(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl. [6]
H04Q 7/20

(45) 공고일자 2001년09월26일
(11) 등록번호 10-0300306
(24) 등록일자 2001년06월15일

(21) 출원번호 10-1999-0019476
(22) 출원일자 1999년05월28일

(65) 공개번호 특2000-0075096
(43) 공개일자 2000년12월15일

(73) 특허권자 삼성전자 주식회사
윤종용
경기 수원시 팔달구 매탄3동 416

(72) 발명자 김병조
경기도성남시분당구구미동무지개마을201신안아파트303동804호
김민구
경기도수원시팔달구영통동973-3우성아파트822동406호

(74) 대리인 이건주

심사관 : 민병준

(54) 무선통신 시스템에서 채널 적응형 맵 채널 복호 장치 및 방법

요약

본 발명의 실시예에 따른 채널 적응적인 맵 복호 장치 및 방법은 현 채널상황을 스태틱 채널 상황이라고 판단되면 최적의 복호성능을 보장하기 위하여 E-함수 연산에 로그(log())함수를 포함시켜서 맵 디코딩동작을 수행한다. 그리고 현 채널 상황이 타임 베이어링이라고 판단되면, 현 채널 상황에 관계없이 실제 이동통신채널 환경에서 안정적으로 맵 채널 디코딩을 수행하기 위해 E-함수 연산에 로그(log())함수를 사용하지 않는다. 이로인해 채널 상황에 적응적으로 맵 복호를 수행할 수가 있다.

대표도
도 4

색인어
채널 디코딩, MAP, 터보코드, AWGN

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 실시예에 따라 새로운 E 함수의 의미를 설명하기 위한 그래프.

도 2는 맵 터보 디코더와 서브-맵 터보 디코더를 실제 구현 및 시뮬레이션한 결과의 성능 차이를 도시한 그래프.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 서브-맵 터보 디코더와 맵 터보 디코더를 실제 구현하여, 해당 E_b/N_c에서 스케일링 인자가 가변될 때의 상기 두 디코더의 성능차이를 도시하는 그래프.

도 4는 본 발명의 실시예에 따라 채널상황에 따른 선택적 맵 반복 복호 장치의 구성도.

도 5a는 본 발명의 실시예에 따라 룩-업 테이블을 이용하여 로그함수를 구현하는 과정을 도시한 그래프.

도 5b는 본 발명의 실시예에 따른 로그함수를 구현하는 룩-업 테이블을 도시한 도면.

도 6은 본 발명의 실시예에 따라 현 채널상황에 적응적인 맵 디코딩 방법을 도시한 흐름도.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 무선통신 시스템에서 채널 복호 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 엠-에이-피 채널 복호 장치 및 방법에 관한 것이다.

무선상으로 정보를 주고받는 무선통신 시스템(예 : 위성 시스템, WCDMA, CDMA2000)에서 신뢰(reliable)할 수 있는 데이터 통신을 위하여 여러 채널 코드(channel codes)들이 광범위하게 사용되고 있다. 본 발명의 기술분야는 채널 환경이 열악한 상황에서의 데이터 전송을 위하여 사용되는 구조적 반복 길쌈부호(recursive systematic convolutional codes)를 이용하는 터보 코드(Turbo codes)의 복호를 위해 사용되는 복호 장치 및 방법에 관한 것이다.

터보코드는 MAP(maximum a posterioi probability)방식과 SOVA(soft output Viterbi algorithm)방식으로 복호될 수가 있다. 이 중에서 상기 MAP 방식은 BER(bit error rate)관점에서 Optimal한 성능을 보인다. 일반적으로 MAP 채널 디코더와 SOVA 채널 디코더의 성능의 차이는 대략 0.6dB~0.7dB 정도로 알려져 있다. 그런데 상기한 성능의 차이는 이상적인(Ideal) 수신기(Receiver)를 가정한 것이다. 즉, 수신기가 현재의 채널 상태를 정확하게 추정(estimation)하고 있으며, 상기 수신기가 내부 연산을 위해 충분한 비트의 수를 사용할 수 있다고 가정한 것이다. 한편 상기 수신기는 안테나로부터의 출력되는 신호에 대하여 RF(Radio Frequency) 처리와 강압(Down converting)처리, A/D 변환 및 심볼 복조(Symbol Demodulation)등의 처리를 수행할 수가 있다.

일반적으로 맵 방식의 경우 알고리즘의 동작을 위해 채널(channel)환경의 잡음전력 추정(noise power estimation)이 필요로 하게 된다. 따라서 맵 채널 디코더가 동작하기 위해서는 채널 추정기(Channel Estimator)로부터 출력되는 신호를 입력하며, 이로인해 상기 채널 추정기의 동작에 따라 맵 터보 디코더의 복호성능이 민감하게(sensitively) 영향을 받게 된다.

맵 알고리즘에서 사용되는 주요 변수들로는 여러 가지 메트릭(Metric)이 존재하며, 상기 메트릭들을 구하는 식은 하기의 수학식들로 표시된다.

하기 < 수학식 1은 브랜치 매트릭(Branch Metric)(이하 BM이라 칭한다)을 구하는 식을 나타낸다.

수학식 1

$$D_k^i(m)=(L_a(d_k)+L_c \cdot x_k) \cdot i+L_c \cdot y_k \cdot Y_l^i(m)$$

여기서 상기 $D_k^i(m)$ 은 BM을 의미하며, 상기 $L_a(d_k)$는 맵 채널 복호기의 피드-백(feed back) 루프로부터 얻어지는 Extrinsic 정보이며, 상기 L_c는 채널 신뢰도(reliability)로서 $2/\sigma^2$가 될 수 있으며 이때, σ^2 은 잡음전력이 된다. 그리고 상기 x_k는 Systemetic 코드이며, 상기 y_k는 패러티(Parity)코드이며, 상기 i는 예상되는 Systemetic 코드이며, 상기 $Y_l^i(m)$는 예상되는 패러티 코드가 된다.

그리고 하기 < 수학식 2는 Forward State 매트릭(이하 FSM이라 칭한다)을 구하는 식을 나타낸다.

수학식 2

$$A_k^i(m)= D_k^i(m)+E_{j=0}^1 A_{k-1}^i(S_b^j(m))$$

여기서 상기 $A_k^i(m)$은 Forward State 매트릭을 의미하며, 상기 $S_b^j(m)$ 는 현재의 State가 m이 되기 위해 Information 비트가 j인 경우 Backward로의 State를 의미한다. 그리고 상기 E 함수는 하기 < 수학식 3과 같이 정의된다.

수학식 3

$$xEy=\min(x,y)-\log(1+e^{-|x-y|})$$

그리고 하기 < 수학식 4는 Reverse State 매트릭(이하 RSM이라 칭한다)을 구하는 식을 나타낸다.

수학식 4

$$B_k^i(m)=E_{j=0}^1 B_{k+1}^i(S_b^i(m))+D_{k+1}^j(S_f^i(m))$$

여기서 상기 $B_k^i(m)$는 RSM을 의미하며, 상기 $S_f^i(m)$은 현재 Encoder State m에서 Information 비트 i가 입력될 때 Forward로 변하는 State를 의미한다.

그리고 하기 < 수학식 5는 MAP의 k시점에서 Information 비트가 [illegible] 경우의 Log Likelihood Ratio(LLR)값을 구하는 식을 나타낸다.

수학식 5

$$L(d_k)=E_{m=0}^{NS-1}A_k^0(m)+B_k^0(m)-E_{m=0}^{NS-1}A_k^1(m)+B_k^1(m)$$

여기서 상기$L(d_k)$는 맵의 k시점에서 Information 비트가 d_k인 경우의 LLR을 의미한다.

한편, 맵 디코더는 상기 < 수학식들을 바탕으로 수신된 코드로부터 BM을 계산한 다음에 RSM을 구한다. 그리고 맵 디코더는 FSM을 구하는 동시에 Decoded Soft Output인 LLR을 계산하게 된다.

그런데 상기 < 수학식 1에서 볼 때 맵 채널 디코더는 BM을 계산하기 위해서 L_c값이 필요로 하게 된다. 즉, 맵 채널 디코더는 채널상황에 대한 잡음전력을 알아야만 BM을 계산할 수가 있다는 것을 알 수가 있다. 따라서 일반적인 맵 알고리즘에 의하면, 채널 추정기의 동작에 따라 맵 채널 디코더의 복호성능이 민감하게(sensitively) 영향을 받게 된다.

그러나 터보 코드의 복호를 위한 채널 디코더를 구현(Implementation)하는 경우에, 상기 채널 디코더는 현 채널상황에 무관하게 실제의(real) 이동통신 채널환경에서 안정적으로 동작하는 것이 바람직하다.

특히, 수신신호에는 페이딩등과 같은 채널상황의 변화에 의한 스케일링 인자가 곱해지게 되는데, 수신단이 현 채널상황에 대한 정확한 스케일링 인자를 구하는 것이 것이 용이하지가 않다. 그러나 정확한 채널상황의 추정을 위해서는 정확히 계산된 스케일링 인자가 반영되어야만 한다. 즉, 정확한 스케일링 인자가 계산되지 않은 경우에, L_c값 자체가 부정확하게 되어 맵 알고리즘의 복호성능이 떨어지게 된다.

