(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。Int. Cl. [7]
H04B 1/69

(11) 공개번호 특2001-0085143
(43) 공개일자 2001년09월07일

(21) 출원번호 10-2000-0010250
(22) 출원일자 2000년02월29일

(71) 출원인 에스케이 텔레콤주식회사
조정남
서울 종로구 서린동 99

(72) 발명자 주원용
서울특별시강남구도곡2동464개포한신8동302호
이황수
경기도성남시분당구서현동시범우성아파트226동702호

(74) 대리인 박래봉

심사청구 : 있음

(54) 부호 분할 다중 접속 수신기의 검파 장치 및 방법

요약

본 발명은 길쌈 부호화된 CDMA 시스템에 있어서 심볼의 신뢰도를 이용하여 각 사용자 및 심볼마다 가변하는 기중치를 갖는 심볼 가중 병렬 간섭제거 기술을 구현하도록 된 부호분할 다중접속 수신기의 복조 장치 및 방법을 제공하고자 하는 것으로서, 각 채널별 확산부호(s_1 - s_k)에 의해 역확산된 수신신호(r)를 각 채널별 신호로 분리 추출하는 복수개의 정합필터(120_1 - 120_k); 상기 추출된 채널별 신호들(y_1 - y_k) 중 목표 신호(y_1)를 지연하는 지연기(130); 상기 목표 신호(y_1)를 제외한 신호들(y_2 - y_k)을 채널별로 각각 입력하여 복호하고 그 복호된 신호의 신뢰도 정보를 생성하는 복수개의 복호기(140_2 - 140_k); 상기 복호된 신호(b^*_2 - b^*_k)를 각각 재부호화 하는 복수의 재부호화부(150_2 - 150_k); 상기 복호된 신호의 신뢰도 정보를 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보로 변환하는 복수의 변환부(160_2 - 160_k); 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보에 의거하여 상기 재부호화된 신호에 부여할 가중치를 결정하는 가중치 결정부(170_2 - 170_k); 상기 재부호화된 신호, 상기 결정된 가중치, 상기 지연신호와 해당 채널신호와의 상관값, 및 해당 채널신호의 추정 진폭(h_2 - h_k)에 의거하여 상기 지연되는 신호(y_1)에 포함된 간섭신호를 추정 산출하고, 상기 지연 출력된 신호(y_1)에서 상기 산출된 간섭신호를 가중 병렬 간섭제거방식에 의거하여 제거하는 가중 병렬 간섭제거부(180)를 포함하여 구성되어 있다.

대표도
도 4

색인어

부호 분할 다중 접속, 가중 병렬 간섭 제거, 길쌈부호화, 연성출력 비터비 알고리즘(SOVA), 가중치

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 종래의 정합필터 검파기의 구성도이고,

도 2는 심볼 동기식인 두명의 사용자를 갖는 CDMA 시스템에 대한 종래의 두단계 병렬 간섭 제거기의 구성도이고,

도 3은 길쌈 부호화가 되고 심볼 동기식인 CDMA 시스템의 일반적인 송신기의 구성도이고,

도 4는 본 발명에 따라 심볼마다 가변하는 가중치를 갖는 가중 병렬 간섭제거 방식의 CDMA 수신기의 검파 장치의 구성도이고,

도 5는 본 발명에 따른 CDMA 수신기의 검파 방법에서 오류 확률을 이용하는 가중치 결정 흐름도이고,

도 6은 본 발명에 따른 CDMA 수신기의 검파 방법에서 확률로그비를 이용하는 가중치 결정 흐름도이고,

도 7은 AWGN 채널이고 단일 사용자 시스템에 대한 정보 비트의 확률로그비를 나타낸 도면이고,

도 8은 AWGN 채널이고 Eb/No = 10dB 일 때 8명의 사용자를 갖는 시스템에서 첫 번째 사용자에 대한 확률로그비와 확률로그비의 함수로서 나타낸 오류확률 그래프도이고,

도 9는 AWGN 채널이고 10명의 사용자를 갖는 시스템에서 Eb/No의 관점에서 본 발명의 성능을 나타낸 그래프이고,

도 10은 레이리 페이딩 채널이고 10명의사용자를 갖는 시스템에서 Eb/No의 관점에서 본 발명의 성능을 나타낸 그래프이다.

※ 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

120_1 120_k: 정합 필터 130 : 지연기

140_2 140_k: 복호기 150_2 150_k: 재부호화부

160_2 160_k: 변환부 170_2 170_k: 가중치 결정부

180 : 가중 병렬 간섭제거부 190 : 복조부

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 부호 분할 다중 접속(CDMA) 수신기의 검파 장치 및 방법에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 차세대 이동통신 시스템의 다중 사용자 검파기로서 적용이 유망한 병렬 간섭제거기(Parallel Interference Canceller : PIC)의 성능 개선에 관한 것으로, 특히 길쌈부호(convolutional code)화된 CDMA 시스템에서 채널 복호를 이용하는 가중치 결정법을 갖는 가중 병렬 간섭 제거기(Weighted PIC : WPIC)에 의한 다중 사용자 CDMA 신호의 검파 장치 및 방법에

관한 것이다.

기존의 CDMA 검파기로는, 정합필터 검파기, 최적 다중 사용자 검파기, 상관제거 검파기, 병렬 간섭 제거기 등이 제안된 바 있으며, 이 중 본 발명과 관계 있는 상기 정합필터 검파기와 병렬 간섭 제거기에 대하여 설명하도록 한다.

설명의 편의상 사용자간의 심볼 동기식(symbol synchronous)이고 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN) 채널 모델을 채택하여 설명한다. 따라서, 진폭행렬의 원소는 모두 실수이고 양수이다. 일반적인 CDMA 채널은 사용자간의 심볼지연이 임의적으로 발생하는 심볼 비동기식(symbol asynchronous)이고 진폭행렬이 복소수 원소를 갖게 되나, 여기서는 설명의 편의상 실수 모델을 채택하도록 한다.

먼저, 가장 간단한 수신기로서 상기 정합필터 검파기(matched filter detector)에 대하여 설명한다.

K명의 다중 사용자 채널에서 사용자 k의 정합필터 검파기 출력은 하기 수학식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 1

$$y_k = h_k d_k + \sum_{j=1, j\neq k}^{k} \gamma_{kj} h_j d_j + n_k$$

(여기서 h는 진폭, d는 데이터 심볼, γ는 상관값, n은 노이즈 임)

그러면, 심볼 결정값은 다음 수학식(2)처럼 주어진다.

수학식 2

$$d''_k = sgn(y_k)$$

도 1에 두명의 사용자가 있는 간단한 정합필터 수신기의 구조를 나타내었다. 이와 같은 정합필터 수신기는 상기 수학식(1)에서 알 수 있듯이 두 번째 항의 값이 첫 번째 항의 값에 간섭신호로 작용하는 결과를 낳는다. 따라서, 채널의 배경잡음 n_k가 아무리 작더라도 수신기의 성능은 다중 사용자의 존재로 인해 발생하는 간섭신호에 영향을 받게 된다. 두 번째 항의 값은 사용자 코드간의 상관값 γ에 많이 의존한다는 것을 쉽게 알 수 있다. 다른 사용자 코드간의 상관값이 작을수록 다중사용자 간섭신호인 상기 수학식(1)의 두 번째항이 작아져서 좋은 성능을 나타내게 된다. 그러나, 상관값이 작은 코드를 선택하더라도 사용자 수가 많아지면 간섭신호가 커지기 때문에 정합필터 수신기의 성능은 나빠지게 되며, 더구나 동시에 통화하는 사용자 신호 중 무선채널 페이딩에 의해 신호의 크기가 커지면 같은 셀내의 신호의 크기가 작은 사용자는 간섭신호를 더 크게 받게되는 문제점이 있었다. 정합필터 검파기는 그 구조의 단순함으로 인해 지금까지 운용되어온 대부분의 CDMA 시스템의 수신기로 채택되었으나, 가입자 수가 늘어나고 더욱 더 고품질의 서비스를 요구하는 차세대 이동통신 시스템에서는 고전적인 정합필터 수신기가 갖는 상기 문제점을 개선하지 않으면 안된다.

따라서, 상기 정합필터 수신기의 문제점을 개선하기 위하여 다중 사용자 검파기로서 병렬 간섭제거기가 제안된 바 있다.

상기 병렬 간섭제거기에 대하여 설명하면 다음과 같다.

간섭제거기는 다른 사용자 신호의 심볼 결정값과 신호 진폭을 이용하여 간섭신호를 추정 재생하고 이 재생된 간섭신호를 수신신호로부터 제거한 다음에 다시 심볼 결정값을 구하는 방법이다. 이러한 간섭제거기에는 병렬 간섭제거기(parallel interference cancerller)와 직렬 간섭제거기(successive interference canceller)가 있다. 간섭제거는 구현의 방법상 간섭제거가 이루어지는 기준신호가 협대역 신호 즉 정합필터 출력인 경우가 있고 광대역 신호 즉 수신 신호인 경우가 있다. 앞의 방법은 협대역 간섭제거기 그리고 나중의 방법은 광대역 간섭제거기라 불리어진다. 각각의 방법은 서로 장단점이 있다. 간섭제거기는 또한 다단계로 구현이 가능하다. 간섭제거기에서 다중사용자 간섭신호를 재생하기

위해 사용되는 심볼 결정값은 경성 출력(hard decision)일 수도 있고 연성 출력(soft decision)일 수도 있다. 연성 출력을 사용하는 경우 정합필터의 출력을 그대로 이용하기 때문에 구현이 용이하나 사용자 신호의 진폭이 제대로 추정된다면 일반적으로 경성 출력을 이용하는 것이 더 좋은 성능을 발휘한다. 본 발명에서는 경성 출력을 이용하는 협대역 간섭제거기를 기준으로 설명하였다.

상기 병렬 간섭제거기는 동시에 모든 간섭신호의 심볼 결정값들을 구하고 이 결정값들을 이용하여 재생한 간섭신호를 동시에 제거하는 방법이다. 다음에 병렬 간섭제거기의 동작을 수식으로 표현하면 하기 수학식(3)과 같으며, 도 2에 두 단계 병렬 간섭제거기를 두 명의 사용자에 대해 일예로 나타내었다.

수학식 3

$$d_k^{*}=\mathrm{sgn}(y_k-\sum_{j=1,j\neq k}^{k} h_{j,1}h_{jk}d_j^{*}) = \mathrm{sgn}(h_{k1}d_k+\sum_{j=1,j\neq k}^{k} h_{j,1}h_{jk}(d_j-d_j^{*})+n_k)$$

상술된 바와 같은 기존의 병렬 간섭제거기는 하드웨어 구현의 복잡도가 사용자수의 산술함수식에 비례하고 처리속도가 빠르므로 기지국에서 다중 사용자 간섭제거기로서 적합한 구조를 가지고 있다. 병렬 간섭제거기는 다른 사용자의 심볼 결정값을 이용하여 다중접속 간섭신호를 추정 및 재생하고 수신 신호로부터 이 재생된 간섭신호를 뺌으로써 병렬 간섭제거를 수행하게 된다. 이 병렬 간섭제거기는 다단계로 구현이 가능하다. 다단계로 구현되면 직전 단계에서의 심볼 결정값을 이용하여 간섭신호를 재생하므로 단계가 진행될수록 좀 더 정확한 간섭제거가 이루어진다고 볼 수 있지만 단계의 수와 성능의 개선정도를 고려하면 반드시 비례하는 것이 아니고 더 이상 성능개신이 진행되지 않는 경우가 발생한다. 즉 일정한 단계 이후에서는 오류층이 발생하게 된다. 이것은 실제의 상황에서 각 사용자의 신호진폭과 위상지연을 완전하게 추정하지 못함으로 인해 생기는 결과이다. 여기서는 가장 간단한 두단계(two-stage) 병렬제거기에 대해 그 성능을 개선하는 방법을 제시한다. 병렬 간섭제거기는 도 2와 같이, 일반적으로 첫 번째 단의 검파기로서 정합필터 검파기(matched filter detector)를 사용한다. 이 정합필터 검파기의 출력인 경성심볼 결정값(hard symbol decision)과 추정된 신호진폭(amplitude estimation)을 이용하여 간섭신호를 재생하고 병렬 간섭제거를 수행하게 된다. 병렬 간섭제거기의 성능은 첫 번째 단계에서의 검파기 성능에 많이 좌우된다. 첫번째 단계 검파기에 오류가 많이 발생하면 두번째 단계 검파기인 병렬 간섭제거에 의해 오히려 오류를 증가시킬 수도 있게 된다. 병렬 간섭제거기의 성능을 개선하기 위해 첫번째 단의 오류를 최대한 줄이는 것이다. 이를 위해 정합필터 출력에 상관제거(correlation matrix)의 역행렬을 구하는 것이 복잡도를 증가시키므로 실제 적용하기에는 어려움이 있다. 첫 번째 단에 채널 복호를 수행하고 병렬 간섭을 제거하는 형태의 검파기를 복호 후 병렬 간섭제거기라 한다. 복호후 병렬 섭제거기는 병렬 간섭제거기의 성능개선을 위해 첫 번째 단에 채널복호를 하여 데이터의 정확도를 개선한 후 병렬간섭제거를 수행하는 방식을 의미한다. 병렬 간섭제거기의 성능개선을 위한 다른 하나의 방법은 가중 병렬 간섭제거기(WPIC:weighted parallel interference cancellation detector)를 도입하는 것이다. 즉 오류가 많이 발생하면 이 오류를 포함하는 심볼 결정값에 의해 재생된 간섭신호를 모두 제거하지 않고 적당한 가중치(weight)를 주어 일부분만 제거하는 것이다.

