(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。Int. Cl. [7]
H03M 13/29

(11) 공개번호 특2002-0006022
(43) 공개일자 2002년01월18일

(21) 출원번호 10-2001-7009157
(22) 출원일자 2001년07월20일
번역문 제출일자 2001년07월20일
(86) 국제출원번호 PCT/DE2000/00019
(86) 국제출원출원일자 2000년01월03일
(87) 국제공개번호
(87) 국제공개일자

(81) 지정국 국내특허 : 중국, 일본, 대한민국, 미국,
EP 유럽특허: 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴, 핀랜드, 사이프러스,

(30) 우선권주장 19902100.7 1999년01월20일 독일(DE)

(71) 출원인 인피니언 테크놀로지스 아게
추후제출
독일 뮌헨 장크트 마틴 슈트라쎄 53 (우:81669)

(72) 발명자 뒷치,마르쿠스
독일데-81539뮌헨라인탈러-슈트라쎄36
융,페터
독일데-67697오터베르크임라벤탈28
플레힝어,외르크
독일데-80469뮌헨베스터뮐슈트라쎄16
슈미트,페터
독일데-67167에어폴츠하임반호프슈트라쎄32

(74) 대리인 남상선

심사청구 : 있음

(54) 중첩 코드를 디코딩하기 위한 방법 및 장치

요약

본 발명은 중첩 부호를 디코딩하기 위한 방법에 관한 것이다. 본 발명에 따른 방법에서는, 코딩되지 않은 심벌 및 코딩된 심벌을 위해 제 1 및 제 2 신뢰성 정보(A_U 또는 A_C)가 산출되며, 상기 정보는 소정 시퀀스(E)의 수신 코드 심벌이 존재한다는 전제하에서 n-번째의 코딩되지 않은 또는 코딩된 특정 심벌이 심벌 세트의 하나의 값(i)과 같을 수 있는 확률을 나타낸다. 제 2 신뢰성 정보(A_C)를 산출하기 위해서 하나의 근사식이 이용될 수 있다.

대표도

도 3

명세서

기술분야

본 발명은 중첩 코드를 디코딩하기 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

예를 들어 이동 무선 통신 시스템과 같은 통신 시스템에서, (예컨대 음성 신호와 같은) 전송될 신호는 소스 코더내에서의 편집 후에 채널 코딩된다. 상기 채널 코딩은, 전송될 신호를 전송 채널의 특성에 매칭시키는 기능을 한다. 이 경우 전송될 신호 내부에 목적한 대로 용장을 제공함으로써 에러에 대한 효과적인 보호가 이루어진다.

몇 년 전부터 비로소 채널 코딩을 위해서 병렬로 고리 연결된 2진 회귀성 중첩 코드를 사용하는 것이 연구되었다. 상기와 같은 중첩 코드에 대해서는 " 터보-코드" 라는 명칭이 널리 공지되어 있다. 특히 1천개 이상의 비트(심벌)를 갖는 용량이 큰 블록을 전송하는 경우에 터보-코드를 사용하면, (통상의) 중첩 코딩 방식에 의한 것보다 에러에 대한 보호 효과가 현저하게 개선될 수 있다. 그러나 단점으로서는, 터보-코드의 디코딩이 (통상의) 중첩 코드의 디코딩보다 더 복잡하다는 점이 있다.

터보-코드를 디코딩하기 위해 역결합 방식으로 서로 접속된 2개의 개별 중첩 디코더를 포함하는 반복성 터보-디코더를 사용하는 것은 이미 공지되어 있다. 적어도 입력측에 제공된 중첩 디코더는 " 소프트" 디코딩을 가능하게 해야 한다. 즉, 수신된 데이터 심벌마다, 수신된 데이터 심벌의 기초가 되는 코딩되지 않은 오리지널 데이터 심벌에 대해서 2진 출력값에 추가로 또는 2진 출력값 대신에 값연속적인 평가값을 결정할 수 있어야 한다. 반복성 터보-디코더의 특징은, 상기 값연속적인 평가값이 반복의 틀내에서 제 2 중첩 디코더에 입력 정보로서 제공된다는 것이다. 코딩되지 않은 오리지널 데이터 심벌에 대한 평가값은 하기에서 제 1 신뢰성 정보로서도 표기된다.

C. Berrou 등의 논문 " Near Shannon Limit Error - Correcting, Coding and Decoding: Turbo-codes91)" , Proc. IEEE Int. Conf. on Communications ICC'93, Genua, 1993, Pages 1064 내지 1070에는 반복성 터보 디코더가 기술되어 있으며, 상기 디코더의 입력측 중첩 디코더는 제 1 신뢰성 정보를 형성하기 위해서 BAHL 등의 변형된 알고리즘에 따라 작동한다. 신뢰성 정보를 형성할 필요가 없는 제 2 중첩 디코더는 예를 들어 공지된 VITERBI-알고리즘에 따라 작동할 수 있다.

심벌 방식의 MAP(Maximum a-Posteriori)-알고리즘에 따라 작동하는 중첩 디코더도 마찬가지로 제 1 신뢰성 정보를 형성할 수 있다. 상기와 같은 중첩 디코더는 MAP-심벌 평가 장치로서 (또는 MAP-심벌 디코더로서도) 표기된다. 상기와 같은 방식의 디코더는, 상기 디코더에 의해서 가급적 적은 비트 에러율에 도달될 수 있다는 장점을 갖는다.

재귀적으로 접속된 2개의 MAP-심벌 평가 장치를 갖는 반복성 터보-디코더의 상세한 설명은 P. Jung의 책 " Analyse und Entwurf digitaler Mobilfunksysteme" , Stuttgart, B.G. Teubner, 1997, Pages 343 - 368, 특히 E. 2권에 기록되어 있다.

이동 무선 장치에 적용하는 경우에는, 이동 무선 채널이 매우 심하게 시간 변동적이라는 문제가 나타난다. 즉, 상기 채

널의 전송 특성이 주변 영향의 변동으로 인해 계속적으로 변경된다. 이동 무선 채널의 전송 특성의 지속적인 변경은 데이터 검출시에 이미 고려되어야 한다. 이와 같은 목적으로, 이동 무선 통신에 사용되는 통신 단말 장치는 데이터 검출기와 연결된 채널 평가 장치를 포함하며, 상기 장치는 이동 무선 채널의 전송 특성(펄스 응답)을 계속적으로 검출하여 데이터 검출기에 전달한다. 순시 전송 채널 특성을 고려하는 상기와 같은 데이터 검출 방식은 적응 데이터 검출 또는 적응 정류로 표기된다.

그러나 이동 무선 채널의 시간 변동은 또한 적응 정류 뒤에 이루어지는 디코딩에 영향을 미친다. 이와 같은 관계에서 볼 때, 터보-디코딩에 의해 원칙적으로 달성될 수 있는 높은 에러 보호율이 이동 무선 채널의 시간 변동에 의해 적어도 부분적으로 재차 무효화된다는 단점이 있다.

D. Raphaeli 및 Y, Zarai의 논문 " Combined Turbo Equalization and Turbo Decoding" , IEEE Communications Letters, Bd. 2, Nr. 4, 1998, Pages 107 - 109에는, 적응 정류기 및 상기 정류기 뒤에 접속된 (반복성) 터보-디코더의 조합으로 구성된 반복성 수신기가 기술되어 있다. 상기와 같이 조합된 수신기에 대한 표제어로서는 " 터보-정류" (" 터보-균등화")라는 개념이 형성되어 왔다. 반복성 터보-디코더는 본 경우에도 재차 2개의 MAP-심벌 디코더로 구성된다. 상기 논문에서 MAP-블록으로 표기되는 2개의 MAP-심벌 디코더는 제 1 신뢰성 정보 이외에 제 2 신뢰성 정보도 또한 나타낸다. 제 2 신뢰성 정보는 검출된 데이터 심벌의 기초가 되는, 코딩된 오리지널 데이터 심벌에 대한 값 연속적인 평가값이다.

적응 정류 및 데이터 디코딩 사이의 결합은, 반복성 터보-디코더가 각 반복 단계마다 2개 중첩 디코더의 제 2 신뢰성 정보로부터 조합 신뢰성 정보를 형성하여 상기 정보를 적응 정류기에 외부(즉, 정류기 자체내에서 형성되지 않은) 정보로서 전달하며, 상기 적응 정류기가 외부 정보를 터보-디코더 내부로 공급함으로써 실현된다. 정류기와 터보-디코더 사이의 상기와 같은 역결합에 의해, 터보-디코딩시에 이동 무선 채널의 시간 변동이 고려될 수 있다. 그러나 단점은, 정류기가 반복 진행에 합류됨으로써, 터보-디코딩시에 이미 상승된 계산 비용이 더욱 상승된다는 것이다.

