

트렐리스 부호화된 CPFSK의 적응 수신기

An Adaptive Receiver Using Reduced-state Sequence Detection for the Trellis-coded CPFSK

송 형 규

Hyoung-Kyu Song

요 약

본 논문에서는 이동 위성 채널에서 트렐리스 부호화된 CPFSK 신호를 검파하는데 있어서 최적의 수신 방식인 MLSD 대신에 복잡도를 크게 줄이면서 MLSD와 거의 같은 성능을 얻는 적응 RSSD 수신 방식을 제안한다. 제안된 RSSD를 시변 채널인 이동 위성 채널에 적용하기 위해서는 채널의 상태를 추정해야 하는 문제가 발생하며, 본 논문에서는 채널의 특성을 추정하는 방법으로 steepest descent 알고리즘을 이용하며, 보다 효율적인 채널 추정을 위해 symbol-aided 방법이 사용된다. symbol-aided 방법은 신뢰성 있는 채널 추정을 위하여 송신단에서는 주기적으로 알고 있는 심볼을 삽입한 후에, 수신단에서는 알고 있는 심볼이 수신되면 비터버 프로세서는 임시 데이터 결정을 하여 채널 추정기로 보내는 방법이다. 이러한 임시 데이터 결정 방법을 사용한 채널 추정기는 긴 결정 지연 시간을 이용한 방법보다도 이동 위성 채널에서 빠르고 신뢰성 있게 채널을 추정한다. 본 논문에서 제안한 적응 RSSD 수신 방식은 적응 MLSD에 대한 준최적 수신 방식임에도 불구하고 복잡도를 크게 줄이면서 이동 위성 채널을 빠르고 신뢰성 있게 추적한다.

Abstract

In this paper, an adaptive RSSD(reduced-state sequence detection) receiver is proposed for the purpose of reducing the complexity and decision delay of the adaptive MLSD(maximum-likelihood sequence detection) receiver in the mobile satellite channel. The RSSD receiver reconstructs the trellis with a reduced number of states. The performance degradation due to the reduced states is compensated by modifying the branch metric calculation which uses the symbols in each path memory to estimate the residual ISI(intersymbol interference) terms. The structure of the proposed adaptive RSSD is a modified RSSD utilizing a per-survivor processing as well as the symbol-aided method and a channel estimation using the tentative data sequences. The complexity and performance of the proposed adaptive RSSD are controlled by the number of system states and ISI cancelers and the inserting period of the known symbols. In spite of a suboptimal alternative receiver compared to the adaptive MLSD receiver, the proposed adaptive RSSD receiver is able to reduce the complexity significantly and track the time-varying channel fast and reliably.

전자부품종합기술연구소 (Korea Electronics Technology Institute)

· 논문 번호 : 980629-060

· 수정완료일자 : 1998년 9월 2일

I. 서론

디지털 통신 시스템의 대역 제한된 채널에서는 채널의 비이상적인 특성으로 인하여 심볼 상호간에 간섭을 일으켜 고속 데이터 전송에 장애가 된다. 이런 채널에서는 심볼 상호간의 간섭에 의한 신호 왜곡을 줄이는 기법이 필요하다. 이러한 기법은 심볼 선형 등화와 심볼 시퀀스 추정 방식으로 크게 나눌 수 있는데, 비터비 알고리즘으로 구현되는 최대 확률론적 시퀀스 추정 방식이 심볼 선형 등화 방식에 비해 월등한 성능을 보인다. 그러나, 최대 확률론적 시퀀스 추정 방식은 전송 신호 집합의 크기에 채널 임펄스 응답 길이의 지수승으로 복잡성이 증가한다는 단점을 갖고 있다.

최대 확률론적 시퀀스 추정 방식을 실제로 응용하기 위한 방법으로서 채널의 임펄스 응답 길이를 줄이는 기법이 도입되기도 했지만, 이는 대역폭 효율을 위해 전송 신호 집합의 크기를 증가시키면 별로 효율적이지 못하다는 문제를 안고 있다. 채널의 임펄스 응답 길이를 줄여 최대 확률론적 시퀀스 추정 방식의 복잡성을 줄이는 기법 이외에 대역폭 효율적인 변조 방식인 CPM(continuous phase modulation) 등에서도 효과적으로 상태수를 줄이는 방법이 제시되었다. 심볼 부집합 트렐리스를 이용한 방법은 최대 확률론적 시퀀스 추정 방식의 성능을 거의 얻으면서 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 심볼 부집합 트렐리스는 전송 심볼이 아니라 전송 심볼이 속한 부집합으로 이루어진 상태를 이용하여 만들어진다. 따라서 최대 확률론적 시퀀스 추정 방식에서 결정되는 상태수보다 적은 상태수로 부호 과정이 이루어진다. 이 부집합 트렐리스 구성의 원리는 최대 확률론적 시퀀스 추정 방식의 각 트렐리스 상태에 Ungerboeck의 신호 집합 분할 규칙을 도입한 것이다. 이렇게 구성된 부집합 트렐리스에 비터비 알고리즘을 이용하여 상태를 추정해 나간다^{[1]-[3]}.

