(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0038280
(43) 공개일자 2009년04월20일

(51) Int. Cl.
H04B 7/02 (2006.01) *H04B 7/04* (2006.01)
H04B 7/26 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2007-0103695
(22) 출원일자 2007년10월15일
심사청구일자 2007년10월15일

(71) 출원인
세종대학교산학협력단
서울 광진구 군자동 98 세종대학교
(72) 발명자
백명선
서울 금천구 독산2동 1067-5
송형규
경기 성남시 분당구 서현동 91 한양아파트 320동 303호
(74) 대리인
리앤목특허법인

전체 청구항 수 : 총 8 항

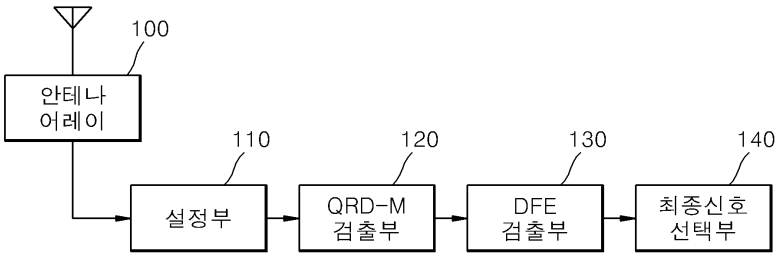
(54) 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된신호 검출장치 및 그 방법

(57) 요 약

본 발명은 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치 및 그 방법을 개시한다.

본 발명에 따르면, 다중 안테나를 사용하는 디지털 무선 통신 시스템에서 보다 더 정확한 전송신호의 검출을 위해 효율적인 신호 검출 방법을 적용함으로써 신호의 검출성능을 효과적으로 증가시킬 수 있으며, 그 결과 기존의 QRD-M검출방식에 비해 매우 적은 양의 성능 감쇄를 가지며 통신 시스템의 복잡도를 크게 낮출 수 있으며, 특히, 필요에 따라서 그 검출에 대한 설정을 다양하게 변화시켜 무선 통신 시스템의 복잡도와 검출성능을 조절할 수 있다는 장점을 제공한다.

대 표 도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

다중 전송 안테나를 통해 전송되어 수신된 신호에 대해 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 검출을 통해 검출될 개수 및 검출 단계의 개수를 설정하는 설정부;

상기 수신된 신호에 대해 상기 설정된 개수의 심볼 신호를 검출하고 이를 상기 설정된 단계동안 수행하여 후보열들을 결정하는 제1검출부;

상기 제1검출부에서 상기 설정된 단계동안 검출된 후의 나머지의 검출열에 대해 DFE(Decision Feedback Equalization) 검출 방법을 실행하여 최종 후보열들을 결정하는 제2검출부; 및

상기 검출된 후보열들 중에서 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하여 최종 검출신호로서 결정하는 최종신호 선택부;를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치.

청구항 2

M개의 다중 전송 안테나를 통해 전송되어 수신된 신호에 대해 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 검출을 통해 검출될 후보 심볼의 수 S와 QRD-M 검출이 수행될 단계의 수 T를 결정하는 설정부;

QRD-M 검출의 각 단계에서 S개의 심볼 신호를 검출하고 이를 T 단계동안 수행하여 후보열들을 결정하는 제1검출부;

상기 제1검출부에서 상기 T 단계동안 검출된 후의 나머지 M-T 길이의 검출열에 대해 DFE(Decision Feedback Equalization) 검출 방법을 실행하여 최종 M의 길이를 가지는 후보열들을 결정하는 제2검출부; 및

상기 제1검출부 및 제2검출부에서 검출된 후보열들 중에서 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하여 최종 검출신호로서 결정하는 최종신호 선택부;를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치.

청구항 3

제1항 또는 제2항에 있어서,

M개의 다중 전송안테나를 통해 각 전송안테나별로 독립적으로 변조된 전송신호들이 전송되는 것을 수신하는 복수의 수신안테나를 구비하는 안테나 어레이;를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치.

청구항 4

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 검출된 후보열들 중에서 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하는 것은 상기 검출된 후보열들에 대한 ML(maximum likelihood) 검사를 통해 실행되는 것을 특징으로 하는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치.

청구항 5

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 최종신호 선택부는 상기 설정부에서 설정된 검출 단계의 개수가 상기 다중 전송 안테나의 개수와 같거나 큰 경우에는 상기 제1검출부의 출력만을 대상으로 하여 최종 검출신호를 결정하는 것을 특징으로 하는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치.

청구항 6

(a) M개의 다중 전송 안테나를 통해 전송되어 수신된 신호에 대해 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 검출을 통해 검출될 후보 심볼의 수 S와 QRD-M 검출이 수행될 단계의 수 T를 결정하는 단계;

(b) QRD-M 검출 방법에 따라 S개의 심볼 신호를 검출하고 이를 T 단계동안 수행하여 후보열들을 결정하는 단계;

(c) QRD-M 검출 방법에 따라 상기 T 단계동안 검출된 후의 나머지 M-T 길이의 검출열에 대해 DFE(Decision Feedback Equalization) 검출 방법을 실행하여 최종 M의 길이를 가지는 후보열들을 결정하는 단계; 및

(d) 상기 검출된 후보열들 중에서 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하여 최종 검출신호로서 결정하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출방법.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 (d) 단계에서 상기 검출된 후보열들 중에서 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하는 것은 상기 검출된 후보열들에 대한 ML(maximum likelihood) 검사를 통해 실행되는 것을 특징으로 하는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출방법.

청구항 8

제6항 또는 제7항에 있어서,

상기 T가 M과 같거나 큰 경우 상기 (d) 단계에서 최종 검출신호를 결정하는 것은 상기 (b) 단계에서 결정된 후보열들만을 대상으로 하여 최종 검출신호를 결정하는 것을 특징으로 하는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출방법.

명 세 서

발명의 상세한 설명

기 술 분 야

<1> 본 발명은 무선 통신에 관한 것으로서, 더 자세히는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 신호 검출에 관한 것이다.