P. Jung의 논문 " Novel low complexity decoder for turbo-codes" , Electronics Letters, Bd. 31, Nr. 2, 1995, Pages 86 to 87에서는, 터보-코드를 디코딩하기 위한 단순한 버젼의 반복성 터보-디코더가 제안된다. 디코딩 효율이 두드러지게 악화(즉, 비트 에러율의 상승)되는 경우에도 제 1 신뢰성 정보 산출시의 계산 비용을 현저하게 절감시킬 수 있는 새로운 방식의 소위 SUBMAP-알고리즘에 따라 터보-디코더내에 포함된 2개의 중첩 디코더가 작동된다는 점에서, 상기 터보-디코더는 지금까지 공지된 터보-디코더와 상이하다.

발명의 상세한 설명

본 발명의 목적은, 중첩 디코더의 출력에서 코딩된 상태로 전송되는 심벌을 위해 제 2 신뢰성 정보를 형성하기 위한 방법을 제공하는 것이다. 상기 방법은 특히 정류기 및 터보-디코더의 조합으로 구성된 수신기내에서 중첩 코드의 비용 절감적인 디코딩을 가능하게 한다. 또한 본 발명의 목적은, 코딩된 상태로 전송되는 심벌을 위한 제 2 신뢰성 정보를 제공하고, 특히 수신기의 전술한 조합 구성 방식을 실현하기 위해 사용될 수 있는 중첩 디코더를 제공하는 것이다.

상기 목적을 해결하기 위해, 본 발명의 제 1 관점에 따라 청구항 1의 장점 및 본 발명의 제 2 관점에 따라 청구항 2의 장점이 제시된다. 상기 목적은 또한 청구항 6의 장점에 의해서 달성된다.

본 발명의 제 1 관점에 따라, 제 2 신뢰성 정보는 청구항 1에 기술된 식의 최대값을 검출함으로써 검출된다. 상기와 같은 최대값 검출 방식은, 지금까지 공지된 바와 같이 제 2 신뢰성 정보를 MAP-알고리즘에 따라 산출하는 방식보다 계

산 비용이 훨씬 더 절감될 수 있다(제 1 신뢰성 정보의 검출과 관련된 MAP-알고리즘을 상세히 설명하기 위해서는 예를 들어 앞에서 언급한 P. Jung의 책, E.3.3장의 " Rekursive MAP-Symbolschaetzung" , Pages 353 - 361을 참조하라).

본 발명의 제 2 관점에 따라, 제 2 신뢰성 정보는 실제로 제 1 신뢰성 정보의 코드에 의존하는 곱 항의 최대값을 검출함으로써 결정된다. 상기와 같은 조치는 특히 유리한데, 그 이유는 다만 이미 검출된 제 1 신뢰성 정보만이 제 2 신뢰성 정보의 산출을 위해 이용되어야 하기 때문이다. 이와 같은 조치는, 코딩된 심벌이 코딩되지 않은 심벌에 대한 (특수한 코드에 의존하는) 총합으로서 표시될 수 있다는 특징에 의해서 가능해진다.

본 발명의 제 1 측면뿐만 아니라 제 2 측면에 따라서도, 제 1 신뢰성 정보는 기본적으로 임의의 알고리즘, 예를 들어 MAP-알고리즘에 따라 산출될 수 있다. 제 1 신뢰성 정보의 비용상으로 유리한 산출은 청구항 3의 특징에 의해서 달성된다.

코딩되지 않은 심벌의 시퀀스에 대한 사전-지식이 존재하는 한, 상기 지식은 바람직하게 제 1 및/또는 제 2 신뢰성 정보의 결정에 관계한다.

전술한 방법에 따라 작동하는 중첩 디코더는 청구항 6에서 기술된다.

중첩 디코더는 바람직하게 제 1 신뢰성 정보를 위한 제 1 출력 및 제 2 신뢰성 정보를 위한 제 2 출력 이외에 제 3의 출력을 포함하는데, 상기 제 3 출력에서는 각각의 코딩되지 않은 심벌을 위해 심벌 세트내에(2진의 경우: 0, 1) 포함된 " 강한" 평가값이 이용된다.

제 2 신뢰성 정보를 계산 비용적으로 유리하게 이용하기 때문에, 제 1 및 제 2 중첩 디코더의 제 2 신뢰성 정보로부터 형성되는 조합 신뢰성 정보를 제공하는 본 발명에 따른 중첩 디코더는 터보-디코더내에 유리하게 사용될 수 있다.

" 터보-정류" 를 실현하기 위해 상기 방식의 터보-디코더는, 조합된 신뢰성 정보가 정류기의 한 입력에 제공되도록 정류기와 역결합 방식으로 접속된다. 조합된 신뢰성 정보의 산출 과정이 본 발명에 따라 단순해짐으로써, " 터보-정류" 는 실제적인 적용을 위해 소요되는 계산 비용을 충분히 감소시킬 수 있다.

본 발명의 바람직한 추가 실시예는 종속항에서 기술된다.

도면의 간단한 설명

도 1은 터보-코드를 형성하기 위한 터보-코더의 블록 회로도이며,

도 2는 도 1의 RSC-중첩 코더의 블록 회로도이고,

도 2a는 비재귀성 중첩 코더의 블록 회로도이며,

도 3은 본 발명에 따른 중첩 디코더의 블록 회로도이고,

도 4는 도 3에 도시된 중첩 디코더를 사용하는 터보-디코더의 블록 회로도이며,

도 5는 도 4에 따른 터보-디코더와 정류기의 조합으로 구성된, 본 발명에 따른 반복성 수신기의 블록 회로도이다.

실시예

본 발명에 따른 중첩 디코더(도 3)를 설명하기 전에, 본 발명의 이해를 용이하게 하기 위해서 먼저 도 1을 참조하여 터보 코드용 터보-코더(TCOD)가 기술된다.

터보-코더(TCOD)는 2개의 동일한 체계적인 2진법의 재귀적 중첩 코더(RSC1 및 RSC2)를 포함하며, 상기 코더는 코딩 기술에서 RSC-(Recursive Systematic Convolutional-) 코더로서 공지되어 있다. 입력측으로 상기 제 2 중첩 코더(RSC2) 앞에는 터보-코드-인터레이스(IL)가 연결되고, 상기 2개의 중첩 코더(RSC1 및 RSC2)의 출력은 각각 포인터(PKT1 또는 PKT2)를 통해 멀티플렉서(MUX)와 연결된다.

$U = (u_1, ..., u_N)$(1)인 조건하에서는, 일련의 코딩되지 않은 심벌이 터보-코더(TCOD)의 입력에 표시된다. 상기 식에서 시퀀스(U)는, 설명을 더 간략하게 하기 위해 하기에서 비트로 식별되는, 즉 모든 $n = 1, 2, ..., N$에 대해 $U_n = 0$ 또는 1인 무한 개수(N)의 심벌로 구성된다. U는 하기에서 입력 시퀀스로서 및 상기 입력 시퀀스의 블록 크기로서 표기된다.

2개의 RSC-중첩 코더(RSC1 및 RSC2)에 의해서는, 각각 하기와 같은 N개의 2진 소자를 갖는 용장 부분 시퀀스(R1 및 R2)로 표시되는 용장이 발생된다:

$R1 = (r_{1,1}, ..., r_{1,N})$

$R2 = (r_{2,1}, ..., r_{2,N})$(2).

상기 용장 부분 시퀀스(R1 및 R2)는 포인터(PKT1 또는 PKT2)에 의해서 점으로 표시되고, 입력 시퀀스(U) 및 점으로 표시된 시퀀스(R1 및 R2)는 멀티플렉서(MUX)에 할당된다. 상기 멀티플렉서는 그의 출력에서, K개수의 코딩된 2진 심벌을 포함하는 하기와 같은 출력 시퀀스를 발생시킨다:

$C = (c_1, ..., c_K)$(3).

비례식 $R_c = N/K$는 코딩율(R_e)로서 표시되고, 터보-코더내에서 부가되는 용장에 대한 수치이다. 하기에서는 코딩율이 $R_c = 1/2$인 터보-코드가 관찰된다. 그 경우에 출력 시퀀스(C)는 입력 시퀀스(U)보다 2배 많은 비트를 포함한다.

