(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl. [7]
H04B 1/707

(45) 공고일자 2002년12월31일
(11) 등록번호 10-0366288
(24) 등록일자 2002년12월13일

(21) 출원번호 10-2000-0083255
(22) 출원일자 2000년12월27일

(65) 공개번호 특2002-0054222
(43) 공개일자 2002년07월06일

(73) 특허권자 한국전자통신연구원
대전 유성구 가정동 161번지

(72) 발명자 김일규
서울특별시강남구개포4동시영아파트11동301호
정재욱
대전광역시중구문화1동삼익아파트2동312호
방승찬
대전광역시서구월평동누리아파트115동1502호

(74) 대리인 전영일

심사관 : 정재우

(54) 파일럿심벌과 컨트롤심벌이 시분할로 구성되어 있는디에스-씨디엠에이 신호의 최적 탐색 방법 및 그에 따른장치

요약

본 발명은 파일럿심벌 영역과 컨트롤심벌 영역이 시분할로 구성되어 직접시퀀스 대역확산된 신호를 이용하여 신호를 탐색하거나 SIR을 측정할 때 수신기의 성능을 최대로 하기 위한 파일럿심벌과 컨트롤심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA신호의 최적 탐색 방법 및 그에 따른 장치에 관한 것이며, 더욱이 수신기가 상기에서 언급한 신호를 탐색할 때 기본적으로 파일럿심벌과 컨트롤심벌의 에너지를 모두 이용하되 두 영역에 대한 코히런트 적분 길이를 달리하고 또한 코히런트 상관값을 최종적으로 논코히런트하게 더할 때 두 부분에 가중치를 달리 줌으로써 탐색기의 성능을 최대로 하는 방법을 제안하며 각 탐색 경로에 대한 효과적인 SNR 추정 방법에 관한 것이다.

대표도

도 4

색인어
파일럿심벌, 최적탐색방법, 컨트롤심벌, DS-CDMA

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 비동기 W-CDMA 방식의 역방향 DPCH의 프레임구조

도 2는 비동기 W-CDMA 이동국 송신기 개념도

도 3은 본 발명이 적용되는 기지국 수신기 구조

도 4는 본 발명에 따른 다경로/핸드오버 탐색기 구조

도 5는 다중 섹터를 포함하는 기지국에서 본 발명의 다경로 탐색기의 탐색방법

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 파일럿심벌 영역과 컨트롤심벌 영역이 시분할로 구성되어 직접시퀀스 대역확산된 신호를 이용하여 신호를 탐색하거나 SIR을 측정할 때 수신기의 성능을 최대로 하기 위한 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA신호의 최적 탐색 방법 및 그에 따른 장치에 관한 것이다.

또한, 본 발명은 수신기가 상기에서 언급한 신호를 탐색할 때 기본적으로 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌의 에너지를 모두 이용하되 두 영역에 대한 코히런트 적분 길이를 달리하고 또한 코히런트 상관값을 최종적으로 논코히런트하게 더할 때 두 부분에 가중치를 달리 줌으로써 탐색기의 성능을 최대로 하는 방법을 제안하며 각 탐색 경로에 대한 효과적인 SNR 추정 방법에 관한 것이다.

근래 들어 주목받고 있는 차세대 이동통신 시스템인 IMT-2000은 위성통신 영역과 지상통신 영역으로 구분되어 지는데, 첨부한 도 1은 IMT-2000에 따른 서비스 시스템 중 지상부분의 무선 다중 접속 기술을 설명하기 위한 예시도로서, 현재 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서 개발중인 비동기 W-CDMA 방식의 역방향 DPCH (Dedicated Physical CHannel)의 프레임 구조를 나타낸다.

도 1에서 보인 것처럼 1프레임의 길이는 10msec이고 15개의 슬롯으로 나누어진다. 1개의 슬롯은 0.667 msec로서 2560 칩 길이와 일치한다.

DPCH는 도 1에서 나타난 것처럼 DPDCH(Dedicated Physical Data CHannel)와 DPCCH(Dedicated Physical Control Channel)로 구성된다. 도 1의 DPDCH는 상위계층에서 내려온 사용자의 정보 비트(1)를 실어 나르는 데에 사용되며 데이터 전송속도는 매 프레임 당 가변일 수 있고 이 때 최소 확산인자 (spreading factor)는 4이고 최대 256이다.

DPCCH는 기지국에서 이동국 신호를 복조할 때 코히런트 복조가 가능하게 하도록 하는 파일럿 영역(2)과 DPDCH의 데이터(1)에 대한 데이터 전송률에 대한 정보, 전력제어비트 등 컨트롤 정보를 실어 나르는 컨트롤 영역(3)으로 이루어져 있다. 이러한 포맷은 매 슬롯마다 동일하게 주어진다.

도 1에서 1개의 슬롯동안 전송되는 DPCCH심벌 수는 총 10 심벌이고 이 값은 항상 변하지 않는다. 즉, DPCCH의 확산 인자는 항상 256이다. 총 10개의 심벌 중에서 파일럿 영역의 심벌수는 W-CDMA 규격에 정해진 슬롯 포맷에 따라 최소 3개에서 최대 8개까지 될 수 있으며 슬롯 포맷은 기지국과 이동국간 초기 호 설정시 정해지며 정상 모드(Normal Mode)에서 압축 모드(Compressed Mode)로 전환시 혹은 그 반대의 경우 등, 통화중에도 슬롯 포맷이 바뀔 수 있다.

아래의 표 1은 W-CDMA 규격에서 정의하는 역방향 링크 DPCCH의 슬롯 포맷이다. 표 1에서 A, B가 붙은 슬롯 포맷은 압축모드에서 사용되고 그 외 포맷은 정상모드에서 사용된다.