배 경 기 술

<2> 통신 환경 특히 무선의 통신 환경에서의 전송 속도를 높이기 위한 간단한 방법으로는 전송 대역폭을 넓이는 방법과 높은 차수의 변조를 적용하는 방식 등이 있다. 전자의 경우는 아주 간단히 전송 속도를 높일 수 있지만, 기존 방식과의 호환성 문제가 있고, 가용 채널수의 감소로 인한 네트워크 용량 감소가 발생할 수 있다. 그리고 후자의 경우 변조의 차수에 비례하여 전송 속도가 증가하지 않고, 차수가 증가할수록 구현상의 문제가 심각해지며, 전송 속도를 만족시키기 위해서는 커버리지가 작아지는 등의 문제가 있다. 또한 높은 차수의 변조와 함께 터보부호와 같은 고성능의 채널 코드를 쓰는 방식도 가능하지만, 그 효과는 그리 크지 않을 것이다.

<3> 이러한 상황에서 전송률을 크게 높일 수 있는 기술이 다중 안테나를 이용한 V-BLAST 기법이다. V-BLAST는 직렬의 데이터를 전송안테나 수만큼 나누어 동시에 병렬 전송함으로써 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있는 기법이다. 이러한 V-BLAST 시스템은 병렬전송을 통해 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있는 반면에, 병렬 전송된 데이터를 분리하여 검출하는 과정에서 발생하는 높은 복잡도와 성능의 저하라는 단점이 존재한다. 이러한 단점을 극복하기 위해 V-BLAST 신호검출에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다.

<4> 기존의 V-BLAST 시스템 신호검출 방법은 최적의 신호검출 방법인 ML(maximum likelihood) 검출 방법을 이용하거나 간섭 제거를 위해 감산형 간섭제거 기법인 DFE (decision feedback equalization) 검출방법을 이용한다. ML 검출 방법은 ML 검사를 통해 수신 신호와 수신단에서 검사한 심볼조합과의 차이를 결정하고 심볼조합 중에서 수신신호와의 차이가 가장 작은 조합을 선택하여 전송신호를 추정하는 방법이다. ML 방법은 전송가능한 모든 심볼의 조합을 검사하여 최적의 심볼 조합을 선택하므로 최적의 검출 성능을 발휘한다. 하지만 전송안테나의 수가 늘어나거나 신호의 변조레벨이 높아지면 지수적으로 복잡도가 증가하여, 실제 시스템에서 큰 검출 지연을 가져온다. 그러므로 실시간 송수신 시스템이나 많은 수의 안테나를 사용하는 다중안테나 시스템에서의 사용은 사실상 불가능하다.

<5> 감산형 간섭 제거 기법인 DFE 검출방법은 수신 신호 전력을 큰 순서대로 나열하여 전력이 가장 큰 신호를 결정

한 후에 추정된 수신신호를 채널 파라미터와 곱하여 전송신호를 만들고 이렇게 만들어진 신호를 기존 수신신호에서 감산한다. 감산형 간섭 제거 방식은 그 성능이 뛰어나면서도 구조가 간단하다는 장점을 갖지만, 순차적인 감산형 검출 방법이므로 첫 번째로 검출되는 신호의 정확도에 나머지 신호들의 검출성능이 크게 좌우되며 잡음 확산의 영향으로 최적의 방법인 ML 검출방법과 큰 성능의 차이를 갖기 때문에 전송효율이 크게 감소하는 단점이 있다.

<6> 이러한 검출성능의 한계를 극복하기 위해 QRD-M (QR-decomposition-M algorithm) 검출방법이 있다. QRD-M 방법은 매우 우수한 검출 성능을 갖지만 기본적인 검출 구조가 Tree 구조로 구성되어 있기 때문에 변조레벨이나 전송안테나의 수가 증가할수록 검출복잡도가 크게 증가하는 단점이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

<7> 본 발명이 이루고자 하는 기술적인 과제는, 상기의 문제점들을 해결하기 위해, 다중 전송안테나를 통해 전송된 신호를 보다 낮은 복잡도와 높은 정확성을 갖는 검출기법을 통하여 신호를 검출하여 무선 통신 시스템의 성능을 높이고 그에 따라 시스템의 용량을 증대할 수 있는 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치 및 그 방법을 제공하는 데 있다.

과제 해결수단

<8> 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 본 발명에 의한, 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치의 한 모습은, 다중 전송 안테나를 통해 전송되어 수신된 신호에 대해 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 검출을 통해 검출될 개수 및 검출 단계의 개수를 설정하는 설정부; 상기 수신된 신호에 대해 상기 설정된 개수의 심볼 신호를 검출하고 이를 상기 설정된 단계동안 수행하여 후보열들을 결정하는 제1검출부; 상기 제1검출부에서 상기 설정된 단계동안 검출된 후의 나머지의 검출열에 대해 DFE(Decision Feedback Equalization) 검출 방법을 실행하여 최종 후보열들을 결정하는 제2검출부; 및 상기 검출된 후보열들 중에서 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하여 최종 검출신호로서 결정하는 최종신호 선택부;를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<9> 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 본 발명에 의한, 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출장치의 다른 모습은, M개의 다중 전송 안테나를 통해 전송되어 수신된 신호에 대해 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 검출을 통해 검출될 후보 심볼의 수 S와 QRD-M 검출이 수행될 단계의 수 T를 결정하는 설정부; QRD-M 검출의 각 단계에서 S개의 심볼 신호를 검출하고 이를 T 단계동안 수행하여 후보열들을 결정하는 제1검출부; 상기 제1검출부에서 상기 T 단계동안 검출된 후의 나머지 M-T 길이의 검출열에 대해 DFE(Decision Feedback Equalization) 검출 방법을 실행하여 최종 M의 길이를 가지는 후보열들을 결정하는 제2검출부; 및 상기 제1검출부 및 제2검출부에서 검출된 후보열들 중에서 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하여 최종 검출신호로서 결정하는 최종신호 선택부;를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<10> 상기 다른 기술적 과제를 해결하기 위한 본 발명에 의한, 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서의 향상된 신호 검출방법은, (a) M개의 다중 전송 안테나를 통해 전송되어 수신된 신호에 대해 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 검출을 통해 검출될 후보 심볼의 수 S와 QRD-M 검출이 수행될 단계의 수 T를 결정하는 단계; (b) QRD-M 검출 방법에 따라 S개의 심볼 신호를 검출하고 이를 T 단계동안 수행하여 후보열들을 결정하는 단계; (c) QRD-M 검출 방법에 따라 상기 T 단계동안 검출된 후의 나머지 M-T 길이의 검출열에 대해 DFE(Decision Feedback Equalization) 검출 방법을 실행하여 최종 M의 길이를 가지는 후보열들을 결정하는 단계; 및 (d) 상기 검출된 후보열들 중에서 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하여 최종 검출신호로서 결정하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 한다.