또한 수신기는 제한된 비트 리소스를 가진다. 즉, 수신기는 수신 아날로그 신호에 대하여 제한된 비트의 수로 양자화(Quantization)를 행하게 되며, 이로인해 일정한 수준 이상의 세기를 가지는 수신신호는 Clipping 되게 된다. 이러한 수신신호의 Dynamic Range는 특히, 전력제어(Power Control)를 하는 경우에 채널 복호기의 성능에 큰 영향을 미치게 된다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 본 발명의 목적은 현 이동통신 채널환경에서 안정적으로 동작하는 맵 채널 복호 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 현 이동통신 채널환경에서 채널잡음전력과는 관계없이 안정적으로 동작하는 맵 채널 복호 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 현 채널상황이 스태틱 채널 상황이라고 판단되면, 최적의 복호성능을 보장하기 위하여 E-함수 연산에 로그함수를 포함시켜서 맵 채널 디코딩 동작을 수행하며, 현 채널상황이 타임-베이어링 채널 상황이라고 판단되면, 현 채널 상황에 독립적으로 실제 이동통신 채널환경에서 안정적으로 맵 채널 디코딩 동작을 수행하는 방법 및 장치를 제공함에 있다.

상기와 같은 목적들을 달성하기 위하여 본 발명은 이동통신 시스템에서 채널 적응적인 맵 복호 장치가, 채널잡음전력과 스케일링 인자를 계산하는 채널추정기와, 누적된 채널잡음전력, 스케일링 인자를 검사하여 동작모드를 판단하는 제어기와, 스태틱 채널모드인 경우 하기 < 수학식 11과 같은 동작을 수행하고 타임-베이어링채널모드인 경우 하기 <

수학식 12와 같은 동작을 수행하는 이(E) - 함수 연산부를 적어도 구비하여 맵 채널 디코딩 동작을 수행하는 맵 복호기로 이루어짐을 특징으로 한다.

그리고 본 발명은 이동통신 시스템에서 채널 적응적인 맵 채널 복호 방법이, 현 채널상황을 추정하는 제1단계와, 상기 현 채널상황이 스태틱 채널이라고 판단되면 하기 < 수학식 15와 같은 이(E) - 함수 연산을 수행하고 제1 맵 채널 디코딩 동작을 수행하는 제2단계와, 상기 현 채널상황이 타임 - 베이어링 채널이라고 판단되면 하기 < 수학식 16과 같은 이(E) - 함수 연산을 수행하고 제2 맵 채널 디코딩 동작을 수행하는 제3단계로 이루어짐을 특징으로 한다.

그리고 본 발명은 이동통신 시스템에서 현 이동통신 채널상황에 안정적으로 동작하는 맵 채널 복호방법이, 이(E) - 함수 연산에 로그함수를 사용하지 않는 하기 < 수학식 19와 같은 이(E) - 함수 연산을 수행하는 제1단계와, 상기 제1단계의 수행으로 인하여 하기 < 수학식 20의 맵 채널 디코딩 동작을 수행하는 제2단계로 이루어짐을 특징으로 한다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기 설명에서는 구체적인 특정(特定) 사항들이 나타나고 있는데, 이는 본 발명의 보다 전반적인 이해를 돕기 위해서 제공된 것일 뿐 이러한 특정 사항들 없이도 본 발명이 실시될 수 있음은 이 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게는 자명하다 할 것이다. 그리고 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우 그 상세한 설명을 생략한다.

본 발명은 터보 코드(Turbo codes)의 복호를 위한 채널 디코더의 핵심 알고리즘 중의 하나인 맵 알고리즘을 이용하여 채널 디코더를 실제로 구현(Implementation)하는 경우에, 채널의 잡음전력과 무관하게 실제의 이동통신 채널환경에서 안정적으로 동작하는 맵 채널 복호 장치 및 방법을 제공한다.

이를 위해 본 발명에서는 이상적인 채널 추정기의 동작에 의한 복호성능에 비하여 그 성능이 약간 떨어지는 서브 - 맵 알고리즘을 제시한다. 상기 < 수학식 1에서의 σ^2값이 없이도 BM을 계산하기 위해서는 상기 < 수학식 3에서 E Function의 수정이 필요하다. E Function은 min()함수와 log()함수의 차로 정의되며, 상기 log()함수는 비선형적인(nonlinear)특성을 가진다. 따라서 본 발명에서는 상기 E Function에서 log()함수를 제거한 새로운 E Function을 하기 < 수학식 6과 같이 정의한다.

수학식 6

$$xEy=\min(x,y)$$

상기 < 수학식 6의 새로운 E Function의 정의로 인하여, 본 발명에 따른 SUB - MAP 알고리즘은 일반적인 맵 알고리즘에 비하여 그 복호성능이 떨어지게 될 것이다.

여기서 상기 < 수학식 6에서 $\log(1+e^{-|x|})$생략한 의미를 하기 < 수학식 7의 성질에서 살펴본다.

수학식 7

$$F(z)=\log(1+e^{-|z|})$$

상기 < 수학식 7의 함수는 대칭적인(symmetric) 성질을 보이며, 하기 도 1에 도시되는 바와 같이, |값이 커짐에 따라서 급격이 '0'값으로 수렴한다.

도 1은 본 발명의 실시예에 따라 새로운 E Function의 의미를 설명하기 위한 그래프이다.

그래프의 가로축은 절대치 z값을 의미하며, 그래프의 세로축은 상기 < 수학식 7의 함수값을 의미한다. 도시된 바와 같이, 함수값은 |값이 커짐에 따라서 급격이 '0'값으로 수렴한다.

상기 도 1에서 볼 때, 상기 < 수학식 3에서 $|x-$값이 크면 클수록, $\log(1+e^{-|x}$값이 '0'에 수렴하여 E Function에 영향을 미치지 않음을 알 수가 있다. 따라서 x와 y의 차가 작은 즉, SNR이 매우 낮은 경우를 제외하면, 실제로는 $\log(1+e^{-|x}$값이 E Function에 영향을 미치지 않을 것이라는 예측을 할 수가 있다. 즉, 종래의 E Function에서의 $\log(1+e^{-|x}$생략에 따른 실제 맵 알고리즘의 성능의 차이는 채널 환경이 어느 정도의 SNR이 보장이 된다면 무시할 수 있는 정도라는 것을 예측할 수가 있다.

도 2는 맵 채널 디코더와 서브-맵 채널 디코더를 실제 구현 및 시뮬레이션한 결과의 성능 차이를 도시한 그래프이다.

그래프의 세로축은 BER 및 FER을 나타내며, 그래프의 가로축은 E_b/N_o를 나타낸다. 그리고 각 컴포넌트 디코더의 구속장은 k=4, 부호율은 r=1/2 프레임의 길이(Frame Length)는 375비트로 구현하였으며, 이상적인(ideal) channel estimation 상황하의 AWGN 채널상에서 실험하였다.

상기 도 2에서 도시된 바와 같이 본 발명의 실시예에 따른 서브-맵 알고리즘은 맵 알고리즘에 비하여 약 0.1dB Gain 성능차가 나고 있음을 알 수가 있다. 하지만 SNR이 2.5dB 이상이 되면 맵 터보 디코더와 서브-맵 채널 디코더의 성능 차이는 거의 나타나지 않는다. 즉, 상기한 실험결과는 채널환경이 일정수준의 SNR을 보장하면, 상기 < 수학식 3에서의 $\log(1+e^{-|x}$의 값 은 거의 '0'에 수렴한다는 사실을 간접적으로 증명해 준다.

한편, 상기 < 수학식 6의 새로운 E Function의 정의에 의하여, 상기 < 수학식 1, < 수학식 2, < 수학식 4 그리고 < 수학식 5는 각각 하기 < 수학식 8로 변환되게 된다.

수학식 8

$$D_k^i(m)=\left(L_a(d_k)+L_c \cdot x_k\right) \cdot i+L_c \cdot y_k \cdot Y_l^i(m)$$

$$A_k^i(m)=D_k^i(m)+\min_{j=0}^{1}\left(A_{k-1}^i(S_b^j(m))\right)$$

$$B_k^i(m)=\min_{j=0}^{1}\left(B_{k+1}^i(S_b^i(m))+D_{k+1}^j(S_f^i(m))\right)$$

$$L(d_k)=\min_{m=0}^{NS-1}A_k^0(m)+B_k^0(m)-\min_{m=0}^{NS-1}A_k^1(m)+B_k^1(m)$$

상기 < 수학식 8의 모든 계산 과정에서 L값이 서로 상쇄된다. 즉, 반복 복호기 피드-백(feed-back)루프로부터 얻어지는 Extrinsic 정보 L값은 원래 '0'으로부터 시작되므로 무시할 수 있고, FSM과 RSM의 경우 초기값은 L값이 원래 곱해진 형태로 볼수가 있기 때문이다. 따라서 상기 < 수학식 8은 하기 < 수학식 9로 표현될 수가 있다.