슬롯 포맷	채널 심볼 전송속도 (Ksps)	확산 인자 (SF)	프레임당 심볼수	슬롯당 심볼수	**파일롯 심볼수 (Known 심볼수)**	**컨트롤 심볼수 (Unknown 심볼수)**	프레임당 슬롯수
0	15	256	150	10	**6**	**4**	15
0A	15	256	150	10	**5**	**5**	10-14
0B	15	256	150	10	**4**	**6**	8-9
1	15	256	150	10	**8**	**2**	8-15
2	15	256	150	10	**5**	**5**	15
2A	15	256	150	10	**4**	**6**	10-14
2B	15	256	150	10	**3**	**7**	8-9
3	15	256	150	10	**7**	**3**	8-15
4	15	256	150	10	**6**	**4**	8-15
5	15	256	150	10	**5**	**5**	15
5A	15	256	150	10	**4**	**6**	10-14
5B	15	256	150	10	**3**	**7**	8-9

도 1에서 DPCCH의 파일럿 심벌(2)은 프레임 동기 확인을 위한 파일럿 패턴에 의해 마스크가 씌워진다. W-CDMA 규격은 슬롯당 파일럿 심벌 수에 따른 파일럿 패턴을 정의하기 때문에 파일럿 심벌은 수신측의 입장에서 알고있는(Known) 심벌이다. 반면 컨트롤 심벌(2)은 매 슬롯 혹은 매 프레임마다 랜덤하게 값이 변하기 때문에 수신측의 입장에서 복조를 하기전에는 모르는(unknown) 심벌이다.

DPDCH 및 DPCCH는 도 2에서 처럼 칩 전송속도가 3.84 Mcps인 직교코드에 의해 1차로 대역확산된다.

도 2에서 Cd(4A) 및 Cc(4B)는 각각 DPDCH와 DPCCH를 구분하기 위한 직교 코드이다. 직교코드로 확산된 후 블록(5)에서 처럼 βd 및 βc 만큼 gain이 곱해진다. 그리고 블록(6)에서처럼 3.84 Mcps의 복소 의사잡음코드에 의해 복소 스크램블링된다.

복소 의사잡음코드는 다수의 이동국을 분리하기 위해 사용된다. 복조 스크램블링된 신호의 실수부와 허수부는 각각 블록(7A, 7B)에서처럼 펄스 쉐이핑(shapping) 필터를 통과한 후 변조되고(8) 증폭되어 안테나를 통해 전송된다.

호가 설정된 후 기지국은 핑거 재할당을 위해 상기에서 언급한 도 1의 DPCCH를 이용하여 이동국으로부터 수신된 신호의 다 경로(Multi-path) 성분을 계속해서 탐색해야 한다. 무선채널 상에서 수신신호의 경로는 이동국과 주위환경의 변화에 따라 계속해서 바뀌기 때문에 호가 끊기지 않으려면 수신기는 계속적으로 다 경로를 탐색하여 핑거를 재 할당하여야 한다.

상기에서 언급한 다 경로 탐색 이외에도 기지국은 인접 기지국으로부터 현 기지국으로 핸드오버를 하려고 하는 이동국에 대한 핸드오버 탐색을 하는 경우에도 DPCCH를 이용하여야 한다.

이상 상기에서 언급한 예에서 처럼 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시간분할방식으로 구성되어 있는 직접시퀀스 대역확산신호 (상기의 예에서는 DPCCH)를 이용하여 수신신호를 탐색하거나 신호세기를 측정하는데 있어서 현재까지 알려진 수신기 구조는 파일럿 심벌 영역과 컨트롤 심벌 영역의 에너지를 모두 이용하되 두 영역의 코히런트 적분 길이를 같게 하고 코히런트 적분한 값을 파일럿 심벌 영역과 컨트롤 심벌 영역을 구분하지 않고 단순히 논코히런트하게 더하는 구조이다. 이와 같은 기존의 수신기 구조는 최적 수신기가 아니기 때문에 낮은 신호 대 잡음비에서 수신기의 성능이 매우 저하되는 단점이 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 파일럿심벌 영역과 컨트롤심벌 영역이 시분할로 구성되어 직접시퀀스 대역확산된 신호를 이용하여 신호를 탐색하거나 SIR을 측정할 때 수신기의 성능을 최대로 하는 장치 및 방법을 제공하는 데 있다.

발명의 구성 및 작용

상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 특징은, 동일한 구조를 갖고 있으며 적어도 하나 이상이면서 탐색하고자 하는 탐색 창의 크기 이하의 개수(M)를 유지하는 상관기로 이루어지는 탐색기와; 기지국 수신기의 수신제어블록으로 콤플렉스(complex) 값을 넘겨받아 탐색기가 탐색해야할 섹터 및 안테나의 수신신호를 선택하는 섹터 및 안테나 선택부와; 상기 섹터 및 안테나 선택부로부터 선택된 섹터 및 안테나의 수신신호를 넘겨받고 그에 대응하는 콤플렉스(complex) 값을 입력받아 탐색 스텝 크기가 1/2칩인 경우 한번에 M/2 칩의 부분 탐색창을 탐색할 수 있도록 상기 탐색기측으로 데이터를 전달하는 데시메이터(decimator); 및 상기 탐색기에서 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌의 에너지를 모두 이용하되 두 영역에 대한 코히런트 적분 길이를 달리하고, 코히런트 상관값을 최종적으로 논코히런트하게 더할 때 두 부분에 가중치를 달리 주어 누적된 값을 입력받아 다경로 탐색을 위한 기능 혹은 핸드오버 탐색을 위한 기능 및 신호세기를 검출하기 위한 기능 중 어느 하나의 기능을 수행하는 결정 디바이스를 포함하는 데 있다.