가중 병렬 간섭제거기의 성능개선은 이전의 연구결과들에서 많이 보고되고 있다. 그런데 가중치를 최적으로 결정하는 문제는 상당한 복잡도를 요구하므로 지금까지는 주로 실험적으로 가중치를 결정하는 방법이 사용되어 왔다. 그런데, 실험적인 가중치 결정법은 주어진 채널환경에서 가중치를 가변하면서 평균적인 비트 오류율이 최적으로 되는 가중치를 선택하는 방식이므로, 이와 같은 방법에 의해 결정된 가중치는 모든 사용자와 각 심볼에 대해 동일한 하나의 값을 갖는 가중치가 된다. 즉, 기존의 가중 병렬 간섭제거기는 신뢰도가 높은 심볼 결정값과 신뢰도가 낮은 심볼 결정값 모두에 대하여 동일한 가중치를 부가하게 되기 때문에, 오류를 포함하는 심볼 결정값에 대해서도 불필요한 가중치가 부가되는 경우가 발생되어 성능이 저하되는 단점이 있었다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은 상기와 같은 기존의 가중 병렬 간섭제거기의 문제점을 해결하여 CDMA 수신기의 성능을 개선하기 위하여 창작된 것으로서, 그 목적은 길쌈 부호화된 CDMA 시스템에 있어서 심볼의 신뢰도를 이용하여 사용자 마다 그리고 각 심볼마다 가변하는 기중치를 갖는 심볼 가중 병렬 간섭제거 기술을 구현함으로써, 보다 신뢰성 있는 데이터 복조를 구현하도록 된 부호분할 다중접속 수신기의 복조 장치 및 방법을 제공하고자 하는 것이다.

발명의 구성 및 작용

상기와 같은 목적을 달성하기 위하여 본 발명에 따른 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치는, 부호분할 다중접속 시스템의 통신 신호 수신장치에 있어서, 수신되는 신호를 각 채널별 신호로 분리 추출하는 정합수단; 상기 추출된 채널별 신호들 중 목표 신호를 기 설정된 시간동안 지연하는 지연수단; 상기 추출된 채널별 신호들 중 상기 목표 신호를 제외한 신호들을 채널별로 각각 입력하여, 그 입력된 신호를 복호함과 아울러 그 복호된 신호의 신뢰도 정보를 생성하는 복호수단; 상기 복호된 신호를 재부호화하는 재부호화 수단; 상기 복호된 신호의 신뢰도 정보를 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보로 변환하는 변환수단; 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보에 의거하여 상기 재부호화된 신호에 부여할 가중치를 결정하는 가중치 결정수단; 상기 재부호화된 신호, 상기 결정된 가중치, 상기 지연되는 목표 신호와 해당 채널신호와의 상관값, 및 해당 채널신호의 진폭에 의거하여 상기 지연되는 신호에 포함된 간섭신호를 추정 산출하고, 상기 지연 출력된 신호에서 상기 산출된 간섭신호를 가중 병렬 간섭제거방식에 의거하여 제거하는 가중 병렬 간섭제거수단; 및 상기 가중 병렬 간섭제거수단의 출력신호를 복조하여 목표 데이터를 결정 추출하는 복조수단을 포함하여 구성된다.

또한, 상기와 같은 목적을 달성하기 위하여 본 발명에 따른 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법은, 부호분할 다중접속 시스템에서 통신 신호를 수신하여 복조하는 방법에 있어서, 수신되는 신호를 각 채널별 신호로 분리 추출하는 제 1 단계; 상기 추출된 채널별 신호들 중 목표 신호를 기 설정된 시간동안 지연하는 제 2 단계; 상기 추출된 채널별 신호들 중 상기 목표 신호를 제외한 신호들을 채널별로 각각 입력하여, 그 입력된 신호를 복호함과 아울러 그 복호된 신호의 신뢰도 정보로서 결정 정보비트의 오류 확률 또는 그 결정 정보비트가 옳을 확율과 틀릴 확률 사이의 확률로그비(log-likelihood ratio)를 생성하는 제 3 단계; 상기 복호된 신호를 재부호화하는 제 4 단계; 상기 복호된 신호의 신뢰도 정보(즉, 상기 오류확률 또는 상기 확률로그비)를 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보로 변환하는 제 5 단계; 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보에 의거하여 상기 재부호화된 신호에 부여할 가중치를 결정하는 제 6 단계; 상기 재부호화된 신호, 상기 결정된 가중치, 상기 지연되는 목표 신호와 해당 채널신호와의 상관값, 및 해당 채널신호의 진폭에 의거하여 상기 지연되는 신호에 포함된 간섭신호를 추정 산출하고, 상기 지연 출력된 신호에서 상기 산출된 간섭신호를 가중 병렬 간섭제거방식에 의거하여 제거하는 제 7 단계; 및 상기 가중 병렬 간섭제거수단의 출력신호를 복조하여 목표 데이터를 결정 추출하는 제 8 단계를 포함하여 구성된다.

이하, 첨부 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치 및 방법에 대하여 상세히 설명하기로 한다.

먼저, K명의 사용자를 갖고 사용자간의 심볼 동기화되어 있는 채널부호화된 CDMA 시스템의 송신기 모델을 도 3에 나타내었다. 여기서, k번째 사용자의 정보 비트 $b_k \in \{-1,1\}$, $k = 1, \ldots, K$는 생성함수 $g_0 = (101)$, $g_1 = (111)$ 와 부호율 1/2로 길쌈부호화되어 있다고 가정한다. 각각의 부호심볼 $d_k \in \{-1,1\}$ 는 BPSK(binary phase shift keying)로 변조되고 정규화된(normalized) 확산부호 s_k로 확산된다. 이렇게 확신된 신호는 주파수 비선택적 레일리 페이딩(frequency-nonselective Rayleigh fading) 채널을 통해 전송된다. 이때 레일리 페이딩 계수는 $h_k = |h|_k e^{j\theta_k}$로 나타낸다.

수신기 입력단에서의 수신신호는 기저대역 신호로 표시하면,

수학식 4

$$r = \sum_{k=1}^{K} h_k d_k s_k + n$$

로 주어진다. 여기서 n 은 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)이다. 채널 추정이 정확하다는 가정하에 코히어런트 복조를 수행하면 사용자 1에 대한 정합필터 수신기 출력은,

수학식 5

$$y_{1\text{-}conv}=h_1 d_1+\sum_{j=2}^{K}\gamma_{1j}h_j d_j+z_1$$

로 주어진다. 여기서 γ_{1j} 는 확산부호 s_1 와 s_j사이의 상호 상관값이다. 그리고 z_1 는 n과 s_1 사이의 상관값으로 주어지는 가산성 가우시안 잡음이다.

이를. 병렬 간섭제거를 수행하면 다음처럼 주어진다.

수학식 6

$$y_{1\text{-}pc}=y_{1\text{-}conv}-\sum_{j=2}^{K}\gamma_{1j}h_j d^{*}_{j}$$

상기 수학식(6)에서 만약 심볼 결정값 d^{*}_{j}가 오류이면 간섭신호의 전력은 감소되기보다는 오히려 증가하게 된다. 이와 같이 오류 심볼로 인해 간섭신호의 전력이 증가하는 부정적인 영향을 줄이기 위해 기존에 다음과 같이 가중 병렬 간섭제거가 도입되었다.

수학식 7

$$y_{1\text{-}pc}=y_{1\text{-}conv}-w\sum_{j=2}^{K}\gamma_{1j}h_j d^{*}_{j}$$

이 가중 병렬 간섭제거에서 가중치 w를 적적히 선택하면 평균적으로 간섭신호의 전력은 감소할 것이고 전체적인 성능은 개선된다. 기존과 같이 실험적으로 가중치를 결정하게 되면 가중치는 주어진 채널환경에서 비트오류율을 최소로하는 하나의 값으로 선택되지만, 본 발명에서와 같이 간섭제거에 사용되는 심볼의 신뢰도 정보를 얻을 수 있으면, 가중 간섭제거를 위해 각 심볼단위로 접근하게 되어 더 좋은 결과를 기대할 수 있다. 상기 수학식(7)을 잘 관찰하면 모든 심볼 결정값에 대해 동일한 가중치 w를 사용하고 있는데, 이와 같은 방식 보다는 신뢰도가 높은 심볼 결정값에 대해서는 간섭제거를 많이 해주고 신뢰도가 상대적으로 낮은 심볼 결정값에 대해서는 가중치를 작게하는 것이 전체적인 간섭신호의 전력을 더 줄일 수 있게 된다. 즉 전체적으로 동일한 가중치를 사용하는 대신에 각 심볼 결정값의 신뢰도에 따라 다른 가중치를 적용하는 것이다.

이와 같이 심볼의 신뢰도를 이용하여 가중 병렬 간섭제거를 수행하기 위해서는 심볼의 신뢰도를 얻을 수 있어야 한다. 길쌈부호로 채널부호화된 CDMA 시스템에서는 복호기로 연성출력 비터비 알고리즘(SOVA:soft-output Viterbi algorithm)을 사용하면 심볼의 신뢰도를 얻을 수 있다. 따라서 본 발명에서는 병렬 간섭제거 이전 단계에서 채널복호를 수행해야 하므로 복호 후 병렬 간섭제거 구조를 채택하고 복호기로 연성출력 비터비 알고리즘을 사용하게 된다.

사용자1의 신호에 대한 검파기로서 본 발명에 따라 제안된 심볼 가중 병렬 간섭제거기를 갖는 CDMA 수신기의 검파장치의 구조를 도 4에 나타내었다.