RSSD 방식에서는 트렐리스 다이어그램 자체에 ISI 특성의 일부분을 표현함으로써 트렐리스의 상태를 축약시킨다. 그런 후에 비터비 알고리즘은 생존 경로를 통한 ISI 제거 방법으로 잔여 ISI 성분의 영향을 고려한 축약된 트렐리스 다이어그램에 적용한다. 또한 본 논문에서는 잔여 ISI 제거기의 수를 줄임으로써 RSSD 수신기 자체의 복잡도를 줄이는 기법을 제안한다^{[4]-[6]}.

제안한 RSSD를 위성 이동 통신 채널과 결합하기 위하여 채널의 상태를 추정해야 하는 문제가 발생한다. 즉, RSSD의 브랜치 메트릭을 구하기 위해서는 들어온 수신값이 어떤 채널에 의하여 왜곡되었는지를 알아야 한다. 이를 위해서 채널의 이산 시간 계수값을 추정해야 한다. 채널 추정을 효율적으로 하기 위하여 symbol-aided 방법이 연구되어 오고 있다^[7]. 본 논문에서는 채널을 추정하는 방법으로 LMS(least mean squared) 알고리즘과 symbol-aided 방법을 함께 사용한다.

논문의 구성으로 제2절에서는 CPM(continuous phase modulation)의 한 종류인 CPFSK(continuous phase frequency shift keying)와 트렐리스 부호화기를 하나의 부호화기로 결합시키기 위하여 분할 기법에 대하여 논의한다. 제3절에서는 이동 위성 채널 환경하에서 본 논문에서 제안한 적응 RSSD 수신 방식의 구조와 동작을 기술하고, 제4절에서는 제안한 알고리즘을 시뮬레이션을 통하여 결과를 분석하고, 제5절에서 결론을 맺는다.

II. 전송 신호 모델링

통신 시스템에 있어서 주파수 대역폭과 전력은 고려해야 할 중요한 요소이므로 시스템의 설계시 이들을 최대한 이용할 수 있는 변복조 시스템이 요구된다. 대역폭의 효율을 높이기 위하여 M-ary PSK(phase shift keying), M-ary QAM(quadrature amplitude modulation), CPM 등과 같은 변조 기법에 대한 연구가 진행되어 왔고, 전력 효율을 크

계 하기 위하여 채널 부호화 기법을 사용하여 전력 이득을 얻는 방법에 대한 연구가 진행되어 왔다. 그러나 부호화와 변조를 독립적인 단위로 취급하여 시스템을 설계할 경우 채널 부호화로 인한 대역폭의 증가를 피할 수 없게 된다. 이를 해결하기 위한 방법으로 채널 부호화와 변조를 하나로 결합하여 채널 부호화로 인한 대역폭의 증가없이 전력 효율을 향상시키는 기법인 TCM(trellis coded modulation) 이 Ungerboeck에 의하여 제안되었다. TCM은 대역폭 및 전력 효율을 동시에 높일 수 있는 장점 때문에, 전화 회선을 이용하는 통신 채널에서 모뎀 기술로 이미 사용 또는 정착되고 있으며, 이동 통신 서비스 등에 TCM을 적용하는 연구가 활발히 진행되고 있다. 지금까지 TCM에 대한 연구는 주로 PSK와 QAM을 변조 기법으로 사용하는 것에 집중되어 왔다. 그러나 이 방식들은 비선형 필터와 대역폭이 제한된 채널을 통과한 후에 신호 진폭의 변동이 있고, 위상의 급작스러운 변화로 전력 스펙트럼의 사이드로브가 커지기 때문에 수신기에서 복조할 때 신호 상호간에 간섭이 커지는 결과를 초래한다. 이를 해결하기 위한 방법으로 트렐리스 부호화된 CPM에 대한 연구가 정진폭 특성과 스펙트럼의 사이드로브가 작다는 장점으로 인하여 비선형 채널과 높은 대역폭 효율을 요구하는 채널에서 활발하게 진행되고 있다. 본 논문에서는 CPM의 한 종류인 CPFSK를 고려한다.