상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 부가적인 특징으로 상기 탐색기는 각각 M개의 가정(Hypothesis)에 대한 코드 위상을 이용하여 심벌(256칩)길이 만큼 복소 응축(despreading)을 수행하는 응축기(despreader)와; 상기 응축기(despreader)에서 응축된 신호를 256칩단위로 데시메이션(decimation)하되 데시메이션된 신호의 영역이 파일럿 심벌 영역인지 컨트롤 심벌 영역인지를 구분하여 전달경로를 달리하는 데시메이터(decimator)와; 상기 데시메이터에서 파일럿 심벌 영역으로 구분되는 신호를 입력받아 코히런트 누적동작을 수행하는 코히런트 누적기와; 상기 코히런트 누적기 출력 혹은 상기 디시메이트에서 컨트롤 심벌 영역으로 구분되는 신호를 입력받아 실수부 및 허수부를 각각 제곱한 후 더하는 자승결합기와; 상기 자승결합기의 출력을 입력받아 현재 심벌이 컨트롤 심벌 영역에 해당할 경우 바이패스시키고, 현재 심벌이 파일럿 심벌 영역에 해당할 경우 가중치를 주기 위한 곱셈동작을 수행하는 곱셈기; 및 상기 곱셈기 혹은 자승결합기로부터 받은 값들을 제어기로부터 제어되는 여러 슬롯길이에 따라 누적시켜 누적된 값을 결정 디바이스측으로 전달하는 논코히런트 누적기를 포함하는 데 있다.

본 발명의 상술한 목적과 여러 가지 장점은 이 기술 분야에 숙련된 사람들에 의해 첨부된 도면을 참조하여 후술되는 발명의 바람직한 실시 예로부터 더욱 명확하게 될 것이다.

이하 상기에서 언급한 본 발명의 방법을 도면을 이용하여 자세히 설명한다.

도 3은 본 발명에서 제안하는 방법을 이용하는 다경로 탐색기 혹은 핸드오버 탐색기를 포함하며 다수개의 섹터를 관장하며 섹터당 수신 안테나가 2개인 기지국 수신기의 일 예를 나타낸다.

도 3에서 기지국 안테나(10A, 10A', 10N, 10N')를 통해 수신된 신호는 RF 처리 및 AD 변환 블록(11A, 11A', 11N, 11N')기에서 하향 변환되고 펄스 정합필터에 의해 정합 필터링된 후 A/D 변환된다. A/D 변환된 신호는 칩당 4 혹은 8 샘플값을 갖는다.

이후, 수신신호제어블록(12)은 N개의 섹터로부터 수신되는 신호를 기지국내의 참조번호 20으로 지칭되는 복조기 블록(20)으로 분배하는 역할을 한다. 첨부한 도 3에서는 기지국 수신단에 1개의 복조기 블록(20)만을 도시하였는데 실제로는 여러 개의 복조기 블록이 존재할 수 있다.

상기 복조기 블록(20)은 기본적으로 다수개의 핑거(finger:15A, 15L)와 1개의 결합기(combiner:17) 그리고 1개의 다경로/핸드오버 탐색기(16)로 구성되어 있으며 각 블록은 제어기(18)의 제어를 받는다.

상기 다경로/핸드오버 탐색기(16)의 역할은 두 가지가 있는데 하나는 한 개 혹은 두개의 섹터로부터 수신되는 신호에 대해 임의의 탐색창을 설정하여 다중 경로를 계속해서 탐색하는 것이고 다른 하나는 인접기지국으로부터 현 기지국으로 소프트 혹은 하드 핸드오버를 시도하려고 하는 이동국으로 부터의 수신신호를 탐색하는 것이다.

도 4는 본 발명의 탐색기의 실시예를 나타낸다.

도 4의 실시 예에 따른 본 발명의 탐색기는 M개의 능동 상관기(23A, 23M)로 이루어져 있으며 M개의 상관기 각각은 동일한 구조를 갖는다. 이때, 변수 M은 1보다 크거나 같고 탐색기가 탐색하고자 하는 탐색 창의 크기(Search Window Size)보다 작거나 같다.

M개의 능동 상관기(23A, 23M)는 탭의 크기가 M인 코드 정합필터의 형태로 구현될 수 있으나 이 방법도 본 발명의 범주를 벗어나지 않는다. 도 4의 탐색기는 탐색 스텝 크기가 1/2칩이라 가정했을 때 한번에 M/2 칩의 부분탐색창을 탐색할 수 있는 탐색기의 예를 나타낸다.

또한, 섹터 및 안테나 선택부(21)는 제어기의 제어를 받아 탐색기가 탐색해야할 섹터 및 안테나의 수신신호를 선택한다. 도 4에서 굵게 표시한 화살표는 콤플렉스(complex) 값을 넘겨주는 것을 의미하고 가늘게 표시한 선은 실수부(real) 값을 넘겨주는 것을 의미한다.

M개의 재확산기(despreader:22)는 각각 M개의 가정(Hypothesis)에 대한 코드 위상을 이용하여 심벌(256칩)길이만큼 복소 재확산(despreading)을 수행한다. 응축된 신호의 I채널 성분과 Q채널성분 각각은 매 256칩마다 데시메이터(25)에서 decimation된다.

현재의 재확산된 신호의 영역이 파일럿 심벌 영역일 때 데시메이터(25) 출력은 코히런트 누적기(26)로 들어가고 컨트롤 심벌 영역일 때에는 코히런트 누적기(26)를 바이패스한다.

컨트롤 심벌의 영역에서 코히런트 적분길이가 256 칩보다 클 수 없는 이유는 수신측에서 컨트롤 심벌을 복조하기 전에는 컨트롤 심벌값을 모르기 때문이다. 도 1의 예와 같이 수신신호의 파일럿 심벌이 파일럿 패턴에 의해 마스킹된 상황에서는 코히런트 적분기 내에(혹은 앞단에) 파일럿 패턴 제거기가 삽입된다.(도 4에 파일럿 패턴 제거기는 도시하지 않았다.)

자승결합기(27)는 코히런트 누적기(26) 출력 혹은 데시메이터출력(25)의 실수부 및 허수부를 각각 제곱한 후 더하는 역할을 한다. 자승결합기(27)의 출력은 곱셈기(28)의 입력이 되는데 만일 현재 심벌이 컨트롤 심벌 영역(컨트롤 심벌 영역:3)에 해당할 경우 가중치를 주기 위한 곱셈기(28)를 바이패스하고 현재 심벌이 파일럿 심벌 영역(파일럿 심벌 영역:2)에 해당할 경우 곱셈기(28)의 입력으로 들어간다.