수학식 9

$$D_k^i(m)=\left(L_a(d_k)+x_k\right)\cdot i+y_k\cdot Y_l^i(m)$$

$$A_k^i(m)=D_k^i(m)+\min_{j=0}^{1}\left(A_{k-1}^i(S_b^j(m))\right)$$

$$B_k^i(m)=\min_{j=0}^{1}\left(B_{k+1}^i(S_b^i(m))+D_{k+1}^j(S_f^i(m))\right)$$

$$L(d_k)=\min_{m=0}^{NS-1}A_k^0(m)+B_k^0(m)-\min_{m=0}^{NS-1}A_k^1(m)+B_k^1(m)$$

상기 < 수학식 9에서 볼 때, 상기 < 수학식 6과 같은 새로운 E Function의 정의로 인하여, 본 발명의 실시예에 따른 서브-맵 알고리즘은 L_c를 사용하지 않는다는 것을 알 수가 있다. 즉, 서브-맵 알고리즘은 채널 잡음 전력과 독립적이다.

다음으로 실제 채널 잡음 전력이 정확하게 추정되지 않는(mismatch) 경우의 맵 알고리즘과 서브-맵 알고리즘의 복호 성능의 민감성(sensitivity)을 실험적으로 살펴본다. 이때, 맵 채널 디코더와 서브-맵 채널 디코더는 Fixed point simulation을 가정한다. 즉, 콤퍼넌트 디코더의 내부 메트릭을 위해 일정한 수의 양자화 비트(quantization bits)를 사용한다.

실험 조건은 하기와 같다. 먼저 AWGN 채널에서 수신신호가 하기 < 수학식 10과 같이 scaling 된다고 가정한다.

수학식 10

$$S=(c+\sigma \cdot n) \cdot g$$

여기서 상기 S는 수신된 신호이고, 상기 $c \in \{+1,-1\}$ 는 코드 심볼을 의미하며, 상기 n은 정규분포 N(0,1)의 샘플값이며, 상기 σ는 채널 잡음의 표준 편차(standard deviation)를 의미한다. 따라서 σ^2는 채널 잡음 전력이 된다. 그리고 상기 g는 scaling factor를 의미한다.

상기 < 수학식 10의 scaling factor g에 의하여, 수신신호 S의 SNR은 g scaling factor에 상관없이 일정하게 $SNR=(c \cdot g)/(\sigma \cdot n \cdot g)=c/(\sigma n)$가 된 것이다. 즉, 상기 < 수학식 10의 scaling은 채널상황의 변화량과 그에 따른 송신신호의 변화량을 동일하다고 가정한 것이다. 따라서 상기 < 수학식 10의 실험조건은 g scaling factor에 의한 SNR은 일정하게 유지하게 한다. 그리고 수신신호의 레벨을 고의적으로 크게 또는 작게 한다. 이로인해 상기 수신신호는 수신기에서의 신호표현 비트수를 제한 및 한정된 양자화 처리영역 즉, 한정된 양자화 레벨(quantization levels) 및 양자화 최소/최대 양자화 영역(quantization range)등을 가지는 양자화기의 Dynamic Range를 벗어나게 된다.

상기의 실험조건에서 맵 알고리즘과 서브-맵 알고리즘의 복호성능의 민감성을 살펴본다. 맵 알고리즘에서 scaling에 의한 L_c값이 정확하게 반영되지 않는 경우, 맵 채널 디코더의 복호 성능은 서브-맵 방식에 비하여 급격하게 감소하게 될 것이다. 부연하면, 상기의 실험조건에서 MAP 채널 디코더가 동작하면, 컴포넌트 디코더는 BM을 계산하기 위하여 입력되는 신호에 정확한 scaling factor를 고려한 $L_c=2/(g \cdot \sigma)^2$ 를 곱하여야 하나 $L_c=2/\sigma^2$을 입력하게 되어 scaling factor를 보상하지 못하게 되어, MAP 채널 디코더의 복호성능이 떨어지게 될 것이다.

그러나 SUB-MAP 채널 디코더는 L_c값이 상관없이 동작하기 때문에, 수신신호의 레벨이 Dynamic Range를 벗어나는 경우의 그 성능의 열하는 단순히 scaling factor에 의한 quantization range와 레졸류션(resolution)의 상대적 변화에 의한 것 뿐인 것이다.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 서브-맵 채널 디코더와 맵 채널 디코더를 실제 구현하여, 상기 실험조건에서 해당 E_b/N_c에서 스케일링 인자가 가변될 때의 상기 두 디코더의 성능차이를 도시하는 그래프이다.

그래프의 세로축은 BER 및 FER을 나타내며, 그래프의 가로축은 dB로 환산된 g factor 의 크기를 의미한다. 예를 들어 가로축을 $20 \times \log(g)$ 로 정하면, g값이 3인 경우 그래프에 표시되는 g값은 $20 \times \log(3)$ 이 될 것이다. 그리고 g=1인 경우 즉, 정확한 g값이 계산되는 경우에는 그래프에 표시되는 g값은 '0'이 된다.

그런데 상기 도 3에 도시된 바와 같이, 정확하게 g값이 구해지는 경우에는 맵 채널 디코더가 서브-맵 채널 디코더 보다 더 복호 성능이 우수하다는 것을 알 수가 있다. 그러나 g scaling factor가 점점 커지거나 또는 작아짐에 따라서 맵 채널 디코더의 복호 성능이 급격하게 나빠지게 된다. 이는 MAP 채널 디코더는 현 채널상황에 따라 그 복호성능이 매우 민감하게 변한다는 것을 의미한다.

다른 한편, 서브-맵 채널 디코더의 경우 g scaling factor의 변화에 대응하여 완만한 복호성능의 변화를 보여준다. 즉, 서브-맵 복호방식은 맵 복호방식에 비하여 g scaling factor의 변화에 대응하는 넓은 동작영역을 가지게 된다. 따라서 본 발명의 실시예에 따른 서브-맵 복호방식은 맵 복호방식에 비하여 실제 이동무선환경에서 현 채널상황에 비교적 영향을 받지 않고 안정적으로 동작할 수가 있다는 것을 알 수가 있다.

상기 도면 3에서 도시된 바와 같이, 서브-맵 채널 디코더인 경우 약 -10dB ~ +10dB의 안정된 동작 영역을 가진다. 이에 반하여, 맵 채널 디코더는 약 -3dB ~ +6dB의 안정된 동작 영역을 가진다는 것을 알 수가 있다.

상기 도 2와 도 3의 설명에서, 이상적인 채널 추정 조건에서는 맵 채널 복호기와 서브-맵 채널 복호기의 성능은 SNR에 의하여 약간의 차이가 나며 SNR이 일정 수준 이상에서는 거의 동일하다는 것을 알 수가 있다. 그런데 SNR이 일정 수준 이상인 경우 서브-맵 채널 복호기의 성능은 맵 채널 복호기의 성능과 비슷하나 channel noise power mismatch에 따른 성능의 저하는 +10dB ~ -10dB의 범위하에서는 거의 없음을 알 수가 있다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따라 채널상황에 따른 선택적(adaptive) 맵 채널 복호 장치의 구성도를 도시한다.

수신기(410)는 안테나(도시하지 않음)로부터 입력되는 아날로그 수신신호에 대하여 RF처리, 강압처리, A/D변환 및 심볼 복조등의 처리를 수행하고, 부호화된 수신 신호를 출력한다. 그리고 채널 추정기(420)는 수신기(410)의 출력으로부터 채널 잡음전력 및 스케일링 인자를 계산한다. 제어기(430)는 상기한 채널 추정기(420)로부터의 출력에 따라 맵 채널 복호기(440)의 동작모드를 결정한다. 상기한 동작모드는 Static channel 모드와 Time-varying 모드가 될 수가 있다. 그리고 상기 두 모드의 판단기준은 누적된 채널잡음전력, 스케일링 인자를 모니터링하고 그 변동상태에 따라 결정된다. 또한 제어기(430) 맵 채널 복호기(440)로부터의 BER/FER을 참조로 하여 동작모드를 결정할 수가 있다. 예를 들어 제어기(430)는 계산된 스케일링 인자가 설정된 dB 근처에 해당하는 경우가 기설정된 회수 동안 연속적으로 발생하면, 제어기는 Static 채널모드로 판단한다.

한편, 제어기(430)가 현 채널상황을 Static channel이라고 판단하면 최적의 복호성능을 위하여, 맵 채널 복호기(440)에 구비되는 E-함수 연산부(450)는 입력 x와 y에 대하여 상기 < 수학식 3의 동작을 수행한다. 그리고 맵 채널 복호기(440)는 상기 < 수학식 1, < 수학식 2, < 수학식 4 및 < 수학식 5를 이용하여 디코딩 동작을 수행한다. 또한 제어기(430)가 현 채널상황을 Time-varying 모드라고 판단하면, 맵 채널 복호기(440)에 구비되는 E-함수 연산부(450)는 입력 x와 y에 대하여 상기 < 수학식 6의 동작을 수행한다. 그리고 맵 채널 복호기(440)는 입력되는 신호에 대하여 상기 < 수학식 9와 같은 디코딩 동작을 수행하고 복호된 신호를 출력한다.

한편, 상기한 E-함수 연산부(450)의 log()함수는 look-up 테이블을 이용하여 구현(implemetaion)될 수가 있다. 이 때 상기 도 1의 설명에서와 같이 $\log(1+e^{-|x-y|})$ 함수는 $|x-y|$ 값이 증가함에 따라 그 값이 급격하게 감소하는 성질을 가지고 있으므로, 상기 look-up 테이블은 적은 메모리 크기(size)로 구현이 가능할 것이다.