M-ary CPFSK 변조기의 출력 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$s(t, \mathbf{a}) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \theta(t, \mathbf{a}) + \theta_0), \\ t \geq 0 \end{cases} \quad (1)$$

여기에서 E는 심볼 에너지이고, T는 심볼 구간이며, f_0 는 캐리어 주파수이고, θ_0 는 초기 위상이다. 실제로 전송되는 정보는 다음의 위상에 포함된다.

$$\theta(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{i=0}^{\infty} a_i f(t - iT), \quad t \geq 0 \quad (2)$$

여기에서 h는 변조지수이다. 이 파라미터가 유리수이면 CPFSK의 상태수는 유한하다. 따라서 보통 h를 다음과 같이 정의한다.

$$h = \frac{K}{P} \quad (3)$$

여기서 P와 K는 서로 소인 정수이다. 그렇지 않으면 CPFSK는 무한한 복잡도를 갖는다. 정보 시퀀스

$$\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots),$$

$$\begin{cases} a_i \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm M-1\}, & M \text{ even}, \quad i \geq 0 \\ a_i \in \{0, \pm 2, \dots, \pm M-1\}, & M \text{ odd}, \quad i \geq 0 \end{cases} \quad (4)$$

는 M-ary 시퀀스이다.

함수 $f(t)$ 는 CPFSK의 위상 응답이며, 다음과 같이 주어진다.

$$f(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \\ t/2T, & 0 < t \leq T \\ 1/2, & t > T \end{cases} \quad (5)$$

트렐리스 상에서 최소의 상태수를 갖는 변조기를 구현하기 위하여 다음과 같은 새로운 변수를 도입한다.

$$f_1 = f_0 - \frac{(M-1)h}{2T} \quad (6)$$

따라서 신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$s(t, \mathbf{U}) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t + \Psi(t, \mathbf{U}) + \theta_0) \quad (7)$$

여기서

$$\Psi(t, \mathbf{U}) = 4\pi h \sum_{i=0}^{\infty} U_i f(t - iT), \quad t \geq 0$$

이고, $U_i = \frac{(\alpha_i + (M-1))}{2}$ 이다.

정보 시퀀스 $\mathbf{U} = (U_0, U_1, \dots)$, $U_i \in \{0, 1, \dots, (M-1)\}$ 은 M-ary 시퀀스이다. CPFSK의 전송 신호인 식 (7)은 그림 1과 같이 CPE(continuous phase encoder)와 MM(memoryless modulator)으로 구성된 시스템으로 볼 수 있다. MM 입력의 합수로써 n번째 신호에 대한 CPFSK의 physical tilted-phase는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{\Psi}(t, \mathbf{U}) &= R_{2\pi}[\Psi(t, \mathbf{U})] \\ &= R_{2\pi} \left[\frac{2\pi K}{P} \left(X_{2,n} + X_{1,n} \frac{(t-nT)}{T} \right) \right] \\ &, nT \leq t \leq (n+1)T \end{aligned} \quad (8)$$

여기서

$$X_{1,n} = U_n \quad (9)$$

$$X_{2,n} = V_n \quad (10)$$

$$V_n = R_p \left[\sum_{i=0}^{n-1} U_i \right]. \quad (11)$$

V_n 은 부호화기의 상태이며 R_p 는 모듈로-p 연산자이다. 식 (8)~(11)을 살펴보면 다음과 같은 사실을 알 수 있다. n번째 심볼 구간에 대하여 physical tilted-phase의 초기값은 CPE의 상태 V_n 에 비례하는 한편, physical tilted-phase의 기울기

는 현재의 CPE 입력 U_n 에 비례한다는 것을 알 수 있다.