블록 크기(N)가 우수이면, 포인터(PKT1 및 PKT2) 및 멀티플렉서(MUX)는 예를 들어 하기의 규정에 따른 출력 시퀀스(C)를 발생시킨다:

$c_{2n-1} = u_n \quad n = 1, ..., N$

$c_{4n-2} = r_{1,2n-1} \quad n = 1, ..., N/2$

$c_{4n} = r_{2,2n} \quad n = 1, ..., N/2$(4).

$N = 4$에 대해서는, 하기의 식에서 터보-코더(TCOD)의 출력 시퀀스(C)가 얻어진다:

$C = (u_1, r_{1,1}, u_2, r_{2,2}, u_3, r_{1,3}, u_4, r_{2,4})$(5).

도 1에 도시된 터보-코더(TCOD)에서는 입력 시퀀스 $U = (u_1, ..., u_N)$이 코팅된 출력 시퀀스(C)내에 완전히 포함된다(도 5 참조). 상기 특성을 갖는 코드는 시스템 코드로서 표시된다.

출력 시퀀스(C)의 나머지 N개의 심벌은 용장 부분 시퀀스(R1 및 R2)로 교대로 되돌아가는 용장이다. 상기 용장은 하기의 용장 시퀀스(R)로 요약될 수 있다:

$R = (r_1, ..., r_N)$(6). 상기 예에 대해서는 $r_2 = r_{2,2}$, $r_3 = r_{1,3}$, $r_4 = r_{2,4}$ 이 적용된다.

K = 2N개의 소자를 갖는 출력 시퀀스(C)는 입력 시퀀스(U)의 N개의 소자 및 용장 시퀀스(R)의 N개의 소자로 교대로 구성된다.

그 다음에 출력 시퀀스(C)는 도시되지 않은 방식으로 블록 접속되고, 적합한 데이터 패킷(버스트)으로 세분되며, 모듈화되고, 송신 증폭기내에서 증폭되어 신호를 발송한다.

도 2는 도 1의 RSC-코더가 RSC1 및/또는 RSC2를 위해 어떻게 사용될 수 있는지를 보여주는 RSC-코더의 블록 회로도이다. 상기 RSC-코더(RSC1)는 입력측에 제 1 가산기(ADD1) 및 상기 가산기(ADD1) 뒤에 접속되고 4개의 셀(T)을 갖는 시프트 레지스터를 포함한다. 용장 부분 시퀀스(R1)는, 시프트 레지스터의 입력값 및 출력값을 가산하는 제 2 가산기(ADD2)로부터 형성된다. 특정 시점에서는 RSC-코더(RSC1)의 출력에 존재하는 용장 부분 시퀀스(R1)의 용장 비트($r_{1,n}$)가 코딩되지 않은 심벌의 시퀀스(U)의 실제 입력 비트(U_n) 및 시프트 레지스터의 상태에 의존한다는 사실은 분명하다. 시프트 레지스터의 상태는 재차 마지막 4개의 입력 비트에 의존하다. 재귀 깊이(L)로서는, 가산기(ADD1)에서 연결을 위해 사용되는 2진 문자(심벌)의 개수, 즉 본 경우에는 5가 표시된다.

코딩되지 않은 심벌의 시퀀스(U)로부터 용장 부분 시퀀스(R1)를 형성하는 것은 직접 도 2의 도시를 참조하여 수행될 수 있다. 그 다음에 터보-코더(TCOD)의 출력 시퀀스(C)가 소자(4)로부터 속행된다. 대안적으로는, 코딩 기술에서 격자(trellis)-다이아그램으로 표기되는 RSC1-(또는 TCOD-)코더의 상태 다이아그램도 또한 R1(또는 C)의 검출을 위해서 사용될 수 있다. 4개의 셀로 이루어진 시프트 레지스터를 갖춘 RSC1-코더의 격자-다이아그램은 $M_T = 2^4$ 개의 노드를 가지며, 상기 노드는 시프트 레지스터의 가능한 상태들과 일치한다. 입력 비트(u = 0 또는 1)의 입력에 의해서 제 2 상태(m')로 변경되는 (임의의) 제 1 상태(m)는 격자-다이아그램내에서 연결 라인에 의해 상기 제 2 상태와 연결된다. 그렇게 되면 각각의 용장 부분 시퀀스(R1)는 RSC1-코더의 격자-다이아그램을 통과하는 연결 라인을 따라 형성된 특정 경로와 일치하게 된다.

코더의 상태를 설명하기 위한 격자-다이아그램은 공지되어 있기 때문에 본 명세서에서는 자세히 설명되지 않는다.

도 3은 본 발명에 따른 중첩 디코더(DEC)의 개략도를 보여준다.

먼저, DEC의 입력 및 출력이 기술된다:

DEC의 제 1 입력(I1)에는 수신 시퀀스가 인가되는데,

$E = (e_1, ..., e_K)$(7),

상기 수신 시퀀스는 출력 시퀀스(C)의 코딩된 심벌(C_1 내지 C_K)의 방해 받은 버젼인 K개의 복잡한 값의 주사값으로 이루어진다.

출력 시퀀스(C)의 구조에 상응하게 수신 시퀀스(E)는, 시퀀스(U)의 방해 받은 조직적 정보를 포함하는 조직적인 수신 시퀀스

$X = (x_1, ..., x_N)$(8), 및 용장 시퀀스(R)(소자 6 참조)의 방해 받은 용장을 포함하는 용장-수신 시퀀스

$Y = (y_1, ..., y_N)$(9)를 포함한다.

소자(5 및 6)에 따라 개별 값(y_n)이 제 1 RSC-코더(RSC1)에 의해 발생되는 용장($r_{1,n}$) 및 제 2 RSC-코더(RSC2)에 의해 발생되는 용장($r_{2,n}$)으로 교대로 되돌아가기 때문에, Y는 하기와 같이 기술될 수도 있다:

$Y = (y_{1,1}, y_{2,2}, y_{1,3}, y_{2,4}, ...)$(10). 즉, 하기와 같은 2개의 용장-수신 부분 시퀀스(Y1 및 Y2)를 갖는 Y = Y1 + Y2의 형태로 기술될 수도 있다:

$Y1 = (y_{1,1}, 0, y_{1,3}, 0, ...)$(10a)

$Y2 = (0, y_{2,2}, 0, y_{2,4}, ...)$(10b).

아래에서(도 4에서) 더 자세히 설명되는 바와 같이, 제 1 입력(I1)에 전체 입력 시퀀스(E)가 인가될 필요는 없고, 오히려 각각의 적용예에 따라 예를 들어 다만 시퀀스(X, Y1 또는 X, Y2)만 인가될 수도 있다.

DEC의 (선택적인) 제 2 입력(I2)에는, 코딩되지 않은 심벌(내지)에 대한 사전(a-priori) - 지식을 포함하는 시퀀스($L_A(U)$)가 인가될 수 있다. 상기 시퀀스($L_A(U)$)는 하기와 같이 기술될 수 있으며:

$L_A(U) = (L_A(u_1), ..., (L_A(u_N))$, 이 경우 개별 소자들은 2진의 경우에 대수 비율의 형태로 결정될 수 있다:

$$L_A(u_n) = \log\left\{\frac{P(u_n = 1)}{P(u_n = 0)}\right\} \qquad n = 1, ..., N. \quad (11)$$

상기 식에서 $P(u_n = 1)$ 및 $P(u_n = 0)$는 $u_n = 1$ 또는 0일 수 있는 확률을 표시한다. 상기 2가지 결과가 계속해서 동일한(즉, 모두에 대해 n = 1, ..., N) 가능성을 가지면, 결과적으로 예를 들어 $L_A(U) = (0, ..., 0)$가 얻어진다.

DEC의 제 1 출력(O1)에서는 제 1 신뢰성 정보가 이용된다.

조건부 확률 $P(u_n = 1 \mid E)$ 또는 $P(u_n = 0 \mid E)$는 제 1 신뢰성 정보를 이용하여, 수신 시퀀스(E)가 존재하는 조건하에서는 심벌 $u_n = 1$ 또는 0이라는 사실에 대해 지시한다. 상기 조건부 확률은 " 후속(a posteriori) 확률" 인데, 그 이유는 발생된 결과(검출된 수신 시퀀스(E))로부터 상기 결과의 기초를 이루는 코딩되지 않은 심벌(u_1 내지 u_N)의 확률이 추론되기 때문이다.

