인코딩한다. 도 2에 도시된 바와 같이, iDEN®-포맷된 신호(전력 증폭기의 교정에 이용되는 트레이닝 심볼들 및 도시되지 않은 시간 인접 전송들의 오버랩을 방지하기 위해 이용되는 가드 인터벌(guard interval)을 가짐)는 주파수 분할 다중 방식으로 4개의 서브채널들에서 전송되는 복수(이 경우에는 4개)의 상이한 신호들(30, 32, 34, 36)로 분할된다. 4개의 서브채널들 각각은 4ksym/sec의 시그널링 레이트 및 4.5kHz의 간격을 갖는다. 전체 신호 대역폭은 약 18kHz이고, 이는 통상 25kHz 육상 이동 채널을 통한 전송에 적합하다.

신호들(30, 32, 34, 36) 각각은 비데이터 심볼들(파일럿 심볼들(38) 및 파일럿/동기 심볼들(40)) 및 데이터 심볼들(42)을 포함한다. 비데이터 심볼들(38, 40) 각각은 수신기에 알려진 복수의 미리 지정된 위치들/시간들에서 데이터 심볼들(42) 사이에 배치되므로, 수신기가 검색할 수 있다. 검색된 후, 파일럿 심볼들(38, 40)은, 하기에 보다 상세하게 설명되는 바와 같이, 데이터 심볼들(42)에 대한 전송 환경의 영향들의 측정 및 그에 대한 정정을 허용하기 위해 미리 알려진 파일럿 심볼들의 세트와 비교된다. 동기 심볼들(40)은 신호 동기를 허용하기 위해 수신 안테나에 의해 이용되고, 그로 인해 심볼들(38, 40, 42)이 적절히 샘플링될 수도 있다. 각 전송 유닛에서의 데이터 심볼들(42)은 전송을 통해 통신될 정보를 구성한다.

파일럿, 동기 및 데이터 심볼들(38, 40, 42)은 슬롯(44)이라고 하는 심볼 전송 유닛에서 전송되고, 상기 슬롯들 중 하나라도 2에 도시된다. 각 슬롯(44)은 (도 2에는 생략된 가드 인터벌 및 PA 트레이닝 심볼들을 포함하는) 15ms이고, 172개의 데이터 심볼들(42) 및 40개의 파일럿 및 파일럿/동기 심볼들(38, 40)을 포함한다. iDEN® 시스템은 예컨대 QPSK, 16QAM 및 64QAM을 포함하는 다중 데이터 심볼 포맷들을 지원하도록 설계된다.

베이스 사이트들(24) 중 적어도 하나, 바람직하게는 그들 모두 및 어쩌면 하나 이상의 이동국들(22)이 본 발명의 실시예에 따른 적응형 안테나 어레이들에 구비된다. 도 3은 무선 전송 신호를 수신하고 처리하는 적응형 안테나 어레이(50)를 도시한다.

어레이(50)는 m개의 안테나 요소들(52)을 포함하며, 안테나 요소들 각각은, 다수의 신호 처리 장비가 단일 블록으로서 표시되어 있더라도, 신호 처리 장비의 개별 트레이닝에 연결된다. 신호 처리 장비의 각 트레이닝은 라디오 주파수 수신기 및 아날로그-디지털 변환기(54)를 포함한다. 비록, 수신기 및 변환기가 단일 장치(54)로서 도시되어 있지만, 수신기는 동작적으로 뿐만 아니라 물리적으로 변환기로부터 분리될 수도 있다. 수신기/변환기(54)의 출력은 서브채널 복조기(56) 및 심볼 동기화기(58) 모두에 공급된다.

심볼 동기화기(58)는 통상의 심볼 레이트 샘플링 알고리즘에 따라 결정되는 레이트로 서브채널 복조기(56)의 출력을 샘플링하기 위해 복수의 샘플링 장치들(60)을 제어한다. 그 후, 샘플링된 신호들은 가중치 계산기(62) 및 멀티플라이어들(64) 모두에 연결된다. 가중치 계산기(62)는 본 발명에 따른 알고리즘에 따라 가중치들을 결정하고, 이 가중치들은 멀티플라이어들(64)에 의해 샘플링 장치들(60)의 출력과 조합된다. 멀티플라이어들(64)의 출력은 신호 처리 트레이닝들 각각으로부터 가중된 신호들을 조합하는 합산 장치 또는 합산기(66)에 연결된다. 합산기(66)의 출력은, 예컨대, 전송된 데이터 심볼들을 디코딩하고 디코딩된 데이터 심볼들을 음성 신호로 변환함으로써 신호를 더 처리하는 심볼 디코더(68)에 연결된다.

이제, 도 4를 참조하면, 도 3에 도시된 적응형 안테나 어레이(50)의 동작 방법이 논의된다. 이 방법은 복수의 신호들이 어레이(50)의 안테나 요소들(52)에 의해 수신되는 단계 70에서 시작한다. 어레이 요소들(52), 예컨대, 베이스 사이트들(24) 중 하나에 의해 수신된 신호들은, 예컨대, 이동국들(22) 중 하나에 의해 전송된 원 신호의 상이한 반사들의 별개의 그리고 상이한 중첩 또는 합계를 구성한다는 것을 알게 될 것이다. 상술된 바와 같이, 원 신호의 별개의 그리고 상이한 반사들은 전송하는 이동국(22) 및 수신하는 베이스 사이트(24) 사이에 개재된 반사면들에 의해 야기된다. 물론, 수신된 신호가 또한 어떤 스퀈터러들로부터 반사되지 않은 직선 "가시선(line of sight)" 성분을 가질 수도 있고, 그에 따라 각 어레이 요소(52)에서의 수신된 신호는 원 신호, 원 신호의 복수의 반사들의 합계, 또는 원 신호와 원 신호의 복수의 반사들의 합계를 포함할 수도 있다. 또한, 각 안테나 요소(52)에 의해 수신된 신호는 잡음뿐만 아니라 간섭하는 이동국들(22) 또는 베이스 사이트들(24)로부터의 기여들을 포함한다. 하기에, 안테나 어레이(50)가 수신하려고 시도하는 이동국(22) 또는 베이스 사이트

(24)로부터의 신호는 "소망 신호"라고 하고, 다른 이동국들(22) 및 베이스 사이트들(24)로부터의 신호들은 "간섭 신호들"이라고 할 것이다. 안테나 요소들(52) 각각에 의해 복수의 신호들을 수신한 후, 신호들은 하기의 방법에 따라 각 요소(52)와 연관된 신호 처리 장비의 트레인에 의해 처리된다.

단계 72에서, 각각의 신호들은 라디오 주파수 수신기(54)에 의해 라디오 주파수로부터 기저대역 신호로 복조된다. 각각의 복조된 신호들은 단계 74에서 아날로그-디지털 변환기(54)에 의해 아날로그 신호로부터 디지털 신호로 변환된다. 단계 76에서, 각 신호는 이어서 서브채널 복조기(56)에 의해, 도 2에서 30, 32, 34, 36으로 도시된 서브채널 신호들로 복조되거나 분리된다.