효 과

<11> 본 발명에 따른 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서 향상된 신호 검출장치 및 방법에 의하면, 다중 안테나를 사용하는 디지털 무선 통신 시스템에서 보다 더 정확한 전송신호의 검출을 위해 효율적인 신호 검출 방법을 적용함으로써 신호의 검출성능을 효과적으로 증가시킬 수 있으며, 기존의 QRD-M검출방식에 비해 매우 적은 양의 성능 감쇄를 가지며 크게 복잡도를 크게 낮출 수 있다. 특히, 필요에 따라서 그 검출에 대한 설정을 다양하게 변화시켜 무선 통신 시스템의 복잡도와 검출성능을 조절할 수 있다는 장점도 같이 제공한다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<12> 이하에서 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 일 실시예를 상세히 설명한다.

<13> 도 1은 본 발명에 따른 신호 검출장치의 구성의 일 예를 도시한 것이다. 도 1에서는 신호를 전송하는 측인 전송단에 대해서는 도시하지 않았으며, 본 발명에 따른 신호 수신측에 대한 구성만 도시한다.

<14> 이 장치는, M개의 다중 전송안테나를 통해 각 전송안테나별로 독립적으로 변조된 전송신호들이 전송되는 것을 수신하는 N개의 수신안테나를 구비하는 안테나 어레이(100), M개의 다중 전송 안테나를 통해 전송되어 수신된 신호에 대해 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 검출을 통해 검출될 후보 심볼의 수 S와 QRD-M 검출이 수행될 단계의 수 T를 결정하는 설정부(110), QRD-M 검출의 각 단계에서 S개의 심볼 신호를 검출하고 이를 T 단계동안 수행하여 후보열들을 결정하는 제1검출부인 QRD-M 검출부(120), QRD-M 검출부(120)에서 상기 T 단계동안 검출된 후의 나머지 M-T 길이의 검출열에 대해 DFE(Decision Feedback Equalization) 검출 방법을 실행하여 최종 M의 길이를 가지는 후보열들을 결정하는 제2검출부인 DFE 검출부(130) 및 QRD-M 검출부(120) 및 DFE 검출부(130)에서 검출된 후보열들에 대해 ML(maximum likelihood) 검사를 실행하여 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하여 최종 검출신호로서 결정하는 최종신호 선택부(140)를 포함한다.

<15> 도 2는 본 발명에 따른 신호검출 방법의 처리 흐름을 나타낸다.

<16> M개의 다중 전송안테나를 통해 각 전송안테나별로 독립적으로 변조된 전송신호들을 발생시켜 송신하면(200 단계), N개의 다중의 안테나를 이용하여 200 단계에서 송신된 신호를 수신하고(210 단계), 수신된 신호에 대해 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 검출을 통해 검출될 후보 심볼의 수 S와 QRD-M 검출이 수행될 단계의 수 T를 결정하며(220 단계), QRD-M 검출 방법에 따라 S개의 심볼 신호를 검출하고 이를 T 단계동안 수행하여 후보열들을 결정하고(230 단계), QRD-M 검출 방법에 따라 상기 T 단계동안 검출된 후의 나머지 M-T 길이의 검출열에 대해 DFE(Decision Feedback Equalization) 검출 방법을 실행하여 최종 M의 길이를 가지는 후보열들을 결정하며(240 단계), 상기 검출된 후보열들에 대한 ML(maximum likelihood) 검사를 통해 수신신호와 가장 가까운 신호열 하나를 선택하여 최종 검출신호로서 결정한다(250 단계).

<17> 이하, 상기 각 단계별로 구체적 기술적 사항에 대해서 도면 및 수학식을 참조하여 설명한다.

<18> *M* 개의 전송안테나와 *N* 개의 수신안테나를 사용하는 V-BLAST 시스템의 전송신호 **X**는 다음의 수학식 1과 같이 주어진다.

수학식 1

<19> $$\mathbf{X} = [X_1 X_2 \cdots X_M]^T$$

<20> 여기서 X_i는 *i*번째 전송안테나를 통해 전송된 신호를 나타내며 $(\bullet)^T$는 전치(transpose) 행렬을 나타낸다. 전송된 신호는 다중채널을 거쳐 수신안테나 어레이에서 수신되고(210 단계), 수신된 신호는 다음의 수학식으로 표현된다.

수학식 2

<21> $$\mathbf{Y} = \mathbf{HX} + \mathbf{W}$$

<22> 여기서 **H**는 *N* X *M*의 채널 계수 행렬이고 행렬의 각 원소들은 서로 독립적이다. **W**는 *N* X 1의 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise : AWGN)을 나타낸다.

<23> 본 발명에 따른 장치를 포함하는 수신단은 채널 계수 **H**의 Moore-Penrose 의사 역행렬변환(pseudo inverse)을 수행하고 이 변환은 다음의 수학식에 의해 표현될 수 있다.

수학식 3

<24> $$G = H^{+} = (H^{H} H)^{-1} H^{H}$$

<25> 여기서 $(\bullet)^{+}$ 는 Moore-Penrose 의사역행렬변환을 나타내고 $(\bullet)^{H}$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다.