도 4에서, 본 발명에 따른 CDMA 수신기의 복조장치는, 각 채널별 확산부호(s_1 - s_k)에 의해 역확산된 수신신호(r)를 각 채널별 신호로 분리 추출하는 정합수단으로서의 복수개의 정합필터(Matched Filter : MF)(120 $_1$ - 120_k); 상기 복수개의 정합필터(120_1 - 120_k)에 의해 추출된 채널별 신호들(y_1 - y_k) 중 목표 신호(y_1)를 기 설정된 시간동안 지연하는 지연기(Delay)(130); 상기 복수개의 정합필터(120 $_1$ - 120_k)에 의해 추출된 채널별 신호들(y_1 - y_k) 중 상기 목표 신호(y_1)를 제외한 신호들(y_2 - y_k)을 채널별로 각각 입력하여, 그 입력된 신호를 복호함과 아울러 그 복호된 신호의 신뢰도 정보를 생성하는 복수개의 복호기(SOVA)(140_2 - 140_k); 상기 복수개의 복호기(140_2 - 140_k)에 의해 복호된 신호(b^*_2 - b^*_k)를 각각 재부호화 하는 복수의 재부호화부(Re-encoder)(150 $_2$ - 150_k) ; 상기 복호된 신호의 신뢰도 정보를 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보로 변환하는 복수의 변환부(Translator)(160 $_2$ - 160_k); 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보에 의거하여 상기 재부호화된 신호에 부여할 가중치를 결정하는 가중치 결정부(Weight Estimator)(170_2 - 170_k); 상기 재부호화부(150_2 - 150_k)에 의해 재부호화된 신호(d^*_2 - d^*_k), 상기 가중치 결정부(170_2 - 170_k)에 의해 결정된 가중치(w_{d2} - w_{dk}), 상기 지연되는 목표 신호와 해당 채널신호와의 상관값(γ_{12} - γ_{1k}), 및 해당 채널신호의 추정 진폭(h_2 - h_k)에 의거하여 상기 지연되는 신호(y_1)에 포함된 간섭신호를 추정 산출하고, 상기 지연 출력된 신호(y_1)에서 상기 산출된 간섭신호를 가중 병렬 간섭제거방식에 의거하여 제거하는 가중 병렬 간섭제거부(180); 및 상기 가중 병렬 간섭제거부(180)의 출력신호를 복조하여 목표 데이터(b^*_1)를 결정 추출하는 복조부(190)을 포함하여 구성되어 있다.

상기 복호기(SOVA)(140_2 - 140_k)는 연성출력 비터비 알고리즘(Soft-Output Viterbi Algorithm : SOVA)에 기반하는 채널 복호기이고, 상기 재부호화부(150_2 - 150_k)는 길쌈부호기로서 상기 결정된 정보비트를 길쌈부호기의 생성다항식에 의거하여 부호심볼로 재부호화 하는 것이며, 상기 변환부(160_2 - 160_k)는 상기 결정 정보비트의 신뢰도 정보를 이용하여 상기 재부호화된 부호심볼의 신뢰도 정보를 생성하는 것을 나타낸다.

도 4를 참조하여 사용자 1의 신호를 검파하려는 관점에서 본발명의 동작을 설명하면, 먼저 간섭 신호로 작용하는 사용자 2부터 K까지의 신호에 대한 상기 각 정합필터(120_1 - 120_k)의 출력이 상기 각 복호기(140_1 - 140_k)의 연성출력 비터비 알고리즘으로 복호된다. 상기 연성출력 비터비 알고리즘으로부터는 정보비트의 결정값 b^*_k와 함께 비트의 신뢰도 정보(relibility information)가 생성된다. 신뢰도 정보는 비트의 오류 확률(error probability)로 표시될 수도 있고 복호된 비트가 옳을 확률(correctness probability)과 틀릴 확률(error probability)사이의 확률로그비(log-likelihood ratio)로 나타낼 수도 있다. 간섭제거가 부호심볼의 영역에서 이루어지므로 부호심볼을 생성하기 위해 정보비트는 상기 김쌈부호기(150_2 - 150_k)의 생성다항식으로 재부호화되어야 한다. 이때 이와함께 상기 변환부(160_2 - 160_k)를 통하여 정보비트의 신뢰도 정보를 이용하여 부호심볼의 신뢰도 정보를 생성해야 한다. 이 부호심볼의 신뢰도 정보를 이용하여 상기 가중치 결정부(170_2 - 170_k)에서 가중치를 결정하고 상기 가중 병렬 간섭제거부(180)에서 다음과 같이 가중 병렬 간섭제거를 수행한다.

수학식 8

$$y_{1\text{-}swpic}=h_1 d_1+\sum_{j=2}^{K}\gamma_{1j}h_j(d_j-w_j d^*_j)+z_k$$

여기서 w_j는 부호심볼의 결정값 d^*_j의 신뢰도에 따라 가변하여 정해질 가중치이다.

이어, 상기 각 복호기(140_1 - 140_k)의 연성출력 비터비 알고리즘에 의해 생성되는 정보비트의 오류확률 또는 확률로그비를 이용하여 가중치를 결정하는 과정에 대하여 상세히 설명한다.

먼저, 오류확률을 이용한 가중치 결정 과정은 다음과 같다.

공지된 연성출력 비터비 알고리즘에 의해 정보비트의 오류확률P_{b_k}는 추정될 수 있고 그 값은 $0 \le P_{b_k} \le 0.5$의 범위를 갖는다. 이 오류확률을 이용하여 가중치를 결정하는 방법은 두 단계로 나누어 진다.

첫 번째로 먼저 부호심볼의 오류확률$P_{d_k^{(j)}}$를 구해야 한다. 연성출력 비터비 알고리즘으로부터 출력되는 오류확률은 정보비트의 오류확률이다. 이것을 이용해서 부호심볼의 오류확률을 구하기 위해 상기 길쌈부호기(150) 생성함수의 구조를 이용한다. 여기에서 예로서 선택한 것은 생성함수가 $g_0 = (101)$ 와 $g_1 = (111)$이므로 부호심볼의 오류확률은, 하기 식(9)(10)로 추정된다.

수학식 9

$$P_{d_k^{(2j)}} = P_{b_k^{(j)}}(1-P_{b_k^{(j-2)}}) + (1-P_{b_k^{(j)}})P_{b_k^{(j-2)}}$$

수학식 10

$$P_{d_k^{(2j+1)}} = P_{b_k^{(j)}}(1-P_{b_k^{(j-1)}})(1-P_{b_k^{(j-2)}}) + (1-P_{b_k^{(j)}})P_{b_k^{(j-1)}}(1-P_{b_k^{(j-2)}})$$

여기서,$P_{b_k^{(j)}}$는 사용자 k의 j번째 정보비트의 오류확률이다.

두 번째로는 부호심볼의 오류확률을 이용하여 가중치를 결정한다. 일반적으로 K 명의 사용자가 있는 시스템에서 모든 간섭사용자의 오류확률을 동시에 고려하여 최적의 가중치를 결정하는 문제는 대단히 복잡해지므로, 근사적으로 두명의 사용자에 대해 가중치를 구하여 K명의 경우에도 같은 방식을 적용한다. 두명의 사용자인 경우에 가우시안 잡음을 고려하지 않고 사용자 1의 정합필터 출력을 표시하면

수학식 11

$$y_{1\text{-}wic} = h_1 d_1 + \gamma_{12} h_2 d_2$$

로 주어진다. 이 경우에 가중 병렬 간섭제거를 수행하면,

수학식 12

$$y_{1\text{-}wic} = h_1 d_1 + \gamma_{12} h_2 (d_2 - w_2 d^*_2)$$

로 주어진다. 이 수신신호에 잘알려진 미니멈 민스퀘어 에러(minimum mean square error : MMSE) 기준을 적용하면 가중치는 다음 수학식(13)과 같이 주어진다.

수학식 13

$$w_2 = 1 - 2P_{d_2^*}$$

3명 이상인 시스템에서도 동일한 방법을 채택하면 가중 병렬 간섭제거기는 다음 수학식(14)와 같이 표시된다.

수학식 14

$$y_{k\text{-}wic} = y_k - \sum_{n=1, n\neq k}^{K} (1-2P_{d^*n})\gamma_{kn} h_n d^*_n$$

상술된 바와 같이, 오류확률을 이용하는 가중치 결정법을 흐름도로 나타낸 것이 도 5이며, 동 도면에 도시된 바와 같이, 먼저 연성출력 비터비 알고리즘(SOVA)을 이용하여 정보비트의 결정값 b^*_k와 함께 그 비트의 신뢰도 정보로서 정보비트 에러확률이 추정 생성되고(S501), 상기 정보비트 에러확률을 부호심볼 에러확률로 변환한다(S502). 이어 상기 부호심볼 에러확률에 의거하여 각 심볼별 가중치를 결정한 후(S503), 그 결정된 가중치에 의거하여 가중 병렬 갑섭제거(Weighted PIC)를 수행하면 되는 것이다.

다음, 확률로그비를 이용한 가중치 결정 과정을 설명하면 다음과 같다.

앞에서 언급된 오류확률을 이용한 가중치 결정법에는 정보비트의 오류확률을 추정하기 위해서 수신 신호의 신호대간섭 전력비를 측정해야 한다. 많은 CDMA시스템에서 전력제어를 위해 신호대간섭 전력비를 측정하고 있지만 측정의 정확도가 떨어지게 되면 추정된 오류확률값의 정확도에도 영향을 미치게 된다. 이는 부호심볼의 신뢰도 정보로서 오류확률값의 정확도에도 영향을 미치게 된다. 보호심볼의 신뢰도 정보로서 오류확률을 사용하는 방법 대신에 부호심볼이 정확할 확률과 오류일 확률 사이의 로그비(log-likehood ratio)를 부호심볼의 신뢰도 정보로 사용하는 방법이 가능하다. 즉 부호심볼의 정확할 확율을$P^{e}_{d_k}=pr[d^*_k \neq d_k]$ 로 표시하고 부호심볼이 오류일 확율을$P^{e}_{d_k}=pr[d^*_k \neq d_k]$ 로 표시하면 확률로그비는, 다음 수학식(15)로 주어진다.

수학식 15

$$L_1=\log\frac{P^{c}_{d^*k}}{P^{e}_{d^*k}}$$

이 확률로그비의 근사치를 구하기 위해 다음 식(16)과 같이 가지메트릭(branch metrics)을 정의하였다.

수학식 16

$$M_m=\frac{E_S}{I_o+N_o}\sum_{i=k-\delta}^{k}\sum_{\psi=1}^{\Psi}(y_{i\psi}-x^{(m)}_{i\psi})^2, m=1,2,$$

여기서$x^{(m)}_{i\psi}$는 비터비 알고리즘의 트렐리스 다이어그램을 가정할 때 시간 i에서 m번째 가지 위에 있는 Ψ개의 비트들 중 ψ번째 비트이다. 그리고$y_{i\psi}$는 같은 위치에 있는 수신 신호값이다. $E_s/(I_o+N_o)$는 수신신호대 잡음전력비이다. 잡음전력은 다중사용자 시스템이므로 배경 가우시안 잡음 No와 간섭신호 Io를 포함한 등가잡음이다. 이와 같이 정의된 가지메트릭에 애해 확률로그비는, 다음 식(17)로 근사화된다.

수학식 17

$$L=|M_1-M_2|$$

그런데, 본 발명에서는 계산의 복잡도를 줄이기 위해 신호대 간섭 전력비를 계산하지 않도록 Es/(No+Io)항을 제거한 가지메트릭을 다음 식(18) 처럼 재 정의하였다.

수학식 18

$$M_m=\sum_{i=k-\delta}^{k}\sum_{\psi=1}^{\Psi}(y_{i\psi}-x^{(m)}_{i\psi})^2, m=1,2$$

이렇게 재정의한 가지메트릭을 이용하여 구한 확률로그비는 신호대 잡음비가 증가할수록 평균치를 일정하게 갖는 가우시안 분포로 근접하게 된다. 즉 신호대 잡음비가 증가하면 분산이 줄어드는 가우시안 분포가 된다. 그리고 특정한 확률로그비의 값과 그 값을 갖는 정보비트의 오류확률 관계를 조사하면 확률로그비의 값이 증가할수록 오류확률은 지수함수적으로 감소한다. 신호대잡음 전력비가 큰 환경에서는 대부분의 정보비트가 평균치 근처에 분포하게 되고 평균치 이상의 확률로그비를 갖는 정보비트는 거의 에러가 발생하지 않는다고 가정할 수 있다. 이러한 확률로그비의 통계적인 특징을 이용하여 가중치를 구하는 방법을 유도한다.

