

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) . Int. Cl. ⁸ <i>H04L 7/00</i> (2006.01)	(45) 공고일자 2006년01월27일
	(11) 등록번호 10-0528268
	(24) 등록일자 2005년11월07일
(21) 출원번호 10-1996-0002192	(65) 공개번호 10-1996-0030598
(22) 출원일자 1996년01월26일	(43) 공개일자 1996년08월17일
(30) 우선권주장 95-00967	1995년01월27일 프랑스(FR)
(73) 특허권자 동송-쎄 에스 에프 프랑스 75008 파리 불바르 오스만 173	
(72) 발명자 엘렌느 수바라 프랑스, 91400 오르세, 뤼 드 라 프래리 데 일르, 12	
(74) 대리인 이병호	

심사관 : 전용해

(54) 채널상의 정보전송방법

요약

채널로 전송된 정보를 디코딩하는 방법에 관한 것이다.

디지털 통신 시스템에서 디코딩을 위한 전형적 해결법은 VITERBI 알고리즘과 같은 최대 가능성 시퀀스 추정(MLSE)을 이용하는 것이다. 그러나 비동기 시스템에 관해서는 샘플링 위상의 사전 정정을 요구한다. 본 발명의 목적은 매트릭 계산에 위상 계산을 포함하도록 디코딩을 개선하는 것이다.

이러한 새로운 알고리즘은 모든 비동기 수신 시스템, 특히 멀티트랙 자기 기록의 판독 시스템, 및 심볼 레이트로 직접 샘플링된(따라서 후퇴하는) 임의의 나이키스트 유사 채널에 적용될 수 있다.

응용 : 정보 디코딩.

대표도

도 4

명세서

도면의 간단한 설명

제 1 도는 통신 시스템의 블록도.

제 2 도는 디코딩 격자의 예를 도시하는 도면.

제 3a 도 및 제 3b 도는 VITERBI 알고리즘의 간략한 연산 예를 도시하는 도면.

제 4 도는 본 발명에 따른 MLSE 알고리즘을 적용한 간략한 디코딩 흐름도.

제 5 도는 본 발명에 따른 MLSE 알고리즘을 적용한 더 상세한 디코딩 흐름도.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

발명의 배경

본 발명은 정보 전송 방법(procedure)에 관한 것이며, 보다 상세하게는 수신되는 정보 신호와 비동기인 클록을 이용하여 샘플링 함으로써 얻어지는 샘플들로부터 수신되는 정보를 재구성하기 위한 방법에 관한 것이다. 본 발명은 특히 VCR들, 컴퓨터 주변 장치들, 특수한 전문용 레코더들을 위한 자기 기록들을 판독하는데 적용할 수 있다.

보다 정확하게는, 본 발명은 본원 명세서 전반에서 MLSE라고 불리는 최대 가능성 시퀀스 추정(Maximum Likelihood Sequence Estimation)을 적용함으로써 이 수신을 행하며, MLSE는 1979년 "McGraw-Hill"의 "A.J. VITERBI" 외 다수 인에 의한 문헌 "Principles of Digital Communications and Coding"에 기재된 VITERBI 알고리즘을 이용한다. MLSE 알고리즘 자체는 1972년 5월에 간행된 정보 이론에 관한 IEEE회보 IT-18권, 제3호, 363-378 페이지에 "G. David FORNEY"에 의한 "Maximum Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interferences"라는 논문에 기재되어 있다.

이 알고리즘은 샘플링된 신호가 데이터 신호의 주파수(f_S)와 동일한 주파수(f_e)에서 데이터와 동기하여 처리되어야 하는 제약을 갖는다.

비동기 시스템의 경우, 위상을 정정하기 위한 등화(equalization)에 부가하여, "위상 동기 루프(PLL)" 보간법(interpolation)을 이용하여, 전처리가 실행되어야 한다. 이러한 연산은 후퇴(withdrawal)에 대해, 다른 말로 하면 매우 낮은 주파수(f_e)에 대해 좋은 결과를 제공하지 않는다. 따라서, f_e 는 (단, 하드웨어 설치상의 이유들로 분수비(fractional ratio)로서) $> f_S$ 로 취해지며, 올바른 주파수를 얻기 위해, 데시메이션(decimation)이 후속하여 필요하다.

따라서, 본 발명은 MLSE 알고리즘의 비동기 수신(asynchronous reception)에 대한 적용에 관계하며, 신호 주파수(f_S)와는 다른 주파수(f_e)로 샘플링된 데이터의 경우로 확장한다. 이것은 위상 계산(phase calculation)이 데이터 신호와 샘플링 클록 사이에서 이루어져야 함을 의미한다.