<26> 위에서 구해진 G 행렬의 norm값인 $||G||^2$ 을 가장 큰 열부터 작은 열로 정렬한다. 채널 계수 H 의 열 역시 $||G||^2$ 의 정렬 순서와 동일하게 정렬하여 H_{sort} 를 만든다. 정렬된 H_{sort} 를 QR 분해를 통해 다음 수학식과 같이 Q 와 R 로 분해한다.

수학식 4

<27> $$H_{sort} = QR = [Q_1 \; Q_2 \cdots Q_M] \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,M} \\ 0 & r_{2,2} & \cdots & r_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_{M,M} \end{bmatrix}$$

<28> 여기서 R은 상삼각 행렬 (upper triangular matrix)이고 Q는 $Q^{H}Q = I$ 를 만족하는 정규직교 행렬 (orthonormal matrix)이다. QR 분해를 이용하는 QRD-M 검출 방법은 M번째의 신호부터 첫 번째 신호까지 내림차순으로 신호를 검출한다. 본 발명에 따른 향상된 신호검출기법에서는 표기의 편의와 가독성의 향상을 위해 M번째 신호를 첫 번째 신호로 표시하여 앞의 수학식 4를 아래의 수학식과 같이 재정의한다.

수학식 5

<29> $$H_{sort} = QR = [Q_M \; Q_{M-1} \cdots Q_1] \begin{bmatrix} r_{M,M} & r_{M,M-1} & \cdots & r_{M,1} \\ 0 & r_{M-1,M-1} & \cdots & r_{M-1,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_{1,1} \end{bmatrix}$$

<30> Q^{H} 를 이용해 수신된 신호에서 Q 성분이 제거된 $M \times 1$ 벡터를 아래의 수학식과 같이 구한다.

수학식 6

<31> $$Z = Q^{H} Y = RX + \eta$$

<32> 여기서 $Z = [Z_M Z_{M-1} \cdots Z_1]^{T}$ 이고 $\eta = Q^{H} W$ 이다.

<33> 우선 본 발명을 설명하기에 앞서 기존의 QRD-M방식의 구성을 먼저 나타내보면 다음과 같다. 이는 QRD-M 검출부(120)에서 230 단계에서 실행되는 것이다. 이때에 220 단계에서 설정부(110)에 의해 설정된 검출될 후보 심볼의 개수 S와 QRD-M 검출의 단계의 개수인 T가 사용될 수 있다.

<34> 첫 번째 단계에서 L개의 심볼을 사용하여 변조를 수행하는 L-QAM (quadrature amplitude modulation)시스템에서 L개의 심볼을 모두 후보심볼로 이용하여 아래와 같이 Z_1과 각 후보심볼 사이의 Euclidian 거리를 아래의 수학식과 같이계산한다.

수학식 7

<35> $$\mathbf{e}_1 = |Z_1 - r_{1,1}\ \mathbf{c}^{(1)}|$$

<36> 여기서 $\mathbf{c}^{(1)} = [c_1 c_2 \ldots c_L]$는 L-QAM시스템의 L개의 심볼을 나타내고 $\mathbf{e}_1 = [e_1^{(1)} e_1^{(2)} \ldots e_1^{(L)}]$는 squared Euclidian 거리벡터 (squared Euclidian distance vector)이다. 이때 $e_1^{(l)}$은 l번째 후보 심볼인 c_l과 Z_1사이의 squared Euclidian 거리이다.

<37> 이번 단계에서 squared Euclidian 거리벡터를 검사하여 L개의 심볼중에서 squared Euclidian 거리가 작은 S_1개의 후보심볼을 선택한다. 이때 S_1은 설정부에서 설정된 파라미터이고 L보다 작거나 같아야 한다($S_1 \le L$). 선택된 S_1개의 후보심볼은 squared Euclidian 거리가 작은 것부터 순차적으로 정렬된다. 이렇게 선택되고 정렬된 S_1개의 심볼 $\hat{\mathbf{X}}_1 = [\hat{X}_1{}^{(1)}\ \hat{X}_1{}^{(2)} \ldots \hat{X}_1{}^{(S_1)}]$은 두 번째 단계로 전달된다.

<38> 두 번째 검출 단계에서 고려되는 심볼조합 $\mathbf{c}^{(2)}$는 첫 번째 단계에서 선택된 S_1개의 심볼과 L-QAM시스템의 L개의 심볼과 더해진 $S_1 L$개의 심볼조합이다. $S_1 L$개의 심볼조합은 아래의 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 8

<39> $$\mathbf{c}^{(2)} = \underline{BRACE} S_1 L\ \frac{[}{BRACE}\ \{c_1 \hat{X}_1{}^{(1)}\}, \ldots, \{c_L \hat{X}_1{}^{(1)}\} L, \ldots \{c_1 \hat{X}_1{}^{(S_1)}\}, \ldots, \{c_L \hat{X}_1{}^{(S_1)}\}\Big]^T$$

<40> 위의 심볼 조합을 이용해 이전 단계에서 전달된 S_m번째 후보심볼 $\hat{X}_1{}^{(S_m)}$과 l번째 후보심볼 c_l의 누적된 squared Euclidian 거리를 아래의 수학식과 같이 구할 수 있다.

수학식 9

<41> $$\mathbf{e}_2{}^{(S_m,l)} = |Z_2 - (r_{2,2} c + r_{2,1} \hat{X}_1{}^{(S_m)})| + E_1^{(S_m)}$$

<42> 여기서 $E_1^{(S_m)}$은 이전 단계인 첫 번째 단계에서 구해진 S_m번째 후보심볼에 대한 squared Euclidian 거리이다. 이전단계와 동일한 방법으로 누적된 squared Euclidian 거리를 검사하여 거리가 짧은 S_2개의 심볼조합을 선택한다. 이때 S_2 역시 설정부에서 설정된 파라미터이고 $S_1 L$보다 작거나 같아야 한다

($S_2 \leq S_1 L$).