동시에, 수신기/변환기(54)에 의해 생성된 디지털 신호들은 또한 심볼 동기화기(58)에 의해 분석된다. 즉, 심볼 동기화기(58)는 동기 심볼들(40)의 존재를 검출하고, 이 심볼들(40)로부터 샘플링 장치들(60)에 대해 적절한 샘플링 타이밍 및 주어진 슬롯(44)에서 파일럿 및 데이터 심볼들(38, 40, 42) 각각이 도달하는 시간들을 결정하기 위해 종래의 동기화 알고리즘들(예를 들면, 미국 특허 제 5,343,499 호에 개시되고 본원에 완전히 탑재된 알고리즘들)을 이용한다. 이 타이밍 정보에 따라, 데이터 심볼들(42)로부터 파일럿 심볼들(38, 40)을 분리할 수 있다.

따라서, 단계 76에서 복조기(56)에 의해 복조된 후, 신호들은 단계 78에서 데이터 심볼들(42)로부터 파일럿 심볼들(38, 40)을 분리하기 위해 심볼 동기화기(58)에 의해 제어되는 샘플링 장치들(60)에 의해 샘플링된다. 데이터 심볼들(42)은 멀티플라이어들(64)에 공급되지만, 파일럿 심볼들(38, 40)은 가중치 계산기(62)에 공급된다. 가중치 계산기(62)는, 수신기에 수신된 파일럿 심볼들(38, 40) 및 알려진 기준 파일럿 심볼들의 세트에 기초하여, 데이터 심볼들(42)과 조합되도록 멀티플라이어들(64)에 공급될 가중치들을 결정하여, 간섭 및 잡음 영향들을 제한한다. 데이터 심볼들(42) 및 가중치들은 단계 80에서 데이터 심볼들(42)을 "가중"하기 위해 멀티플라이어들(64)에 의해 조합된다.

결과로서 생긴 가중된 데이터 심볼들은 보상 신호 $z(k)$ 를 형성하기 위해 합산 장치(66)에 의해 단계 82에서 합산되고, 여기서 k 는 데이터 심볼 지수이다. 보상 신호 $z(k)$ 는 단계 84에서 추가 처리를 위해 심볼 디코더(68)에 출력된다.

도 5는, 도 4에 예시된 방법의 단계 80에서와 같이, 데이터 심볼들(42)에 대해 간섭 및 잡음 영향들을 제한하기 위해, 데이터 심볼들(42)과 조합될 수도 있는 가중 벡터 w 를 결정하기 위한 본 발명에 따른 방법의 실시예를 예시한다. 가중 벡터 w 는 다음 식(1)에 의해 결정된다.

$$w = \alpha K_{i+n}^{-1} b^* \quad (1)$$

여기서, α 는 심볼 결정 문턱에 중요한 스칼라량이고, K_{i+n} 은 추정된 간섭 플러스 잡음 공간 공분산 행렬이고, b^* 는 추정된 어레이 응답의 복소 쥘레(complex conjugate) 또는 소망 신호에 대한 "조향 벡터(steering vector)"이다. 식(1)은 출력 신호 대 잡음 플러스 간섭비(signal-to-noise-plus interference ratio)를 최대화하거나, 또는 동등하게 평균 제곱 에러(또는 MMSE)를 최소화하는 것으로 간주될 수도 있다.

이 방법은 파일럿 심볼들 및 예상 채널 상태들에 관한 정보가 가중치 계산기(62)에 의해 얻어지는 단계 86에서 시작한다. 구체적으로, 계산기(62)는 파일럿 심볼 샘플들, 알려진(즉, 미리 결정되거나 미리 공급된) 파일럿 심볼들, 및 최악의 경우의 도플러 및 지연 확산들(Doppler and delay spreads)에 대한 정보를 얻는다. 즉, 파일럿 심볼 샘플들은 바람직하게 $d \times m$ 행렬 V 와 같은 행렬 형식으로 표현될 수도 있고, 여기서, V 는 $[v_1, v_2, \dots, v_i, \dots, v_m]$ 과 같고, 여기서 v_i 는 i 번째 안테나 요소에 의해 수신되고 서브채널 복조기(56)의 출력을 샘플링함으로써 얻어진 파일럿 샘플들의 $d \times 1$ 벡터이다. 마찬가지로, 알려진 파일럿 심볼들은 바람직하게 $d \times 1$ 벡터 p 와 같은 벡터 형식으로 표현될 수도 있고, 여기서, p 는 $[p_1, p_2, \dots, p_d]^T$ 와 같다. τ 및 ν 로 각각 표시된 최악의 경우의 도플러 및 지연 확산들은 상기 어레이(50)의 동작 전에 적응형 안테나 어레이(50)의 설계에 통합된 알려진 양들이다. 예를 들면, 도플러 확산 ν 는 약 1.5fv와 같고, 여기서 f 는 GHz에서의 반송 주파수이고, v 는 마일/시간의 운송 속도이다. 지연 확산들은 환경에 의존하지만, 통상적으로는 육상 이동 및 셀룰러 시스템들에서 5 마이크로초보다 적다.

이 정보를 얻은 후, 가중치 계산기(62)는 단계 88에서 최악의 경우의 도플러 및 지연 확산들에 의해 결정되는 예측 최악의 경우의 페이딩 거동에 기초하여 파일럿 심볼값들(38, 40)에 대한 추정치를 만들어낸다. 특히, 파일럿 심볼 샘플 행 벡터 v_i (여기서, v_i 는 $[v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{id}]^T$ 와 같은 행 벡터임)는 식(2)에 따라 적응형 안테나 어레이(50)의 i 번째 요소(또는 분기)에 대해 모델링될 수도 있으며,

$$v_i = Ph_i + n_i \quad (2)$$

여기서, P 는 알려진 파일럿 심볼들의 $d \times d$ 대각 행렬(즉, $= \text{diag}(p)$)이고, h_i 는 신호 페이딩(전파) 이득들의 $d \times 1$ 벡터이고, n_i 는 간섭 및 잡음 인자들($i+n$)의 $d \times 1$ 벡터이다. 대안적으로, 표기된 Ph_i 는, 수신기가 페이딩 이후로부터 전송들을 수신하려고 시도하는 통신 장치에 의해 전송된 수신 파일럿 심볼 샘플값들의 부분을 나타낸다. n_i 는 다른 통신 장치들로부터의 간섭 및 잡음 인자들에 의해 기여된 파일럿 심볼 샘플값들의 부분을 나타낸다.

수신된 파일럿 심볼 샘플값들의 Ph_i 부분의 결정시, h_i 는 소망 신호 페이딩 이득들의 선형 MMSE 추정치를 이용하여 유도될 수도 있다. 선형 MMSE 이론에 따르면 다음과 같고,

$$h_i = Cg_i$$

여기서, C 는 추정 행렬이고, g_i 는 가공하지 않은 추정된 채널 이득들의 벡터(즉, $g_i = P^{-1}v_i = P^{-1}(Ph_i + n_i) = h_i + P^{-1}n_i$ 및 $g = h + P^{-1}n = [g_1, g_2, \dots, g_d]$)이다. g_i 의 요소들은 "가공하지 않은" 추정된 채널 이득들이라고도 하는데, 그 이유는 다른 통신 장치들로부터의 간섭 및 잡음으로 인해 g_i 의 부분을 감소시키려는 시도가 없기 때문이다.