2진법의 경우에 상기 제 1 신뢰성 정보는, N개의 복잡한 값의 소자 $L(u_n)$, n = 1, ..., N로 이루어진 하기 식을 갖는 시퀀스(L_u)로 표기될 수 있다:

$$L_u = (L(u1), ..., L(uN)) \quad (12)$$

시퀀스 소자($L(u_N)$))는 하기와 같이 조건부 확률의 대수 비율로 기록될 수 있고, 입력 시퀀스(U)의 코딩되지 않은 데이터 심벌(u_1 내지 u_N)에 대한 값연속적인 후속 평가값으로서 이해될 수 있다:

$$\Lambda(u_n) = \log\left\{\frac{P(u_n = 1|E)}{P(u_n = 0|E)}\right\} \quad (13)$$

코딩되지 않은 심벌($u_1, ..., u_N$)에 대한 사전-지식($L_A(U)$)이 추가로 존재하는 경우에는, 상기 지식이 조건부 확률 $P(u_n = 1 \mid E, L_A(U))$ 또는 $P(u_n = 0 \mid E, L_A(U))$에 상응하게 상기 제 1 신뢰성 정보의 산출에 삽입될 수 있다.

DEC의 제 2 출력(O2)에서는 제 2 신뢰성 정보가 이용된다.

조건부 확률 $P(c_K = 1 \mid E)$ 또는 $P(c_K = 0 \mid E)$는 제 2 신뢰성 정보를 이용하여, 수신 시퀀스(E)가 존재하는 조건하에서는 코딩된 심벌 $c_K = 1$ 또는 0이라는 사실에 대해 지시한다. 코딩되지 않은 심벌($u_1, ..., u_N$)에 대한 사전-지식($L_A(U)$)이 추가로 존재하는 경우에는, 상응하는 조건부 확률 $P(c_K = 1 \mid E, L_A(U))$ 또는 $P(c_K = 0 \mid E, L_A(U))$도 또한 관찰될 수 있다.

2진법의 경우에 상기 제 2 신뢰성 정보는 제 1 신뢰성 정보와 유사하게, K개의 복잡한 값의 소자 $\Lambda(c_k)$, k = 1, ..., K로 이루어진 시퀀스(Λ_c)로서 나타날 수 있다:

$$\Lambda_c = (\Lambda(c1), ..., \Lambda(cK)) \quad (14)$$

시퀀스 소자($\Lambda(c_k)$)는 코딩된 데이터 심벌(c_1 내지 c_K)에 대한 후속 평가값이다. 상기 시퀀스 소자는 앞에서 언급한 표시법으로 하기와 같이 기록될 수 있다:

$$\Lambda(c_k) = \log\left\{\frac{P(c_k = 1|E)}{P(c_k = 0|E)}\right\}, \qquad k = 1, ..., K \qquad (15)$$

이미 언급한 바와 같이, 수신 시퀀스(E) 대신에 단 하나의 수신-부분 시퀀스(예컨대 X 및 Y1)도 또한 DEC의 제 1 입력(I1)에 인가될 수 있다. 이 경우, 전술한 방정식에서는 수신 시퀀스(E)가 상응하는 부분 시퀀스(X 및 Y1)로 대체되어야 한다. 또한, 통상적인 경우에 상기 제 2 신뢰성 정보가 c_k의 K개의 모든 소자에 대해 산출될 필요는 없다는 사실도 언급된다. 코드가 체계적인 경우에는 제 2 신뢰성 정보가 예를 들어 C에 포함된 용장(R)(N-소자)에 대해, 즉 $\Lambda(r_n)$에 대해 예를 들어 최대로 결정되어야 한다. 그밖에, 상기 제 1 및 제 2 신뢰성 정보가 (2진법의 경우에도) 반드시 여기에 사용된 확률의 대수 비율로서(소위 LLR-(Log-Likelihood Ratio-) 표시로서) DEC의 입력(O1 및 O2)에 사용될 필요는 없다는 것을 알 수 있다.

DEC의 (선택적인) 제 3 출력(O3)에서는 수신 시퀀스(E) 및 경우에 따라 사전-지식($L_A(U)$)을 기초로 하여, 오리지널 입력 시퀀스(U)의 값(u_n)에 대해 하기와 같이 " 강한" 평가값 Γ n= 0, 1; n = 1, ..., N의 시퀀스가 출력될 수 있다:

$$\Gamma = (\Gamma_1, ..., \Gamma_N) \quad (16)$$

디코딩을 위해서는, 어느 계산 규정에 따라 제 1 신뢰성 정보(Λ_U) 및 제 2 신뢰성 정보(Λ_C)가 발생되는지가 결정적이다.

하기에서는, 제 1 신뢰성 정보(Λ_U) 및 제 2 신뢰성 정보(Λ_C)를 결정하기 위한 본 발명에 따른 계산 규정이 기술된다:

먼저, 중첩 디코더(DEC)내에서 통상적인 방식으로, 격자-다이아그램내에서 연결 라인으로 연결된 상태 m 및 m' 사이에서 하기와 같은 미터 증가식이 산출된다:

$$\mu_n^i (E, m', m) \qquad (17)$$

상기 식에서 n은 시점을 그리고 i는 코더의 입력 시퀀스의 하나의 비트의 값(0 또는 1), 즉 $u_n = i$를 나타낸다.

상기 미터 증가식은 E 때문에 전송 채널(이동 무선 통신 채널)의 전솔 특성에 의존한다. " 기억 능력이 없는" 가우스식 전송 채널, 즉 출력 시퀀스의 연속 심벌들에 미치는 채널의 영향이 서로 무관한 소위 AWGN - (Additive White Gaussian Noise -)채널의 경우에는, 미터 증가식이 예를 들어 하기와 같은 방식으로 결정될 수 있다:

$$\mu_n^i (E, m', m) = \left\{ \frac{a_n}{\sigma^2} x_n + \frac{1}{\sigma_L^2} L_A (u_n) \right\} (2i-1) + \frac{a_n}{\sigma^2} y_{1,n} (2 r_{1,n} - 1) \qquad (18)$$

상기 식에서 σ^2는 가우스식 잡음의 가변 조건수이고, a_n은 e_n의 실제 진폭이며, σ^2_L은 외부로부터의 정보($L_A (u_n)$)의 가변 조건수이고, i는 가상의 코딩되지 않은 정보(즉, 0 또는 1)이며, $r_{1,n}$은 방정식 (2)에서 규정되어 발생된 제 1 코더의 용장이고, $y_{1,n}$은 방해 받아 수신된, 방정식 (10a)에 따른 상응하는 용장이다.

또한 전방 재귀값

$$\delta_n (m) = \max_{m' \prec m} \left\{ \mu_n^1 (E, m', m) + \delta_{n-1} (m'), \mu_n^0 (E, m', m) + \delta_{n-1} (m') \right\} \qquad (19a)$$

, 및 후방 재귀값

$$\varepsilon_n (m) = \max_{m' \succ m} \left\{ \mu_{n+1}^1 (E, m, m') + \varepsilon_{n+1} (m'), \mu_{n+1}^0 (E, m, m') + \varepsilon_{n+1} (m') \right\} \qquad (19b)$$

이 산출되며, 상기 식에서 $m' \prec m$은 격자 - 다이아그램에서 m의 선행자(상태)인 모든 m'을 포함하고, $m' \succ m$은 격자 - 다이아그램에서 m의 후임자(상태)인 모든 m'을 포함한다.

그 다음에 하기의 제 1 신뢰성 정보에 대한 평가값이 산출된다:

$$\Lambda(u_n) = \max_{m \Leftrightarrow m'} \left\{ \delta_n (m) + \mu_n^1 (E, m, m') + \varepsilon_{n+1} (m') \right\} - \max_{m \Leftrightarrow m'} \left\{ \delta_n (m) + \mu_n^0 (E, m, m') + \varepsilon_{n+1} (m') \right\} \qquad (20)$$

상기 식에서 축약어 $m \Leftrightarrow m'$는 격자 - 다이아그램내에서 유효한 전달에 속하는 모든 상태(m, m')의 집합을 나타낸다.

이어서, 제 2 신뢰성 정보(L_c)에 대한 평가값의 산출 문제로 들어간다:

여기에서 관찰되는 체계적인 코드의 경우에는 코딩된 심벌의 출력 시퀀스(C)가 (변경되지 않은) 입력 시퀀스(U) 및 "소산된" 용장 시퀀스(R)로부터 조성되기 때문에, 하기와 같은 제 2 신뢰성 정보내에 포함된 시퀀스의 산출은 L_c을 산출하기에 충분하다.