<43> 선택된 S_2개의 심볼조합을 squared Euclidian 거리가 작은 것부터 정렬한다. 선택된 심볼조합의 누적된 squared Euclidian 거리는 다음 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 10

$$\mathbf{E}_2 = [E_2^{(2)} E_2^{(2)} \ldots E_2^{(S_2)}]$$

<44>

<45> 위의 검출절차는 마지막 검출 단계인 M번째 단계까지 반복된다. 그러므로 후보심볼을 결정하는 설정부에서 선택된 파라미터 S는 아래의 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 11

$$\mathbf{S} = [S_1 S_2 \ldots S_M]$$

<46>

<47> 마지막으로 얻어진 S_M 개의 심볼 조합들 중에서 가장 작은 누적된 squared Euclidian 거리를 갖는 한 개의 심볼조합이 최종적으로 선택된다.

<48> QRD-M 방법은 매우 우수한 검출 성능을 갖지만 기본적인 검출 구조가 Tree 구조로 구성되어 있기 때문에 변조레벨이나 전송안테나의 수가 증가할수록 검출복잡도가 크게 증가하는 단점이 있다. 이러한 QRD-M 검출 방법의 복잡도를 줄이기 위해 본 발명에서는 추가로 DFE 검출기(130)를 이용한다. 이하는 DFE 검출기(130)를이용하여 참조번호 240 단계를 실행하는 과정에 대한 것이다. DFE 검출기를 이용하기 위해 설정부(110)에서 설정한 파라미터 T를 적용한다. 앞에서도 설명된 것과 같이, 적용된 파라미터 T는 QRD-M 검출 방법이 수행되는 단계의 수를 나타낸다.

<49> 전체 M개의 전송안테나를 사용하는 무선통신 시스템의 신호검출 단계는 M개의 단계로 구성된다. 설정부에서 설정한 T값에 따라 처음 T단계 동안 QRD-M 방법으로 T개의 신호가 검출된다. 나머지 T+1부터 M까지의 M-T개의 검출단계 동안에는 DFE 검출기를 통한 M-T개의 신호가 검출된다.

<50> 도 3은 8개의 전송안테나(즉, M=8)를 사용하는 무선통신 시스템에서 T=4인 경우 검출신호의 형태를 보여준다. 도 3에서와 같이 T가 4로 설정된 경우 (1) 내지 (4)의 처음 4개의 검출단계에서는 QRD-M 검출 방법을 이용하여 4개의 심볼이 검출되고 (5) 내지 (8)의 나머지 4개의 검출단계에서는 DFE 검출 방법을 이용하여 4개의 심볼이 검출된다.

<51> 본 발명에 따른 향상된 신호 검출 방법에서 처음 T개의 검출 단계에서는 상기 기술된 QRD-M 검출 방법에 의해 T개의 심볼이 검출된다. 그러므로 설정부(110)에서 설정될 T의 크기는 M보다 작거나 같아야 한다. 본 발명에 따른 향상된 신호 검출 방법에서는 아래의 수학식과 같이 상기 수학식 11에서 기술된 S의 원소들 중에서 처음 T개의 원소만 사용된다.

수학식 12

$$\mathbf{S} = [\underline{BRACE}\text{사용되는원소} S_1 \ldots S_T S_{T+1} \ldots S_M]$$

<52>

<53> T번째 단계까지 QRD-M 검출 방법을 이용해서 검출된 심볼은 아래의 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 13

$$\widehat{\mathbf{X}}_T = \left[\left\{ \hat{X}_1^{(1)}, \ldots, \hat{X}_T^{(1)} \right\}, \ldots, \left\{ \hat{X}_1^{(S_T)}, \ldots, \hat{X}_T^{(S_T)} \right\} \right]^T$$

<54>

<55> 아직 검출되지 않은 나머지 심볼들 $(X_{T+1} \cdots X_M)$ 을 검출하기 위해 T+1번째 검출단계부터 M번째 검출단계까지 DFE검출방법이 수행된다. 상기 수학식 13과 같이 QRD-M 검출방법을 통해 검출된 신호들을 이용하여 나머지 심볼을 검출한다. DFE를 사용하여 검출된 심볼들은 아래의 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 14

<56>
$$\hat{X}_{T+1}{}^{(1)} = Q[(Z_{T+1} - \sum_{i=1}^{T} r_{T+1,i}\,\hat{X}_i{}^{(1)})/r_{T+1,T+1}], \ldots$$

<57>
$$\hat{X}_M{}^{(1)} = Q[(Z_M - \sum_{i=1}^{M-1} r_{M,i}\,\hat{X}_i{}^{(1)})/r_{M,M}],$$

<58> $\vdots$

<59>
$$\hat{X}_{T+1}{}^{(S_t)} = Q[(Z_{T+1} - \sum_{i=1}^{T} r_{T+1,i}\,\hat{X}_i{}^{(S_t)})/r_{T+1,T+1}], \ldots$$

<60>
$$\hat{X}_M{}^{(S_t)} = Q[(Z_M - \sum_{i=1}^{M-1} r_{M,i}\,\hat{X}_i{}^{(S_t)})/r_{M,M}],$$

<61> $\vdots$

<62>
$$\hat{X}_{T+1}{}^{(S_T)} = Q[(Z_{T+1} - \sum_{i=1}^{T} r_{T+1,i}\,\hat{X}_i{}^{(S_T)})/r_{T+1,T+1}], \ldots$$

<63>
$$\hat{X}_M{}^{(S_T)} = Q[(Z_M - \sum_{i=1}^{M-1} r_{M,i}\,\hat{X}_i{}^{(S_T)})/r_{M,M}]$$

<64> (여기서, Q[·]는 사용되는 성상도에 적당한 양자화 함수를 의미함)

<65> 상기 수학식을 통해 검출된 신호들은 아래의 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 15

<66>
$$\hat{\mathbf{X}} = [\,\hat{\mathbf{X}}^{(1)}, \ldots, \hat{\mathbf{X}}^{(S_t)}, \ldots, \hat{\mathbf{X}}^{(S_T)}\,]$$

<67> 여기서 $\hat{\mathbf{X}}^{(S_t)} = [\,\hat{X}_1{}^{(S_t)}, \hat{X}_2{}^{(S_t)}, \ldots, \hat{X}_M{}^{(S_t)}\,]$ 이다. 상기 수학식의 각 신호들은 전송안테나의 순서로 재 정렬된다.