도 5a는 본 발명의 실시예에 따라 look-up 테이블을 이용하여 log()함수를 구현하는 과정을 도시한 그래프이다. 그리고 도 5b는 본 발명의 실시예에 따른 log()함수를 구현하는 look-up 테이블을 도시한다.

상기 도 5a의 그래프의 가로축은 E-함수 연산부(450)의 입력값 x, y의 차에 따른 함수 입력값의 레벨을 의미하며, 그래프의 세로축은 상기 각 레벨에 대응하여 테이블에 저장되는 $\log(1+e^{-|x-y|})$ 값을 의미한다.

즉, 상기 입력값 x, y는 양자화된 값으로서 $|x-y|$ 값은 한정된 개수의 값을 가진다. 그리고 상기 도 5b에 도시된 바와 같이 look-up 테이블은 입력되는 x 및 y값의 차를 메모리 어드레스로 사용하며, 데이터 영역에 이에 해당하는 기계산된 함수값을 저장하고 출력으로 사용한다.

한편, 본 발명의 실시에에 따른 log()함수 구현 look-up 테이블은 $\log(1+e^{-|x-y|})$ 함수의 특성상 출력되는 값의 크기가 입력값의 크기에 반비례하여 작아지므로 적은 메모리 사이즈로 구현될 수가 있다.

도 6은 본 발명의 실시예에 따라 현 채널상황에 적응적인 맵 디코딩 방법을 도시한 흐름도이다. 이하 상기 도 1 내지 도 5를 참조하여 설명한다.

610단계에서 제어기(430)는 채널 추정기(420)의 출력으로부터 현재 채널을 추정한다. 이때, 상기 현재 채널의 추정동작은 채널 추정기(420)로부터의 누적된 채널잡음전력 또는 스케일링 인자의 변동상태에 따라 결정될 수가 있다. 또한 상기 현재 채널의 추정동작은 MAP 채널 복호기(440)로부터의 BER/FER의 변동상태에 따라 결정될 수가 있다.

620단계에서 제어기(430)는 현 채널상황이 스태틱(static)이라고 판단되면, 630단계에서 제어기(430)는 모드선택신호를 제어하여 맵 채널 복호기(440)를 스태틱 채널 모드로 동작하도록 한다. 즉, 630단계에서 맵 반복 복호기(440)에 구비되는 E-함수 연산부(450)는 입력 x와 y에 대하여 상기 < 수학식 3의 동작을 수행한다. 이로인해 맵 채널 복호기(440)는 상기 < 수학식 1, < 수학식 2, < 수학식 4 및 < 수학식 5를 이용하여 맵 채널 디코딩을 수행한다. 이때, 상기 E-함수 연산부(450)의 log()함수의 구현은 록-업 테이블을 이용할 수가 있다.

상기 620단계에서 제어기(430)는 현 채널상황이 타임-베이어링(time-varying)이라고 판단되면, 650단계에서 제어기(430)는 상기 모드선택신호를 제어하여 맵 채널 복호기(440)를 타임-베이어링 채널 모드로 동작하도록 한다. 즉, 650단계에서 맵 터보 복호기(440)에 구비되는 E-함수 연산부(450)는 상기 < 수학식 9와 같은 맵 채널 디코딩을 수행한다.

상기 도 1 내지 도 6의 설명에서, 본 발명에 따른 서브-맵 복호 알고리즘은 현 채널상황에 독립적이다. 이로인해 맵 알고리즘의 채널 변화에 따른 민감성을 완화 시킬 수가 있다. 또한 상기 서브-맵 알고리즘은 맵 알고리즘에 비하여 실제 이동통신 채널환경에서 안정적으로 동작한다.

또한 본 발명의 실시예에 따른 채널 적응적인 맵 복호 장치 및 방법은 먼저 현 채널 상황을 검사 한다. 이때, 상기 현 채널 상황의 검사는 채널 추정기로부터의 누적된 채널잡음전력 또는 스케일링 인자의 변동상태 그리고 맵 채널 복호기로부터의 BER/FER의 변동상태가 될 수가 있다. 그리고 현 채널 상황이 스태틱이라고 판단되면, 최적의 복호성능을 보장하기 위하여 E-함수 연산에 log()함수를 포함시켜서 디코딩동작을 수행한다. 그리고 현 채널 상황이 타임 베이어링이라고 판단되면, 현 채널 상황에 관계없이 실제 이동통신채널 환경에서 안정적으로 채널 디코딩을 수행하기 위해 E-함수 연산에 log()함수를 사용하지 않는다.

한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관하여 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 발명청구의 범위뿐 만 아니라 이 발명청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

발명의 효과

상술한 바와 같이 본 발명의 실시에에 따른 서브-맵 알고리즘은 E-함수 연산에 로그함수를 사용하지 않아서, 현 채널 상황에 관계없이 실제 이동통신채널 환경에서 안정적으로 동작할 수가 있는 잇점이 있다.

또한 본 발명의 실시예에 따른 채널 적응적인 맵 복호 장치 및 방법은 현 채널상황을 스태틱 채널 상황이라고 판단되면 최적의 복호성능을 보장하기 위하여 E-함수 연산에 log()함수를 포함시켜서 디코딩동작을 수행한다. 그리고 현 채널 상황이 타임 베이어링이라고 판단되면, 현 채널 상황에 관계없이 실제 이동통신채널 환경에서 안정적으로 채널 디코딩을 수행하기 위해 E-함수 연산에 log()함수를 사용하지 않는다. 이로인해 채널 상황에 적응적으로 맵 채널 복호를 수행할 수가 있는 잇점이 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

이동통신 시스템에서 채널 적응적인 맵 채널 복호 장치에 있어서,

채널잡음전력과 스케일링 인자를 계산하는 채널추정기와,

누적된 채널잡음전력, 스케일링 인자를 검사하여 동작모드를 판단하는 제어기와,

스태틱 채널모드인 경우 하기 < 수학식 11과 같은 동작을 수행하고 타임-베이어링 채널모드인 경우 하기 < 수학식 12와 같은 동작을 수행하는 이(E)- 함수 연산부를 적어도 구비하여 맵 채널 디코딩 동작을 수행하는 맵 채널 복호기로 이루어짐을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 채널 복호 장치.

수학식 11

$$xEy=\min(x,y)-\log(1+e^{-|x-y|})$$

여기서 상기 x, y는 상기 이(E)-함수 연산부의 입력값을 의미한다.

수학식 12

$$xEy=\min(x,y)$$

여기서 상기 x, y는 상기 이(E)-함수 연산부의 입력값을 의미한다.

청구항 2.

제 1항에 있어서, 상기 맵 채널 복호기가,

상기 스태틱 채널모드인 경우 하기 < 수학식 13과 같은 제1 맵 채널 디코딩 동작을 수행하며, 상기 타임-베이어링 채널모드인 경우 하기 < 수학식 14와 같은 제2 맵 채널 디코딩 동작을 수행함을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 채널 복호 장치.

수학식 13

$$D_k^i(m)=(L_a(d_k)+L_c \cdot x_k) \cdot i+L_c \cdot y_k \cdot Y_l^i(m)$$

$$A_k^i(m)= D_k^i(m)+E_{j=0}^{1} A_{k-1}^i(S_b^j(m))$$

$$B_k^i(m)=E_{j=0}^{1} B_{k+1}^i(S_b^i(m))+D_{k+1}^j(S_f^i(m))$$

$$L(d_k)=E_{m=0}^{NS-1} A_k^0(m)+B_k^0(m)-E_{m=0}^{NS-1} A_k^1(m)+B_k^1(m)$$

여기서 상기 $D_k^i(m)$ 은 BM을 의미하며, 상기 $L_a(d_k)$는 MAP 채널 복호기의 피드-백(feed back) 루프로부터 얻어지는 Extrinsic 정보이며, 상기 L_c는 채널 신뢰도(reliability)로서 $2/\sigma^2$가 될 수 있으며 이때, σ^2 은 잡음전력이 된다. 그리고 상기 x_k는 Systemetic 코드이며, 상기 y_k는 패러티(Parity)코드이며, 상기 i는 예상되는 Systemetic 코드이며, 상기 $Y_l^i(m)$는 예상되는 패러티 코드가 된다.

여기서 상기 $A_k^i(m)$은 Forward State 매트릭을 의미하며, 상기 $S_b^i(m)$ 는 현재의 State가 m이 되기 위해 Information 비트가 i인 경우 Backward로의 State를 의미한다.

여기서 상기 $B_k^i(m)$는 RSM을 의미하며, 상기 $S_f^i(m)$은 현재 Encoder State m에서 Information 비트 i가 입력될 때 Forward로 변하는 State를 의미한다.

여기서 상기 $L(d_k)$는 MAP의 k시점에서 Information 비트가 d_k인 경우의 LLR을 의미한다.