본 발명의 요약

따라서, 본 발명은 클록 신호들을 이용하여 샘플링 함으로써 데이터 신호들을 수신하는 시스템을 포함하는 정보 전송을 위한 방법에 관한 것이며, 클록 신호들과 데이터 신호들 사이의 위상 시프트(phase shift)를 계산하는 방법을 포함하는 특징이 있으며, 여기서 수행되는 연산은 다음의 그라디언트(gradient) 알고리즘의 공식이다:

$$t_{n+1} = t_n + p/q - a e_n(t_n) e'_n(t)$$

여기서,

t_{n+1} : n+1 번째 샘플에 대해 계산될 위상 시프트 신호;

t_n : n 번째 샘플에 대해 미리 계산된 위상 시프트 신호;

p/q : 데이터 주기에 대한 클록 주기의 비율;

α : 매칭 계수;

$e_n(t_n)$: 실제 샘플과 이 샘플에 대해 가정된 이론값 사이의 오차(error);

$e'_n(t_n)$: t_n 에 관한 $e_n(t_n)$ 값의 도함수(derivative)이고,

$e_n(t_n)$ 값은

$$e_n(t) = \sum_k z_K h(nT_e - kT_s + t) - y_n \text{으로 주어지며,}$$

여기서,

Z_K : 데이터 신호의 가정치;

h : 채널로부터의 펄스 응답이고,

$e'_n(t_n)$ 값은,

$$e'_n(t) = \sum_k Z_K h'(nT_e - kT_s + t) \text{로 주어지고,}$$

여기서 h' 는 시간에 관한 채널 펄스 응답의 도함수이다.

위상 추정 알고리즘은 $h'(t)$ 를 이용한다는 점에서 신규하다.

본 발명의 상세한 설명

본 발명의 여러 가지 목적과 특징은 아래의 설명과 첨부 도면에 의해 보다 명확해진다.

통신 시스템은 제 1 도에서와 같이 도식적으로 나타낼 수 있다.

채널(x_k) 입력 심볼(symbolic) 주기($T_s = 1/f_s$)와 동일한 간격으로 디락법(Diracs)에 의해 모델링된다. 이들은 무작위로 다수의 값들, 예컨대 2진법의 경우에 대해 +1 과 -1을 취하며, 코딩을 수반할 수도 있다.

채널은 $h(t)$ 로 표기된 연속적 펄스 응답을 갖는다. 그 출력에 잡음이 더해진다. 그러면, 주기는 다음과 같이 샘플링된다.

$$1/f_e = T_e = p/q \quad T_s \quad (p/q \leq 1)$$

얻어지는 샘플링된 신호(y_n)는 사전에 알려지지 않은 임의의 위상(t_0)을 가지며,

$$y_n = \sum_k x_k h(nT_e - kT_s + t_0) + b_n \text{으로 추정되고,}$$

$-0.5 \leq t_o/T_s < 0.5$ 로 된다.

동기의 경우에 $t_0 = 0$.

VITERBI 알고리즘의 이점은 채널 입력 시퀀스를 위한 가정(assumption)들을 제안한다는 것이다. 그러므로, 종래의 일반 공식을 갖는 그라디언트를 위한 알고리즘을 다음의 오차 제곱 함수(error square function)에 적용함으로써 VITERBI 알고리즘을 이용한다.

$$t_{n|n} = t_{n|n-1} - \alpha dE_n(t_{n|n-1})$$

여기서,

- α 는 계수이고,

- $t_{n|n-1}$ 은 마지막으로 수신된 샘플이 y_{n-1} 일 때, 샘플(y_n)의 데이터에 관한 위상 추정치이며,

- $t_{n|n}$ 은 y_n 이 최종적으로 수신된 후의 이 위상의 추정치이며,

E_n 은 오차의 제곱이다:

$$E_n(t_{n|n-1}) = e_n^2(t_{n|n-1}) \text{ 고,}$$

$$e_n(t) = \sum_k z_K h(nT_e - kT_s + t) - y_n \text{ (1)이며,}$$

여기서,

z_K 는 x_K 의 가정치이다.