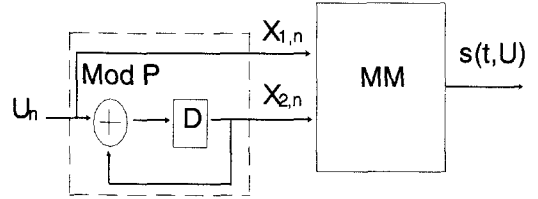


그림 1. CPE와 MM으로 CPFSK 신호 분리

그림 1의 CPE는 외부의 컨벌루션 부호화기와 자연스러운 방법으로 결합될 수 없다. $r = (\log_2 M - 1) / \log_2 M$ 를 가진 CE(convolutional encoder)와 그림 1에 나타난 CPFSK 시스템과 결합하기 위하여 CE 출력을 M-ary alphabet으로 바꾸기 위하여 CE와 CPE 사이에 매퍼를 필요로 한다. CE와 CPE가 같은 대수적인 구조를 가지고 있어서 결합한 후에도 같은 구조를 유지할 수 있도록 CE와 CPE간의 결합이 자연스럽게 되도록 설계하자. M-ary 입력 시퀀스 $\{U_n\}$ 과 M-ary 출력 시퀀스 $\{U'_n\}$ 을 갖는 선형 시스템을 생각하면 다음과 같다.

$$U'_n = R_M [U_n - R_p [U_{n-1}]] \quad (12)$$

또한 역 동작은 다음과 같이 주어진다.

$$U_n = R_M [U'_n + R_p [U_{n-1}]] \quad (13)$$

부호화기와 스크램블러의 결합은 동등한 부호화기를 얻는다. 스크램블러의 출력 U'_n 을 식 (9)와 (10)을 전달 함수로 갖는 CPE의 입력으로 가하면, 다음의 새로운 입/출력 관계를 얻는다.

$$X_{1,n} = U'_n = R_M [U_n - R_p [U_{n-1}]] \quad (14)$$

$$X_{2,n} = R_p \left[\sum_{i=0}^{n-1} U_i' \right] = R_p [U_{n-1}] \quad (15)$$

식 (14)와 (15)를 전달 함수로 갖는 부호화기를 그림 2에 나타내었다. 그림 2에서 점선으로 이루어진 박스에 의해 수행되는 메모리 없는 매핑은 MM으로 합쳐질 수 있다. 이것을 MMM(mapped memoryless modulator)이라 부른다.

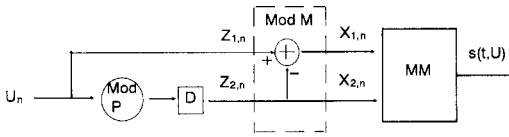


그림 2. 등가의 CPE와 MM

MMM에 대한 입력은

$$Z_n = (Z_{1,n}, Z_{2,n}) \quad (16)$$

이다. 그림 2로부터 $X_{1,n}$ 과 $X_{2,n}$ 을 유도할 수 있다.

$$X_{1,n} = R_M [Z_{1,n} - Z_{2,n}] \quad (17)$$

$$X_{2,n} = Z_{2,n} \quad (18)$$

따라서 Z_n 의 함수로써 n 번째 구간에서 physical tilted-phase를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}(t, U) = R_{2\pi} \left[\frac{2\pi k}{p} (Z_{2,n} + R_M [Z_{1,n} \right. \\ \left. - Z_{2,n}] \frac{(t-nT)}{T}) \right] \\ , nT \leq t < (n+1)T \quad (19) \end{aligned}$$

본 논문에서는 변조 지수 $h=1/4$ 를 가진 8-ary

CPFSK에 대한 2/3 컨벌루션 코드 사용된다. 트렐리스 부호화된 8-ary CPFSK의 설계는 CPM의 분할 기법을 따른다. 그림 3은 트렐리스 부호화된 8-ary CPFSK 시스템으로 $h=1/4$ 인 경우에 설계된 최적의 시스템이다. 그림에서 보듯이 이전 위상 상태를 나타내는 $Z_{2,n}$ 값은 4개가 가능하며, 부호화기 출력 값은 3 비트의 조합으로 8 가지가 가능하다. 따라서 $h=1/4$ 로 구성할 수 있는 신호는 모두 32개가 된다.

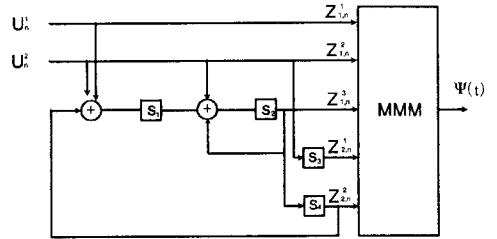


그림 3. 트렐리스 부호화된 8-ary CPFSK 시스템 ($h=1/4$)