그런데 오류확률에서와 마찬가지로 연성출력 비터비 알고리즘은 정보비트에 대한 확률로그비를 발생시키므로, 이 때에도 부호심볼에 대한 확률로그비를 얻기 위한 기법이 필요하다. 복호된 정보비트를 재부호화하는 과정에 부호기의 메모리에 들어있는 정보비트들과 부호기의 입력비트중 가장 작은 확률비를 갖는 정보비트에 의해, 재부호화된 부호심볼의 확률비가 영향을 가장 많이 받게 되므로 재부호화된 부호심볼의 확률로그비를 다음 식(19)처럼 결정한다.

수학식 19

$$L^{*}_{d_k^{*2i}} = \min\left\{ L^{*}_{b_k^{*i}} \ , \ L^{*}_{b_k^{*i-2}} \right\}$$

$$L^{*}_{d_k^{*2i+1}} = \min\left\{ L^{*}_{b_k^{*i}} \ , \ L^{*}_{b_k^{*i-1}} L^{*}_{b_k^{*i-2}} \right\}$$

여기서, b_k^i는 사용자 k의 i번째 정보비트이다. 이와 같은 방법에 의해 정보비트의 확률로그비를 부호심볼의 확률로그비로 변환하면 평균값이 약간 작아지게 되는 것 이외의 통계적 특성은 유지된다.

이 부호심볼의 확률로그비를 이용하여 가중치를 결정하게 되는데, 먼저 확률로그비의 분포와 특성 확률로그비를 갖는 부호심볼의 오류확률이 확률로그비의 지수합수적으로 감소한다는 사실을 이용한다. 즉 대부분의 부호심볼 오류는 확률로그비로서 0근처의 값을 갖는 부호심볼에 대해 발생한다. 그리고 평균치와 그 이상의 확률로그비 값에서는 거의 오류가 발생하지 않는다. 오류가 많이 발생하는 부분에서는 가중치를 작게하여 간섭제거를 하고 오류가 발생하지 않는 심볼들에 대해서는 가중치를 크게하여 간섭제거를 수행하기 위해, 다음과 수학식(20)같이 0과 확률로그비의 평균값 사이에서는 선형 가중치 결정법을 사용하고 확률로그비의 평균값 이상에서는1의 가중치로 결정한다.

수학식 20

$$w_k = (L^{*}_{d_k^{*}}) / (\overline{L}^{*}_{d_k^{*}}) \text{ if } L^{*}_{d_k^{*}} \geq \overline{L}^{*}_{d_k^{*}}$$

여기서$L^{*}_{d_k^{*}}$는 사용자 k에 대한 부호심볼 확률로그비이고$\overline{L}^{*}_{d_k^{*}}$는 확률로그비의 평균값이다.

상술된 바와 같이, 오류확률을 이용하는 가중치 결정법을 흐름도로 나타낸 것이 도 6이며, 동 도면에 도시된 바와 같이, 먼저 연성출력 비터비 알고리즘(SOVA)를 이용하여 정보비트의 결정값 b^{*}_k와 함께 그 비트의 신뢰도 정보로서 정보비트 확률로그비가 추정 생성하되, 수신 신호의 신호대간섭 전력비의 측정은 배제한다(S601), 상기 정보비트 확률로그비를 부호심볼 확률로그비로 변환한다(S602). 이어 상기 부호심볼 확률로그비가 갖는 의미를 분석 추정하고(S603), 상기 부호심볼 확률로그비의 추정에 의거하여 각 심볼별 가중치를 결정한 후(S604), 그 결정된 가중치에 의거하여 가중병렬 갑섭제거(Weighted PIC)를 수행하면 되는 것이다.

발명의 효과

이상 상세히 설명한 바와 같이 본 발명에 따른 부호분할 다중접속 수신기의 복조 장치 및 방법에 의한 효과를 설명하면 다음과 같다..

먼저, 성능 평가를 위해 시뮬레이션이 수행되었다. 시뮬레이션 파라메타로서 몇가지가 가정되었다. 확산시퀀스로 랜덤 시퀀스가 각 사용자에게 할당되었다. 확산비(spreading factor)는 24로 하였다. 수신기에서의 복조는 채널을 완전히 안다고 가정하고 동기식 복조(coherent demodulation)를 수행하였다.

도 7에 확률로그비의 분포를 표시하였다. 여기서, 신호대잡음 전력비가 증가할수록 분포가 가우시안 분포에 근접함을 알 수 있다. 도 8에서는 확률로그비와 확률로그비의 함수로서 비트오류율을 측정하여 표시하였다. 비트오류율은 확률로그비가 증가할 때 지수함수적으로 감소함을 알 수 있다. 그리고 확률로그비의 평균값 이상에서는 비트오류율이 매우 작아져서 가중치 결정값에 거의 영향을 미치지 않음을 알 수 있다. 도 8에서 LLR은 확률로그비(Log-likelihood ratio)를 나타낸다.

도 9와 도 10에 가산성 백색 가우시안 채널과 레일리 채널에서의 성능을 각각 나타내었다. 우선 가우시안 채널에서 병렬 간섭제거기의 성능이 정합필터 검파기의 성능보다 나쁘다는 것을 알 수 있다. 이것은 병렬 간섭제거기의 특징으로 첫단계의 심볼 결정값이 오류가 많을 경우에 성능이 나빠지는 현상을 의미한다. 사용된 가우시안 채널모델에서는 모든 사용자의 신호가 동일한 위상으로 수신기에 도달하므로 간섭신호의 관점에서 가장 나쁜 채널이 된다. 복호 후 병렬 간섭제거기(Elezabi:95)와 실험적인 가중치를 갖는 가중 병렬 간섭제거기(Shan:98)의 성능은 정합필터 검파기에 비해 굉장히 개선된다. 낮은 신호대 잡음비 환경에서는 복호 후 병렬 간섭게거기, 실험적인 가중치를 갖는 가중 병렬 간섭제거기의 성능이 비슷하나 E_b/N_o =7dB 또는 그 이상에서는 확률로그비를 이용하는 가중 병렬 간섭제거기의 성능이 우수함을 알 수 있다. 도 9 및 도 10에서, conventional은 종래 검파기(conventional detector), PIC는 병렬 간섭 제거 검파기(parallel interference cancellation detector), WPIC는 가중 병렬 갑섭 제거 검파기(weighted parallel interference cancellation detector), PDPIC는 포스트-디코딩 병렬 간섭 제거기(post-decoding parallel interference cancellation detector), SWPIC-EP는 오류 확률에 기반한 심볼대 심볼 가중 병렬 간섭 제거 검파기(symbol-by-symbol weighted parallel interference cancellation detector based on error probability), SWPIC-LLR은 확률로그비에 기반한 심볼 대 심볼 가중 병렬 간섭 제거 검파기(symbol-by-symbol weighted parallel interference cancellation detector based on log-likelihood ratio)를 나타내는 것이다.

레이리 채널에서는 오류확률을 이용하는 방식이 확률로그비를 이용하는 방식보다 높은 신호대잡음비 영역에서 약간 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 복잡도면에서는 오류확률을 이용하는 경우에는 신호대간섭 전력비를 측정해야 하는 문제가 있고 확률로그비를 이용하는 방법에서는 확률로그비의 평균값을 측정해야 하는 문제가 있다.

전체적으로 성능을 평가하면, 간섭신호에 의해 성능이 열화되는 채널에서 심볼의 신뢰도에 따라 가중치를 결정하는 가중 병렬 간섭제거기 즉, 본 발명은 기존의 복호 후 병렬 간섭제거기의 성능보다 우수할뿐더러 실험적으로 구한 가중치를 갖는 가중 병렬 간섭제거기보다 우수하거나 비슷한 성능을 나타낸다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

부호분할 다중접속 시스템의 통신 신호 수신장치에 있어서,

수신되는 신호를 각 채널별 신호로 분리 추출하는 정합수단;

상기 추출된 채널별 신호들 중 목표 신호를 기 설정된 시간동안 지연하는 지연수단;

상기 추출된 채널별 신호들 중 상기 목표 신호를 제외한 신호들을 채널별로 각각 입력하여, 그 입력된 신호를 복호함과 아울러 그 복호된 신호의 신뢰도 정보를 생성하는 복호수단;

상기 복호된 신호를 재부호화하는 재부호화 수단;

상기 복호된 신호의 신뢰도 정보를 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보로 변환하는 변환수단;

상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보에 의거하여 상기 재부호화된 신호에 부여할 가중치를 결정하는 가중치 결정수단;

상기 재부호화된 신호, 상기 결정된 가중치, 상기 지연되는 목표 신호와 해당 채널신호와의 상관값, 및 해당 채널신호의 진폭에 의거하여 상기 지연되는 신호에 포함된 간섭신호를 추정 산출하고, 상기 지연 출력된 신호에서 상기 산출된 간섭신호를 가중 병렬 간섭제거방식에 의거하여 제거하는 가중 병렬 간섭제거수단; 및

상기 가중 병렬 간섭제거수단의 출력신호를 복조하여 목표 데이터를 결정 추출하는 복조수단을 포함하여 구성된 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 2.

제 1항에 있어서,

상기 복호수단은 연성출력 비터비 알고리즘(Soft-Output Viterbi Algorithm : SOVA)에 기반하는 채널 복호기로서, 상기 복호된 신호 및 그 신호의 신뢰도 정보는 각각 상기 연성출력 비터비 알고리즘에 의거하여 수신된 부호심볼로부터 복호되어 결정된 정보비트 및 그 정보비트의 오류 확률인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 3.

제 1항에 있어서,

상기 복호수단은 연성출력 비터비 알고리즘(Soft-Output Viterbi Algorithm : SOVA)에 기반하는 채널 복호기로서, 상기 복호된 신호 및 그 신호의 신뢰도 정보는 각각 상기 연성출력 비터비 알고리즘에 의거하여 수신된 부호심볼로부터 복호되어 결정된 정보비트 및 그 정보비트가 옳을 확률(correctness probability)과 틀릴 확률(error probability) 사이의 확률로그비(log-likelihood ratio)인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 4.

제 2항 또는 제 3항 중 한 항에 있어서,

상기 재부호화 수단은 길쌈부호기로서, 상기 결정된 정보비트를 길쌈부호기의 생성 다항식에 의거하여 부호심볼로 재부호화 하는 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 5.

제 4항에 있어서,

상기 변환수단은 상기 결정 정보비트의 신뢰도 정보를 이용하여 상기 재부호화된 부호심볼의 신뢰도 정보를 생성하는 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 6.

제 5항에 있어서,

상기 재부호화된 부호 심볼의 신뢰도 정보는, 상기 길쌈부호기의 생성함수가 $g_0 = (101)$, $g_1 = (111)$일 경우, 부호심볼의 오류확률은,

$$P_{d_k^{*2j}} = P_{b_k^{*j}}(1-P_{b_k^{*j-2}}) + (1-P_{b_k^{*j}})P_{b_k^{*j-2}}$$

$$P_{d_k^{*2j+1}} = P_{b_k^{*j}}(1-P_{b_k^{*j-1}})(1-P_{b_k^{*j-2}}) + (1-P_{b_k^{*j}})P_{b_k^{*j-1}}(1-P_{b_k^{*j-2}})$$

의 수식에 의거하여 생성되며, 여기서 pb_k^{*}는 해당 채널 k의 j번째 결정 정보비트의 오류확률이고, pd_k^{*2}와 pd_k^{*2j+}은 각각 해당 채널 k의 우수번째 및 기수번째 재부호화된 부호심볼의 신뢰도 정보로서의 오류확률인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 7.

제 6항에 있어서,

상기 가중치 결정수단은 상기 재부호화된 부호심볼의 오류 확률을 이용하여 상기 가중치를 결정하는 것으로서, 상기 가중치는 " $w_n = 1 - 2p_{d*n}$ " 의 수식에 의거하여 결정되고, 여기서 w_n은 해당 채널 n의 가중치이고, p_{d*n} 는 해당 채널 n의 해당 부호심볼의 오류확률인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 8.