상기 곱셈기(28)는 내부에 상기 표 1에서 정의한 각 슬롯 포맷에 해당하는 가중치 값들을 저장하고 있으며 현재 이동국 송신신호의 슬롯 포맷에 해당하는 가중치 값을 자승결합기 출력신호에 곱하는 역할을 한다. 이 부분에 대해서는 아래에서 자세히 언급한다.

논코히런트누적기(29)는 곱셈기(28) 혹은 자승결합기(27)로부터 받은 값들을 여러 슬롯길이에 걸쳐 누적을 한다. 누적되는 슬롯길이는 제어기로부터 제어를 받는다. 이렇게 누적된 값은 결정 디바이스(30)의 입력이 된다. 상기 결정 디바이스(30)는 다경로 탐색을 위한 블록 일 수도 있고 핸드오버 탐색을 위한 블록 혹은 신호세기를 검출하기 위한 블록 일 수 도 있다.

이하 상기에서 설명한 본 발명의 수신기 구조에 대하여 표 1에서 제시된 예를 통하여 자세히 설명한다.

우선, 첫 번째 예로 표 1의 슬롯 포맷 0B를 고려한다. 이 경우 DPCCH의 심벌당 파일럿 심벌수는 4심벌이고 컨트롤 심벌수는 6심벌이다.

이 경우 파일럿 심벌 영역(파일럿 영역)에 대한 최대 코히런트 적분길이는 4심벌 구간이 될 수 있다. 만일 논코히런트 누적기(29)의 적분구간이 10심벌(=1슬롯 구간)이라 가정한다면 m(1 ≤m ≤M) 번째 상관기에 대한 최종 결정변수(29)는 아래의 수학식 1과 같이 주어질 수 있다.

수학식 1

$$Z^{(m)}=\left(\left(\sum_{k=1}^{4}Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(\sum_{k=1}^{4}Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right)\times\lambda^{(0B)}+\sum_{k=5}^{10}\left\{\left(Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right\}$$

상기 수학식 1에서 앞부분은 파일럿 심벌(know 심벌)영역에 대해 4심벌 구간 동안 실수부와 허수부에 대해 각각 코히런트 누적한 값을 자승 결합한 값이며, 뒷부분은 컨트롤 심벌 영역에 대해 1심벌 구간(256칩 구간) 동안 실수부와 허수부에 대해 각각 코히런트 적분한 값을 자승결합 한 후 6심벌 구간동안 논코히런트하게 더한 값이다. $\lambda^{(0B)}$ 는 슬롯 포맷 0B에 대한 가중치값으로서 본 발명의 수신기는 이 값을 저장하고 있다.

본 발명의 논코히런트 누적기(29)의 적분구간이 10심벌(=1슬롯) 이상일 경우, 상기 수학식 1에 의해 주어지는 과정을 반복하여 누적을 한다. 본 발명의 수학식 1 및 도 4의 설명에 있어서는 파일럿 영역에 해당하는 부분에 가중치를 곱했지만 구현상에 있어서 반대로 컨트롤 영역에 가중치를 주는 방법도 생각할 수 있다. 이 방법도 본 발명의 범주를 벗어나지 않는다.

이상적인 채널 환경에서는 파일럿 영역에 대한 코히런트 누적기(26)의 코히런트 적분구간이 클수록 수신기의 성능이 좋아진다. 하지만 무선채널환경에서 이동국의 속도에 따라 도플러 주파수가 클 때에는 파일럿 영역에 대한 코히런트 적분기(26)의 코히런트 적분구간이 채널의 코히런트 구간 보다 클 경우에는 수신기의 성능이 저하되는 문제를 야기할 수 있다.

본 발명에서는 이러한 경우 코히런트 적분구간을 2개 혹은 그 이상으로 나누는 방법도 제안한다. 예를 들어 표 1의 슬롯 포맷 1을 고려하자. 이 경우 심벌당 파일럿 심벌수는 8개이다. 이에 대해 최종 결정변수는 수학식 2와 같이 주어질 수 있다.

수학식 2

$$Z^{(m)}=\left(\left(\sum_{k=1}^{4}Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(\sum_{k=1}^{4}Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right)\times\lambda^{(1)}+\left(\left(\sum_{k=5}^{8}Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(\sum_{k=5}^{8}Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right)\times\lambda^{(1)}$$
$$+\sum_{k=9}^{10}\left\{\left(Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right\}$$

상기 수학식 2에서 앞의 두 부분은 파일럿 영역에 대한 적분 값이고 뒷부분은 컨트롤 심벌 영역에 대한 적분값에 해당한다. 본 발명의 예제 2에서는 채널의 코히런트 구간이 4심벌 영역이라고 가정했을 때 8심벌의 파일럿 영역을 2개의 영역으로 나누어 같은 가중치를 곱한다. $\lambda^{(1)}$ 은 상기 표 1의 슬롯 포맷 1에 대한 가중치 값으로서 본 발명의 수신기는 이 값을 저장하고 있다. 본 발명의 논코히런트 적분기(29)의 적분구간이 10심벌(=1슬롯) 이상일 경우, 수학식 2에 의해 주어지는 과정을 반복하여 누적을 한다.

만일 상기 표 1의 슬롯 포맷 3에서처럼 파일럿 심벌 영역이 홀수이고 채널의 코히런트 적분구간보다 클 때는 파일럿 영역은 다음과 같이 나누어 질 수 있다.