다음으로, C 행렬은 식(3)으로 주어지며,

$$C = R_{hg} R_{gg}^{-1} \quad (3)$$

여기서, R_{hg} 는 h 와 g 사이의 교차 상관 행렬이고, R_{gg} 는 g 의 상관 행렬이다. R_{hg} 는 다음과 같이 유도될 수도 있고,

$$R_{hg} = E\{hg^H\} = E\{h(h+P^{-1}n)^H\} = E\{hh^H\} + E\{h(P^{-1}n)^H\}$$

여기서, 위첨자 H 는 허메티언 전치(hermetian transpose)(즉, 복소 쥬레 전치(complex conjugate transpose))를 나타내고, $E\{X\}$ 는 통계학적 예측 동작(즉, 통계학적 평균)을 나타내고, 안테나 요소 아래첨자는 i 는, R_{hg} 가 예측 동작으로 인해 안테나 요소에 의존하지 않기 때문에 신호 페이딩 이득 벡터 h_i 로부터 제거되어 있다. 그러나, 페이딩 이득들 및 잡음은 서로 무관하기 때문에, $E\{h(P^{-1}n)^H\}$ 는 0이고, $E\{hh^H\}$ 또는 R_{hh} 를 남긴다. R_{hh} 는 채널 페이딩(전파) 이득들의 공분산 행렬이고, γR_{hh} 로 쓸 수도 있으며, 여기서 γ 는 당해 인터벌(예를 들면, 채널 가중 벡터가 계산되는 시간 인터벌)을 거친 평균 채널 전력 이득이고, R_{hh} 는 새로운 예측 채널 이득의 표준화된 상관 행렬이다. R_{gg} 는 다음과 같이 유도될 수도 있다.

$$R_{gg} = E\{gg^H\} = E\{(h+P^{-1}n)(h+P^{-1}n)^H\}, \text{ 또는}$$

$$R_{gg} = E\{hh^H\} + E\{h(P^{-1}n)^H\} + E\{P^{-1}nh^H\} + E\{P^{-1}n(P^{-1}n)^H\}$$

R_{hg} 에 대한 선행 유도로부터, 제 1 항인 $E\{hh^H\}$ 이 γR_{hh} 와 같다는 것을 알 수 있다. 제 2 및 제 3 항들인 $E\{h(P^{-1}n)^H\}$ 및 $E\{P^{-1}nh^H\}$ 은 0인데, 그 이유는 페이딩 및 잡음이 서로 무관하기 때문이다. 제 4 항에 대해서는 $P^{-1}R_{nn}P^{-1H}$ 과 같도록 나타낼 수 있다.

R_{hg} 및 R_{gg} 에 적절히 대입하면, P^{-1H} 가 P^{*-1} 라는 것을 유의하여, h_i 의 선형 MMSE 추정치는 식(4)와 같고,

$$h_i = \gamma R_{hh}(\gamma R_{hh} + P^{-1}R_{nn}P^{*-1})^{-1}P^{-1}v_i \quad (4)$$

여기서, 상기 표기된 γ 은 당해 인터벌을 거친 평균 채널 전력 이득이고, R_{hh} 및 R_{nn} 은 각각 채널 페이딩 및 간섭 플러스 잡음의 $d \times d$ 의 크기들을 갖는 자동 상관 행렬들이다.

페이딩 이득들의 자동 상관 행렬 R_{hh} 은, 페이딩 함수가 시간 및 주파수에서 자체 이동된 버전과 비교되도록 (공간에 반대되는 것으로서) 시간-주파수 자동 상관 행렬이고, 예컨대 상기 함수는 심볼(시간) 및 서브채널(주파수) 영역들 모두에서 파일럿 심볼 분리 함수이다. R_{hh} 에 대한 자동 상관 행렬을 얻기 위하여, 채널에 대한 예측 페이딩 통계치들, 즉, 최대 한쪽(one-sided) 지연 및 도플러 주파수 r 및 v 가 이용된다. 구체적으로, 예측 지연 및 도플러 프로파일들이 균일하다고 가정하면, R_{hh} 의 i, j 번째 요소는 다음과 같이 2차원 푸리에 변환 방법을 이용하여 찾아지며,

$$R_h(i,j) = \text{sinc}[2\pi\tau\Delta_f(i,j)] \cdot \text{sinc}[2\pi\nu\Delta_T(i,j)]$$

여기서, τ 는 최대 한쪽 지연을 나타내고, ν 는 최대 한쪽 도플러 주파수를 나타내고, $\Delta_T(i,j)$ 및 $\Delta_f(i,j)$ 는 각각 i 번째와 j 번째 파일럿 심볼들간의 시간 및 주파수 차들이며, $\text{sinc}[X]$ 는 $\sin(X)/X$ 로 정의된 함수이다.

간섭 및 잡음에 대한 자동 상관 행렬 R_{nn} 을 얻기 위해서, 파일럿 심볼 샘플들의 간섭 플러스 잡음 성분이 정상(stationary) 및 백색(white)라고 가정하면, 다음과 같이 되고,

$$R_{nn} = \sigma^2 \cdot I$$

여기서, σ^2 는 간섭 및 잡음의 요소마다의 평균 전력이고, I 는 단위 행렬이다. 파일럿 심볼 샘플들의 간섭 및 잡음 부분이 정상 및 백색이라는 가정은 간섭의 경우에 대해서는 엄밀히 참이 아니지만, 간섭하는 신호들의 성질에 관한 지식이 유용하지 않은 것으로 가정되는 것은 합당한 가정이다.

알려진 파일럿 심볼들이 같은 크기들, 즉, $|p_i| = p$ 라고 또한 가정하면, h_i 는 식(5)로 간단해 질 수 있다.

$$h_i = R_{hh}(R_{hh} + \rho^{-1}I)^{-1}P^{-1}v_i \quad (5)$$

여기서, ρ 는 요소마다의 평균 파일럿 대 간섭 플러스 잡음비, 즉, $\gamma p^2/\sigma^2$ 이다. 표시된 ρ 는 각 안테나 요소에서 수신된 신호들에 의해 알게 된 신호 대 간섭 플러스 잡음비와 같지 않을 수도 있다는 것에 유념한다. 왜냐하면, 파일럿 및 데이터 심볼들은 동일한 전력을 갖지 않을 수도 있기 때문이다.

따라서, Ph_i 는 파일럿 심볼 인스턴트들에서 수신된 신호의 추정되는 소망 신호 부분을 나타낸다. 단계 90에서, 파일럿 심볼 샘플값들의 간섭 및 잡음 성분들과 K_{i+n} , 즉, 간섭 플러스 잡음 공간 공분산 행렬은 다음의 방식으로 Ph_i 를 이용하여 계산된다. 식(2)에 따르면, 파일럿 심볼 샘플값들의 추정된 소망 신호 부분 Ph_i 및 파일럿 심볼 샘플값들 v_i 의 차는 간섭 및 잡음에 의해 야기된 파일럿 심볼 샘플값들의 부분, 즉,

$$n_i = v_i - Ph_i$$

와 같다.