제 5항에 있어서,

상기 재부호화된 부호심볼의 신뢰도 정보는 수식 $L_1 = \log \frac{P_{c_{d=k}}}{P_{e_{d=k}}}$ 에 의거하여 생성되고, 여기서 b^*_k는 해당 채널 k의 j번째 결정 정보비트이고, $L^{*}_{d_k^{*}}$ 및 $L^{*}_{d_k^{*2j+1}}$은 각각 해당 채널 k의 우수번째 및 기수번째 재부호화된 부호심볼의 신뢰도 정보로서의 확률로그비인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 9.

제 8항에 있어서,

상기 가중치 결정수단은 상기 재부호화된 부호심볼의 확률로그비를 이용하여 상기 가중치를 결정하는 것으로서, 상기 가중치 w_k는, "$L^{*}_{d_k^{*}} \le \overline{L}^{*}_{d_k^{*}}$ 의 조건에서 $w_k = (L^{*}_{d^{*}})/(\overline{L}^{*}_{d^{*}})$이고, $L^{*}_{d_k^{*}} > \overline{L}^{*}_{d^{*}}$ 의 조건에서 $w_k = 1$" 이며, 여기서 $L^{*}_{d^{*}}$는 해당 채널 k에 대한 부호심볼 확률로그비이고, $\overline{L}^{*}_{d_k^{*}}$는 확률로그비의 평균값인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 10.

제 1항, 제 7항 또는 제 9항 중 한 항에 있어서,

상기 가중 병렬 간섭제거수단은, " $\overline{L}^{*}_{d_k^{*}}$ " 의 함수에 의거하여 가중 병렬 간섭제거를 수행하며, 여기서 y_{k_swpic} 는 가중 병렬 간섭제거된 목표 채널 g의 신호, y_g는 상기 지연수단으로부터 출력된 목표 채널신호, w_n은 n 채널 신호의 상기 가중치, γ_{gn} 은 목표채널 g와 그외의 각 채널 n간의 상관값, h_n은 해당 채널 n의 진폭, d^*_n은 n 채널 신호의 상기 재부호화된 부호심볼인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 장치.

청구항 11.

부호분할 다중접속 시스템에서 통신 신호를 수신하여 복조하는 방법에 있어서,

수신되는 신호를 각 채널별 신호로 분리 추출하는 제 1 단계;

상기 추출된 채널별 신호들 중 목표 신호를 기 설정된 시간동안 지연하는 제 2 단계;

상기 추출된 채널별 신호들 중 상기 목표 신호를 제외한 신호들을 채널별로 각각 입력하여, 그 입력된 신호를 복호함과 아울러 그 복호된 신호의 신뢰도 정보를 생성하는 제 3 단계;

상기 복호된 신호를 재부호화하는 제 4 단계;

상기 복호된 신호의 신뢰도 정보를 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보로 변환하는 제 5 단계;

상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보에 의거하여 상기 재부호화된 신호에 부여할 가중치를 결정하는 제 6 단계;

상기 재부호화된 신호, 상기 결정된 가중치, 상기 지연되는 목표 신호와 해당 채널신호와의 상관값, 및 해당 채널신호의 진폭에 의거하여 상기 지연되는 신호에 포함된 간섭신호를 추정 산출하고, 상기 지연 출력된 신호에서 상기 산출된 간섭신호를 가중 병렬 간섭제거방식에 의거하여 제거하는 제 7 단계; 및

상기 가중 병렬 간섭제거수단의 출력신호를 복조하여 목표 데이터를 결정 추출하는 제 8 단계를 포함하여 구성된 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법.

청구항 12.

제 11항에 있어서,

상기 제 3 단계는 연성출력 비터비 알고리즘(Soft-Output Viterbi Algorithm : SOVA)에 의거하여, 상기 입력되는 채널별 신호를 복호하여 정보비트를 결정하고 그 결정 정보비트의 오류 확률을 상기 신뢰도 정보로 생성함을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법.

청구항 13.

제 11항 또는 제 12항 중 한 항에 있어서,

상기 제 4 단계 및 제 5 단계는 길쌈부호기의 생성 다항식에 의거하여 수행하되, 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보는, 상기 길쌈부호기의 생성함수가 $g_0 = (101)$, $g_1 = (111)$일 경우,

$$P_{d_k^{*2j}} = P_{b_k^{*j}}(1-P_{b_k^{*j-2}})+(1-P_{b_k^{*j}})P_{b_k^{*j-2}}$$

$$P_{d_k^{*2j+1}} = P_{b_k^{*j}}(1-P_{b_k^{*j-1}})(1-P_{b_k^{*j-2}})+(1-P_{b_k^{*j}})P_{b_k^{*j-1}}(1-P_{b_k^{*j-2}})$$

의 수식에 의거하여 생성되고, 여기서 pb_k^{*}는 해당 채널 k의 j번째 결정 정보비트의 오류확률이고, pd_k^{*2}와 pd_k^{*2j+}은 각각 해당 채널 k의 우수번째 및 기수번째 재부호화된 신호의 신뢰도 정보로서의 오류확률인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법.

청구항 14.

제 13항에 있어서,

상기 제 6 단계에서, 상기 가중치는 " $w_n = 1 - 2p_{d*n}$ " 의 수식에 의거하여 결정되고, 여기서 w_n은 해당 채널 n의 가중치이고, p_{d*n} 는 해당 채널 n의 해당 부호심볼의 오류확률인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법.

청구항 15.

제 11항에 있어서,

상기 제 3 단계는 연성출력 비터비 알고리즘에 의거하여, 상기 입력되는 채널별 신호를 복호하여 정보비트를 결정하고 그 결정 정보비트가 옳을 확율과 틀릴 확률 사이의 확률로그비(log-likelihood ratio)를 생성함을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법.

청구항 16.

제 11항 또는 제15항 중 한 항에 있어서,

상기 제 4 단계 및 제 5 단계는 길쌈부호기의 생성 다항식에 의거하여 수행되되, 상기 재부호화된 신호의 신뢰도 정보는, 상기 길쌈부호기의 생성함수가 $g_0 = (101)$, $g_1 = (111)$일 경우, 수식 $L_1 = \log \frac{P\left(\frac{c}{d^{*}=k}\right)}{P\left(\frac{e}{d^{*}=k}\right)}$ 에 의거하여 생성되고, 여기서 b^{*}_{k}는 해당 채널 k의 j번째 결정 정보비트이고, $L^{*}_{d^{*}_{k}}$및$L^{*}_{d^{*}_{k}^{2j+1}}$은 각각 해당 채널 k의 우수번째 및 기수번째 재부호화된 신호의 신뢰도 정보로서의 확률로그비인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법.

청구항 17.

제 16항에 있어서,

상기 제 6 단계에서, 상기 가중치 w_k는, "$L^{*}_{d^{*}_{k}} \le \overline{L}^{*}_{d^{*}_{k}}$ 의 조건에서 $w_k = (L^{*}_{d^{*}_{k}})/(\overline{L}^{*}_{d^{*}_{k}})$이고, $L^{*}_{d^{*}_{k}} > \overline{L}^{*}_{d}$ 의 조건에서 $w_k = 1$" 이며, 여기서 [illegible]는 해당 채널 k에 대한 부호심볼 확률로그비이고, $\overline{L}^{*}_{d_k}$는 확률로그비의 평균값인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법.

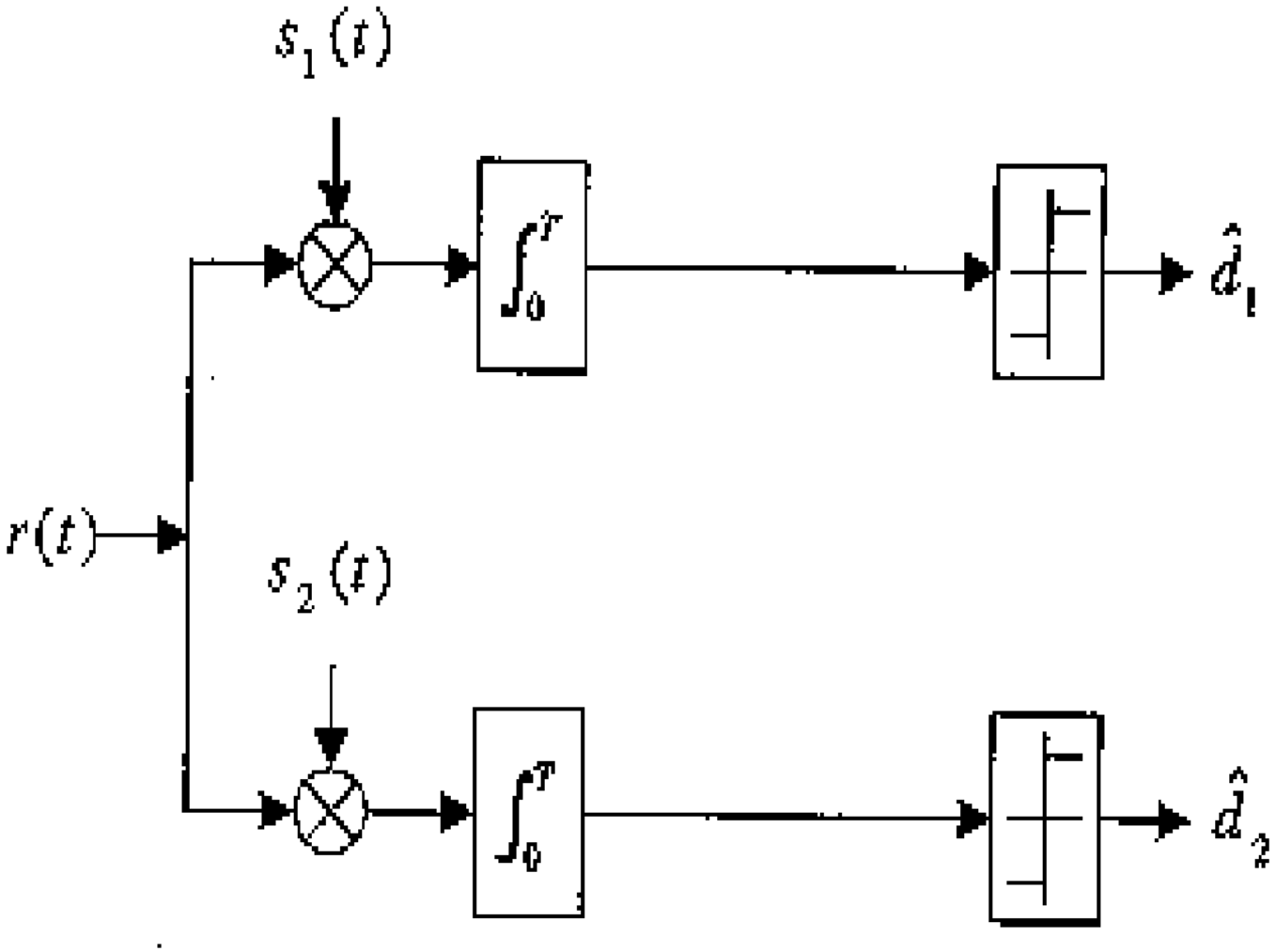
청구항 18.