수학식 3

$$Z^{(m)} = \left(\left(\sum_{k=1}^{4} Z_I^{(m)}(k)\right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{4} Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right) \times \lambda_1^{(3)} + \left(\left(\sum_{k=5}^{7} Z_I^{(m)}(k)\right)^2 + \left(\sum_{k=5}^{7} Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right) \times \lambda_2^{(3)} + \sum_{k=8}^{10}\left\{\left(Z_I^{(m)}(k)\right)^2 + \left(Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right\}$$

상기 수학식 3에서 앞의 두 부분은 파일럿 영역에 대한 적분 값이고 뒷부분은 컨트롤 심벌 영역에 대한 적분값에 해당한다. 본 발명의 예제 3에서는 채널의 코히런트 구간이 4심벌 영역이라고 가정했을 때 7심벌의 파일럿 영역을 2개의 영역으로 나누어 다른 가중치 값을 곱한다. $\lambda_1^{(3)}$ 및 $\lambda_2^{(3)}$ 는 표 1의 슬롯 포맷 3에 대한 가중치값으로서 본 발명의 수신기는 이 값을 저장하고 있다.

상기 수학식 3에서처럼 서로 다른 가중치값을 곱하는 이유는 두 영역의 코히런트 적분 길이가 다르기 때문이다. 본 발명의 논코히런트 누적기(29)의 적분구간이 10심벌(=1슬롯) 이상일 경우, 상기 수학식 3에 의해 주어지는 과정을 반복하여 누적을 한다.

이하 상기 예 1,2,3을 요약하면 다음의 표 2와 같이 정리할 수 있다.

슬롯포멧 #I	파이롯 심볼수	1 차 코히런트 적분 길이 (심볼)	2 차 코히런트 적분길이 (심볼)	Weighting factor
0	6	3	3	$\lambda^{(0)}$
0A	5	5	0	$\lambda^{(0A)}$
0B	4	4	0	$\lambda^{(0B)}$
1	8	4	4	$\lambda^{(1)}$
2	5	5	0	$\lambda^{(2)}$
2A	4	4	0	$\lambda^{(2A)}$
2B	3	3	0	$\lambda^{(0A)}$
3	7	4	3	$\lambda_1^{(3)}, \lambda_2^{(3)}$
4	6	3	3	$\lambda^{(4)}$
5	5	5	0	$\lambda^{(5)}$
5A	4	4	0	$\lambda^{(5A)}$
5B	3	3	0	$\lambda^{(5B)}$

본 발명의 수신기에서는 상기 표 2에서처럼 각각의 슬롯 포맷에 대한 코히런트 적분 길이 및 가중치 벡터를 저장하고 통화 설정시 해당 포맷에 일치하는 값을 이용한다.

본 발명의 다경로 탐색기는 2개 이상의 섹터를 포함하는 기지국 수신기에 사용되었을 경우 이동국과 통화중인 역방향 링크의 액티브 섹터가 1개 일 경우 현재의 액티브 섹터뿐만 아니라 인접한 논-액티브 섹터까지 시간분할(TDM)방식으로 탐색한다.

도 5는 6섹터 기지국의 예를 나타내는 예시도이다. 도 5에서 본 발명의 기지국 탐색기는 액티브 섹터가 1개 일 때(31) 현재의 액티브 섹터뿐만 아니라 인접한 2개의 논-액티브 섹터까지 포함하여 3개의 섹터를 TDM 방식으로 탐색한다(32). 만일 액티브 섹터가 2개일 경우(33), 다 경로 탐색기는 2개의 액티브 섹터를 TDM 방식으로 탐색한다(34).

직접시퀀스 CDMA 시스템의 가장 큰 장점은 여러 개의 다경로 성분들을 레이크(Rake) 결합하므로서 생기는 경로 다이버시티효과로 인해 수신기의 성능이 최대가 되는 데에 있다. 하지만 이와 같은 다 경로는 고정되어 있는 것이 아니라 이동국의 속도에 따라 시간축 상에서 계속해서 변화하게 된다.

다경로 탐색기는 이와 같은 시변 채널상황에서 임의의 탐색창을 설정하여 계속해서 다경로를 탐색하고 각 경로에 대한 정보를 제어기로 넘겨주게 된다. 다경로 정보는 각 경로의 지연(delay)정보 뿐만 아니라 각 경로의 신호세기(혹은 SNR)정보를 포함한다.

본 발명의 다경로 탐색기에 있어서 임의의 경로의 SNR 추정 방법은 병렬상관기의 M개의 논코히런트 결합기 출력을 이용하되 선택한 경로와 나머지 경로의 평균값의 비를 이용한다. 아래에서 자세히 설명한다.

본 발명의 다 경로 탐색기의 결정 디바이스(decision device: 30)는 M개의 논코히런트 결합기 출력중 큰 것부터 차례로 L 개를 선택한다. L은 1 보다 크거나 같고 M보다는 작다.

다경로 탐색기는 선택한 L개의 경로 각각에 대해 [Es/Io]값을 추정하여 제어기에 넘겨주게 되는데 L개의 선택된 경로를 제외한 나머지 M-L개의 논코히런트 누적기(29)의 출력의 평균의 비를 이용한다.

여기서 Es는 수신신호의 심벌당 에너지를 의미하고 Io는 총 잡음 전력 밀도를 의미한다. L개의 경로 중 i번째 경로의 [Es/Io]값을 $[Es/Io]l_i$이라 놓으면 $[Es/Io]l_i$값은 수학식 4에서와 같이 주어진다.

수학식 4

$$[Es/Io]_{l_i} = \frac{(\lambda_1 N_{c1} + \lambda_2 N_{c2} + 10 - N_{c1} - N_{c2})}{\lambda_1 (N_{c1})^2 + \lambda_2 (N_{c2})^2 + 10 - N_{c1} - N_{c2}} (\Gamma^{(l_i)} - 1)$$

상기 수학식 4에서 N_{c1} 은 상기의 표2에서 나타낸 심벌 단위의 1차 코히런트 적분영역을 나타내고 λ_1은 1차 코히런트 적분영역에 대한 가중치 요인을 나타낸다. 또한 N_{c2} 는 상기의 표 2에서 나타낸 심벌 단위의 2차 코히런트 적분영역을 나타내고 λ_2는 2차 코히런트 적분영역에 대한 가중치 요인을 나타낸다. 2차 코히런트 적분길이가 0일 경우 중 l_i번째 경로의 $[Es/Io]l_i$은 수학식 5와 같이 된다.