III. 이동 위성 채널에서 적응 RSSD 수신 방식

그림 4는 트렐리스 부호화된 변조 방법에 대한 전송 블럭 다이어그램으로 신호 시간당 m 개의 전송 비트 U_n 을 전송하는 시스템이다. 부호화기는 $m+1$ 개의 부호화된 비트 Y_n 을 생성하면 TCM의 맵핑 규칙에 따라서 2^{m+1} -ary 신호 성상도로부터 심볼 X_n 을 취한다. 수신단에서는 채널을 통과한 신호를 관찰하고, 수신 필터와 백색 정합 필터를 통과시킨 후 비터비 복호를 수행한다. 이러한 전송 시스템은 그림 5와 같이 등가의 이산 채널로 모델링될 수 있다. 등가 채널은 TCM 부호화기와 L 개의 계수를 갖는 필터로 구성된다. 시간 n 에서 전송된 데이터 심볼은 부호화기의 상태 σ_n 과 정보 비트 U_n 의 함수가 된다.

$$x_n = g_1(U_n, \sigma_n) \quad (20)$$

또한

$$\sigma_{n+1} = g_2(U_n, \sigma_n) \quad (21)$$

은 부호화기의 상태 천이이다. 여기에서 g_1 과 g_2 는 전송된 심볼과 부호화기의 상태 천이를 나타내기 위해서 도입된 정보 비트와 부호화기의 상태에 대한 함수이다. 이산 모델의 출력 v_n 은

$$v_n = x_n + u_n \quad (22)$$

이고,

$$u_n = \sum_{i=1}^L f_i x_{n-i} \quad (23)$$

은 백색화 정합 필터의 출력단에서의 ISI이다. 복호기는 다음의 신호를 관찰한다.

$$r_n = v_n + w_n \quad (24)$$

여기서 w_n 은 백색 잡음을 나타낸다.

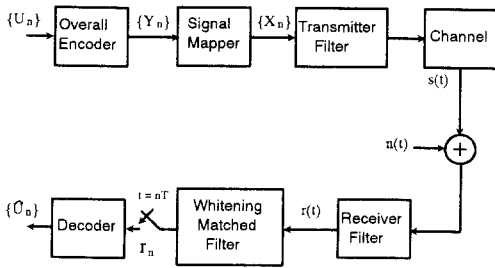


그림 4. 전송 시스템

그림 5는 다음과 같은 상태를 가진 FSM(finite state machine)이다.

$$\mu_n = (x_{n-L}, x_{n-L+1}, \dots, x_{n-1}; \sigma_n) \quad (25)$$

심볼 시퀀스 $\{x_{n-L}, x_{n-L+1}, \dots, x_{n-1}\}$ 은 이

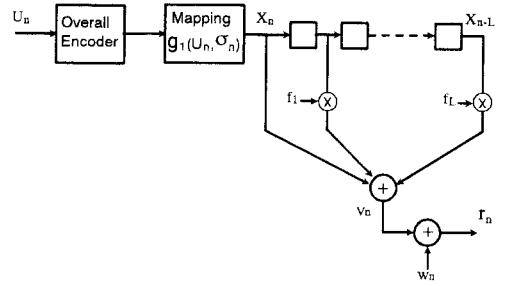


그림 5. 이산 채널 모델

전 상태 σ_{n-L} 로부터 현재 상태 σ_n 에 도달하기까지의 경로를 부호화기에서 취한 것이다.

상태 μ_n 으로부터 μ_{n+1} 로의 FSM의 천이는

$$\mu_n : x_n \rightarrow \mu_{n+1} \quad (26)$$

이고, x_n 은 심볼을 나타낸다. 등가적으로 결합 상태는 심볼 시퀀스 $\{Y_{n-L}, Y_{n-L+1}, \dots, Y_{n-1}\}$ 에 대하여

$$\mu_n = (Y_{n-L}, Y_{n-L+1}, \dots, Y_{n-1}; \sigma_n) \quad (27)$$

으로, 또는 정보 시퀀스 $\{U_{n-L}, U_{n-L+1}, \dots, U_{n-1}\}$ 에 대하여

$$\mu_n = (\sigma_{n-L}; U_{n-L}, U_{n-L+1}, \dots, U_{n-1}) \quad (28)$$

으로 표현될 수 있다. 부호화기와 이산 채널에 대한 FSM은 ISI와 코드 트렐리스의 결합된 형태로 볼 수 있다.