제 11항, 제 14항 또는 제 17항 중 한 항에 있어서,

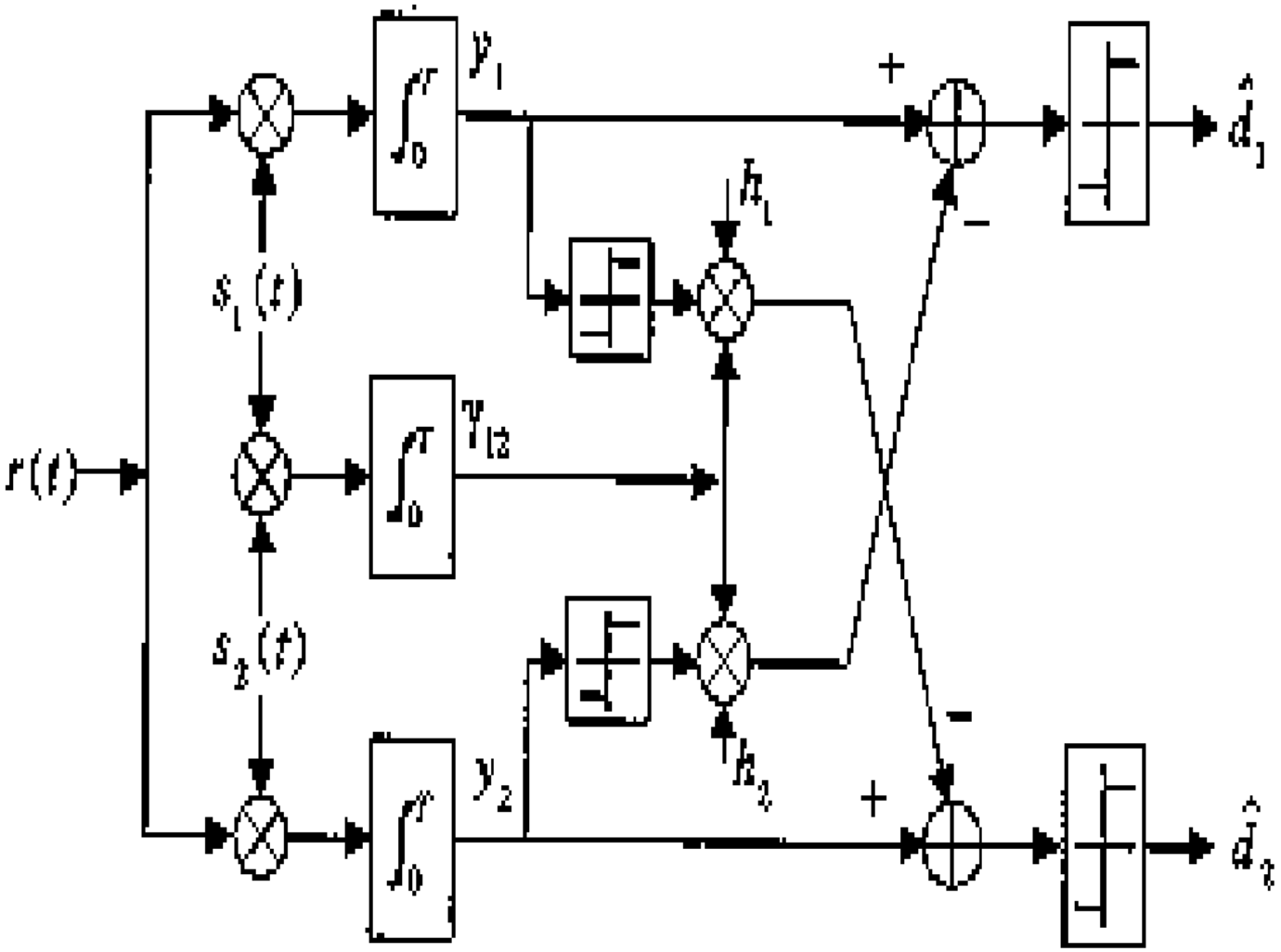
상기 제 7단계는 " $\overline{L}^{*}_{d^{*}_{k}}$ " 의 함수에 의거하여 가중 병렬 간섭제거를 수행하며, 여기서 $y_{k\_swp_{ic}}$ 는 가중 병렬 간섭제거된 목표 채널 g의 신호, y_g는 상기 지연수단으로부터 출력된 목표 채널신호, w_n은 n 채널 신호의 상기 가중치, γ_{gn} 은 목표채널 g와 그외의 각 채널 n간의 상관값, h_n은 해당 채널 n의 진폭, d^{*}_{n}은 n 채널 신호의 상기 재부호화된 부호심볼인 것을 특징으로 하는 부호분할 다중접속 수신기의 검파 방법.