식(5)를 식(2)의 버전에 대입하면, n_i 는 다음과 같이 다시 쓰여질 수도 있다.

$$n_i = \sigma^2 P^{*-1} (R_{hh} + \rho^{-1} I)^{-1} P^{-1} v_i$$

요소마다의 간섭 및 잡음 추정치들 n_i 는 $d \times m$ 행렬 $N = [n_1, n_2, \dots, n_m]$ 을 얻기 위하여 연결되어, 식(6)을 형성할 수도 있다.

$$N = \sigma^2 P^{*-1} (R_{hh} + \rho^{-1} I)^{-1} P^{-1} V \quad (6)$$

행렬 N 을 이용하여, 식(1)로부터 간섭 플러스 잡음 공간 공분산 행렬 K_{i+n} 이 다음과 같은 식을 형성함으로써 통상의 샘플 공분산 행렬 방법을 이용하여 추정될 수도 있다.

$$K_{i+n} = N^H N$$

또한, 알려진 파일럿 심볼들을 파일럿 심볼 샘플들로 나누어 얻어진 "가공하지 않은" 추정 채널 이득들을 나타내기 위해 $d \times m$ 행렬 G 를 정의하고(즉, $G = P^{-1}V$), 변수 $R = R_{hh} + \rho^{-1}I$ 를 정의함으로써, K_{i+n} 은 다음과 같이 축소될 수 있다.

$$K_{i+n} = G^H R^{-2} G$$

K_{i+n} 과 연관된 스칼라 항들은 선행하는 식에 표시되어 있지 않은데, 그 이유는 스칼라 항들이 가중값 w 가 계산될 때 서로 소거되기 때문이다. 컴퓨터 시뮬레이션들은, K_{i+n} 의 상기 표현에서 R^{-2} 를 R^{-1} 로 대체하면 보상 신호에서의 간섭 및 잡음의 영향들을 보다 더 억제할 수 있다는 것을 보여주었다.

모든 파일럿 인스턴스들에 걸친 간섭 및 잡음 추정치들 모두를 균등하게 가중하는 것 대신에, K_{i+n} 를 더 개선하는 것으로, 대각 가중 행렬 A 는 당해 데이터 심볼로부터 멀리 떨어져 위치해 있는 파일럿들의 기여를 가중하기 위해 이용된다. 구체적으로, 가중 행렬 A 는 다음 식에 따라 K_{i+n} 를 계산하기 위해 이용된다.

$$K_{i+n} = N^H A N$$

본 발명의 일 실시예에서, 가중 행렬 A 는, 본 발명의 실시예에서 여러 파일럿들의 가중이 수행되는 동안 가중이 행해지지 않도록 하는 단위 행렬이다. 부가적으로, 상기 언급된 바와 같이, R^{-2} 항은 식(7)을 산출하기 위해 R^{-1} 항으로 치환될 수도 있다.

$$K_{i+n} = G^H R^{-1/2} A R^{-1/2} G \quad (7)$$

(단계 88, 단계 90 및 단계 92의 순서는 중요하지 않지만) 결정된 K_{i+n} 항을 이용하여, 어레이 응답 또는 "조향" 벡터 b (크기 $m \times 1$)가 단계 92에서 추정된다. 즉, 각 안테나 요소 i 에 대해, 데이터 심볼 어드레스(K)에서의 스칼라 채널 이득 b_i 는 식(8)에 따른 파일럿 샘플들 v_i 의 함수이고,

$$b_i = Z_k g_i \quad (8)$$

여기서, Z_k 는 추정 행렬이고, g_i 는 i 번째 안테나에 대한 가공하지 않은 추정 채널 이득들의 벡터이다. 이 경우에서 Z_k 행렬은 실제로 $1 \times d$ 벡터이고, 이 행렬의 전치는 파일럿 보간 계수들의 세트, 즉, c_k (여기서, $Z_k=c_k^T$)로 알려질 것이다.

다음으로, Z_k 행렬(또는 벡터)은 다음과 같은 식으로 주어지고,

$$Z_k = R_{bg} R_{gg}^{-1}$$

여기서, R_{bg} 은 b_i 및 g 사이의 교차 상관 행렬(실제로 이 경우에는 $1 \times d$ 벡터)이고, R_{gg} 는 g 의 상관 행렬이다. R_{bg} 는 다음과 같이 유도될 수도 있다.

$$R_{bg} = E\{b_i g^H\} = E\{b_i (h + P^{-1}n)^H\} = E\{b_i h^H\} + E\{b_i (P^{-1}n)^H\}$$

그러나, 조향 벡터 및 잡음이 서로 무관하기 때문에, $E\{h(P^{-1}n)^H\}$ 는 0이고, $E\{b_i h^H\}$ 또는 R_{bh} 를 남긴다. R_{bh} 는 데이터 심볼 인스턴트에서의 예측 채널 페이딩(전파) 이득 및 파일럿 인스턴트들에서의 채널 페이딩의 벡터의 교차 상관 행렬(실제로 이 경우에는 $1 \times d$ 벡터)이다. 또한, R_{bh} 는 γr_{bh}^T 로서 쓰여질 수도 있고, 여기서, γ 는 당해 인터벌(예를 들면, 한 슬롯)에 걸친 평균 채널 전력 이득이고, r_{bh} 는 데이터 심볼 인스턴트 k 와 파일럿 심볼 인스턴트들 사이의 채널 페이딩의 표준화된 교차 상관 벡터이다. R_{gg} 는 다음과 같은 식을 이루도록 상기와 같이 유도될 수도 있다.

$$\gamma R_{hh} + P^{-1} R_{nn} P^{*-1}$$

R_{bg} 및 R_{gg} 에 적절히 대입하면, b_i 의 MMSE 추정치는 식(9)와 같다.

$$b_i = \gamma r_{bh}^T (\gamma R_{hh} + P^{-1} R_{nn} P^{*-1})^{-1} P^{-1} v_i \quad (9)$$

후술되는 것 뿐만 아니라 전술한 것에서, 파일럿 보간 계수들 c_k 및 이용된 파일럿 심볼 샘플들의 세트는 k (즉, 데이터 심볼 지수)의 함수들인 것을 이해하여야 한다.

채널 페이딩의 교차 상관 벡터 r_{bh} 를 얻기 위해서, 예측된 최악의 경우의 한쪽의 지연 및 도플러 주파수 τ 및 ν 가 이용되고, 이전처럼, 지연 및 도플러 프로파일들은, r_{bh} 의 i 번째 요소가 다음과 같이 2차원 푸리에 변환 방법을 이용하여 발견되도록, 균일한 것으로 가정되고,

$$r_{bh}(i,j) = \text{sinc}[2\pi\tau\Delta_F(i,j)] \cdot \text{sinc}[2\pi\nu\Delta_T(i,j)]$$

여기서, r 는 최대 한쪽 지연을 나타내고, ν 는 최대 도플러 주파수를 나타내고, $\Delta_T(i,j)$ 및 $\Delta_F(i,j)$ 은 각각 i 번째 및 j 번째 파일럿 심볼들 사이의 시간 및 주파수 차들이다.