수학식 5

$$[Es/Io]_{l_i} = \frac{(\lambda N_c + 10 - N_c)}{\lambda (N_c)^2 + 10 - N_c} (\Gamma^{(l_i)} - 1)$$

상기 수학식 4 및 수학식 5에서 $\Gamma^{(li)}$ 는 경로 l_i에 대한 논코히런트 누적기(19) 출력과 L개의 선택된 경로를 제외한 M-L개의 경로에 대한 논코히런트 누적기(19) 출력의 평균으로서 수식 6과 같이 정의된다.

수학식 6

$$\Gamma^{(l_i)} = \frac{Z^{(l_i)}}{\frac{1}{M-L}\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ m \neq l_L}}^{M} Z^{(m)}}$$

본 발명의 다경로 탐색기의 SNR측정 방법은 상기 수학식 6 및 수학식 4 또는 수학식 5에 기반한다.

첨부한 도 6은 기존의 방법과 본 방법을 다경로 탐색기에 적용했을 때, False alarm 확률 대 검출 확률을 보인 그래프이다. 그림에서는 10개의 심벌 중 5개의 심벌이 파일럿 심벌이고 나머지 부분이 컨트롤 심벌 일 때를 예를 들었다. 본 발명의 방법의 경우 파일럿 부분에 대한 코히런트 적분 길이를 5심벌 구간으로 하였고 그때의 최적 가중치 요인을 성능 분석을 위한 시뮬레이션에 사용하였다. 그림으로부터 본 발명의 방법이 기존의 방법에 비해 신호의 검출 확률 측면에서 성능이 매우 좋은 것을 알 수 있다.

이상의 설명에서 본 발명은 특정의 실시 예와 관련하여 도시 및 설명하였지만, 특허청구범위에 의해 나타난 발명의 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 한도 내에서 다양한 개조 및 변화가 가능하다는 것을 당 업계에서 통상의 지식을 가진 자라면 누구나 쉽게 알 수 있을 것이다.

발명의 효과

이상 설명한 바와 같이 본 발명에 따르면, 파일럿 심벌 영역과 컨트롤 심벌 영역이 시간분할방식(TDM: time division multiplexing)으로 구성되어 있는 직접시퀀스 대역확산 신호를 탐색(searching)하거나 SNR를 측정할 때 파일럿 영역과 컨트롤 영역의 에너지를 모두 이용하되 본 발명의 두 영역에 대한 상관값을 논코히런트하게 더할 때 단순히 두 부분에 가중치를 달리 줌으로써 수신기의 성능을 최대로 할 수 있다.

본 발명은 슬롯 포맷에 대한 가중치값을 다르게 설정하는 방법도 제안하는데 이 방법을 사용하므로써 각 슬롯 포맷에 대한 수신기의 성능을 최대로 할 수 있는 장점도 가지고 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

동일한 구조를 갖고 있으며 적어도 하나 이상이면서 탐색하고자 하는 탐색 창의 크기 이하의 개수(M)를 유지하는 상관기로 이루어지는 탐색기와;

기지국 수신기의 수신제어블럭으로 콤플렉스(complex) 값을 넘겨받아 탐색기가 탐색해야할 섹터 및 안테나의 수신신호를 선택하는 섹터 및 안테나 선택부와;

상기 섹터 및 안테나 선택부로부터 선택된 섹터 및 안테나의 수신신호를 넘겨받고 그에 대응하는 콤플렉스(complex) 값을 입력받아 탐색 스텝 크기가 1/2칩인 경우 한번에 M/2 칩의 부분 탐색창을 탐색할 수 있도록 상기 탐색기측으로 데이터를 전달하는 데시메이터; 및

상기 탐색기에서 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌의 에너지를 모두 이용하되 두 영역에 대한 코히런트 적분 길이를 달리하고,

코히런트 상관값을 최종적으로 논코히런트하게 더할 때 두 부분에 가중치를 달리 주어 누적된 값을 입력받아 다경로 탐색을 위한 기능 혹은 핸드오버 탐색을 위한 기능 및 신호세기를 검출하기 위한 기능 중 어느 하나의 기능을 수행하는 결정 디바이스를 포함하는 것을 특징으로 하는 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA신호의 최적 탐색 장치.

청구항 2.

제 1항에 있어서,

상기 탐색기는 각각 M개의 가정(Hypothesis)에 대한 코드 위상을 이용하여 심벌(256칩)길이 만큼 복소 응축(despreading)을 수행하는 응축기(despreader)와;

상기 응축기(despreader)에서 응축된 신호를 256칩단위로 데시메이션(decimation)하되 데시메이션된 신호의 영역이 파일럿 심벌 영역인지 컨트롤 심벌 영역인지를 구분하여 전달경로를 달리하는 데시메이터(decimator)와;

상기 데시메이터에서 파일럿 심벌 영역으로 구분되는 신호를 입력받아 일정 가중치 적용을 통한 코히런트 누적동작을 수행하는 코히런트 누적기와;

상기 코히런트 누적기 출력 혹은 상기 데시메이터에서 컨트롤 심벌 영역으로 구분되는 신호를 입력받아 실수부 및 허수부를 각각 제곱한 후 더하는 자승결합기와;

상기 자승결합기의 출력을 입력받아 현재 심벌이 컨트롤 심벌 영역에 해당할 경우 바이패스시키고, 현재 심벌이 파일럿 심벌 영역에 해당할 경우 가중치를 주기 위한 곱셈동작을 수행하는 곱셈기; 및

상기 곱셈기 혹은 자승결합기로부터 받은 값들을 제어기로부터 제어되는 여러 슬롯길이에 따라 누적시켜 누적된 값을 결정 디바이스측으로 전달하는 논코히런트 누적기를 포함하는 것을 특징으로 하는 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA신호의 최적 탐색 장치.

청구항 3.