이 개념은 도함수가 알려질 수 있기 때문에, 예컨대, LMS(최소 평균 제곱 ; Least Mean Square)에 대한 경우와 같이 극값을 만드는 대신, 도함수의 정확한 공식을 취한 것이다:

$$\frac{dE_n(t)}{dt} = 2e_n(t) \sum_k z_K h'(nT_e - kT_s + t) = 2e_n(t)e_n'(t)$$

(디지털화된 형태로 이용가능한) $h(t)$ 의 함수로서 채널의 도함수($h'(t)$)를 찾는 몇몇 방법들이 있다. 미분이 행해질 수 있고, 또는 FFT(고속 푸리에 변환), 또는 임의의 다른 디지털 방법이 이용될 수 있다. 이러한 작업은 디코딩하기 전에 한번만 행해질 것이다. 추정기에서 새로운 샘플(y_{n+1})을 적분할 때, f_e 와 f_s 에 고유한 위상 스킁(phase skip)이 더해져야 한다.

$$t_{n+1|n} + 1/n = t_{n|n} + p/q (t_{n+1} \text{로 표기됨}).$$

$t = 0.5$ 가 초과되자마자, 거기서 1이 감산되고, 추정될 샘플(X_K)의 첨자(K)는 1만큼 증가하고(역으로 $t < -0.5$ 이면, 1 샘플만큼 뒤로 이동할 것이다, 이러한 현상은 실제로 거의 일어나지 않는다). 결과적으로, 다음을 얻는다:

$$t_{n+1} = t_n + p/q - \alpha e_n(t_n) e_n'(t_n) \quad (2)$$

예컨대, h 와 h' 를 그들의 최대값들에서 1로 정규화하면, 신호 대 잡음비가 약 20dB일 때, 시뮬레이션은 0.1 과 0.2 사이의 α 에 대해 매우 훌륭한 수렴(convergence)을 제공한다.

그러므로, 연산(2)의 적용은 신호 샘플의 위상을 결정한다.

우리는 우선 용어 가정 브랜치(assumption branch)를 정의한다:

VITERBI 알고리즘은 N 개의 상태들($X(1), X(2) \dots X(N)$)을 갖는 격자를 다룬다. 예를 들어 2 진 시스템이 사용되며, 서포트 사이즈($2T_S$) 외부의 채널 응답의 일부가 무시될 수 있다면, $N=2$ 이다. 각각의 시간 스텝(K)에서, 주어진 수의 입력 신호들에 대한 (이 예에서는 격리된 비트 X_K 에 관한) 가정을 형성하는 각각의 상태($X(j)$)에 대해, 서바이버(survivor)($X(j')$)라 불리는 이전의 개연성이 높은(probable) 상태에 대한 탐색이 행해진다. 그것은 스텝들($K-1, K$)에 대한 모든 허용되는 쌍들($X(i), X(j)$)(이 예에서는 모든 X_{k-1}/X_k 쌍들)을 조사함으로써 결정된다. 우리는 조사될 이러한 쌍들을 "가정 브랜치"라 부른다. 다른 말로 그것은 경로의 일부를 나타낸다.

VITERBI 알고리즘에서 각각의 가정 브랜치에 대해 디코딩되는 신호의 샘플(y_n)이 이용가능하고, 매트릭(metric) 계산에 이용된다는 것은 공지되어 있다. 격자의 각각의 N 개의 상태들에 대응하는 N 개의 매트릭들($m(1) \dots m(N)$)은 메모리 내에 유지되어야 한다. 우리는 이제 각각의 N 개의 위상 추정치들($t(1) \dots t-N$)을 또한 메모리 내에 유지함으로써 위상 탐색의 개념을 도입한다. 고려되는 가정 브랜치에 대해 다음 샘플로 진행될 필요가 있으므로, 1로부터 감산하기 전에 그들 값들을 이들에게 할당한다. 따라서, X_K 에 대해 각각의 가능한 상태 ($X(i)$), $i = 1 \dots N$,에서 우리는 서바이버, 새로운 매트릭 및 위상 추정의 업데이트를 할당하고자 한다.

제 3a 도의 예시에서, 샘플($k-3$)에서 샘플(k)까지가 수신된다. 각각의 샘플들에 대해 2개의 상태들이 있다. 각각의 샘플의 각각의 상태로 이끄는 매트릭들을 계산하는 것은 샘플(k)에 대해 2개의 가능한 경로들을 부여한다. 다음으로 샘플($k+1$)이 수신될 때, 이 샘플($k+1$)의 상태(0)와 이전 샘플(k)의 상태들(0 및 1) 사이의 매트릭($m0.0$ 과 $m0.1$)이 계산된다(제 3b 도). 가장 낮은 매트릭 예컨대 $m0.0$ 이 선택된다. 샘플($k+1$)의 상태(1)와 이전 샘플(k)의 상태들(0 및 1) 사이의 매트릭들 ($m1.0$ 과 $m1.1$) 또한 계산된다. 예를 들어, 가장 짧은 매트릭은 $m0.1$ 임을 알 수 있다. 따라서, 이러한 예에서는 제 3C 도에 도시된 바와 같이 매트릭들($m0.0$ 과 $m0.1$)을 선택하며, 이러한 방법은 샘플(k)의 상태(1)를 초래하는 경로 세그먼트를 제거할 수 있다.