도면

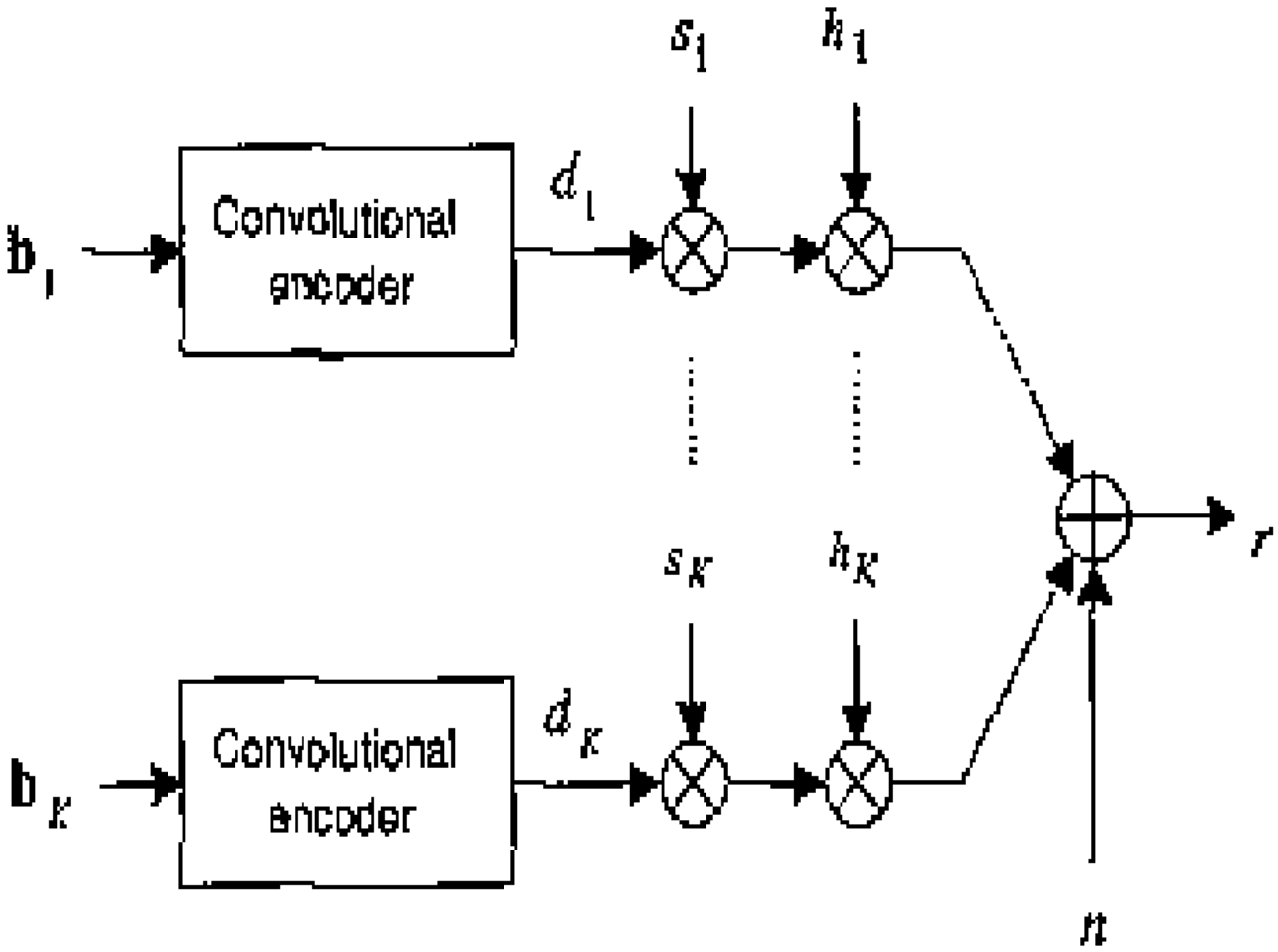
도면 1



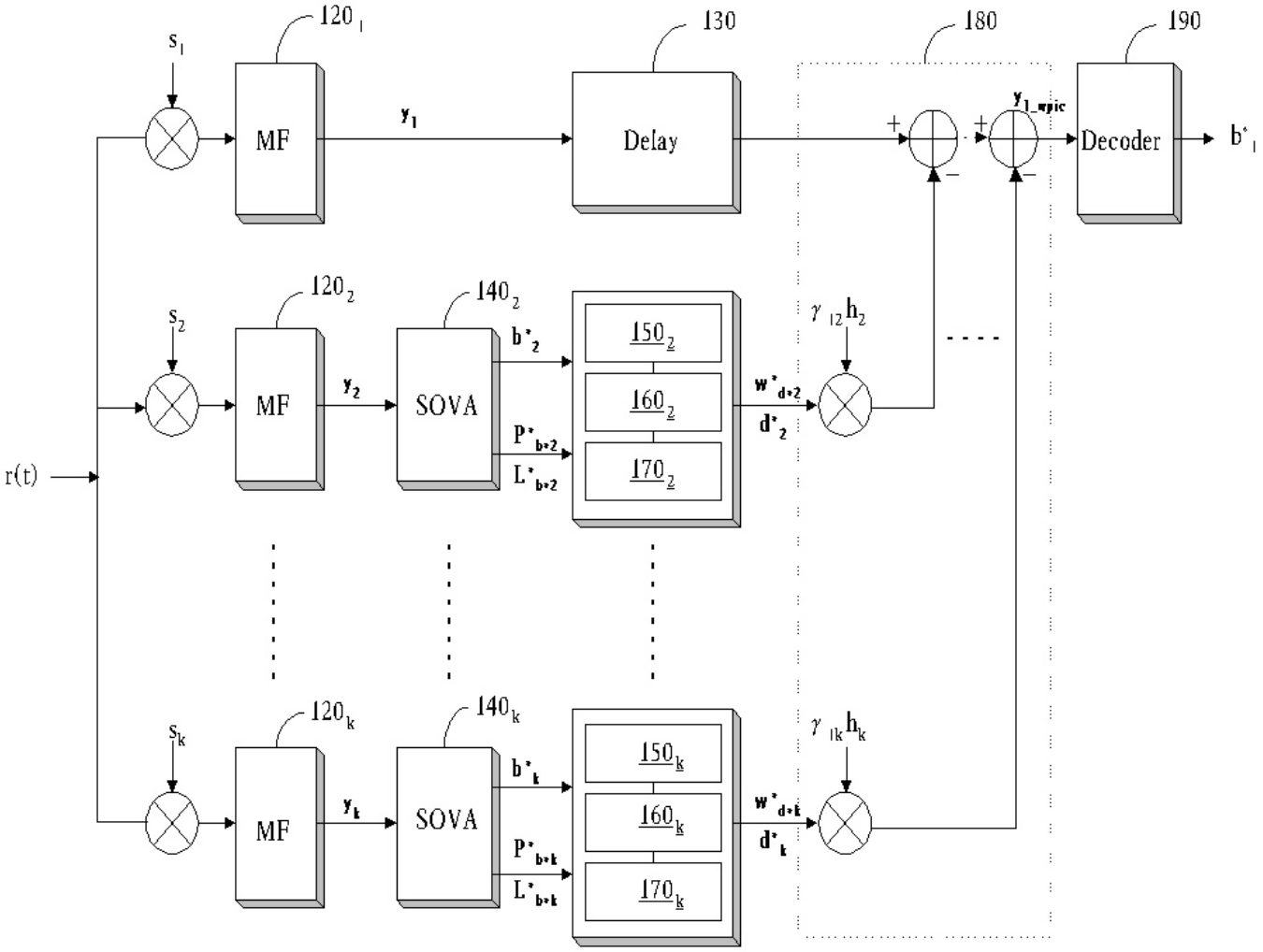
도면 2



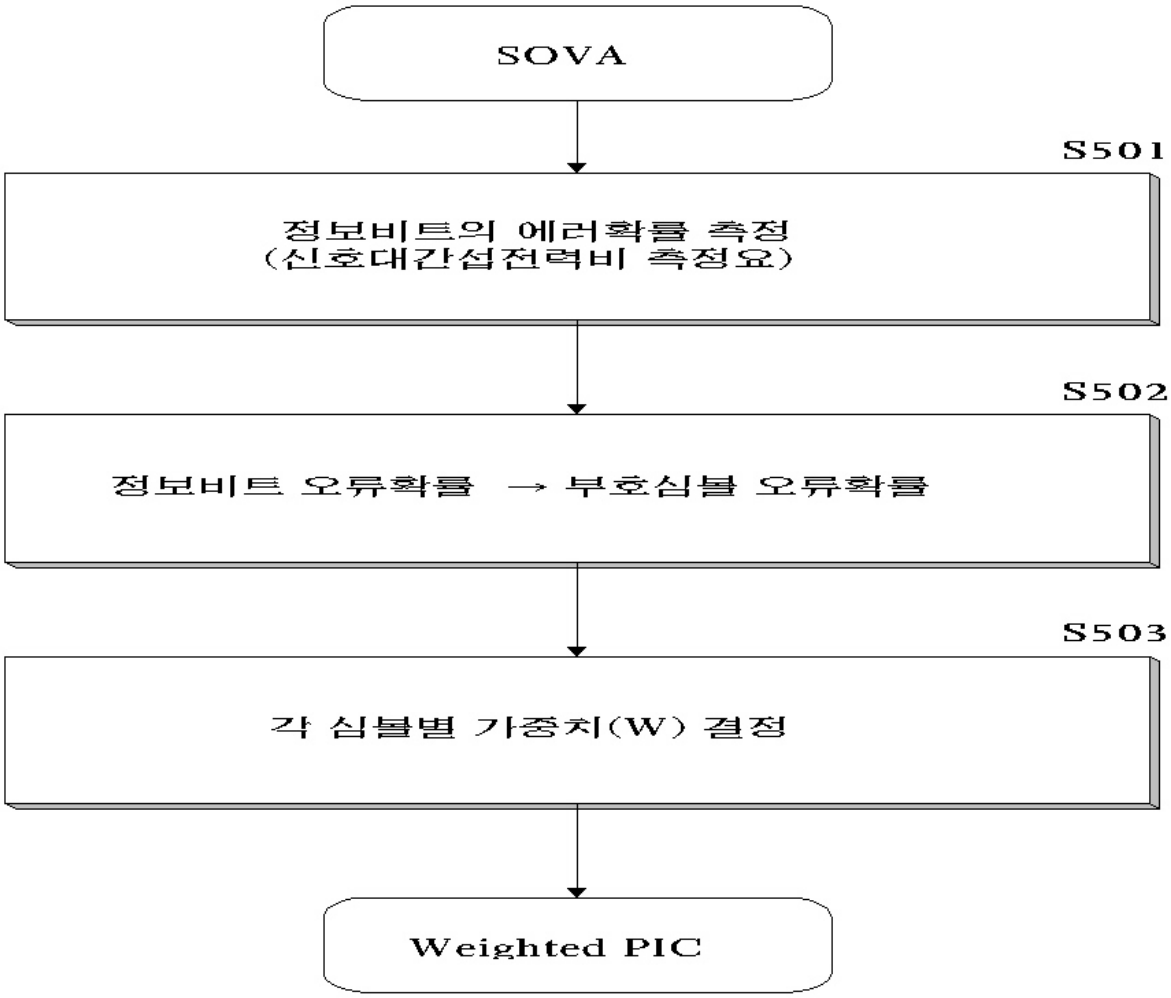
도면 3


s_1
h_1
b_1
Convolutional encoder
d_1
s_K
h_K
b_K
Convolutional encoder
d_K
r
n

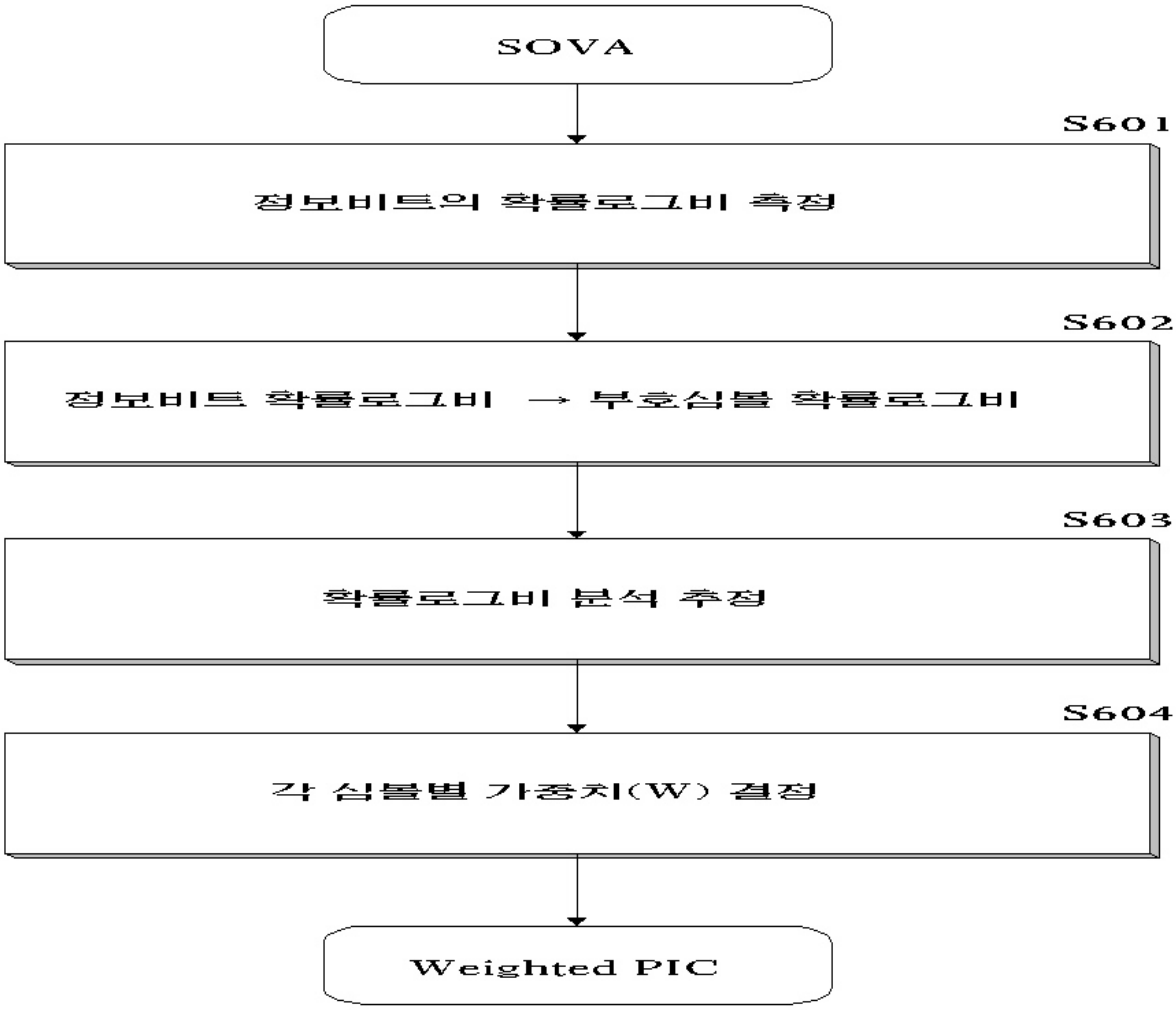
도면 4


r(t)
s1
120 1
MF
y1
130
Delay
180
190
Decoder
b*1
s2
120 2
MF
y2
140 2
SOVA
b*2
P*b*2
L*b*2
150 2
160 2
170 2
w*d*2
d*2
γ 12h2
sk
120 k
MF
yk
140 k
SOVA
b*k
P*b*k
L*b*k
150 k
160 k
170 k
w*d*k
d*k
γ 1khk

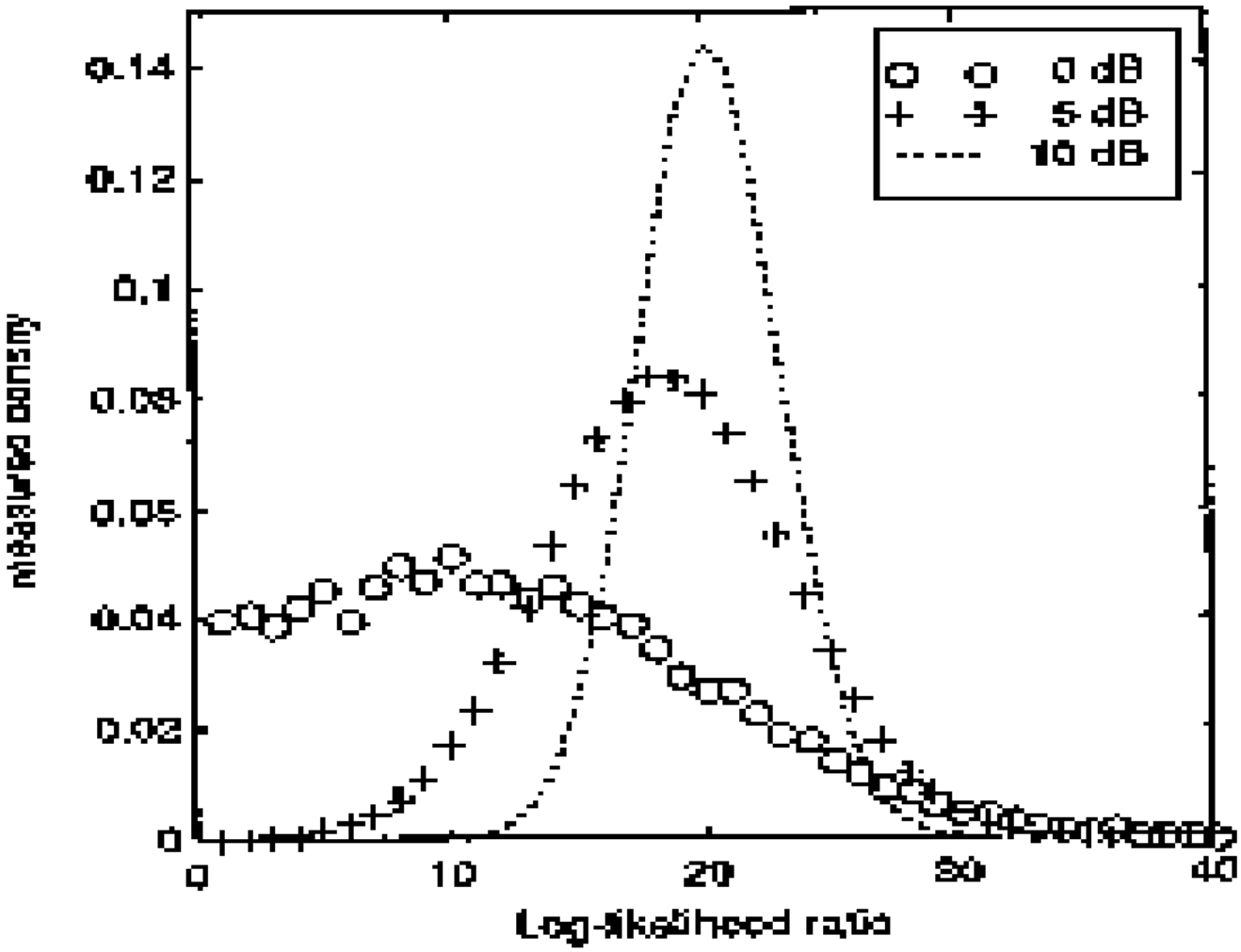
도면 5


SOVA
S501
정보비트의 에러확률 측정
(신호대간섭전력비 측정요)
S502
정보비트 오류확률 → 부호심블 오류확률
S503
각 심블별 가중치(W) 결정
Weighted PIC