상술된 바와 같이, 간섭 플러스 잡음 $i+n$ 인 파일럿 심볼 샘플들의 성분이 정상 및 백색이라고 가정되어, 다음과 같이 된다.

$$R_{nn} = \sigma^2 \cdot I$$

여기서, σ^2 는 간섭 및 잡음의 요소마다의 평균 전력이고, I 는 단위 행렬이다. 수신된 파일럿 심볼들이 같은 크기, 즉 $|p_i|=p$ 을 갖는 것으로 가정되어, b_i 가 식(10)으로 간단해질 수 있고,

$$b_i = r_{bh}^T (R_{hh} + \rho^{-1}I)^{-1} P^{-1} v_i = r_{bh}^T R^{-1} P^{-1} v_i \quad (10)$$

여기서, 상술된 바와 같이, ρ 는 요소마다의 평균 파일럿 대 간섭 플러스 잡음비, 즉, $\gamma P^2 / \sigma^2$ 이다. 요소마다의 채널 이득 추정치들은 $m \times 1$ 벡터 $b = [b_1, b_2, \dots, b_m]^T$ 를 형성하도록 연결되고, 다음과 같이 b 에 대해 간단해진 식(11)을 얻기 위하여 G (즉, $G = P^{-1}V$) 및 R (즉, $R = R_{hh} + \rho^{-1}I$)을 식(10)에 대입하고,

$$b = G^T R^{-1} r_{bh}$$

여기서, $R^{-1} r_{bh}$ 는 당해 데이터 심볼에 대한 n 개의 파일럿 보간 계수들(또는 c)의 세트를 나타낸다.

K_{i+n} 및 b 에 대한 식들을 발견하여, 가중치들이 단계 94에서 계산된다. 특히, 식(7) 및 식(11)을 식(1)에 대입하면, 완전 가중 해답인 다음과 같은 식(12)가 적어도 상수 내에서 제공되고,

$$w = \alpha (G^H R^{-1/2} A R^{-1/2} G)^{-1} G^H R^{-1} r_{bh} \quad (12)$$

상수는 일반적으로 분석에서 없어진다. 그러나, α 는 순방향 오류 정정 디코딩을 위한 채널 상태 정보를 유도하는데 뿐만 아니라 심볼 검출을 다중레벨화(예를 들면, 16QAM, 64QAM 등)하는데에도 유용하고, 일반적인 경우 식(13)으로 표시될 수 있다.

$$\alpha = (b^T K_{i+n}^{-1} b^*)^{-1} \quad (13)$$

상기 결정된 값들을 대입하면, 식(14)에 따라 α 가 결정될 수 있다.

$$\alpha = (r_{bh}^T R^{-1} G (G^H R^{-1/2} A R^{-1/2} G)^{-1} G^H R^{-1} r_{bh})^{-1}$$

본 발명에 따르면, 조향 벡터 b 는 각 데이터 심볼(42)에 계산되는 반면에, 간섭 대 잡음 공간 공분산 행렬은 바람직하게 계산결과들을 구하기 위해 덜 자주 계산된다(원하는 경우 계산이 각 데이터 심볼에 대해 수행될 수 있더라도). 예를 들어, 슬롯(44)에서의 데이터 심볼들(42)이 6개의 개별 유닛들 또는 블록들(100, 102, 104, 106, 108, 110)로 분할될 수도 있고, 개별 간섭 대 잡음 공간 공분산 행렬은 블록들(100, 102, 104, 106, 108, 110) 각각에 대해 계산될 수도 있다. 예를 들면, 도 6a에 도시된 바와 같이, 블록(100)은 14개의 파일럿 심볼들(30,40)(검정색으로 표시)의 세트 또는 제 1 그룹 및 22개의 파일럿 심볼들(42)(직사각형 경계로 경계지어진)의 세트 또는 제 1 그룹을 포함할 수도 있다. 도 6b 내지 도 6d에 도시된 바와 같이, 블록들(102, 104, 106, 108)은 14개의 파일럿 심볼들(38, 40) 및 26개의 데이터 심볼들(42)의 추가 그룹들을 포함한다. 마지막 블록(110)은 14개의 파일럿 심볼들(38) 및 나머지 데이터 심볼들(42)의 최종 그룹을 포함한다. 슬롯(44)을 블록들로 분할하는 것이 도 6a 내지 도 6f에 도시된 것과는 서로 다를 수도 있지만, 본 발명의 범위에 속한다는 것을 알 게될 것이다.

식(1), 식(11) 및 식(13)을 참조하면, 이 식들의 부분들이 가중치 계산기(62)에 의해 미리 계산되어 메모리에 저장될 수도 있다는 것을 알게 될 것이다. 예를 들면, 파일럿 보간 계수들의 벡터로 알려진 c 는 미리 계산되어 메모리에 저장될 수도 있다. 식 $R_1^{-1/2} A_1 R_1^{-1/2}$ (즉, $Q_1 Q_1^H = R_1^{-1/2} A_1 R_1^{-1/2}$)의 콜레스키 삼각형(Cholesky triangle)인 값 Q_1 또한 메모리에 저장될 수도 있다. 이 표기에서, k 아래첨자를 갖는 변수들은 매 심볼마다 계산되고, l 아래첨자를 갖는 변수들은 블록-폭(block-wide)에 기초하여 계산된다.

따라서, 도 7에 도시된 바와 같이, 단계 112에서, 슬롯(44)에 대한 파일럿 및 데이터 심볼들(38, 40, 42)이 수신된다. 또한, 알려진 파일럿 심볼들에 관한 정보가 검색된다. 채널 이득들에 대한 추정치들은 파일럿 심볼 샘플값들을 대응하는 알려진 파일럿 심볼값들(즉, $g_i=v_i/p_i$)로 나눔으로써 단계 114에서 계산된다.

각 블록(100, 102, 104, 106, 108, 110)에 대하여, 단계 116에서, 관련 추정 채널 이득들이 행렬 G_1 로 그룹화된다. 단계 118에서, (미리 계산되어 메모리에 저장된) 행렬 Q_1 의 허미티언 전치 및 행렬 G_1 사이에 내적이 형성된다. 단계 120에서, K_1 은 단계 118의 결과의 허미티언 전치를 단계 118의 결과로 곱함으로써 계산된다. 즉, $K_1 = (Q_1^H G_1)^H Q_1^H G_1$ 이다. 단계 122에서, 새로운 변수 M_1 이 계산되고, M_1 은 K_1 의 콜레스키 삼각형(즉, $M_1 M_1^H = K_1$)이 된다.