제 2 신뢰성 정보(L_R)를 위한 평가값을 본 발명에 따라 산출하는 것은, 본 발명의 제 1 관점에 따라 하기와 같이 실행될 수 있다:

$$\Lambda(r_n) = \max_{m \Leftrightarrow m'} \left\{ \delta_n(m) + \mu_n^{r_n=1}(E, m, m') + \varepsilon_{n+1}(m') \right\} - \max_{m \Leftrightarrow m'} \left\{ \delta_n(m) + \mu_n^{r_n=0}(E, m, m') + \varepsilon_{n+1}(m') \right\} \quad (21)$$

상기 식에서 r_n은 시점 n에서(즉, u_n에 의해서) 형성된, 출력 시퀀스(C)내에 있는 용장 비트이다.

본 발명의 제 2 관점에 따라, 하기의 산출 규정에 따른 제 2 신뢰성 정보가 결정된다:

$$\Lambda(r_n) = \operatorname{sign}\left(\Lambda(u_n) \cdot \Lambda(u_{n-1}) \cdot \ldots \cdot \Lambda(u_{n-L+1})\right) \max_{RPT} \left\{ \Lambda(u_n), \Lambda(u_{n-1}), \ldots, \Lambda(u_{n-L+1}) \right\} \quad (22)$$

상기 산출 규정의 기초가 되는 것은, 코딩된 (용장-)비트(r_n)가 계속해서 L개의 코딩되지 않은 비트(u_n, u_{n-1}, ..., u_{n-L+1})에 대한 총합으로서 기록될 수 있다는 사실이다. 따라서, 방정식 (22)에 따른 제 2 신뢰성 정보는 다만 제 1 신뢰성 정보의 곱 항으로부터만 산출될 수 있다. 이 경우 RTP는 선택된 코드에 의존하는 모든 "관련 곱 항"의 집합을 나타낸다.

하기에서는, 2개의 특수한 코드를 위한 집합(RPT)이 예로 설명된다:

도 2에 도시된 (비재귀성) 코더에 의해서, 재귀 깊이 L = 5의 비재귀성 코드가 형성된다. 상기 코드와 관련하여, 제 2 신뢰성 정보는 하기의 식에 의해서 결정된다:

$$\Lambda(r_n) = \operatorname{sign}\left(\Lambda(u_n) \cdot \Lambda(u_{n-4})\right) \max\left\{\Lambda(u_n), \Lambda(u_{n-4})\right\}, \quad (22a)$$

즉, 관련 곱 항의 집합(RPT)이 제 1 신뢰성 정보의 L번째 및 (L-4)번째 항을 포함하는데, 그 이유는 하나의 코딩된 비트(r_n)가 코딩되지 않은 비트(u_n 및 u_{n-4})의 총합으로서 기록될 수 있기 때문이다.

도 2에 도시된 재귀성 중첩 코더(RSC1)(재귀 깊이는 마찬가지로 L = 5)에 대해서는, 제 2 신뢰성 정보가 재귀 방식으로 하기 식에 따라 결정되는데,

$$\Lambda(r_n) = \operatorname{sign}\left(\Lambda(a_n) \cdot \Lambda(a_{n-4})\right) \max\left\{\Lambda(a_n), \Lambda(a_{n-4})\right\}$$

재귀 과정에 의해서

$$\Lambda(a_n) = \operatorname{sign}\left(\Lambda(u_n) \cdot \Lambda(a_{n-1}) \cdot \ldots \cdot \Lambda(a_{n-4})\right) \max\left\{\Lambda(u_n), \Lambda(a_{n-1}), \ldots, \Lambda(a_{n-4})\right\}, \quad (22b)$$

그 이유는 하나의 코딩된 비트(r_n)(방정식 (2)의 표기에서는 비트($r_{1,n}$))와 일치함)가 시프트 레지스터의 상태(a_n 및 a_{n-4})의 총합으로서 기록될 수 있기 때문이다.

도 4는 본 발명에 따라 2개의 중첩 디코더(DEC1, DEC2)를 포함하는 터보-디코더(TDEC)의 블록 다이아그램을 보여준다.

하나의 디멀티플렉서(DMUX)내에서는 수신 시퀀스(E)가 개별 수신 시퀀스 X(체계적인 정보), Y1(RSC1의 용장) 및 Y2(RSC2의 용장)로 분리된다.

시퀀스 X 및 Y1은 제 1 중첩 디코더(DEC1)의 제 1 입력(I1)에 제공된다. 상기 중첩 디코더(DEC1)는 실제로 도 3에 도시된 중첩 디코더(DEC)와 일치하며, 이 경우 제 1 입력(I1)은 앞에 접속된 디멀티플렉서(DMUX) 때문에 전체 수신 시퀀스(E)가 아니라 다만 (이미 분리된) 부분 시퀀스(X 및 Y1)만을 수신한다.

제 1 중첩 디코더(DEC1)의 제 2 입력(I2)에는 외부로부터의 정보($L_A(U)$)가 인가되는데, 상기 정보는 다만 수신 시퀀스(U)에만 의존하고 제 2 중첩 디코더(DEC2)로부터 출력되는 제 1 신뢰성 정보로 되돌아간다.

제 1 중첩 디코더(DEC1)로부터 형성된, 예를 들어 방정식 (20)에 따라 산출된 제 1 신뢰성 정보는 $\lambda 1_u$로 표기되고 DEC1의 제 1 출력(O1)에서 이용된다. 제 1 중첩 디코더(DEC1)로부터 형성된 제 2 신뢰성 정보는 $\lambda 1_c$로 표기되고, 방정식 (21) 또는 (22)(또는 방정식 (22a, b))에 따라 본 발명에 따라 산출되어 DEC1의 출력(O2)에서 이용된다.

제 1 신뢰성 정보($\lambda 1_u$)는 가산기(AD1) 및 삽입부(IL1)를 통해 제 2 중첩 디코더(DEC2)의 제 2 입력(I2)에 외부 정보로서 입력되며, 상기 가산기의 다른 반전 가산 과정은 $L_A(U)$와 연결된다. 제 2 디코더(DEC2)의 제 1 입력(I1)에는 수신-용장-부분 시퀀스(Y2) 및 경우에 따라서는 사전에 삽입부(IL2)내에 삽입된 체계적인 수신 시퀀스(X)가 인가된다.

제 2 중첩 디코더(DEC2)로부터 형성된 제 1 신뢰성 정보는 예를 들어 방정식 (20)에 따라 산출되어 $\lambda 2_u$로 표기되고 DEC2의 제 1 출력(O1)에서 이용된다. 제 2 중첩 디코더(DEC2)로부터 형성된 제 2 신뢰성 정보는 $\lambda 2_c$로 표기되고, 방정식 (21) 또는 (22)(또는 방정식 (22a, b))에 따라 본 발명에 따라 산출되어 DEC2의 출력(O2)에서 이용된다.

DEC2의 제 1 신뢰성 정보($\lambda 2_u$)는 가산기(AD2)에 입력되며, 상기 가산기의 다른 반전 입력은 제 2 중첩 디코더(DEC2)의 제 2 입력(I2)과 연결된다. 가산기(AD2)의 출력측은 해체부(DIL1)의 입력과 연결되고, 상기 해체부의 출력은 이미 언급한 외부 정보($L_A(U)$)를 제 1 중첩 디코더(DEC1)를 위해서 제공한다.

DEC2의 제 1 신뢰성 정보($\lambda 2_u$)는 또한 입력 시퀀스(U)를 위한 일련의 평가값($\hat{u} = (\hat{u}_1, ..., \hat{u}_N)$)을 검출하기 위해서 사용된다. 이 목적을 위해 $\lambda 2_u$는 임계값 로직(TL)에 제공되며, 상기 로직은 $\lambda 2_u(u_n) \leq 0$인 경우에는 $\hat{u}_n = 0$을 결정하고, $\lambda 2_u(u_n) > 0$인 경우에는 $\hat{u}_n = 1$을 결정한다.

임계값 로직(TL)의 출력은 해체부(DIL2)와 연결되고, 상기 해체부는 시퀀스($\hat{u}$)를 올바른 심벌 시퀀스로 송출한다.

본 발명에 따라 검출된 제 2 신뢰성 정보(λ_{1c} 및 λ_{2c})는, " 터보-정류" 를 가능하게 할 목적으로 외부 데이터(ED)로 이루어진 조합 신뢰성 정보를 검출하기 위해 사용된다. 터보-정류는, 도 4에 도시된 터보-디코더(TDEC)를 갖는 정류기의 반복 조합에 의해서 달성될 수 있다(도 5 참조).

ED를 검출하기 위해서 $L_A(U)$, λ_{1c} 및 λ_{2c} 가 각각 가산기(AD3, AD4 또는 AD5)에 제공되며, 상기 가산기의 각각 다른 반전 입력은 X, Y1 또는 Y2와 연결된다. 상기 가산기(AD3, AD4 또는 AD5)의 출력은 로직단(C)에서 적합하게 조합되며, 이 때 외부 데이터(ED)가 형성된다.