종래의 VITERBI 알고리즘에 없는 새로운 현상은, 가정 브랜치에 대해서 단 하나의 샘플이 아니라, (특히, p/q 가 1 이 아닐 때에는) y 의 몇몇 샘플들이 필요할 수 있다는 것이다. 그들 수들은 추정되는 위상에서의 변화량에 따라 변하며, 따라서 그 것은 상태 $X(i)$ 의 함수로서 변할 수 있다는 것이다. 첫 번째 결과는 각각의 상태에 따라 y 의 마지막 첨자값들($n(1) \dots n(N)$)을 기억해야 한다는 것이다. 두 번째 결과는 위상이 y 의 각각의 샘플에 대해 재추정되기 때문에 몇몇 거리 값들이 매트릭 계산을 위해 이용될 수 있다는 것이다. 이 개념은 다음 형태의 매트릭을 사용하는 것이다.

$$\sum_n e_n^2$$

여기서, n 은 가정 브랜치에 대응하는 y 의 샘플들의 첨자들을 통해 주사(scan)한다.

위상이 $+0.5$ 또는 -0.5 에 가까운 y 의 샘플들은 채널 응답의 진폭에 기인하여, 따라서 이 위치들에서의 그들의 신호 대 잡음비에 기인하여(또는 역으로, 선택된 원점(origin)에 따라), 위상이 0에 가까운 브랜치보다 더 적은 정보를 전달한다. 따라서 이 매트릭은 오차율을 개선하기 위해 가중될 것이다. 더욱이 가중치들의 합계는 다른 수들의 샘플들의 2개의 가정 브랜치들 사이의 불균형 매트릭들을 피하기 위해 항상 같아야 한다(예컨대 1이 선택될 수 있다). 이것은 다음과 같다. 즉, 매트릭은 다음 형태가 된다.

$$m(i) = \frac{\sum_n P(t_n) e_n^2}{\sum_n P(t_n)}$$

여기서 $p(t_n)$ 값들은 위상 t_n 에 할당된 가중치들을 나타낸다. 예컨대, 일정한 가중치가, 다른 말로 하면 t 의 모든 값들에 대해 $p(t) = 1$ 이 되도록 취해질 수 있다.

VITERBI 알고리즘을 적용하는 본 발명에 따른 방법이 다음과 같이 요약될 수 있다.

다음 정보가 각각의 시간 스텝(k)에서 이용 가능하다.

-상태들 $x(1), x(2) \dots x(N)$

-각각은 하나의 매트릭($m_k(1), m_k(2) \dots m_k(N)$)과,

-하나의 위상($t_K(1), t_K(2) \dots t_K(N)$)과,

- y 의 대응하는 첨자($n_K(1), n_K(2), \dots n_K(N)$)

이 정보는 서바이벌 선택한 후에 남는다(제 2 도 참조).

모든 완전한 서바이벌 경로들은 종래의 VITERBI 알고리즘과 같이 소정의 랭크($k-P$)까지 저장되며, 여기서, P 는 깊이(depth)로 불려진다. 초기 설정에서는, $k < P$ 에 대해, y 의 새로운 샘플들은 더 이상의 디코딩된 상태들(Z_K)의 공급 없이, 디코더에서 통합된다.

제 4 도는 샘플링 주파수가 디코딩될 신호의 주파수와 동일하다고 가정되는 본 발명에 따른 간략한 디코딩 흐름도를 도시한다.

처리될 소정의 샘플(k)에 대해 다음 사항이 메모리에 있다고 가정한다.

-전 스텝(샘플)($k-1$)에서 모든 상태들(i)에 대한 매트릭들($m_{k-1}(i)$)과 위상들($t_{k-1}(i)$).

이 샘플(X_K)에서, 제 1 상태(j) 및 이 제 1 상태(j)를 초래하는 제 1 경로(i)에 대해, 위상 계산 및 매트릭 계산이 다음 공식(벡터 표시법에 의함)을 적용하여 이루어진다.

$$e_k = X^T(i, j) \cdot k(t_{k-1}(i)) - y_n$$

$$e'k = X^T(i, j) \cdot k'(t_{k-1}(i))$$

$$\text{위상} : t'(i) = t_{k-1}(i) + 1 - \alpha e_k e'_k$$

$$\text{매트릭} : m'(i) = e^2 k$$

이 연산은 각각의 경로(i)에 대해 루프된다.