<68> 최종신호 선택부(140)는 참조번호 250 단계에서, 최종적으로 ML 검사를 통해 상기와 같이 구해진 S_T개의 신호열 가운데 전송신호와 가장 가까운 신호열을 선택한다. ML 검사는 아래의 수학식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 16

$$\hat{\mathbf{X}}_{\text{final}} = \arg\min_{\hat{\mathbf{X}}^{(S_t)}} \| \mathbf{Y}-\mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{X}}^{(S_t)} \|$$

<69>

<70> 위의 수학식에 의해 구해진 $\hat{\mathbf{X}}_{\text{final}}$ 이 최종적으로 검출된 신호가 된다.

<71> 상기와 같이 다중안테나를 통해 송신된 신호를 검출하기 위해 QRD-M 방법에서 DFE 방법으로 변환하는 과정의 개념적인 구성을 도 4에 나타내었다. 도 4에서와 같이 수신된 신호는 수신신호 버퍼(400)에 일시 저장되고, T카운터(410)가 제어하는 스위치를 통해 QRD-M 검출부(420)에게 전달되어 상기에 설명한 것과 같이 검출된다. 그리고 그 이후 T 카운터(410)는 DFE 검출부(430)로 스위치를 전환하여 수신된 신호를 전달한다. 이 전달된 신호는 DFE 검출부(430)에서 상기에 설명된 것과 같이 검출된다. 이때 QRD-M 검출부(420)를 통해 검출된 신호에 대한 정보(425)는 DFE 검출부(430)로 미리 전달되며, DFE 검출부(430)는 상기의 전달된 정보(425)를 이용하여 QRD-M 검출부(420)가 검출하지 않은 나머지 신호를 검출한다. 이렇게 모든 검출 단계가 완료된 후에 최종신호 선택부(440)를 통해 상기의 설명과 같이 최종신호가 검출된다.

<72> T=M인 경우에는 QRD-M 방법을 통한 검출의 결과 모든 신호에 대한 검출이 완료되는 것이므로, DFE 검출 방법이 사용되지 않고 QRD-M 방법만 사용되며, 최종신호 선택부(440)는 오직 QRD-M 검출부(420)에만 연결된다. 즉, T=M인 경우 본 발명에 따른 절차는 기존의 QRD-M방법과 동일한 방법이 될 수 있다. 그러나 T<M인 경우에는 일부 신호에 대해서는 QRD-M 방법을 적용하며, 그 외의 신호에 대해서는 최종적으로 DFE 검출 방법이 사용되므로 최종신호 선택부(440)는 DFE 검출부(430)와 연결되어 최종신호를 선택하게 된다.

<73> 도 5와 도 6은 M=N=4와 M=N=8인 V-BLAST 시스템의 BER(bit error rate) 성능을 보여주는 그래프이다. 도 5에서 T=4인 경우는 기존의 QRD-M 검출 방법이고 T<4인 경우는 본 발명에 따른 향상된 검출기법의 성능을 나타낸다. 또한 도 6에서도 도 5에서와 마찬가지로 T=8인 경우는 기존의 QRD-M 방법을 통해 검출된 신호의 성능을 나타내며 T<8인 경우는 본 발명에 따른 향상된 검출기법의 성능을 나타낸다.

<74> 각 그래프에서 S의 수가 증가할수록 더 많은 후보심볼을 고려하기 때문에 보다 정확하게 심볼을 검출할 수 있으므로 BER 성능이 높아지는 것을 확인할 수 있다. T의 값이 작아짐에 따라 보다 정확하게 신호를 검출할 수 있는 QRD-M 방법을 이용하는 단계의 수가 작아지게 되어 성능이 점차로 감소하는 것을 볼 수 있다. 하지만 그래프에서 볼 수 있듯이 T값에 따른 BER 성능의 감소정도는 매우 작은 것을 알 수 있다. T=2이고 S=16 일때 M=N=4인 경우 BER성능의 감소는 0.4dB 밖에 되지 않는 것을 알 수 있다.

<75> 도 7은 기존의 방법과 본 발명에 따른 향상된 검출기법의 계산 복잡도를 보여준다. 복잡도를 계산하기 위해 도 7에서는 실수 곱셈의 수를 계산하여 표기하였다. 도 7에서는 실수 곱셈의 수만을 계산하였으므로 1개의 복소수 곱셈을 4개의 실수 곱셈으로 계산하였다. 이에 따른 계산 복잡도를 확인해 보면 상기에서 설명한 것과 같이 0.4dB의 BER 성능 감쇄를 갖는 경우 (T=2, S=16, M=N=4) 계산 복잡도가 기존의 QRD-M 방법의 39.2%밖에 되지 않는 것을 확인할 수 있다. 또한 M=N=8이고 S=16, T=4의 경우 기존의 QRD-M 방법과 본 발명에 따른 향상된 신호 검출기법(Proposed Technique)과의 BER성능 차이를 계산해 보면 0.4dB의 감쇄만이 존재하며, 도 7에 따른 본 발명의 계산복잡도는 기존의 것에 45.1%밖에 되지 않는 것을 확인할 수 있다.

<76> 이러한 실험결과는 본 발명에 따른 향상된 신호 검출 기법이 매우 낮은 복잡도를 유지하면서 매우 정확하게 신호를 검출할 수 있다는 것을 의미한다.

<77> 이상에서 설명한 본 발명은 컴퓨터 기록매체에 저장된 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드(프로그램 등)로써 구현하는 것이 가능하다. 컴퓨터 기록매체는 컴퓨터 시스템에 의하여 읽혀질 수 있는 데이터가 저장되는 모든 종류의 기록장치를 포함한다. 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체의 예로는 ROM, RAM, CD-ROM, 자기 테이프, 플로피디스크, 광데이터 저장장치 등이 있으며, 또한 캐리어 웨이브(예를 들어 인터넷을 통한 전송)의 형태로 구현되는 것도 포함한다. 또한 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템에 분산되어 분산방식으로 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드가 저장되고 실행될 수 있다.