도 5는, 터보-정류를 실현하는 수신기(TEQU)의 구조를 개략적으로 보여준다. (하나의 채널 평가 장치 및 하나의 데이터 검출기로 이루어진) 최적의 정류기(EQU)는 제 1 입력에서 오리지널 수신 데이터($\tilde{E}$)를 수신하며, 상기 수신 데이터는 HF-수신기의 도시되지 않은 복조기단(믹서, A/D-변환기, 필터)으로부터 출력된다. 정류기(EQU)는, 상기 정류기에 공지되어 있고 송출 신호내에 있는 트레이닝 시퀀스를 참조하여 이동 무선 통신 채널의 실제 채널 전송 파라미터(채널 펄스 응답)를 검출하고, 검출된 실제 채널 전송 파라미터를 이용하여 오리지널 수신 시퀀스($\tilde{E}$)의 (상기 시점에서 아직 삽입되어 있는) 심벌의 데이터 검출을 실행한다.

정류기(EQU)로부터 출력된 데이터는 가산기(AD6)의 제 1 입력에 제공되고, 상기 가산기의 출력은 블록 해체부(BDIL)의 입력과 연결된다. 상기 블록 해체부(BDIL)의 출력에는 출력 시퀀스(C)의 재구성된 심벌, 즉 수신 시퀀스(E)가 존재한다. 상기 심벌은 이미 기술된 바와 같이 터보-디코더(TDEC)에 제공된다.

터보-디코더(TDEC)로부터 형성된 외부 데이터(ED)는 블록 삽입부(BIL)를 통해 가산기(AD6)의 제 2 입력에 및 외부 정보를 위해 결정된 정류기(EQU)의 입력에 역결합된다. 제 2 신뢰성 정보를 산출할 때 소요되는 적은 계산 비용은, 적절한 시간에 정류가 반복적으로 실행될 수 있도록 해준다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

- 수신된 코딩 심벌($e_1, e_2, ..., e_K$)의 시퀀스(E)를 수용하는 단계,

- 상기 수신된 코딩 심벌($e_1, e_2, ..., e_K$)의 시퀀스(E)가 존재한다는 조건하에서, 코딩되지 않은 심벌($u_1, u_2, ..., u_N$)의 시퀀스(U)의 코딩되지 않은 n-번째 관련 심벌(u_n)이 심벌 세트의 값 i와 같을 수 있는 확률을 기술하는 코딩되지 않은 심벌(u_n)을 위해 제 1 신뢰성 정보($\lambda_U(u_n)$)를 산출하는 단계, 및

- 상기 수신된 코딩 심벌($e_1, e_2, ..., e_K$)의 시퀀스(E)가 존재한다는 조건하에서, 코딩된 심벌의 시퀀스(C)의 코딩된 k-번째 관련 심벌(c_k)이 심벌 세트의 값 i와 같을 수 있는 확률을 기술하는 코딩된 심벌(c_k)을 위해 제 2 신뢰성 정보($\lambda_C(c_k)$)를 산출하는 단계를 포함하고,

상기 제 2 신뢰성 정보를 산출하기 위해서 먼저, 코딩 프로세스에서 사용되는 코더(TCOD)의 상태(m, m') 사이에서의 유효한 전이와 관련하여 미터 증가식($\mu_n^i(E, m, m')$), 전방 재귀값($\delta_n(m)$) 및 후방 재귀값($\varepsilon_{n+1}(m')$)을 산출하며,

용장(R1, R2; R)을 부가함으로써 상기 코딩되지 않은 심벌(u_1, u_2, ..., u_N)의 시퀀스(U)로부터 코딩된 심벌(c_1, c_2, ..., c_K)의 시퀀스(C)를 형성하는 코딩 프로세스가 그 기초가 되는, 중첩 코드의 디코딩 방법에 있어서,

코더(TCOD)의 상태(m, m') 사이에서 이루어지는 유효한 전이를 통해 하기 식에 따른 식의 최대값을 검출함으로써, 심벌 세트로부터 모든 i에 대해 각각 제 2 신뢰성 정보($\mathcal{L}_C(c_K)$)를 산출하며,

$$\left\{\delta_n(m) + \mu_n^{c_{K(n)}=i}(E, m, m') + \varepsilon_{n+1}(m')\right\}$$

상기 식에서 $c_{K(n)}$ 는 코딩되지 않은 n-번째 심벌(U_n)로부터 형성되는 코딩된 심벌(c_K)인 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 2.

- 수신된 코딩 심벌(e_1, e_2, ..., e_K)의 시퀀스(E)를 수용하는 단계,

- 상기 수신된 코딩 심벌의 시퀀스(E)가 존재한다는 조건하에서, 코딩되지 않은 심벌의 시퀀스(U)의 코딩되지 않은 n-번째 관련 심벌(u_n)이 심벌 세트의 값 i와 같을 수 있는 확률을 기술하는 코딩되지 않은 심벌(u_n)을 위해 제 1 신뢰성 정보($\mathcal{L}_U(u_n)$)를 산출하는 단계, 및

- 상기 수신된 코딩 심벌(e_1, e_2, ..., e_K)의 시퀀스(E)가 존재한다는 조건하에서, 코딩된 심벌의 시퀀스(C)의 코딩된 k-번째 관련 심벌(c_k)이 심벌 세트의 값 i와 같을 수 있는 확률을 기술하는 코딩된 심벌(c_k)을 위해 제 2 신뢰성 정보($\mathcal{L}_C(c_k)$)를 산출하는 단계를 포함하며,

용장(R1, R2; R)을 부가함으로써 상기 코딩되지 않은 심벌(u_1, u_2, ..., u_N)의 시퀀스(U)로부터 코딩된 심벌(c_1, c_2, ..., c_K)의 시퀀스(C)를 형성하는 코딩 프로세스가 그 기초가 되는, 중첩 코드의 디코딩 방법에 있어서,

제 1 신뢰성 정보($\mathcal{L}_U(u_n)$)의 코드에 의존하는 곱 항의 최대값을 검출하여 제 2 신뢰성 정보($\mathcal{L}_C(c_k)$)를 결정하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 3.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

- 상기 제 1 신뢰성 정보를 산출하기 위해서 먼저, 코딩 프로세스에서 사용되는 코더(TCOD)의 상태(m, m') 사이에서의 유효한 전이와 관련하여 미터 증가식($\mu_n^i(E, m, m')$), 전방 재귀값($\delta_n(m)$) 및 후방 재귀값($\varepsilon_{n+1}(m')$)을 산출하며,

- 하기 식에 따른 식의 최대값을 검출하여 제 1 신뢰성 정보를 결정하며,

$$\{\varepsilon_n(m) + \mu_n^i(E, m, m') + \varepsilon_{n+1}(m')\}$$

상기 식에서 i는 코딩되지 않은 n-번째 심벌(u_n)의 값인 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 4.

제 1 항 내지 제 3 항 중 어느 한 항에 있어서,

- 코딩되지 않은 심벌($u_1, u_2, ..., u_N$)의 시퀀스(U)에 대한 사전-지식($L_A(U)$)이 존재하며,

- 상기 사전-지식($L_A(U)$)을 제 1 및/또는 제 2 신뢰성 정보(Γ_u; Γ_c)를 검출하기 위해 이용하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 5.

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

코딩된 심벌($c_1, c_2, ..., c_K$)의 시퀀스(C)는 코딩되지 않은 심벌($u_1, u_2, ..., u_N$)의 시퀀스(U)를 포함하는 시퀀스인 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 6.

- 수신된 코딩 심벌($e_1, e_2, ..., e_K$)의 시퀀스(E)를 수용하기 위한 제 1 입력(I1),

- 제 1 신뢰성 정보($\Gamma_U(u_n)$)를 출력하기 위한 제 1 출력(O1), 및

- 제 2 신뢰성 정보($\Gamma_C(c_k)$)를 출력하기 위한 제 2 출력(O2)을 포함하는 중첩 디코더에 있어서,

상기 제 2 신뢰성 정보($\Gamma_C(c_k)$)는 전술한 항들 중 어느 한 항에 따라 산출되는 것을 특징으로 하는 중첩 디코더.

청구항 7.

제 6 항에 있어서,

중첩 디코더(DEC; DEC1, DEC2)가 제 3 출력(O3)을 가지며, 상기 중첩 디코더는 코딩되지 않은 개별 심벌($u_1, u_2, ..., u_N$)과 관련하여, 심벌 세트로부터 출력되는 코딩되지 않은 심벌($u_1, u_2, ..., u_N$)을 위해 평가된 값($\Delta_1, ..., \Delta_N$)을 상기 제 3 출력(O3)에서 이용하는 것을 특징으로 하는 중첩 디코더.