상태(j)를 초래하는 모든 경로들 i 가 계산될 때, 가장 낮은 매트릭을 갖는 경로에 대한 매트릭과 위상이 메모리에 유지된다.

이어서, 각각의 상태(j)에 대해 이러한 연산을 루프한다.

모든 상태(j)와 다양한 경로(i)가 계산될 때, 우리는 각각의 상태에 대한 매트릭 및 위상을 메모리에 가지고 있다.

이것으로 시스템은 다음 샘플을 처리할 준비가 갖추어진다.

제 5 도는 본 발명에 따른 상세한 방법의 일례의 흐름도를 도시한다.

이 흐름도는 제 4 도의 흐름도에 도시된 루프(A)와 루프(B)를 포함한다.

루프(A)는 샘플링 주파수가 신호 주파수를 초과하는 경우에, 대응하는 몇몇 부가적 위상을 포함하는 것을 볼 수 있다.

제 5 도의 흐름도에서, 벡터 표기법이 $h(t)$ 와 $h'(t)$ 에 의한 필터링을 표현하는데 사용됨을 주목한다. $X(i, j)$ 로 표기된 벡터는 상태 $X(i)$ 와 상태 $X(j)$ 의 연결(concatenation)이며 (따라서, 원리상 기호가 선행되는 $X(j)$ 에 대응한다); $X(i, j)$ 의 차원(dimension)은 샘플링된 응답 $h(t)$ 에서 현저한(significant) 샘플의 숫자와 동일하다. P_t 는 식(3)에서의 분모를 나타낸다.

이 흐름도에 따르면,

-발견될 각각의 채널 입력 구성(X_K)을 위해, 상태(state)들이라 불릴 N 개의 가능성들($x(j)$)이 존재하며, 그 각각은 이전 입력(X_{k-1})에 대응하는 (많아야) N 개의 상태들($x(i)$)에 대한 경로들에 의해 접속된다.

-각각의 현존하는 상태($x(j)$), 각각의 이전 상태($x(i)$), 채널 출력에서의 각각의 샘플(y_n)에 대하여, 시간 첨자(n)가 $x(i)$ 및 $x(j)$ 라 간주되는 상태들에 대해 X_{k-1} 을 X_K 로 접속하는 경로에 대응하면, 경로 길이를 특정짓는 매트릭 항(metric term)과 위상(t_n)이 계산된다.

고려될 모든 샘플들(y_n) 및 모든 이전 상태들($x(i)$)이 이런 방식으로 처리되었을 때, 단지 하나의 이전 상태($x(i)$)만이 메모리에서 유지되고, 이는 서바이버(survivor)라 불리며, 그 이전 매트릭과 바로 계산된 매트릭 항들의 합계를 최소화 하도록 선택된다. 이 합계는 현 상태($x(j)$)에 대한 새로운 매트릭을 형성하고, 대응하는 위상과 첨자(n)의 최종값과 함께 기억될 것이다.

-서바이버를 선택하는 것은, 이 방법 동안 개연성이 높은 경로들을 선택하고, 디코딩된 입력을 제공할 하나만이 남도록 다른 것들을 제거할 수 있도록 한다. 이전의 연산들은 입력($k+1$)과 대응하는 새로운 샘플(y_n)(n 은 예상 상태 $x(j)$ 에 따름)에 대해 재개된다. 따라서 이러한 서바이버들의 선택은 앞서 기억된 경로들이 포기될 것이라는 것을 의미할 수 있다. 후방으로 작업함으로써, 가능한 경로들의 수가 감소하고, 하나의 경로만이 존재함을 알 수 있다. 이러한 단일 경로는 최대 가능성 원리를 이용하여 디코딩된 시퀀스이다.

따라서, 본 발명은 첫째로 샘플링 클록에 관한 전송된 데이터의 위상을 결정하는 방법을 제안하고, 둘째로 VITERBI 알고리즘의 확장을 형성한다.

VITERBI 알고리즘과 동일한 방식으로 만들어지는 디코딩 격자에서 각각의 브랜치에 대해, 위상은 채널 필스 응답의 도함수를 이용한 그라디언트 방법을 순환적으로(recursively) 이용하여 결정된다. 이 정보는 매트릭들을 계산하는데 이용된 채널의 모델에서 통합된다. 매트릭들이 계산될 때 그 방법은 종래의 VITERBI 알고리즘의 경우와 동일하다.

본 발명에 따른 방법에 의해 계산된 위상 정보는 VITERBI 알고리즘을 이용하여 얻어진 매트릭과 같은 방식으로 격자의 모든 상태에 대해 유지될 수 있음을 주목하라. 위상과는 달리 채널의 필스 응답은 미리 알려져 있다고 가정한다.