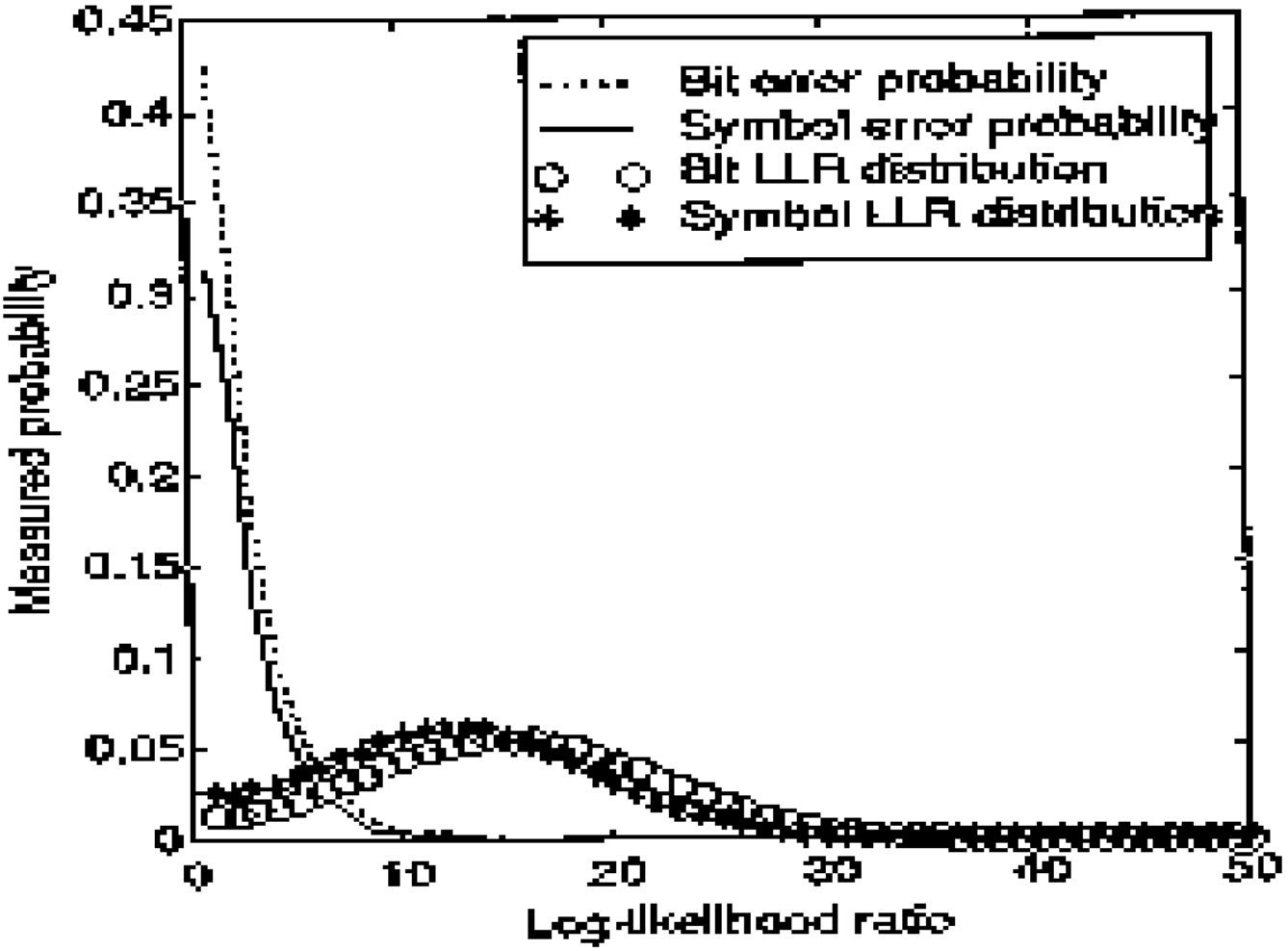
도면 6


SOVA
S601
정보비트의 확률로그비 측정
S602
정보비트 확률로그비 → 부호심볼 확률로그비
S603
확률로그비 분석 추정
S604
각 심볼별 가중치(W) 결정
Weighted PIC

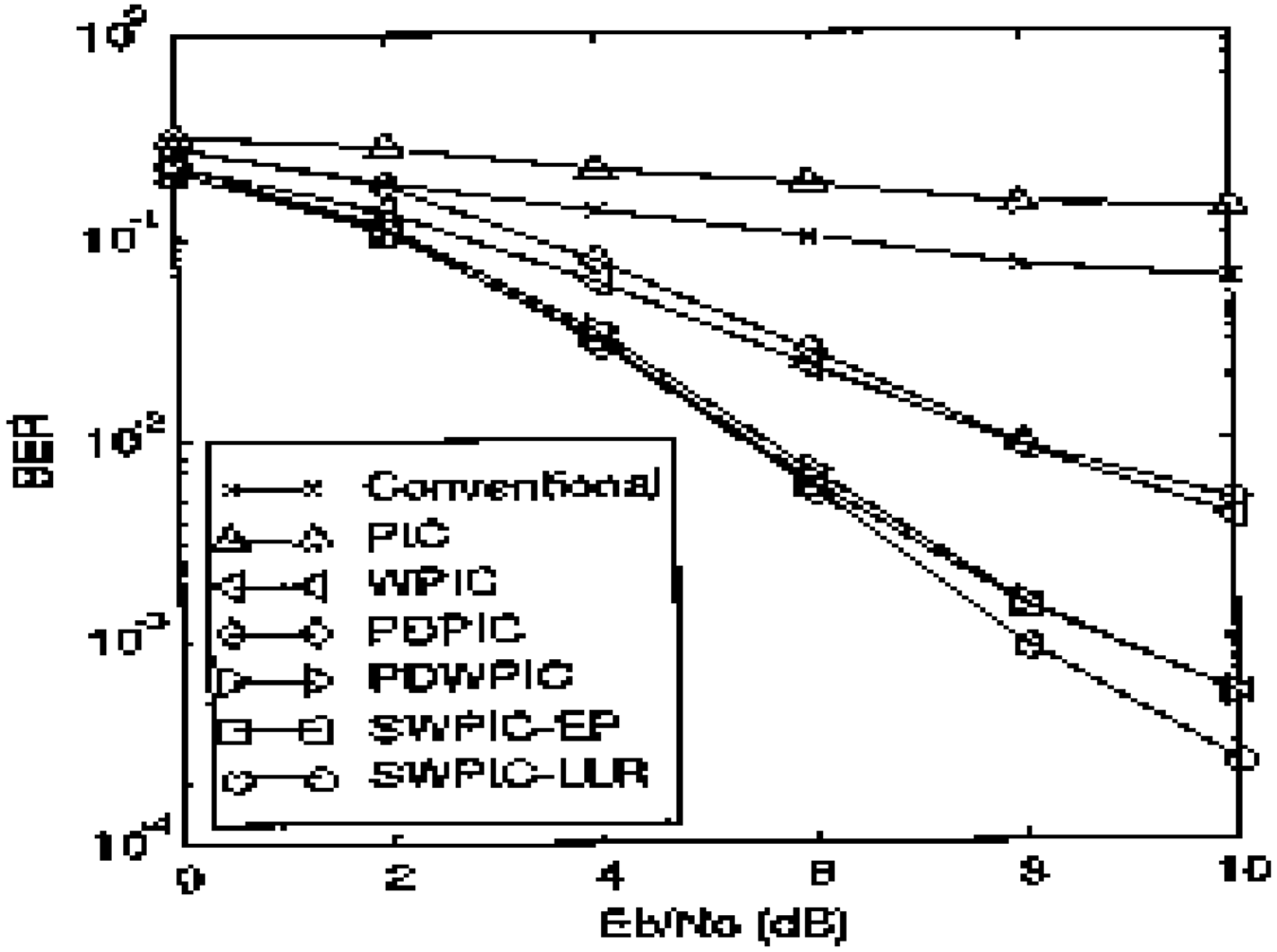
도면 7


0 dB
5 dB
10 dB
0.14
0.12
0.1
0.08
0.06
0.04
0.02
0
0
10
20
30
40
Log-likelihood ratio

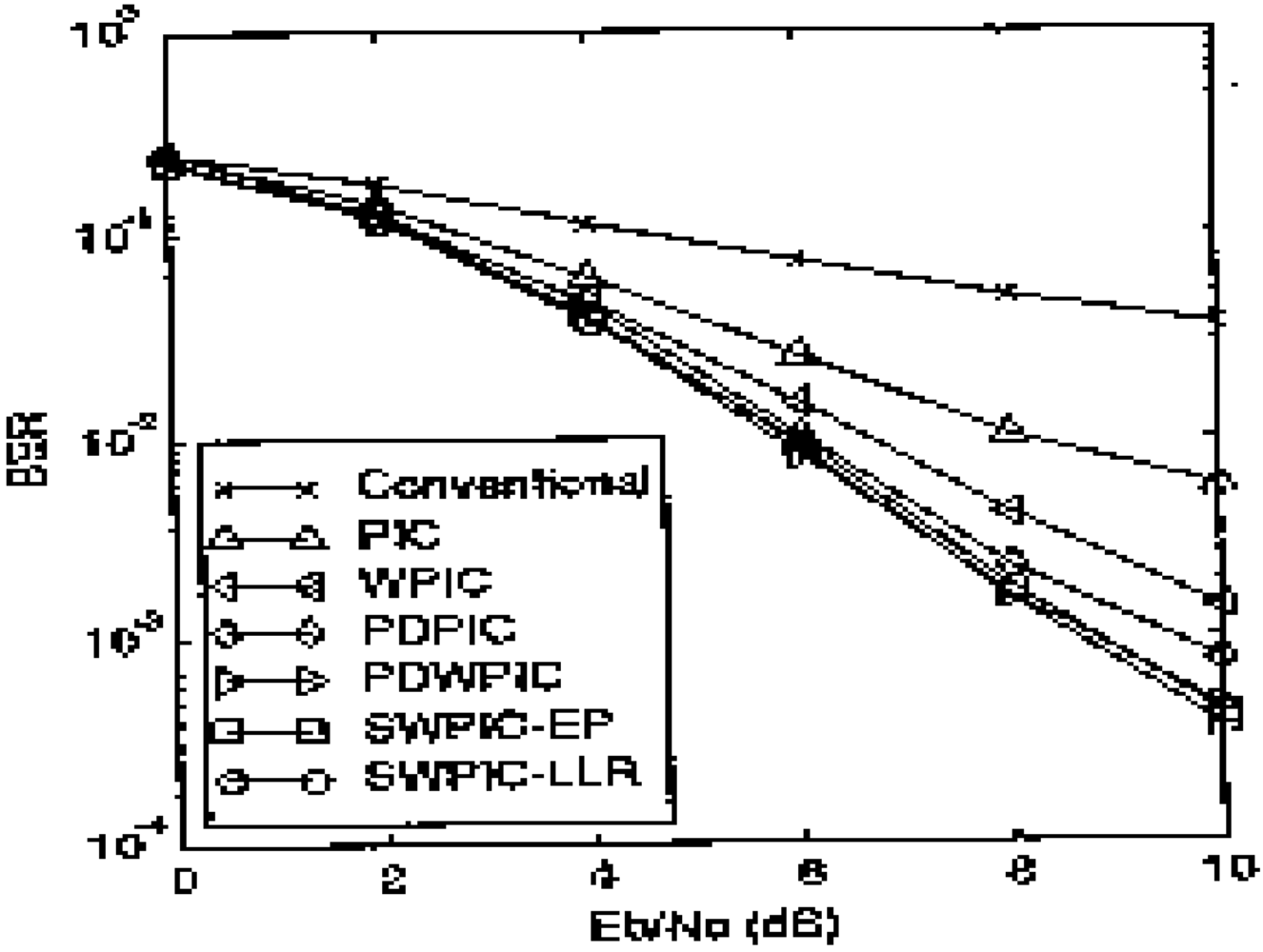
도면 8


Bit error probability
Symbol error probability
Bit LLR distribution
Symbol LLR distribution
Measured probability
Log-likelihood ratio
0.45
0.4
0.35
0.3
0.25
0.2
0.15
0.1
0.05
0
0
10
20
30
40
50

도면 9


BER
Eb/No (dB)
Conventional
PIC
WPIC
PDPIC
PDWPIC
SWPIC-EP
SWPIC-LLR

도면 10


BER
Eb/No (dB)
Conventional
PIC
WPIC
PDPIC
PDWPIC
SWPIC-EP
SWPIC-LLR