수학식 14

$$D_k^i(m)=(L_a(d_k)+x_k) \cdot i+y_k \cdot Y_l^i(m$$

$$A_k^i(m)=D_k^i(m)+\min_{j=0}^{1}(A_{k-1}^i(S_b^j(m)))$$

$$B_k^i(m) = \min_{j=0}^{1}(B_{k+1}^i(S_b^i(m)) + D_{k+1}^j(S_f^i(m)))$$

$$L(d_k) = \min_{m=0}^{NS-1} A_k^0(m) + B_k^0(m) - \min_{m=0}^{NS-1} A_k^1(m) + B_k^1(m)$$

여기서 상기 $D_k^i(m)$ 은 BM을 의미하며, 상기 $L_a(d_k)$ 는 맵 채널 복호기의 피드-백(feed back) 루프로부터 얻어지는 Extrinsic 정보이며, 그리고 상기 x_s 는 Systemetic 코드이며, 상기 y_s 는 패러티(Parity)코드이며, 상기 i는 예상되는 Systemetic 코드이며, 상기 $Y_i^i(m)$ 는 예상되는 패러티 코드가 된다.

여기서 상기 $A_k^i(m)$ 은 Forward State 매트릭을 의미하며, 상기 $S_b^i(m)$ 는 현재의 State가 m이 되기 위해 Information 비트가 i인 경우 Backward로의 State를 의미한다.

여기서 상기 $B_k^i(m)$ 는 RSM을 의미하며, 상기 $S_f^i(m)$ 은 현재 Encoder State m에서 Information 비트 i가 입력될 때 Forward로 변하는 State를 의미한다.

여기서 상기 $L(d_k)$ 는 맵의 k시점에서 Information 비트가 d_s 인 경우의 LLR을 의미한다.

청구항 3.

제 2항에 있어서, 상기 이(E)-함수 연산부가,

함수 입력값의 차의 절대치를 메모리 어드레스로 사용하며, 데이터 영역에 기계산된 로그 함수값을 저장 및 출력하는 룩-업 테이블을 구비함을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 채널 복호 장치.

청구항 4.

제 3항에 있어서, 상기 제어기가,

상기 누적된 채널잡음전력과 스케일링 인자의 변동상태에 따라 상기 동작모드를 판단함을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 채널 복호 장치.

청구항 5.

제 4항에 있어서, 상기 제어기가,

상기 맵 채널 복호기로부터 비트-에러-레이트 및 프레임-에러-레이트를 입력하여 상기 동작모드를 판단함을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 채널 복호 장치.

청구항 6.

이동통신 시스템에서 채널 적응적인 맵 채널 복호 방법에 있어서,

현 채널상황을 추정하는 제1단계와,

상기 현 채널상황이 스태틱 채널이라고 판단되면 하기 < 수학식 15와 같은 이(E) - 함수 연산을 수행하고 제1 맵 디코딩 동작을 수행하는 제2단계와,

상기 현 채널상화이 타임 - 베이어링 채널이라고 판단되면 하기 < 수학식 16과 같은 이(E) - 함수 연산을 수행하고 제2 맵 채널 디코딩 동작을 수행하는 제3단계로 이루어짐을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 채널 복호 방법.

수학식 15

$$xEy=\min(x,y)-\log(1+e^{-|x-y|})$$

여기서 상기 x, y는 상기 이(E) - 함수 연산의 입력값을 의미한다.

수학식 16

$$xEy=\min(x,y)$$

여기서 상기 x, y는 상기 이(E) - 함수 연산의 입력값을 의미한다.

청구항 7.

제 6항에 있어서, 상기 제2 맵 채널 디코딩 동작이,

하기 < 수학식 17을 이용함을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 복호 방법.

수학식 17

$$D_k^i(m)=(L_a(d_k)+x_k)\cdot i+y_k\cdot Y_l^i(m)$$

$$A_k^i(m)=D_k^i(m)+\min_{j=0}^{1}(A_{k-1}^i(S_b^j(m)))$$

$$B_k^i(m)=\min_{j=0}^{1}(B_{k+1}^i(S_b^i(m))+D_{k+1}^j(S_f^i(m)))$$

$$L(d_k)=\min_{m=0}^{NS-1}A_k^0(m)+B_k^0(m)-\min_{m=0}^{NS-1}A_k^1(m)+B_k^1(m)$$

여기서 상기$D_k^i(m)$ 은 BM을 의미하며, 상기 $L_a(d_k)$는 맵 채널 복호기의 피드-백(feed back) 루프로부터 얻어지는 Extrinsic 정보이며, 그리고 상기 x_s는 Systemetic 코드이며, 상기 y_s는 패러티(Parity)코드이며, 상기 i는 예상되는 Systemetic 코드이며, 상기 $Y_i^t(m)$는 예상되는 패러티 코드가 된다.

여기서 상기$A_k^i(m)$은 Forward State 매트릭을 의미하며, 상기 $S_b^i(m)$ 는 현재의 State가 m이 되기 위해 Information 비트가 i인 경우 Backward로의 State를 의미한다.

여기서 상기$B_k^i(m)$는 RSM을 의미하며, 상기 $S_f^i(m)$은 현재 Encoder State m에서 Information 비트 i가 입력될 때 Forward로 변하는 State를 의미한다.

여기서 상기$L(d_k)$는 맵의 k시점에서 Information 비트가 d_i인 경우의 LLR을 의미한다.

청구항 8.

제 7항에 있어서, 상기 현 채널상황의 추정이,

채널잡음전력과 스케일링 인자의 누적 변동상태를 검사하여 이루어짐을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 채널 복호 방법.

청구항 9.

제 8항에 있어서, 상기 현 채널상황의 추정이,

비트-에러-레이트 및 프레임-에러-레이트의 누적 변동상태를 검사하여 이루어짐을 특징으로 하는 채널 적응적인 맵 채널 복호 방법.

청구항 10.

이동통신 시스템에서 현 이동통신 채널상황에 안정적으로 동작하는 맵 채널 복호방법에 있어서,

이(E)-함수 연산에 로그함수를 사용하지 않는 하기 < 수학식 18와 같은 이(E)-함수 연산을 수행하는 제1단계와,

상기 제1단계의 수행으로 인하여 하기 < 수학식 19의 맵 채널 디코딩 동작을 수행하는 제2단계로 이루어짐을 특징으로 하는 맵 복호방법.

수학식 18

$$xEy=\min(x,y)$$

여기서 상기 x, y는 상기 이(E) - 함수 연산의 입력값을 의미한다.

수학식 19

$$D_k^i(m)=(L_a(d_k)+x_k)\cdot i+y_k\cdot Y_l^i(m)$$

$$A_k^i(m)=D_k^i(m)+\min_{j=0}^{1}(A_{k-1}^i(S_b^j(m)))$$

$$B_k^i(m)=\min_{j=0}^{1}(B_{k+1}^i(S_b^i(m))+D_{k+1}^j(S_f^i(m)))$$

$$L(d_k)=\min_{m=0}^{NS-1}A_k^0(m)+B_k^0(m)-\min_{m=0}^{NS-1}A_k^1(m)+B_k^1(m)$$

여기서 상기 $D_k^i(m)$ 은 BM을 의미하며, 상기 $L_a(d_k)$는 맵 채널 복호기의 피드 - 백(feed back) 루프로부터 얻어지는 Extrinsic 정보이며, 그리고 상기 x_k는 Systemetic 코드이며, 상기 y_k는 패러티(Parity)코드이며, 상기 i는 예상되는 Systemetic 코드이며, 상기 $Y_l^i(m)$는 예상되는 패러티 코드가 된다.