본 발명은 다음과 같은 이점들을 갖는다.

-후퇴(withdrawal)함에도 불구하고 매우 낮은 주파수 또는 기호 주파수 그 자체로 샘플링된 신호에 대해 작용할 수 있다.

-VITERBI 디코딩이 등화(equalization)를 생략한 자기 기록에서 사용될 때, 통상 제안되는 것과 달리 특정한 부분의 응답을 채널에 주지 않고 채널을 이용할 수 있다. 특히 (이 경우 동작하지 않을 간단한 VITERBI 디코더와는 달리) 나이키스트 채널(Nyquist channel)이 사용될 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

클록 신호들을 이용하여 샘플링함으로써 데이터 신호들을 수신하기 위한 시스템을 포함하는 정보 전송 방법(procedure)에 있어서,

수행되는 연산이 그라디언트 공식: $t_{n+1} = t_n + p/q - \alpha e_n(t_n) e'_n(t)$ 인, 클록 신호들과 데이터 신호들 사이의 위상 시프트를 계산하기 위한 방법을 포함하고,

여기서,

t_{n+1} : $n+1$ 번째 데이터 신호에 대해 계산되는 위상 시프트 신호;

t_n : n 번째 데이터 신호에 대해 이전에 계산된 위상 시프트 신호;

p/q : 데이터 주기에 대한 클록 주기의 비율;

α : 매칭 계수;

$e_n(t_n)$: 실제의 샘플 및 이 샘플에 대해 가정된 이론 값 사이의 오차;

$e'_n(t_n)$: t_n 에 관한 $e_n(t_n)$ 값의 도함수이고,

$e_n(t_n)$ 값은,

$e_n(t) = \sum_k Z_k h(nT_e - kT_s + t) - y_n$ 으로 주어지며,

여기서,

Z_k : 데이터 신호의 이론 값;

h : 채널로부터의 펄스 응답이며,

$e'_n(t_n)$ 값은,

$e'_n(t) = \sum_k Z_k h'(nT_e - kT_s + t)$ 로 주어지며,

여기서 h' 는 시간에 관한 채널 펄스 응답의 도함수이고,

상기 방법은, 최대 가능성 시퀀스 추정(MLSE ; Maximum Likelihood Sequence Estimation) 알고리즘을 이용하는 디코딩 방법에 적용되며, 위상 시프트 계산은 최대 가능성 시퀀스 추정(MLSE)에서의 매트릭 계산과 동시에 수행되는, 정보 전송 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

-발견되는 각각의 채널 입력 구성(x_K)에 대해, 상태들(states)이라 불리는 N개의 가능성들($x(j)$)이 존재하며, 각각은 경로들에 의해 이전의 입력(x_{K-1})에 대응하는 (많아야) N개의 상태들($x(i)$)에 접속되며;

-각각의 현존하는 상태($x(j)$)에 대해, 각각의 이전 상태($x(i)$)(previous state)에 대해, 채널 출력에서의 각각의 샘플(y_n)에 대해, 시간 첨자(n)가 $x(i)$ 및 $x(j)$ 로 간주되는 상태들에 대해 x_{K-1} 을 x_K 로 접속하는 경로에 대응한다면, 상기 경로 길이를 특징지우는 매트릭 항(matrix term)과 위상(t_n)이 계산되며; 고리되는 모든 샘플들(y_n) 및 모든 이전의 상태들($x(i)$)이 이 방식으로 처리되었을 때, 하나의 이전 상태($x(i)$)만이 메모리에 유지되며, 이는 서바이버(survivor)라 불리며, 금방 계산된 (have just been calculated) 매트릭 항과 그 이전의 매트릭 항의 합계를 최소화하도록 선택되며, 상기 합계는 상기 현존하는 상태($x(j)$)에 대한 새로운 매트릭을 형성하고, 또한 대응하는 위상 및 상기 첨자(n)의 최종값과 함께 기억되며;

-서바이버들을 선택하는 것은 상기 방법 동안 개연성이 높은 경로들을 선택할 수 있도록 하며, 디코딩된 입력을 제공할 하나의 경로만이 남도록 다른 경로들을 제거할 수 있도록 하는, 정보 전송 방법.

청구항 3.