<78> 이상에서 본 발명의 바람직한 실시예에 대해 도시하고 설명하였으나, 본 발명은 상술한 특정의 실시예에 한정되

지 아니하며, 청구범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어남이 없이 당해 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 누구든지 다양한 변형 실시가 가능한 것은 물론이고, 그와 같은 변경은 청구범위 기재의 범위 내에 있게 된다.

산업이용 가능성

<79> 본 발명은 무선 통신 환경에서 사용될 수 있다.

도면의 간단한 설명

<80> 도 1은 본 발명에 따른 다중 송수신 시스템에서 신호 검출장치를 포함한 수신단의 구성을 도시한 블록도,

<81> 도 2는 본 발명에 따른 다중 안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서 향상된 신호 검출방법의 수행과정을 도시한 흐름도,

<82> 도 3은 8개의 전송안테나를 사용하는 무선 통신 시스템에서 T=4인 경우에 검출되는 신호의 모습을 도시한 도면,

<83> 도 4는 본 발명에 따른 신호 검출 장치 기능의 개념적인 구조를 도시한 도면,

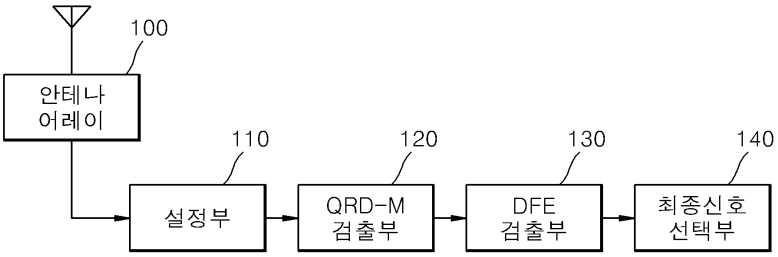
<84> 도 5는 본 발명에 따른 효율적인 신호검출기법이 적용된 4× 4 다중안테나 시스템의 성능을 보여주는 그래프,

<85> 도 6은 본 발명에 따른 효율적인 신호검출기법이 적용된 8× 8 다중안테나 시스템의 성능을 보여주는 그래프,

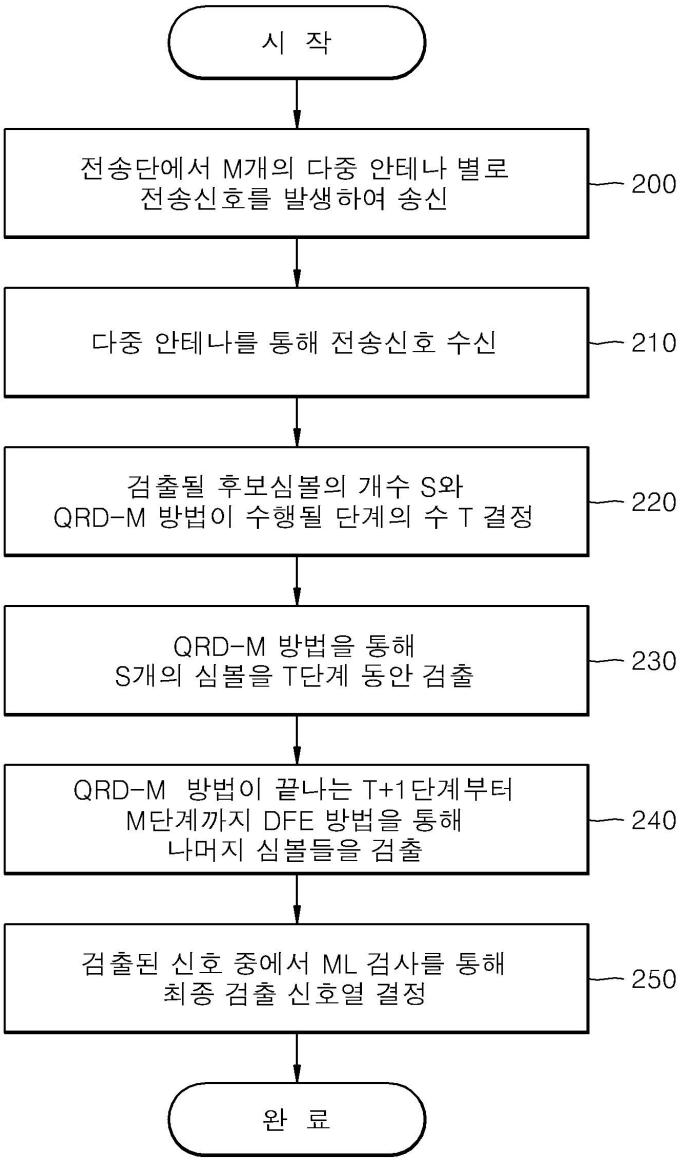
<86> 도 7은 본 발명에 따른 효율적인 신호검출 기법과 기존의 신호검출 기법의 계산복잡도를 보여주는 표이다.