청구항 8.

제 1 및 제 2 중첩 디코더(DEC1; DEC2)를 포함하고, 상기 2개의 디코더가 제 2 신뢰성 정보($\not 1_C(c_k)$, $\not 2_C(c_k)$)를 형성하며, 상기 2개 디코더 중에서 적어도 하나의 디코더는 제 6항 또는 7항에 따라 형성된 터보-디코더에 있어서,

- 상기 제 1 중첩 디코더(DEC1)의 제 1 신뢰성 정보($\not 1_U(u_n)$)는 코딩되지 않은 심벌($u_1, u_2, ..., u_N$)의 시퀀스(U)를 통해 사전-지식으로서 제 2 중첩 디코더(DEC2)에 제공되고,

- 상기 제 2 중첩 디코더(DEC2)의 제 2 신뢰성 정보($\not 2_U(u_n)$)는 코딩되지 않은 심벌($u_1, u_2, ..., u_N$)의 시퀀스(U)를 통해 사전-지식으로서 제 1 중첩 디코더(DEC1)에 제공되며,

- 상기 제 1 중첩 디코더(DEC1) 및 제 2 중첩 디코더(DEC2)의 제 2 신뢰성 정보($\not 1_c$; $\not 2_c$)는 로직단(C)내에서 하나의 조합 신뢰성 정보(ED)로 조합되는 것을 특징으로 하는 터보-디코더.

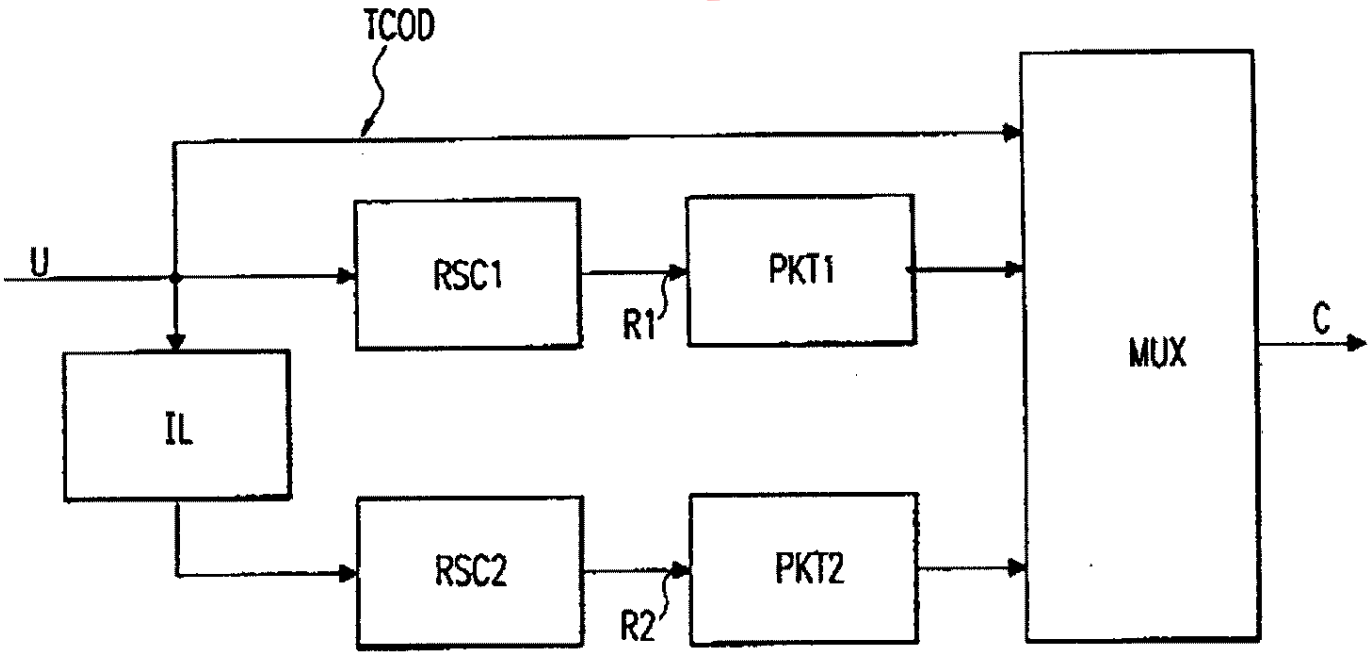
청구항 9.

제 8 항에 따른 터보-디코더를 갖춘 수신기에 있어서,

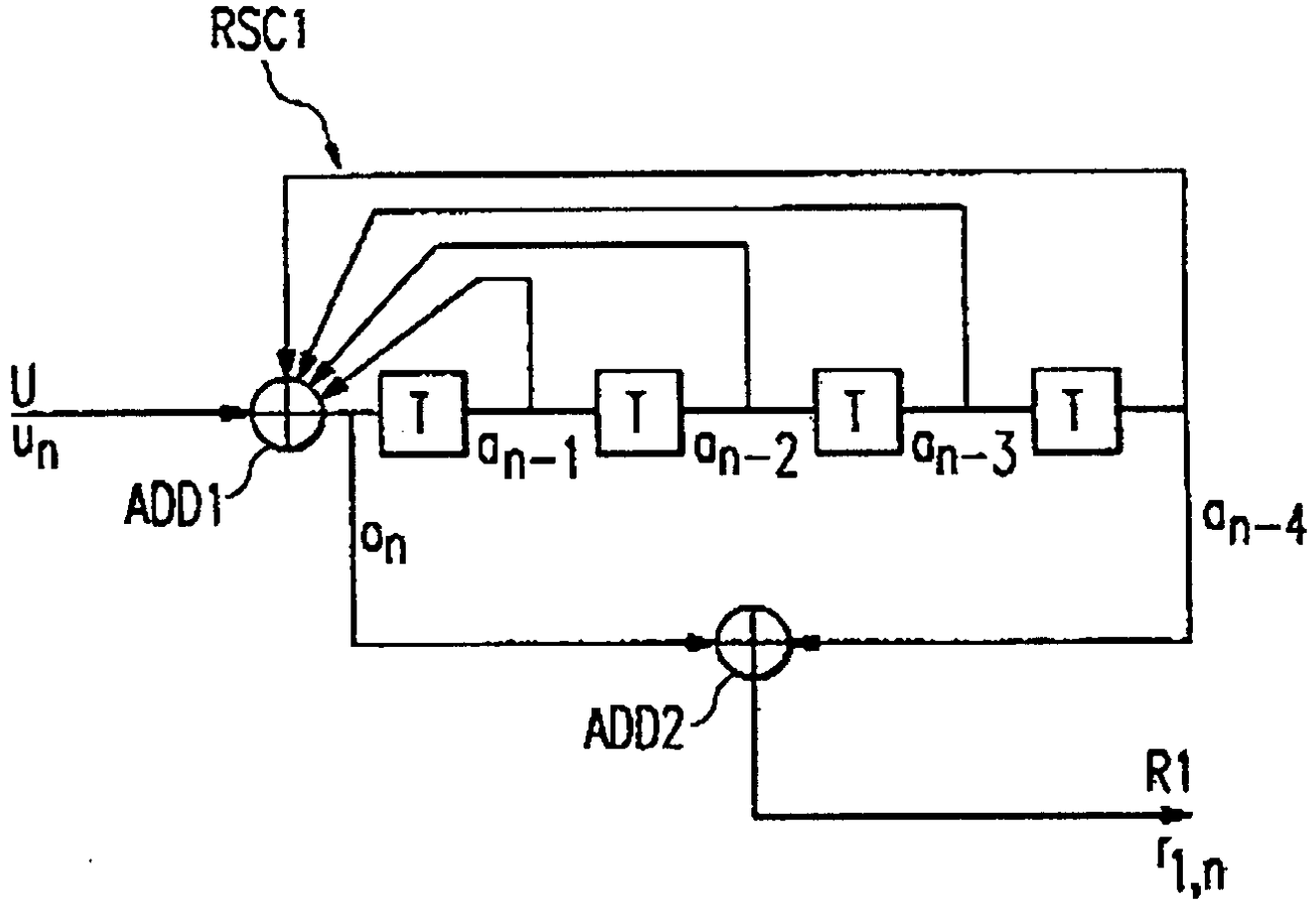
상기 터보-디코더(TDEC)는, 조합된 상기 신뢰성 정보(ED)가 정류기(EQU)의 한 입력에 제공되도록 정류기(EQU)와 역결합 방식으로 접속되는 것을 특징으로 하는 수신기.