각 데이터 심볼(42)에 대하여, 단계 116, 단계 122에서 계산된 것뿐만 아니라 미리 계산된 값들은 그 데이터 심볼(42)에 대한 최종 가중치를 계산하기 위해 조합된다. 특히, 단계 124에서, k 번째 데이터 심볼 b_k^* 에 대응하는 조향 벡터의 허미티언 전치는 이득 행렬의 허미티언 전치와 파일럿 보간 계수들의 벡터의 내적(즉, $G_1^H c_k$)으로서 계산된다. $(K_1^{-1} b_k^*) / (b_k^T K_1^{-1} b_k^*)$ 로 표시될 수도 있는 가중 식은 2개의 개별 단계 126, 단계 128에서 풀어진다. 단계 126에서, 가중 식의 분자는 다음과 같이 식을 풀어 계산된다.

$$K_1 w_{k,num} = M_1 M_1^H w_{k,num} = b_k^*$$

단계 126은 계산 결과 구조들이 되는 K_1 의 명백한 역전을 회피하는 2개의 삼각형 시스템들을 해결하는 것을 포함한다. 단계 128에서, 가중치는 다음과 같이 표기함으로써 계산되어,

$$(K_1^{-1} b_k^*) / (b_k^T K_1^{-1} b_k^*) = w_{k,num} / (b_k^T w_{k,num})$$

최종 가중치는 단계 126의 결과를 단계 126의 결과와 조향 벡터의 전치의 내적으로 나눔으로써 계산된다. 이어서, 가중치들은 멀티플라이어(64)에 의해 데이터 심볼들(42)과 조합되어, 결과로서 생긴 신호 $z(k)$ 를 생성하도록 합산될 수도 있다.

도 7에 예시된 방법은 많은 변형예들을 가질 수도 있다는 것을 알게 될 것이다. 예를 들면, 하나의 M_1 만이 메모리에 저장될 필요가 있도록 단계 124, 단계 126 및 단계 128은 각 블록값들이 계산됨에 따라 수행될 수도 있다. 또한, 주어진 블록에서의 b 및 K_1 에 대한 추정치들은 파일럿 심볼들(38, 40)의 상이한 그리고 별개의 세트들에 기초할 수도 있다. 또한, 각 K 추정치에 이용되는 파일럿 심볼들의 수는 나머지 고정된 수(예를 들어, 14개에서)라기보다 블록마다 변할 수도 있다. 또한, 상기 방법은 일반 다중반송 포맷의 경우들, 예를 들어, 단일 반송 포맷(하나의 "서브채널"만을 제외한 시간 크기에서의 다중 심볼들) 또는 단일 보드 포맷(single-baud format)(시간 크기에서 하나의 심볼의 길이를 갖는 것을 제외한 다중 서브채널들)을 열화시키는 전송 또는 슬롯 포맷들에 적용될 수 있다.

발명의 효과

본 발명에 따른 방법 및 장치를 이용하여, 어떤 장점들이 발생할 수도 있다. 예를 들면, 데이터 심볼들에 대해 간섭 및 잡음의 영향들이 제한될 수도 있다. 또한, 이 영향은 고속 다중경로 페이딩을 고려하면서 제한될 수도 있다. 또한, 이 영향은 방법 또는 장치를 특정 변조 포맷에 맞출 필요없이 제한될 수도 있다.

본 발명의 다른 양상들, 목적들, 이점들은 명세서, 도면 및 첨부된 청구범위를 연구하는 것으로부터 얻어지게 될 것이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

적응형 안테나 어레이 제어 방법에 있어서:

복수의 신호들을 수신하는 단계로서, 각 신호는 원 신호, 상기 원 신호의 복수의 반사들의 합계, 또는 상기 원 신호와 상기 원 신호의 복수의 반사들의 합계를 포함하고, 상기 복수의 수신된 신호들 각각은 일련의 신호 데이터 심볼들 및 신호 비데이터 심볼들(signal non-data symbols)을 포함하고, 상기 신호 비데이터 심볼들은 상기 신호 데이터 심볼들 사이에 배치되는, 상기 복수의 신호들을 수신하는 단계;

상기 신호 데이터 심볼들로부터 상기 신호 비데이터 심볼들을 분리하는 단계;

알려진 비데이터 심볼들의 세트와 상기 신호 비데이터 심볼들을 비교하는 단계; 및

상기 알려진 비데이터 심볼들의 세트와 상기 신호 비데이터 심볼들의 비교에 따라 가중치들의 세트를 결정하는 단계로서, 상기 가중치들은 상기 신호 데이터 심볼들에 대한 간섭의 영향을 제한하기 위해 상기 복수의 신호들 중 하나 이상과 조합되는, 상기 가중치들의 세트를 결정하는 단계를 포함하는, 적응형 안테나 어레이 제어 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 신호 비데이터 심볼들 및 상기 알려진 비데이터 심볼들 각각은 임의의 값을 갖고,

상기 비교하는 단계는,

상기 알려진 비데이터 심볼값들을 이용하여 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대응하는 추정값을 결정하는 단계로서, 상기 수신된 신호들의 도플러 및 지연 확산들의 함수인 페이딩 이득들의 세트와 상기 알려진 비데이터 심볼값들을 조합하는 단계를 포함하는, 상기 추정값을 결정하는 단계, 및

상기 신호 비데이터 심볼값과 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대한 상기 대응하는 추정값을 비교하는 단계를 포함하는, 적응형 안테나 어레이 제어 방법.

청구항 3.

제 1 항에 있어서,

상기 신호 비데이터 심볼들 및 상기 알려진 비데이터 심볼들 각각은 임의의 값을 갖고,

상기 비교하는 단계는,

상기 알려진 비데이터 심볼값들을 이용하여 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대응하는 추정값을 결정하는 단계로서, 상기 적응형 안테나 어레이에 대한 도플러 및 지연 확산들의 함수인 페이딩 이득들의 세트와 상기 알려진 비데이터 심볼값들을 조합하는 단계를 포함하는, 상기 추정값을 결정하는 단계, 및

상기 신호 비데이터 심볼값과 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대한 상기 대응하는 추정값을 비교하는 단계를 포함하는, 적응형 안테나 어레이 제어 방법.

청구항 4.

제 1 항에 있어서,

상기 신호 비데이터 심볼들 및 상기 알려진 비데이터 심볼들 각각은 임의의 값을 갖고,

상기 비교하는 단계는,

상기 알려진 비데이터 심볼값들을 이용하여 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대응하는 추정값을 결정하는 단계, 및

상기 신호 비데이터 심볼값과 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대한 상기 대응하는 추정값을 비교하는 단계로서, 상기 신호 비데이터 심볼값들 각각 및 그 대응하는 추정값 사이의 차들을 결정하는 단계를 포함하는, 상기 추정값을 비교하는 단계를 포함하는, 적응형 안테나 어레이 제어 방법.

청구항 5.