AWGN이 존재하는 경우에 트렐리스 부호화된 데이터 신호에 대한 최적 복호기는 수신 시퀀스 $\{r_n\} = \{x_n + w_n\}$ 에 대하여 유클리드 거리가 가장 가까운 시퀀스 $\{\hat{x}_n\}$ 를 선택하는 것이다. 이러한 일은 모든 시퀀스 $\{x_n\}$ 에 대하여 다음의 매트

릭을 최소화하도록 반복하는 연관정 비터비 복호기에 의해 수행된다.

$$M_n(\dots x_n) = M_{n-1}(\dots x_{n-1}) + |r_n - x_n|^2 \quad (29)$$

ISI와 백색 잡음이 존재하는 경우에 최적 복호기는 시퀀스 $\{r_n\} = \{x_n + u_n + w_n\}$ 에 가장 가까운 시퀀스 $\{\hat{x}_n\}$ 를 선택한다. 이것은 ISI와 코드의 트렐리스가 결합된 상태에서 동작하면서 다음 메트릭을 최소화하는 비터비 복호기에 의해 이루어진다.

$$M_n(\dots x_n) = M_{n-1}(\dots x_{n-1}) + |r_n - \sum_{i=1}^K f_i x_{n-i} - x_n|^2 \quad (30)$$

이 메트릭은 과거의 심볼 $\{x_{n-i}\}$ 로 인한 ISI를 고려한 것이다. 복호기의 복잡도는 효율적으로 채널 메모리를 K 로 줄임으로써 감소될 수 있다. 따라서 축약된 ISI와 코드의 상태가 결합된 것에 동작하는 준최적 비터비 복호기를 얻을 수 있다. 채널 메모리를 축약한 것의 트렐리스 상태는 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$\mu_n^K = (x_{n-K}, x_{n-K+1}, \dots, x_{n-1}; \sigma_n) \quad (31)$$

여기서 $0 \leq K \leq L$ 이고,

$$\mu_n^0 = \sigma_n \quad (32)$$

이다. 메모리 축약으로 인한 성능의 저하를 줄이기 위하여 ISI 제거 방법을 브랜치 메트릭의 계산에 도입한다. 특히 식 (31)의 축약된 결합 상태에 나타나지 않은 ISI 항은 추정되어서 복호기의 이전 경로로부터 얻은 심볼을 이용하는 메트릭의 계산에서 빠진다. 각각의 축약된 결합 상태 μ_n^K 에 대하여 심볼의 추정치

$\{\dots, \hat{x}_{n-K-2}(\mu_n^K), \hat{x}_{n-K-1}(\mu_n^K)\}$ 의 경로와 $M_{n-1}(\mu_n^K)$ 로 정의된 생존 경로 메트릭이 존재한다. 복호기는 다음과 같이 반복적으로 생존 경로 메트릭을 계산한다.

$$\begin{aligned} \tilde{M}_n(\mu_{n+1}^K) = & \min_{\{\mu_n^K\} \rightarrow \mu_{n+1}^K} \{ \tilde{M}_{n-1}(\mu_n^K) \\ & + |r_n - \sum_{i=K+1}^L f_i \hat{x}_{n-i}(\mu_n^K) \\ & - \sum_{i=1}^K f_i x_{n-i} - x_n|^2 \} \quad (33) \end{aligned}$$

위 식에서 최소화 과정은 상태 $\{\mu_n^K\}$ 로부터 다음 상태 μ_{n+1}^K 에 도달하는 모든 트렐리스 브랜치에 대하여 행해진다. 기호 $\hat{x}_{n-i}(\mu_n^K)$ 는 축약된 상태 μ_n^K 에 의해서 표현되지 않은 심볼 $\{x_{n-i}, K+1 \leq i \leq L\}$ 로 인한 ISI 항이 predecessor 상태 μ_n^K 과 관련된 경로에서 얻은 결정을 이용하여 추정된다는 것을 의미한다. 식 (33)은 등화 작용과 복호를 동시에 수행하는 비터비 복호기를 나타낸다. $K=L$ 이면 식 (33)은 최적의 MLSD 수신기가 된다. $K < L$ 에 대하여 복호기는 부호화기와 ISI 상태가 결합된 부집합에 동작한다. 동시에 식 (31)의 축약된 결합 상태에 표현되지 않은 $L-K$ 의 ISI 항을 결정 궤환 방식으로 보상을 한다. 이러한 잔여 ISI를 제거하는 복호기의 능력은 각각의 가정된 경로에 대한 식 (33)의 브랜치 메트릭의 두 번째 항을 계산하는데 달려 있다. $K=0$ 으로 하면, 식 (33)은

$$\begin{aligned} \tilde{M}_n(\sigma_{n+1}) = & \min_{\{\sigma_n\} \rightarrow \sigma_{n+1}} \{ \tilde{M}_{n-1}(\sigma_n) \\ & + |r_n - \sum_{i=1}^L f_i \hat{x}_{n-i}(\sigma_n) - x_n|^2 \} \quad (34) \end{aligned}$$