제 2 항에 있어서,

하나의 상태를 이전 상태에 접속하는 경로의 매트릭은

$$m(j) = \frac{\sum_n P(t_n) e_n^2}{\sum_n P(t_n)}$$

의 연산을 행하는 것에 의해 구해지고, 여기서 $P(t_n)$ 은 위상들(t_n)에 할당된 가중치이며,

그 후, 각각의 상태에 대한 각각의 매트릭과 각각의 추정된 위상이 기억되며; 상기 방법은 각각의 데이터 샘플에 대해 실행되는, 정보 전송 방법.

청구항 4.

제 3 항에 있어서,

상기 계산 방법은, 위상(t_{n+1})이 임계값을 초과할 때까지 변수의 몇몇 샘플들에 대해 실행되는, 정보 전송 방법.

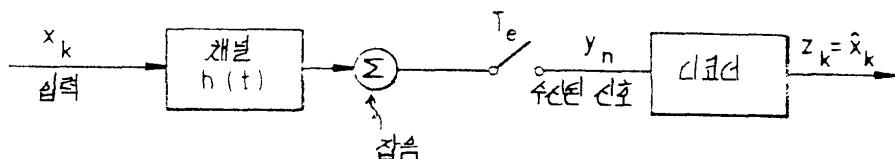
청구항 5.

제 4 항에 있어서,

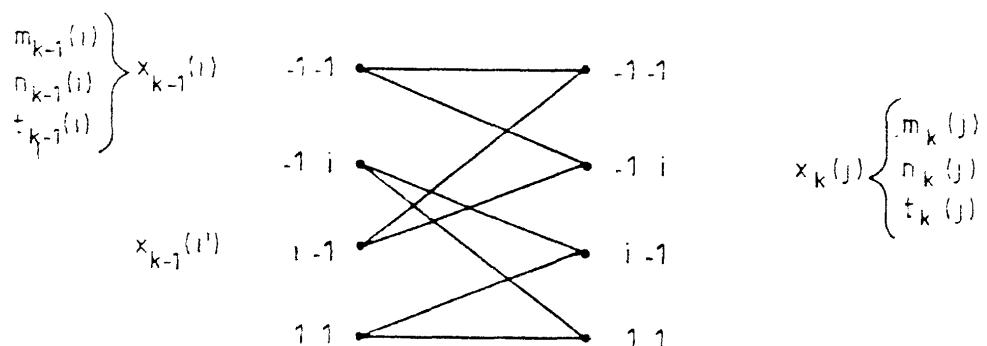
상기 임계값은 0.5인, 정보 전송 방법.

도면

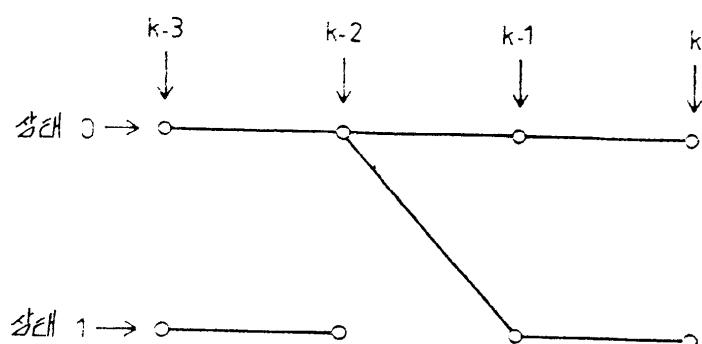
도면1



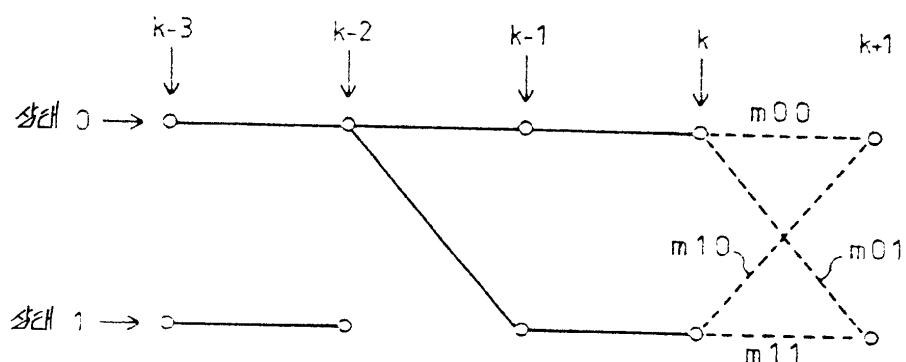
도면2

(2단 단계, 정렬 3계수로 정, $N=4$)