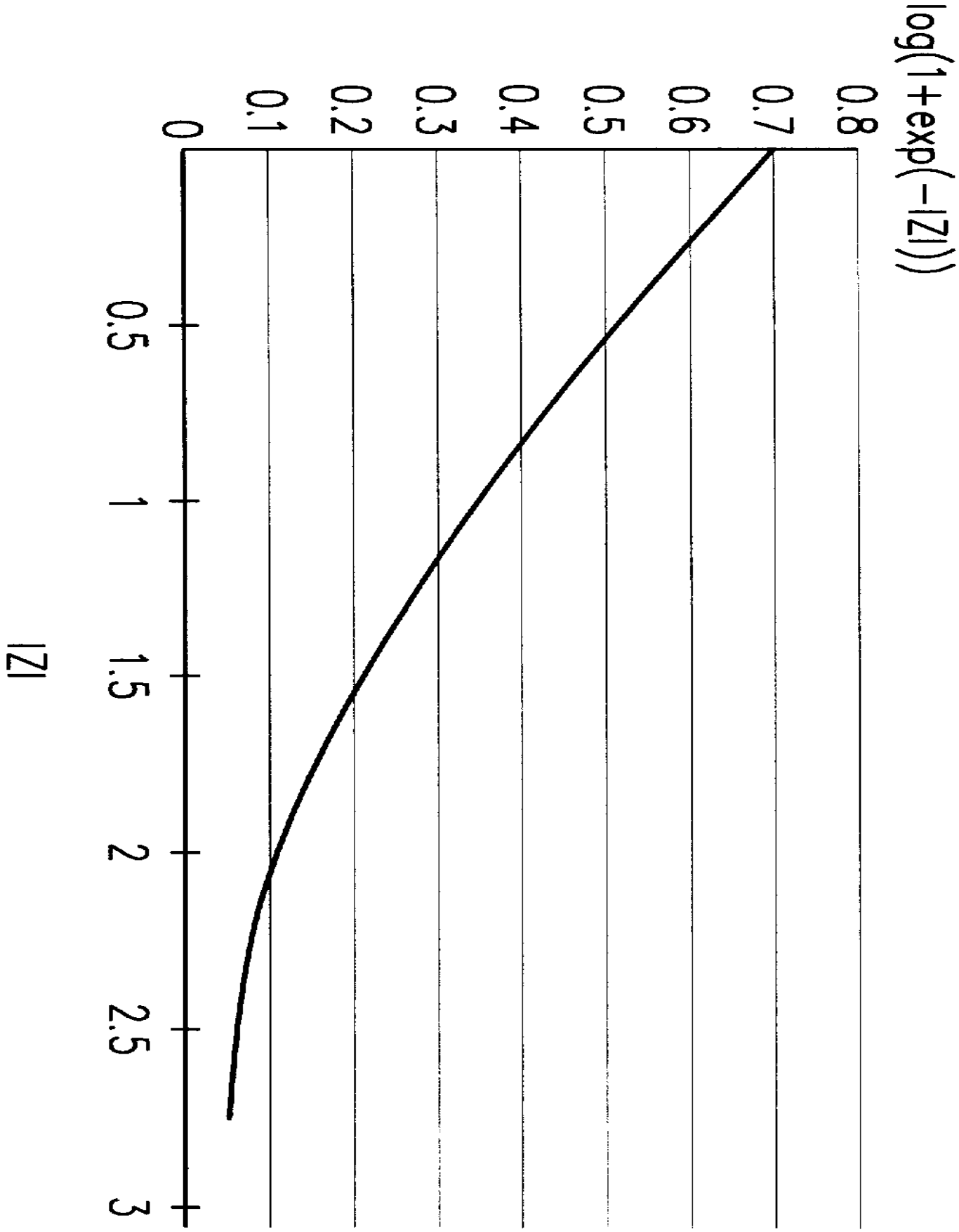
여기서 상기 $A_k^i(m)$은 Forward State 매트릭을 의미하며, 상기 $S_b^i(m)$ 는 현재의 State가 m이 되기 위해 Information 비트가 i인 경우 Backward로의 State를 의미한다.

여기서 상기 $B_k^i(m)$는 RSM을 의미하며, 상기 $S_f^i(m)$은 현재 Encoder State m에서 Information 비트 i가 입력될 때 Forward로 변하는 State를 의미한다.

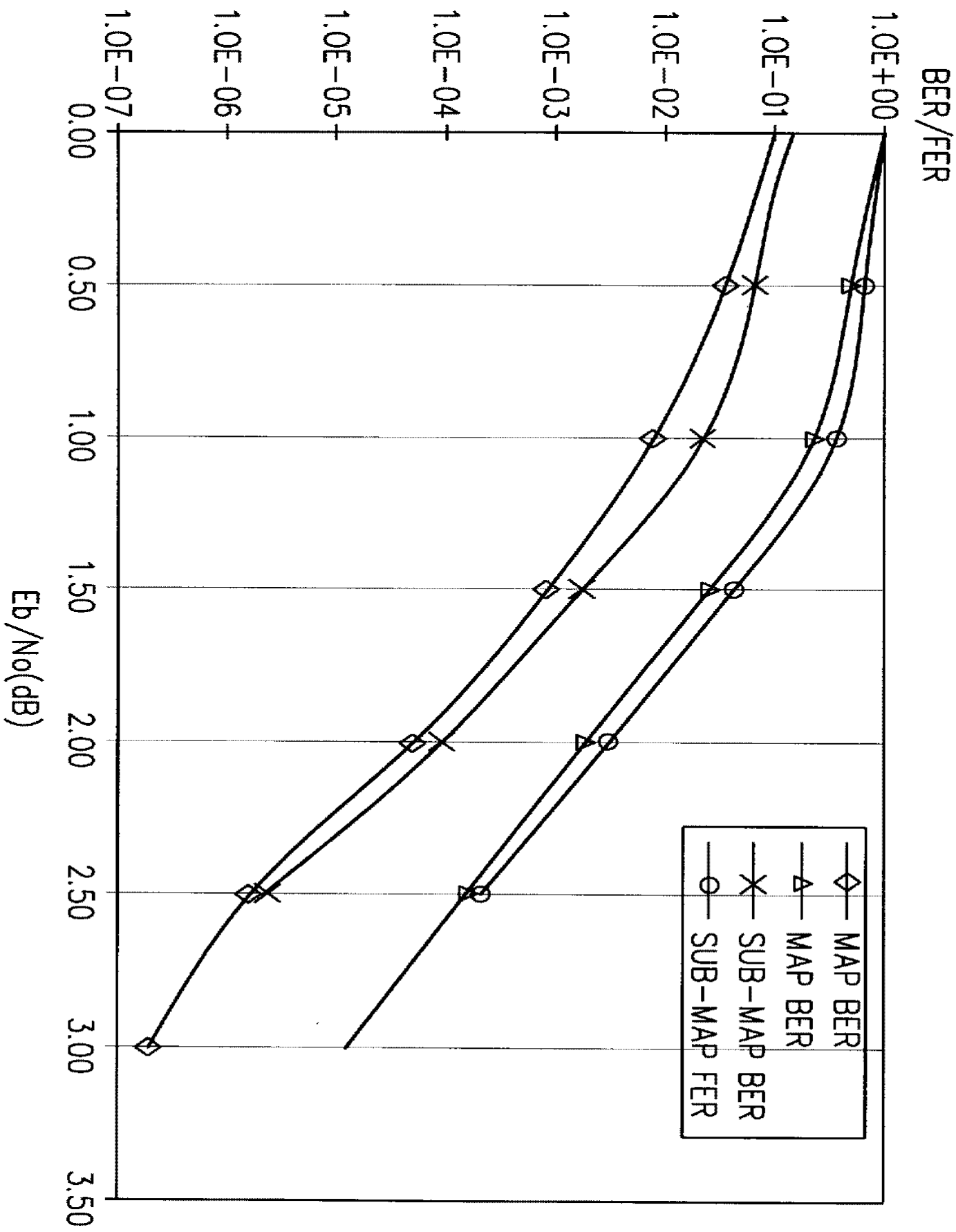
여기서 상기 $L(d_k)$는 맵의 k시점에서 Information 비트가 d_k인 경우의 LLR을 의미한다.