파일럿 심벌 영역과 컨트롤 심벌 영역이 시간분할방식으로 구성되어있고 의사잡음 코드로 직접시퀀스 대역확산된 신호를 탐색하는 탐색기에서의 신호의 최적 탐색 방법에 있어서:

수신신호의 파일럿 심벌 영역과 컨트롤 심벌 영역의 에너지를 모두 이용하되 두 영역 대한 코히런트 적분 구간을 달리하는 제 1과정과;

수신신호의 파일럿 심벌 영역과 컨트롤 심벌 영역에 대한 코히런트 상관값을 최종적으로 논코히런트하게 더할 때

$$Z^{(m)}=\left(\left(\sum_{k=1}^{4}Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(\sum_{k=1}^{4}Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right)\times A^{(0B)}+\sum_{k=5}^{10}\left\{\left(Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right\}$$

와 같이 두 부분에 가중치를 달리 주는 제 2과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA 신호의 최적 탐색 방법.

청구항 4.

제 3항에 있어서,

상기 제 1과정은 수신신호의 파일럿 심벌 영역이 채널의 코히런트 구간보다 클 때 파일럿 심벌 영역의 코히런트 적분구간을 두 개 이상으로 나누는 제 1단계와;

상기 제 1단계에서 상기 두 개 이상으로 나누어진 파일럿 심벌 영역에 대한 코히런트 적분 값을 최종적으로 논코히런트하게 더할 때

$$Z^{(m)}=\left(\left(\sum_{k=1}^{4}Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(\sum_{k=1}^{4}Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right)\times\lambda^{(0B)}+\sum_{k=5}^{10}\left\{\left(Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right\}$$

상기 수학식에서와 같이 앞의 두 부분은 파일럿 영역에 대한 적분 값이고 뒷부분은 컨트롤 심벌 영역에 대한 적분값에 해당하는 각 부분의 가중치를 부여하는 제 2단계와;

상기 제 1단계에서 상기 두 개 이상으로 나누어진 파일럿 심벌 영역에 대한 코히런트 적분 값을 최종적으로 논코히런트 더할 때

$$Z^{(m)}=\left(\left(\sum_{k=1}^{4}Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(\sum_{k=1}^{4}Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right)\times\lambda^{(1)}+\left(\left(\sum_{k=5}^{8}Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(\sum_{k=5}^{8}Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right)\times\lambda^{(1)}+\sum_{k=9}^{10}\left\{\left(Z_I^{(m)}(k)\right)^2+\left(Z_Q^{(m)}(k)\right)^2\right\}$$

상기 수학식에서와 같이 앞의 두 부분은 파일럿 영역에 대한 적분 값이고 뒷부분은 컨트롤 심벌 영역에 대한 적분값에 해당하는 각 부분의 가중치를 부여하는 제 3단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA신호의 최적 탐색 방법.

청구항 5.

제 3 항 또한 제 4 항에 있어서,

상기 제 2 과정은 수신기가 기 설정된 각 슬롯 포맷에 대해 가중치값을 저장하고 있는 제 1 단계와;

프레임 별 슬롯 포맷이 바뀔 때 해당 코히런트 적분길이 및 가중치값을 사용하는 제 2 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA신호의 최적 탐색 방법.

청구항 6.

제 3 항 또는 제 4 항에 있어서,

다경로 탐색기가 2개 이상의 섹터를 포함하는 기지국 수신기에 사용되었을 경우 이동국과 통화중인 역방향 링크의 액티브 섹터가 1개이면 현재의 액티브 섹터뿐만 아니라 인접한 논-액티브 섹터까지 시간분할방식으로 탐색하는 것을 특징으로 하는 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA신호의 최적 탐색 방법.

청구항 7.

제 3 항 또는 제 4 항에 있어서,

다경로 탐색기가 2개 이상의 섹터를 포함하는 기지국 수신기에 사용되었을 경우 이동국과 통화중인 역방향 링크의 액티브 섹터가 2개이면 2개의 액티브 섹터를 TDM 방식으로 탐색하는 것을 특징으로 하는 파일럿심벌과 컨트롤심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA신호의 최적 탐색 방법.

청구항 8.

제 3 항 또는 제 4 항에 있어서,

M개의 논코히런트 누적기 출력값들을 이용하되 선택한 경로와 나머지 경로의 평균값의 비를 이용하여 다경로 탐색기가 임의의 경로에 대한 신호 대 노이즈의 비율을 산출하는 제 3과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA 신호의 최적 탐색 방법.

청구항 9.

제 8 항에 있어서,

상기 제 3 과정은 M개의 논코히런트 누적기 출력중 큰 것부터 차례로 L개를 선택하는 제 1 단계와;

상기 제 1 단계를 통해 선택된 L개의 경로중 임의의 경로에 대해

$$\Gamma^{(l_i)} = \frac{Z^{(l_i)}}{\frac{1}{M-L}\sum_{\substack{m=1 \\ m\neq l_1 \\ \vdots \\ m\neq l_L}}^{M} Z^{(m)}}$$

상기 수학식에서처럼 그 경로에 대한 논코히런트 누적기 출력과 선택된 L개의 경로를 제외한 M-L개의 경로에 대한 논코히런트 누적기출력의 평균의 비를 구하는 제 2 단계와;

상기 제 2 단계를 통해 산출된 논코히런트 누적기 출력의 비를

$$[Es/Io]_{l_i} = \frac{(\lambda_1 N_{c1} + \lambda_2 N_{c2} + 10 - N_{c1} - N_{c2})}{\lambda_1 (N_{c1})^2 + \lambda_2 (N_{c2})^2 + 10 - N_{c1} - N_{c2}} (\Gamma^{(l_i)} - 1)$$

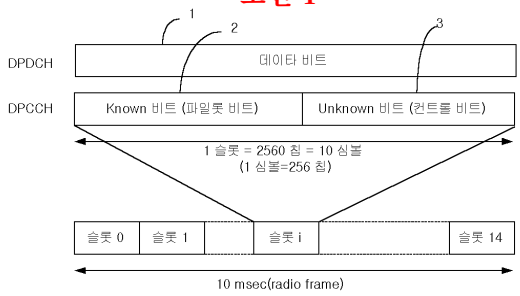
또는

$$[Es/Io]_{l_i} = \frac{(\lambda N_c + 10 - N_c)}{\lambda (N_c)^2 + 10 - N_c} (\Gamma^{(l_i)} - 1)$$