도면

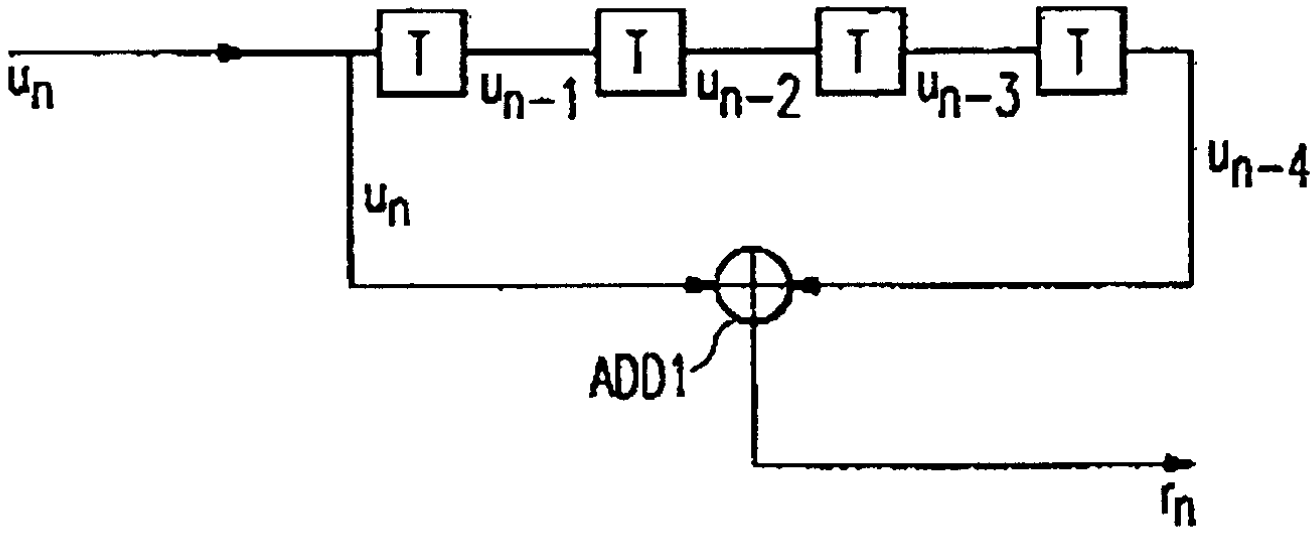
도면 1



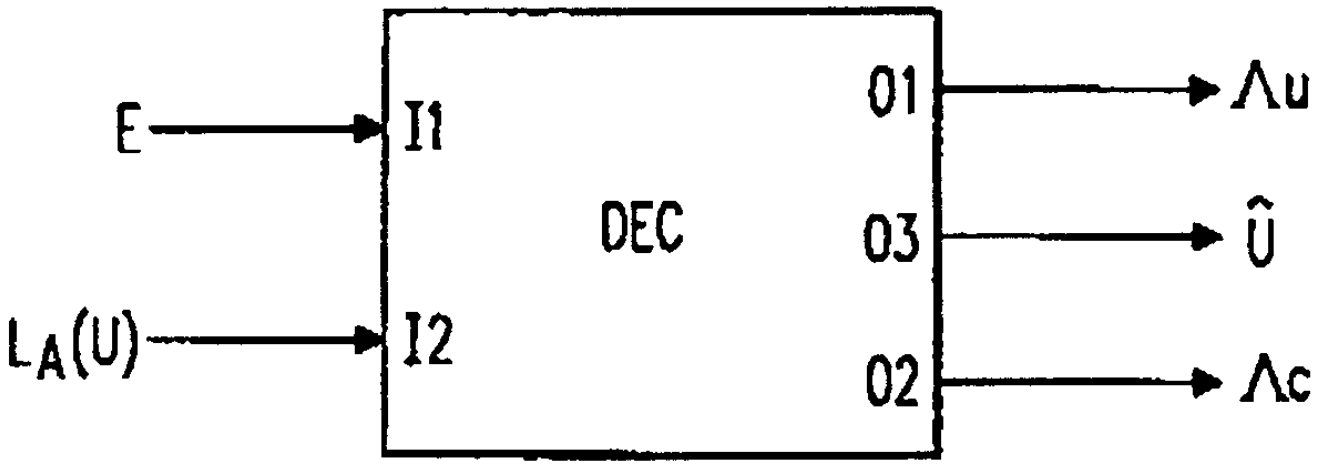
도면 2


RSC1
U
u_n
ADD1
T
a_{n-1}
T
a_{n-2}
T
a_{n-3}
T
a_{n-4}
a_n
ADD2
R1
$r_{1,n}$

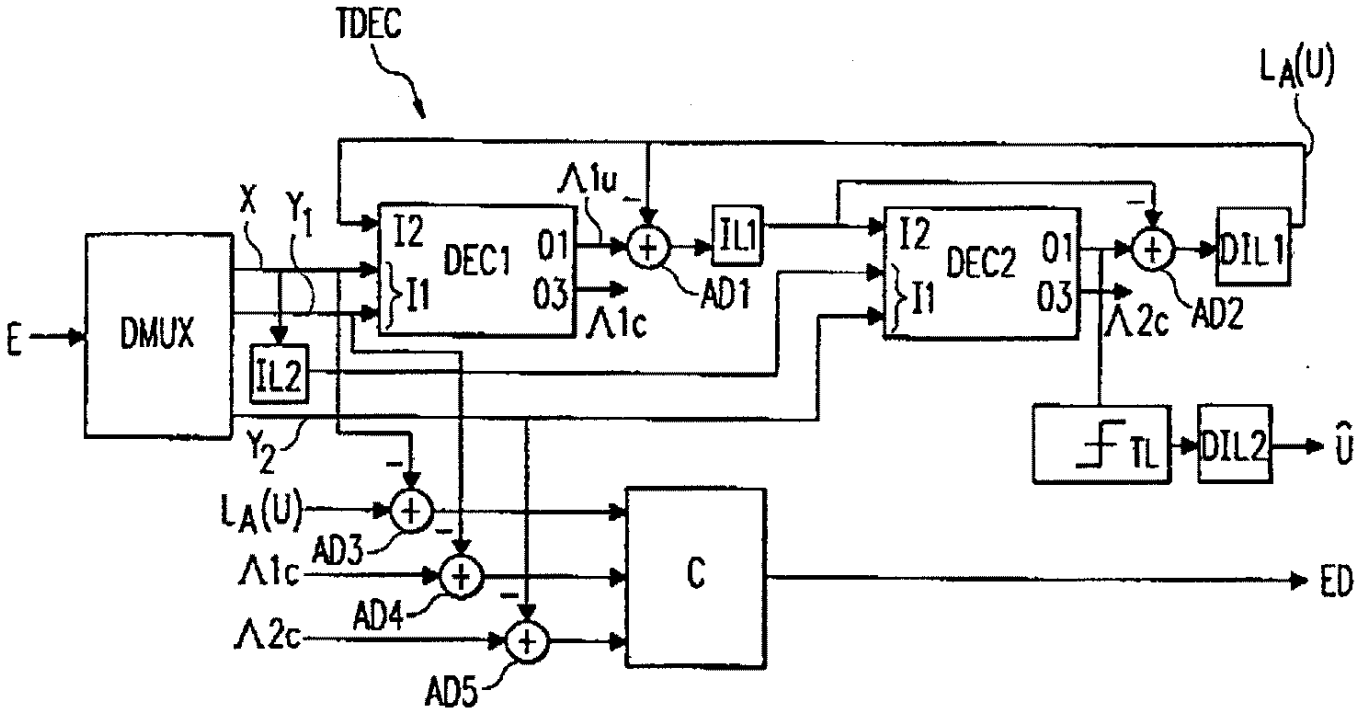
도면 2a


u_n
T
u_{n-1}
T
u_{n-2}
T
u_{n-3}
T
u_{n-4}
u_n
ADD1
r_n

도면 3


E
I1
DEC
O1
Λu
LA(U)
I2
O3
Û
O2
Λc

도면 4


TDEC
LA(U)
X
Y1
Λ1u
I2
DEC1
O1
O3
I1
IL1
AD1
Λ1c
I2
DEC2
O1
O3
I1
DIL1
AD2
Λ2c
E
DMUX
IL2
Y2
TL
DIL2
Û
LA(U)
AD3
Λ1c
AD4
Λ2c
AD5
C
ED

도면 5