도면

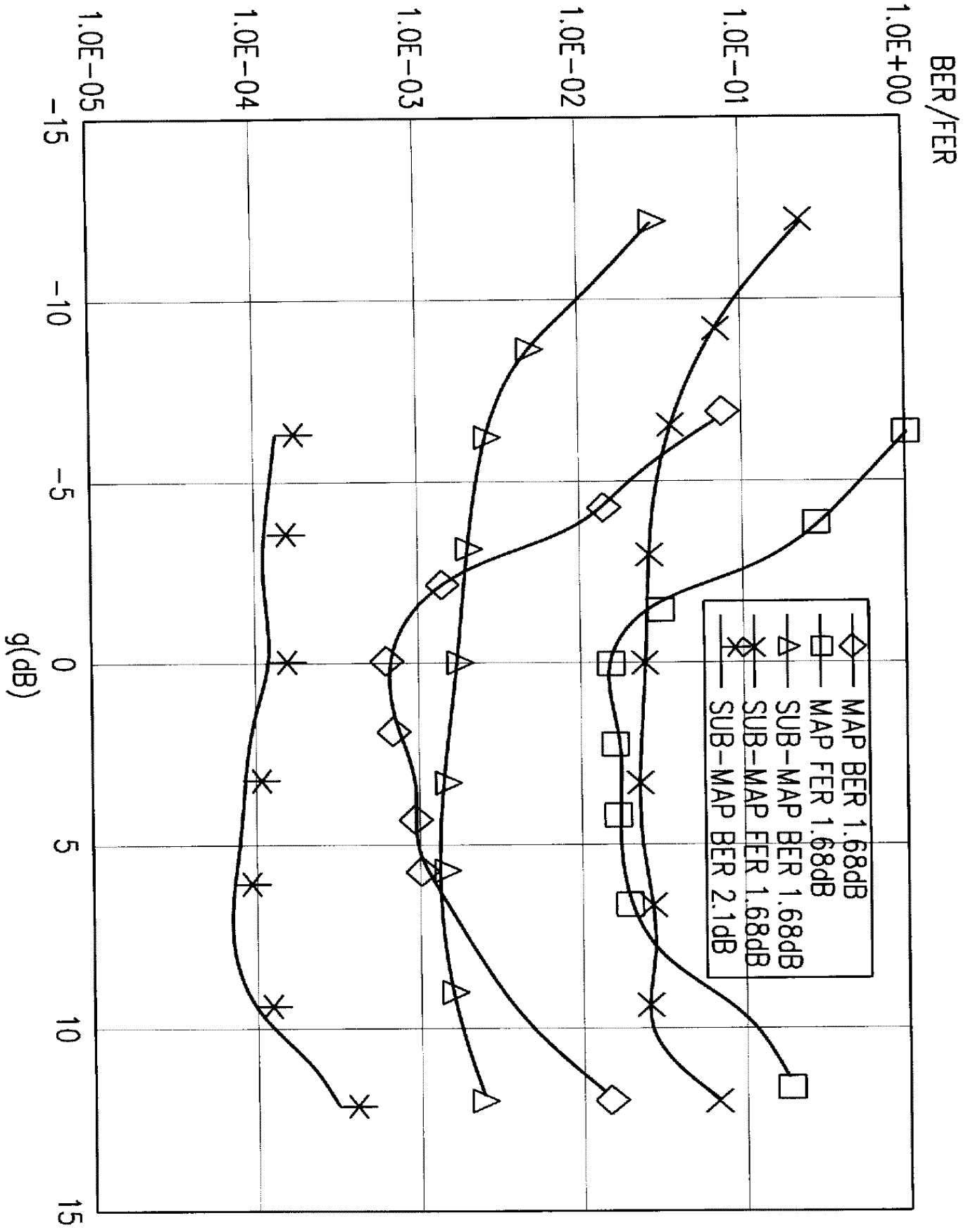
도면 1



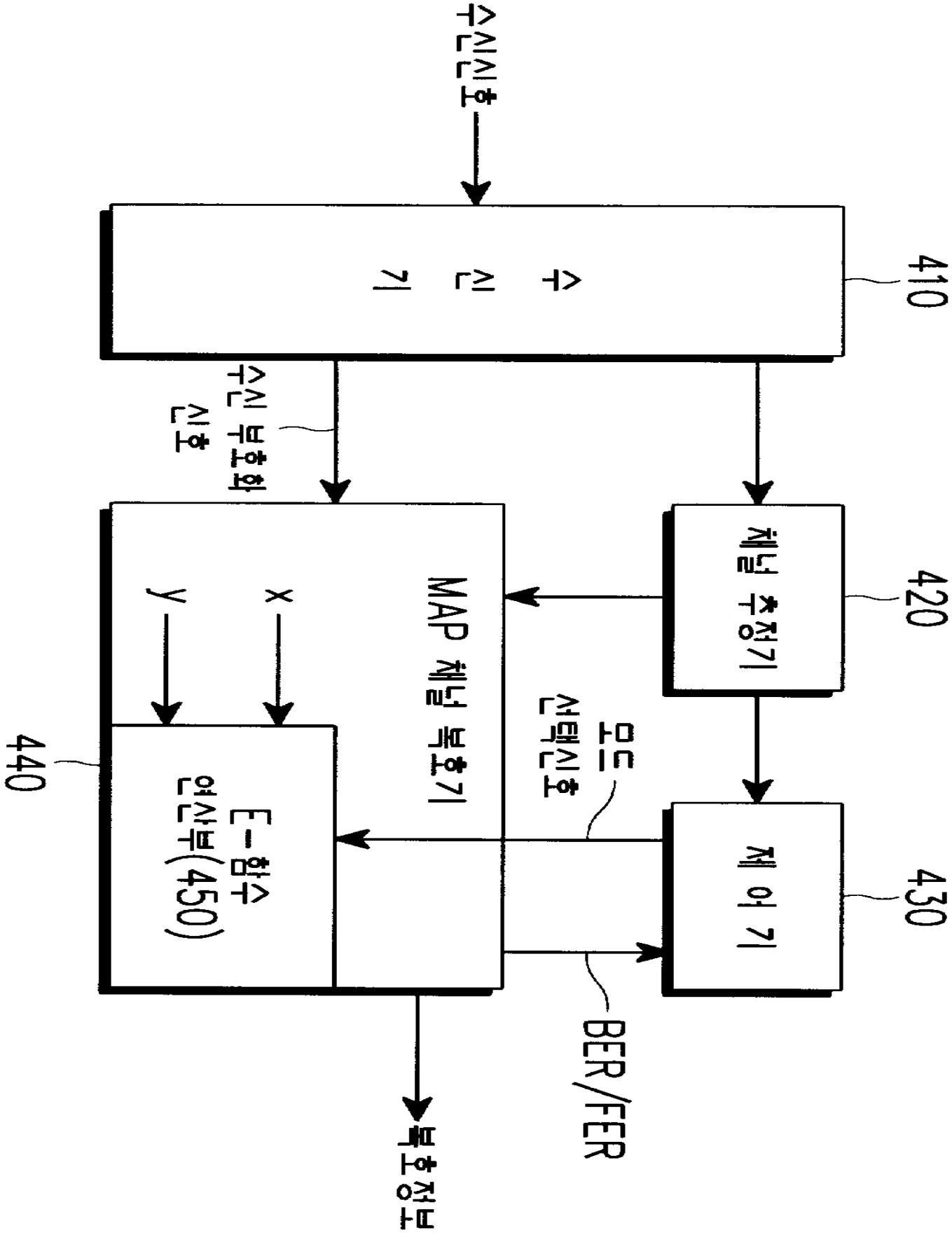
도면 2


BER/FER
1.0E+00
1.0E-01
1.0E-02
1.0E-03
1.0E-04
1.0E-05
1.0E-06
1.0E-07
0.00
0.50
1.00
1.50
2.00
2.50
3.00
3.50
Eb/No(dB)
MAP BER
MAP BER
SUB-MAP BER
SUB-MAP FER

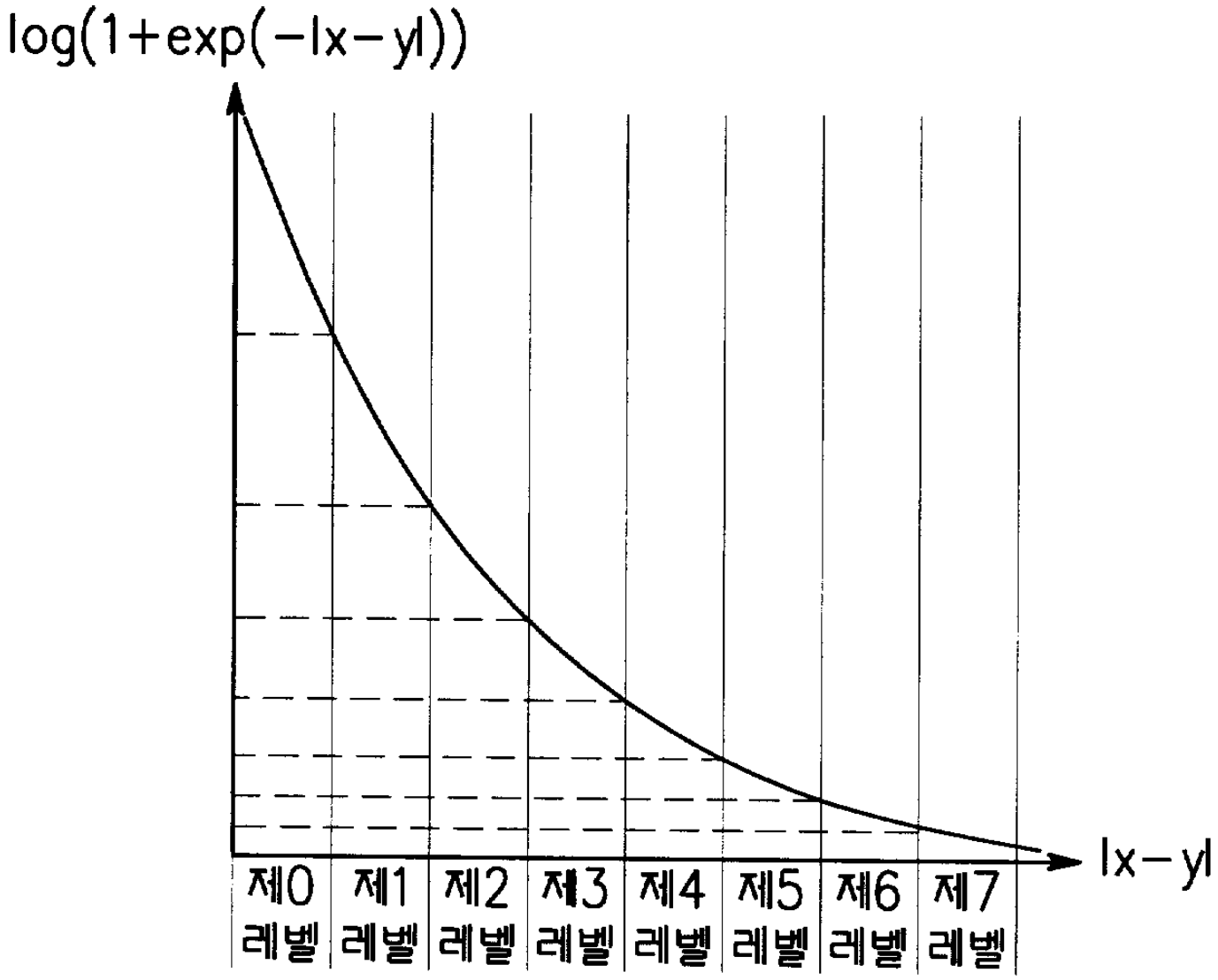
도면 3


BER/FER
1.0E+00
1.0E-01
1.0E-02
1.0E-03
1.0E-04
1.0E-05
-15
-10
-5
0
5
10
15
g(dB)
MAP BER 1.68dB
MAP FER 1.68dB
SUB-MAP BER 1.68dB
SUB-MAP FER 1.68dB
SUB-MAP BER 2.1dB