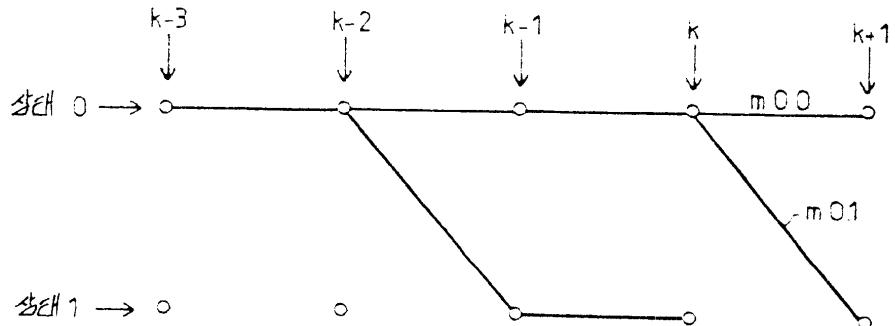
도면3a



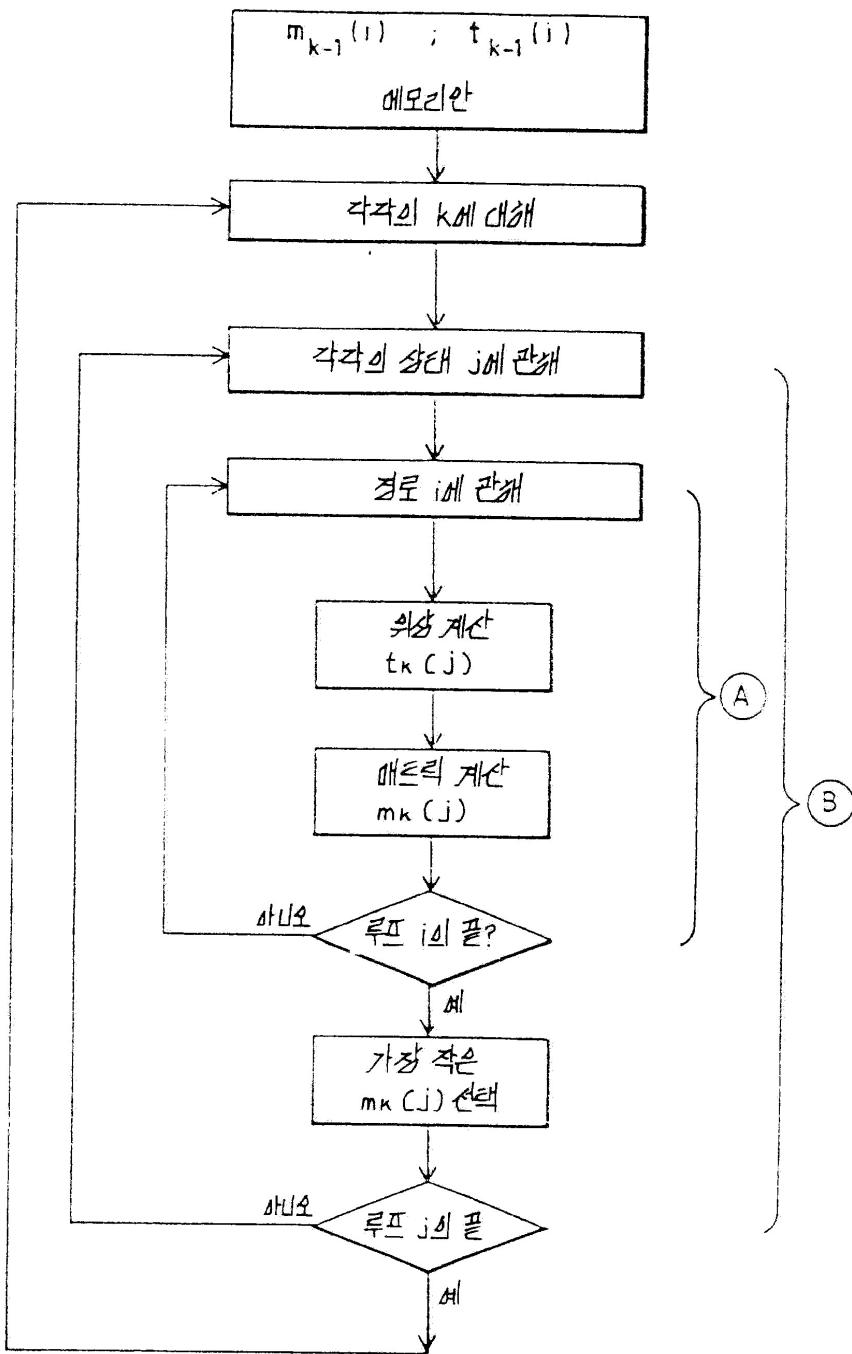
도면3b



도면3c



도면4



도면5