복수의 안테나 요소들을 포함하는 적응형 안테나 어레이를 제어하는 방법에 있어서:

복수의 신호들을 수신하는 단계로서, 각 신호는 일련의 신호 데이터 심볼들 및 신호 파일럿 심볼들을 포함하고, 상기 신호 파일럿 심볼들은 상기 신호 데이터 심볼들 사이에 배치되며, 각 심볼은 임의의 값을 갖고, 각 신호는 원 신호, 상기 원 신호의 복수의 반사들의 합계, 또는 상기 원 신호와 상기 원 신호의 복수의 반사들의 합계를 포함하는, 상기 복수의 신호들을 수신하는 단계;

상기 신호 데이터 심볼들로부터 상기 신호 파일럿 심볼들을 분리하는 단계;

각 파일럿 심볼이 임의의 값을 갖는 알려진 파일럿 심볼들의 세트를 이용하여 상기 신호 파일럿 심볼들 각각에 대응하는 추정값을 결정하는 단계;

상기 신호 파일럿 심볼값과 상기 신호 파일럿 심볼들 각각에 대한 그 대응하는 추정값 사이의 차를 결정하는 단계; 및

상기 신호 데이터 심볼들에 대한 간섭 영향을 제한하기 위해, 상기 신호 파일럿 심볼값들 각각과 그 대응하는 추정값 사이의 차들에 따라 가중치들의 세트를 결정하는 단계를 포함하는, 적응형 안테나 어레이 제어 방법.

청구항 6.

복수의 안테나 요소들을 포함하는 적응형 안테나 어레이를 제어하는 방법에 있어서:

복수의 신호들을 수신하는 단계로서, 각 신호는 일련의 신호 데이터 심볼들 및 신호 파일럿 심볼들을 포함하고, 상기 신호 파일럿 심볼들은 상기 신호 데이터 심볼들 사이에 배치되며, 각 심볼은 임의의 값을 갖고, 각 신호는 원 신호의 반사들로서 상기 복수의 신호들 중 다른 신호들과 관련되는, 상기 복수의 신호들을 수신하는 단계;

상기 신호 데이터 심볼들로부터 상기 신호 파일럿 심볼들을 분리하는 단계;

각 파일럿 심볼이 임의의 값을 갖는 알려진 파일럿 심볼들의 세트를 이용하여 상기 신호 파일럿 심볼들 각각에 대응하는 추정값을 결정하는 단계;

상기 신호 파일럿 심볼값과 상기 신호 파일럿 심볼들 각각에 대한 그 대응하는 추정값 사이의 차를 결정하는 단계; 및

상기 신호 데이터 심볼들에 대한 간섭 영향을 제한하기 위해, 상기 신호 파일럿 심볼값들 각각과 그 대응하는 추정값 사이의 차들에 따라 가중치들의 세트를 결정하는 단계를 포함하는, 적응형 안테나 어레이 제어 방법.

청구항 7.

제 6 항에 있어서,

상기 가중치들을 결정하는 단계는, 상기 신호 파일럿 심볼값들 각각과 그 대응하는 추정값 사이의 차들에 따라 간섭 플러스 잡음 공분산 행렬(interference-plus-noise covariance matrix)을 결정하는 단계를 포함하고, 상기 간섭 플러스 잡음 공분산 행렬을 결정하는 단계는, 다음 식,

$$G^H R^{-1/2} A R^{-1/2} G$$

의 곱을 결정하는 단계를 포함하며,

여기서, G는 상기 알려진 파일럿 심볼값들을 상기 신호 파일럿 심볼값들로 나눔으로써 얻어진 채널 이득들의 추정치이고, R은 채널 페이딩 이득들의 공분산 행렬과 상기 적응형 안테나 어레이의 각 안테나 요소에 대한 평균 파일럿 대 간섭 플러스 잡음비의 합이고, A는 당해 데이터 심볼로부터 멀리 떨어져 위치한 파일럿 심볼들의 덜 무거운 기여들(less heavily contributions)을 가중하는 가중 행렬인, 적응형 안테나 어레이 제어 방법.

청구항 8.

제 6 항에 있어서,

상기 신호 파일럿 심볼들 및 신호 데이터 심볼들은 복수의 신호 파일럿 심볼들의 세트들 및 복수의 신호 데이터 심볼들의 세트들을 포함하고, 신호 파일럿 심볼들의 각 세트는 상기 복수의 신호 데이터 심볼들의 세트들 중 하나에 대응하고,

상기 추정값을 결정하는 단계 및 상기 신호 파일럿 심볼값들 각각과 그 대응하는 추정값 사이의 차를 결정하는 단계는 신호 파일럿 심볼들의 각 세트에 대해 별개로 수행되고,

상기 가중치들의 세트를 결정하는 단계는, 상기 신호 데이터 심볼들의 세트들 중 하나에 대응하는 상기 파일럿 심볼들의 세트에 대해 계산된 상기 차를 이용하여 상기 신호 데이터 심볼들의 세트들 중 하나의 각 신호 데이터 심볼에 대해 수행되는, 적응형 안테나 어레이 제어 방법.

청구항 9.

신호들이 복수의 신호들로서 통신 장치들 사이에 전송되고, 각 신호는 심볼 전송 유닛들로 분할된 일련의 신호 데이터 심볼들 및 신호 비데이터 심볼들을 포함하고, 상기 신호 비데이터 심볼들은 각 유닛에서 상기 신호 데이터 심볼들 사이에 배치되며, 각 신호는 원 신호, 상기 원 신호의 복수의 반사들의 합계, 또는 상기 원 신호와 상기 원 신호의 복수의 반사들의 합계를 포함하는 시스템에서 사용하기 위한 가중치 계산기에 있어서:

(i) 상기 신호 데이터 심볼들로부터 분리된 상기 신호 비데이터 심볼들을 수신하고, (ii) 알려진 비데이터 심볼들의 세트와 상기 신호 비데이터 심볼들을 비교하고, (iii) 상기 알려진 비데이터 심볼들의 세트와 상기 신호 비데이터 심볼들의 비교에 따라 가중치들의 세트를 결정하도록 프로세서를 제어하는 프로그램을 포함하는 프로세서로서, 상기 가중치들은 상기 신호 데이터 심볼들에 대한 간섭 영향을 제한하기 위해 상기 신호 데이터값들과 조합되는, 상기 프로세서를 포함하는, 가중치 계산기.

청구항 10.

제 9 항에 있어서,

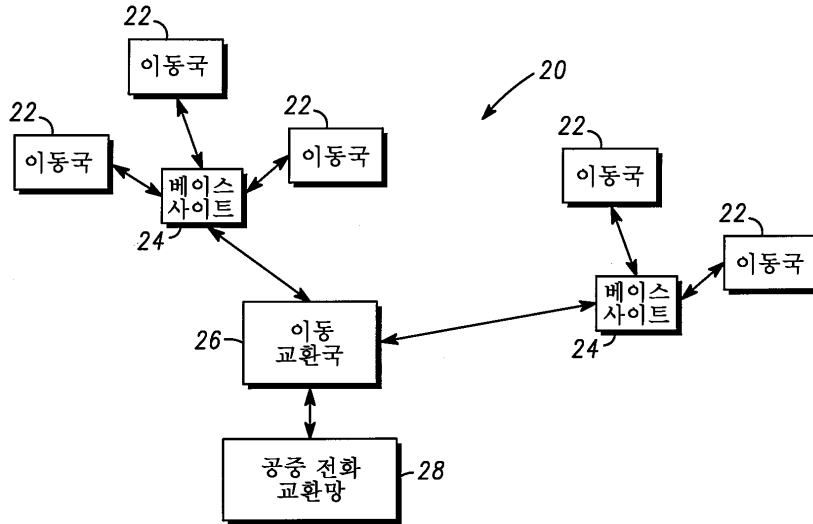
상기 신호 비데이터 심볼들 및 상기 알려진 비데이터 심볼들 각각은 임의의 값을 갖고,