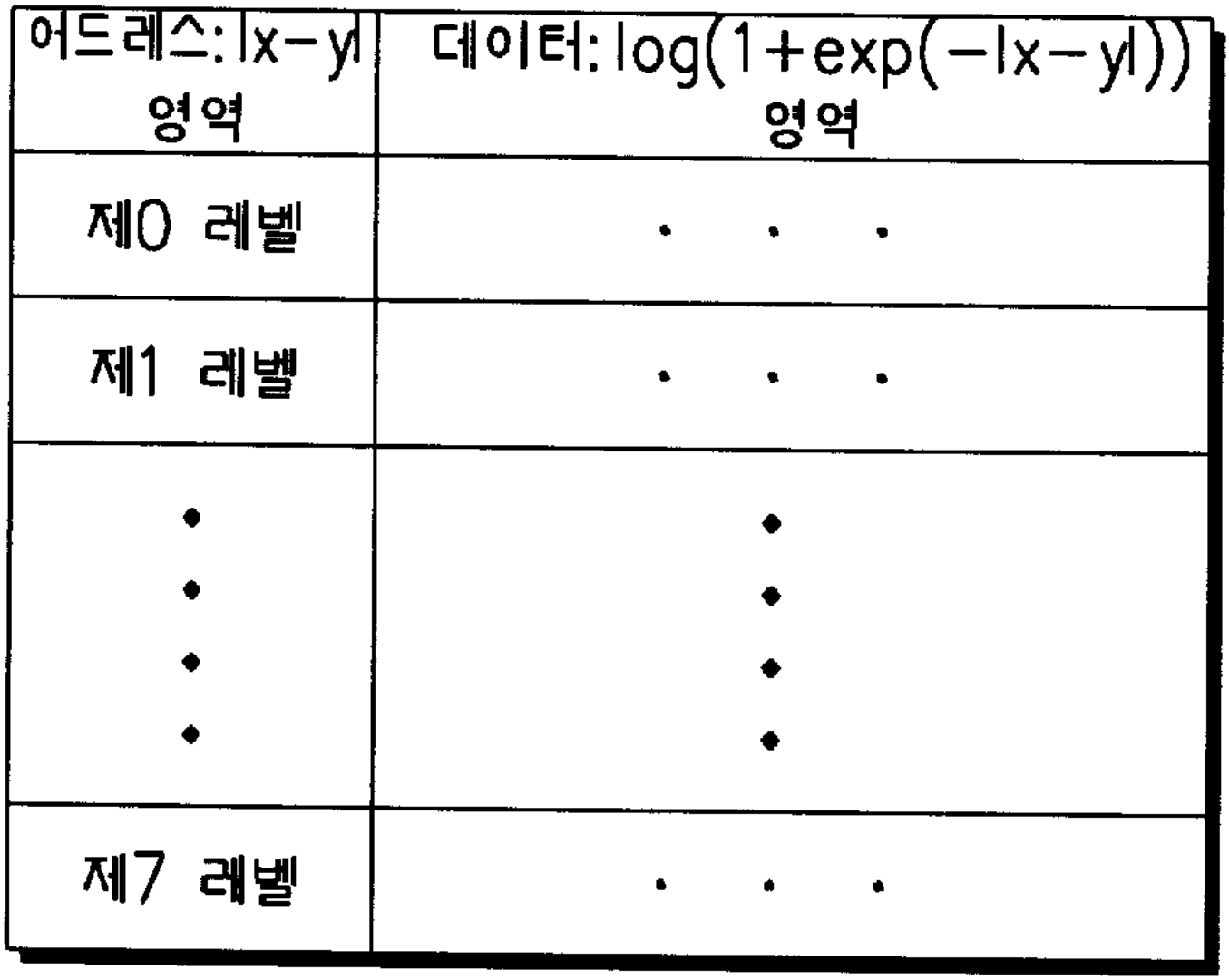
도면 4



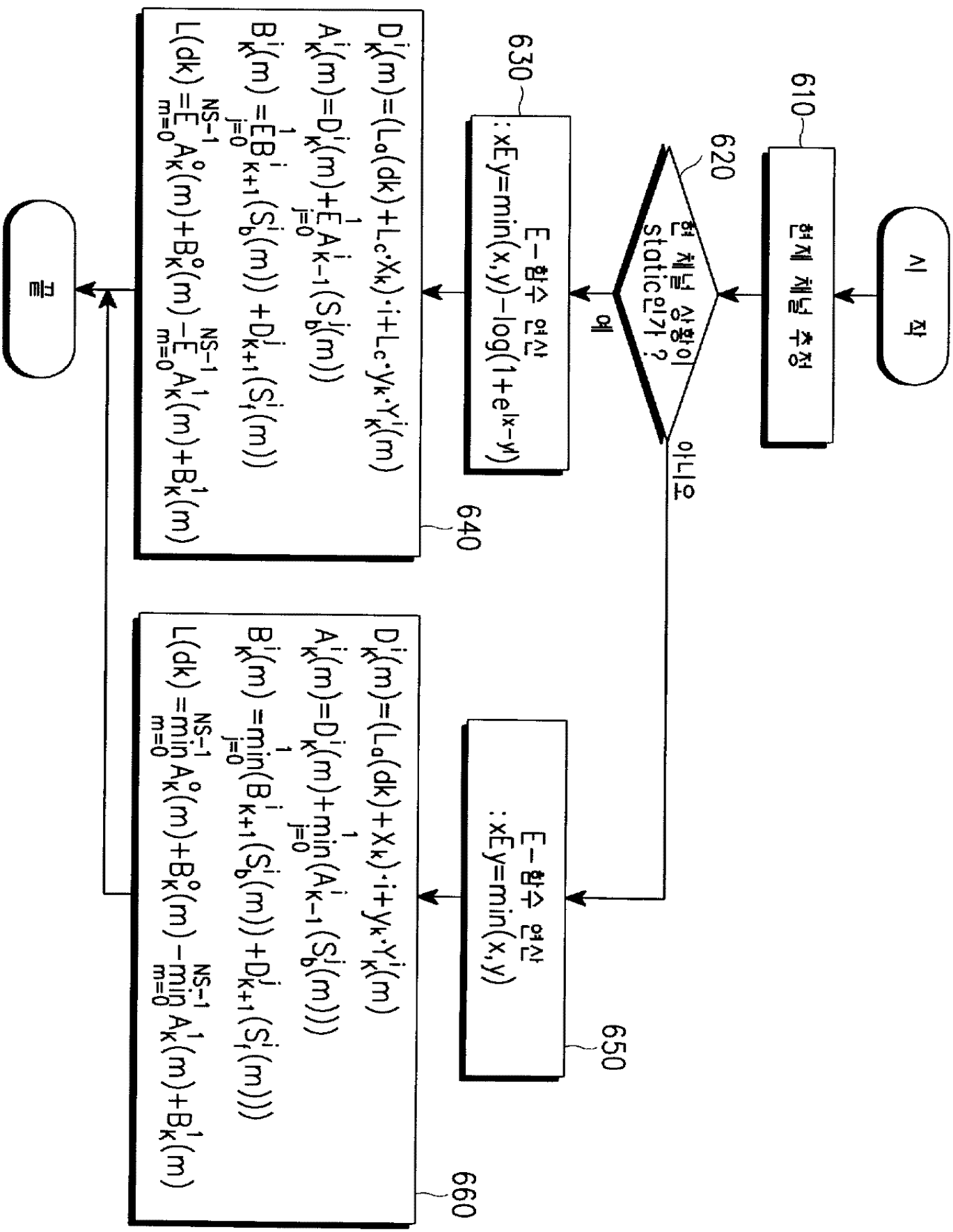
도면 5a



도면 5b



도면 6


시 작
610
현재 채널 추정
620
현 채널 상황이 Static인가 ?
예
아니오
630
E-함수 연산
: xEy=min(x,y)-log(1+e^|x-y|)
640
$D_k^i(m)=(L_a(dk)+L_c\cdot X_k)\cdot i+L_c\cdot y_k\cdot Y_k^i(m)$
$A_k^i(m)=D_k^i(m)+\min_{j=0}^{1}A_{k-1}^j(S_b^j(m))$
$B_k^i(m)=\min_{j=0}^{1}B_{k+1}^i(S_b^i(m))+D_{k+1}^j(S_t^i(m))$
$L(dk)=\min_{m=0}^{NS-1}A_k^0(m)+B_k^0(m)-\min_{m=0}^{NS-1}A_k^1(m)+B_k^1(m)$
650
E-함수 연산
: xEy=min(x,y)
660
$D_k^i(m)=(L_a(dk)+X_k)\cdot i+y_k\cdot Y_k^i(m)$
$A_k^i(m)=D_k^i(m)+\min_{j=0}^{1}(A_{k-1}^j(S_b^j(m)))$
$B_k^i(m)=\min_{j=0}^{1}(B_{k+1}^i(S_b^i(m))+D_{k+1}^j(S_t^i(m)))$
$L(dk)=\min_{m=0}^{NS-1}A_k^0(m)+B_k^0(m)-\min_{m=0}^{NS-1}A_k^1(m)+B_k^1(m)$
끝