이 된다. 따라서 비터비 복호기는 코드의 트렐리스에 직접 동작한다. 대역폭 효율을 위해 전송 신호

집합의 크기가 커지게 되면 $K=1$ 이라도 상태수는 상당히 커지게 되므로 결합 상태를 더 줄이기 위한 방법이 필요하게 된다. 매 심볼 구간 n 에서 $Y_n=(y_n^0, y_n^1, \dots, y_n^m)$ 은 2^{m+1} -ary 신호 중에 하나를 선택한다. 축약된 채널 메모리 K 개 이내에서 각 심볼 x_{n-i} 를 표현하기 위하여 부집합 인덱스 $Y_{n-i}(m_i)$ 가 도입된다.

$$Y_{n-i}(m_i) = (y_{n-i}^0, y_{n-i}^1, \dots, y_{n-i}^{m_i}) \quad (35)$$

여기서 $m_i \leq m, 1 \leq i \leq K$ 이고, 심볼의 부집합을 얼마나 세분할 것인가를 결정하는 요소가 된다. 부집합 인덱스를 가지고 축약된 부집합의 결합 상태를 표현하면 다음과 같다.

$$\lambda_n^K = (Y_{n-K}(m_K), \dots, Y_{n-1}(m_1); \sigma_n) \quad (36)$$

이 부집합 결합 상태는 $\prod_{i=1}^K 2^{m_i}$ 개의 채널 상태가 존재하므로 부호화기의 상태수가 S 이면 전체 결합 상태수는 $S \prod_{i=1}^K 2^{m_i}$ 가 된다.

따라서 부집합 결합 상태는 K 와 m_i 에 의해 결정되어 최대 근사 확률 추정보다 좀 더 효율적으로 트렐리스를 구성할 수 있다.

그림 3의 트렐리스 부호화된 8-ary CPFSK ($h=1/4$) 시스템에 대하여 $K=1$ 로 택한 것의 트렐리스를 그림 6 ~ 9에 나타내었다.

결합 상태를 가지고 트렐리스를 구성한 후 다음 식과 같은 브랜치 매트릭을 계산하여 복호 과정을 수행한다. 이 과정은 다음 4 단계로 나누어질 수 있다.

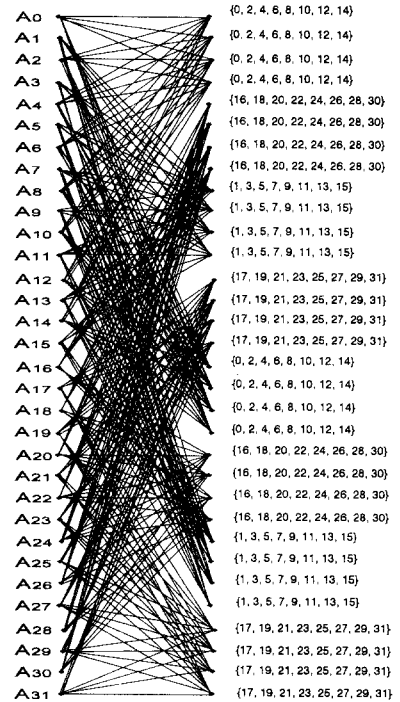


그림 6. 트렐리스 다이어그램 (32 상태)

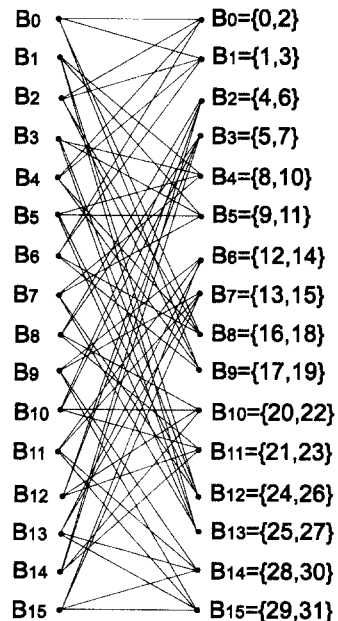


그림 7. RSSD의 부집합 트렐리스 다이어그램 (16 상태)