상기 프로그램은 또한, (i) 상기 알려진 비데이터 심볼값들을 이용하여 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대응하는 추정값을 결정하고, (ii) 상기 신호 비데이터 심볼값과 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대한 상기 대응하는 추정값을 비교하

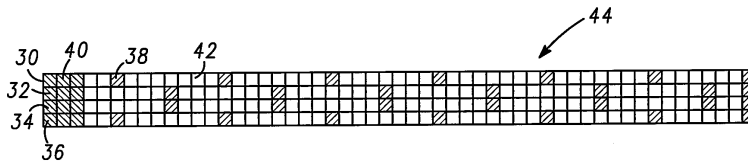
도록 상기 프로세서를 제어하고, 상기 프로그램은 또한, 상기 알려진 비데이터 심볼값들을 이용하여 상기 신호 비데이터 심볼들 각각에 대응하는 추정값을 결정하기 위해 상기 적응형 안테나 어레이에 대한 도플러 및 지연 확산들의 함수인 페이딩 이득들의 세트와 상기 알려진 비데이터 심볼값들을 조합하도록 상기 프로세서를 제어하는, 가중치 계산기.

도면

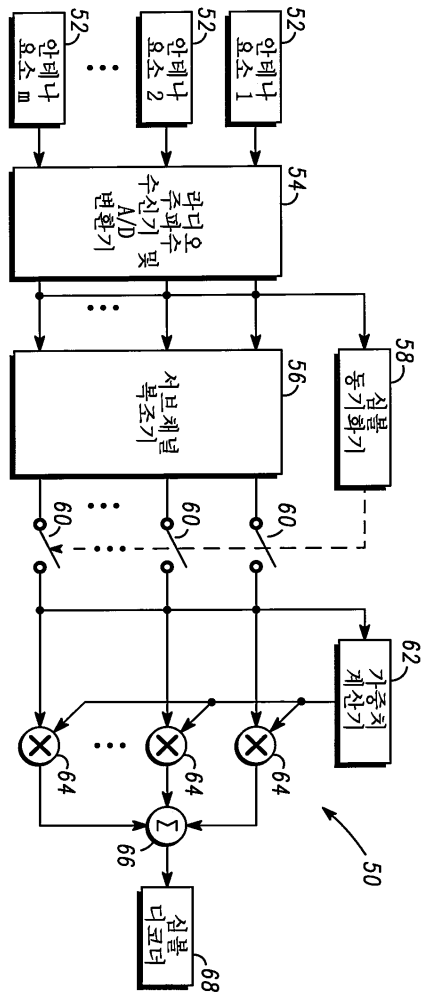
도면1



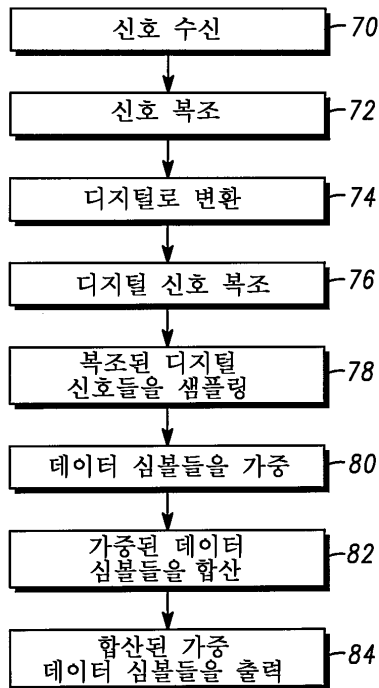
도면2



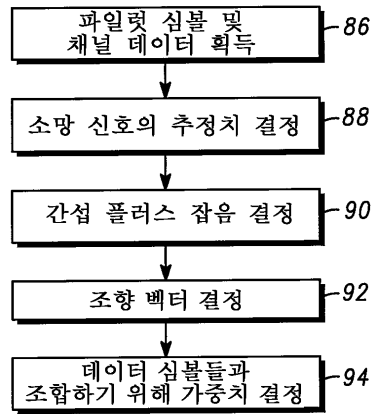
도면3



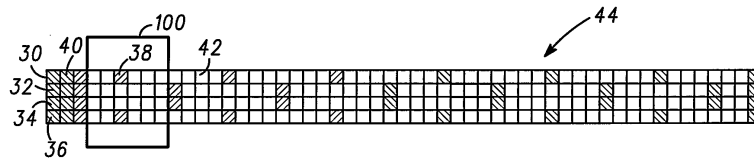
도면4



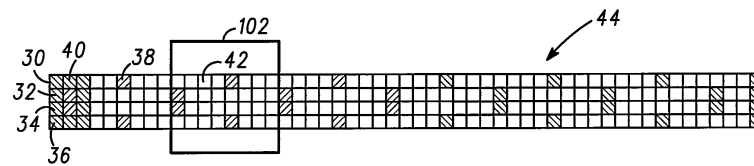
도면5



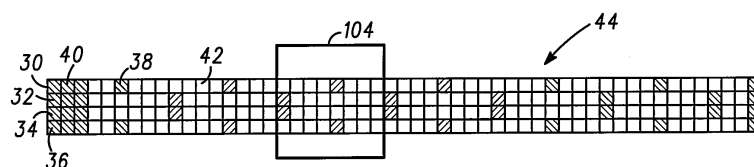
도면6a



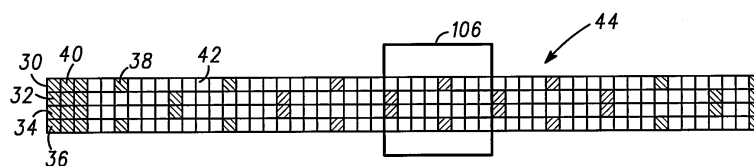
도면6b



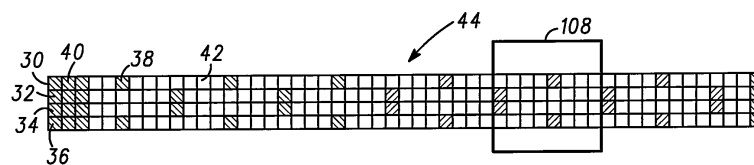
도면6c



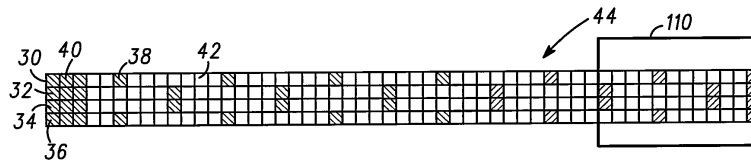
도면6d



도면6e



도면6f



도면7