도면

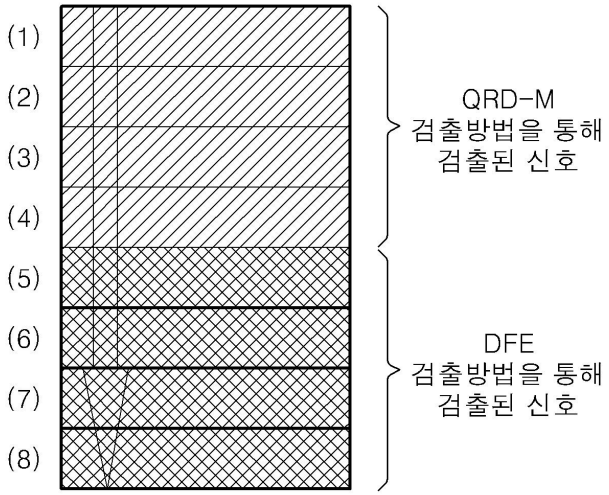
도면1



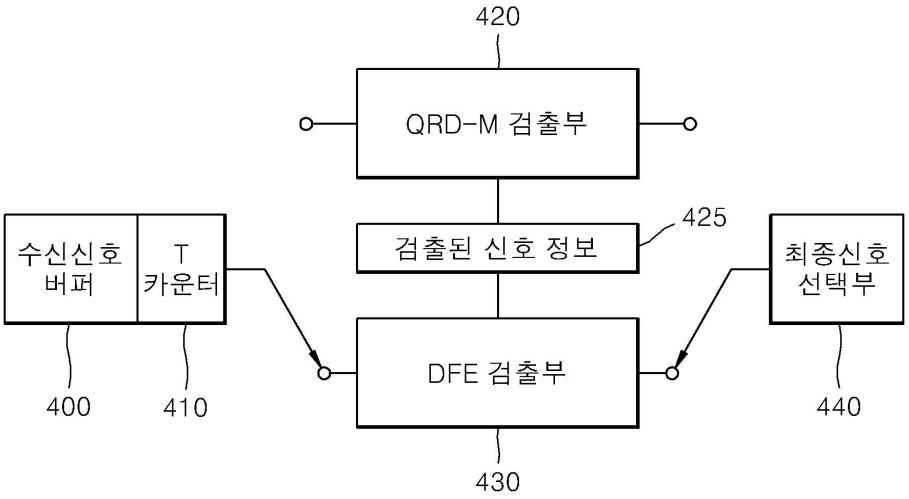
도면2


시 작
전송단에서 M개의 다중 안테나 별로
전송신호를 발생하여 송신
200
다중 안테나를 통해 전송신호 수신
210
검출될 후보심볼의 개수 S와
QRD-M 방법이 수행될 단계의 수 T 결정
220
QRD-M 방법을 통해
S개의 심볼을 T단계 동안 검출
230
QRD-M 방법이 끝나는 T+1단계부터
M단계까지 DFE 방법을 통해
나머지 심볼들을 검출
240
검출된 신호 중에서 ML 검사를 통해
최종 검출 신호열 결정
250
완 료

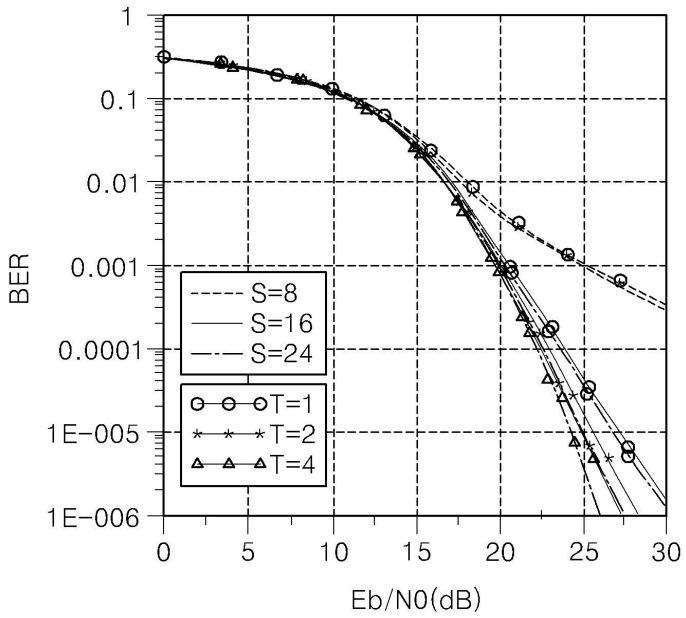
도면3


(1)
(2)
(3)
(4)
(5)
(6)
(7)
(8)
QRD-M
검출방법을 통해
검출된 신호
DFE
검출방법을 통해
검출된 신호

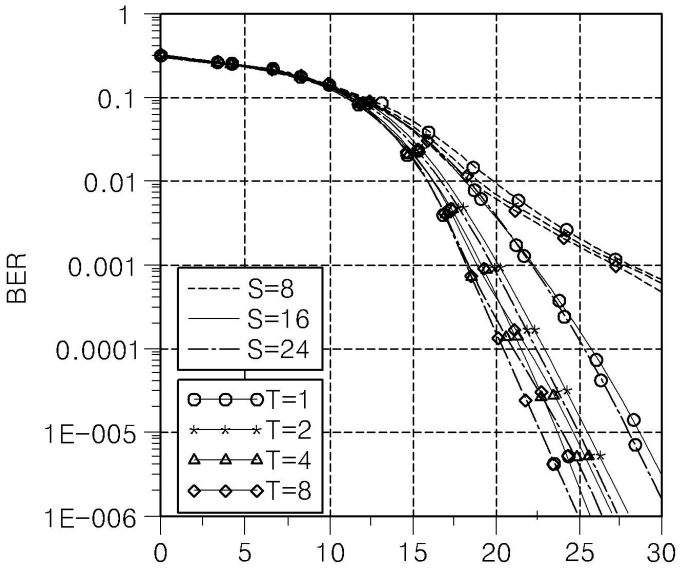
도면4


420
QRD-M 검출부
425
검출된 신호 정보
수신신호
버퍼
T
카운터
최종신호
선택부
DFE 검출부
400
410
440
430

도면5


BER
1
0.1
0.01
0.001
0.0001
1E-005
1E-006
0
5
10
15
20
25
30
Eb/N0(dB)
S=8
S=16
S=24
T=1
T=2
T=4

도면6


BER
1
0.1
0.01
0.001
0.0001
1E-005
1E-006
0
5
10
15
20
25
30
S=8
S=16
S=24
T=1
T=2
T=4
T=8

도면7

Detection Techniques		M=N=4		M=N=8	
ML		1.0527e+6		1.3744e+11	
QRD-M	M	16	24	16	24
	S	12416	23168	43136	69248
Proposed Technique	2	4672	5408	9408	12512
	3	8576	11267	18176	25664
	4			30784	44576