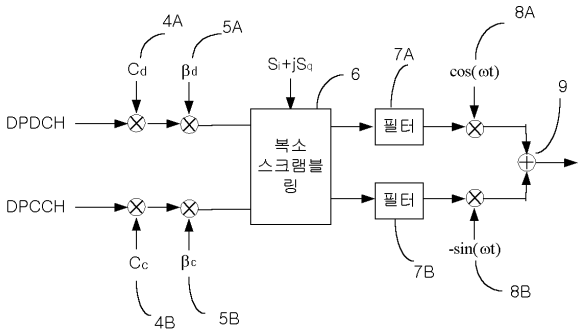
에 대입하여 그 결과를 산출하는 제 3 단계로 이루어지는 것을 특징으로 하는 파일럿 심벌과 컨트롤 심벌이 시분할로 구성되어있는 DS-CDMA 신호의 최적 탐색 방법.

도면

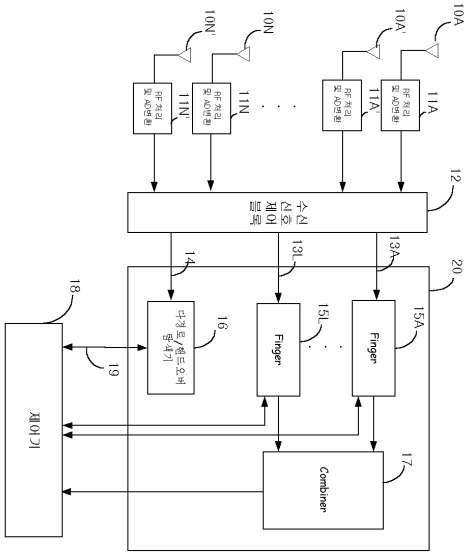
도면 1



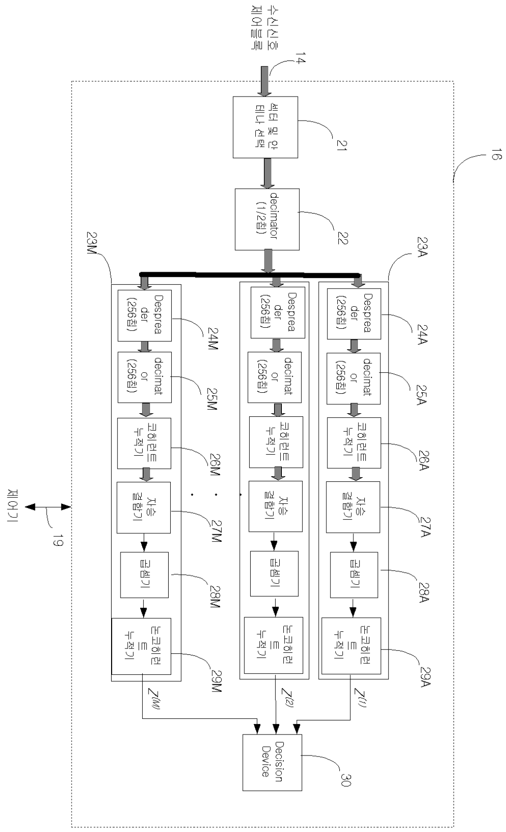
도면 2



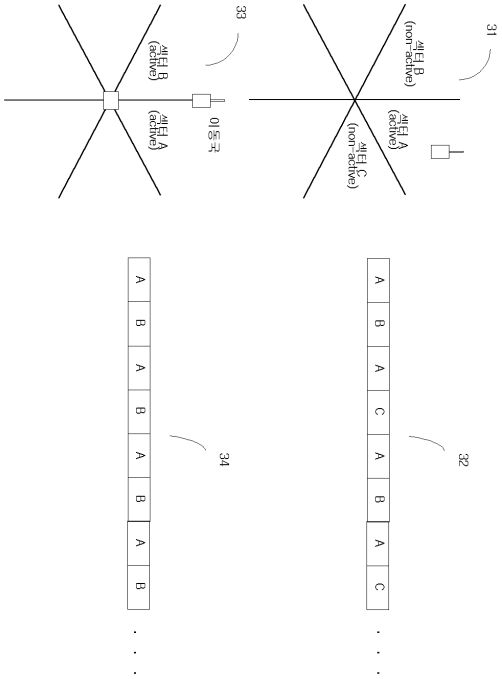
도면 3



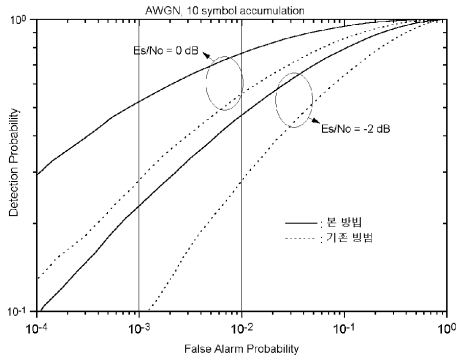
도면 4


수신신호 제어블록
14
16
섹터 및 안테나 선택
21
decimator (1/2칩)
22
23A
23M
Despreader (256칩)
24A
24M
decimator (256칩)
25A
25M
코히런트 누적기
26A
26M
자승 결합기
27A
27M
곱셈기
28A
28M
논코히런트 누적기
29A
29M
Decision Device
30
19
제어기

도면 5


33
빔B (active)
빔A (active)
이동국
31
빔B (non-active)
빔A (active)
빔C (non-active)
34
32
A
B
C

도면 6


AWGN, 10 symbol accumulation
Es/No = 0 dB
Es/No = -2 dB
: 본 방법
: 기존 방법
Detection Probability
False Alarm Probability
10^0
10^-1
10^-4
10^-3
10^-2
10^-1
10^0