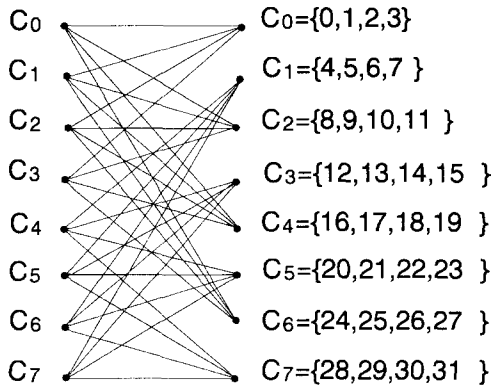


그림 8. RSSD의 부집합 트렐리스 다이어그램 (8 상태)

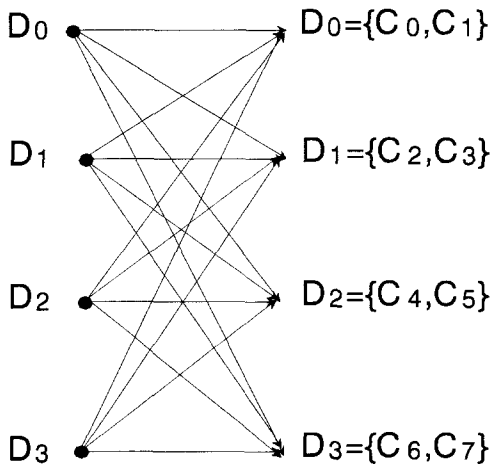


그림 9. RSSD의 부집합 트렐리스 다이어그램 (4 상태)

$$\tilde{M}_n(\lambda_{n+1}^K) = \min_{\{\lambda_n^K\} \rightarrow \lambda_{n+1}^K} \{ \tilde{M}_{n-1}(\lambda_n^K) + |r_n - \sum_{i=1}^L f_i \hat{x}_{n-i}(\lambda_n^K) - x_n|^2 \} \quad (37)$$

먼저 모든 트렐리스 상태에 대해 결합 상태에 표현되지 않은 ISI 항을 예측한다. 여기서 \hat{x}_{n-i} 는 각 상태의 경로 메모리에 저장되어 있는 심볼이다. 식 (37)의 두 번째 항이 결합 상태에서 표현되지

않은 ISI항으로서 각 결합 상태의 경로 메모리에 저장된 심볼을 가지고, 나머지 ISI항을 예측하게 된다.

두 번째 단계에서는 현 상태에서 다음 상태로 가는 병렬 천이 브랜치 (parallel transition branch) 의 부집합 심볼 중에서 수신 신호와 유클리드 거리가 가장 작은 심볼을 결정하는 것이다. 따라서 다음 상태의 브랜치 메트릭 값은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta(\lambda_n^K, \lambda_{n+1}^K) = \min_{\{x_n\}} |r_n - \sum_{i=1}^L f_i \hat{x}_{n-i}(\lambda_n^K) - x_n|^2 \quad (38)$$

식 (38)에 의해 각 부집합 내의 심볼 중 가장 최적의 심볼 벡터 x_n 을 결정한다. 세 번째 단계에서는 각 상태에서 생존 경로(survival path)를 선택하기 위해 경로 메트릭(path metric)을 다음 식과 같이 계산한다.

$$\bar{M}_n(\lambda_{n+1}^K) = \min_{\{\lambda_n^K\} \rightarrow \lambda_{n+1}^K} \{ \bar{M}_{n-1}(\lambda_n^K) + \Delta(\lambda_n^K, \lambda_{n+1}^K) \} \quad (39)$$

여기서 다음 상태 λ_{n+1}^K 에 대한 모든 천이에 대해 경로 메트릭이 최소인 경로만을 남기고 나머지 경로는 제거한다. 위의 두 번째와 세 번째 과정을 정리하면 먼저 각 천이의 병렬 브랜치(parallel branch) 중에서 현재 수신 신호에 대해 브랜치 메트릭이 가장 작은 브랜치를 선택한다. 이 과정에서 부집합 내의 심볼은 각 상태의 경로 메모리에 저장된 심볼에 의해 결정된다. 그런 후, 다음 상태에 대해 최소 메트릭을 갖는 경로만을 남겨 두게 된다. 그러면 다음 상태에서는 경로 메트릭이 갱신되며 그 경로에서 결정된 부집합 심볼 벡터 \hat{x}_n 를 경로 메모리에 저장하게 된다. 마지막 단계에서는 최

소 경로 메트릭을 갖는 상태를 찾는다.

$$\hat{M}_n^{opt} = \min_{\{\lambda_{n+1}^K\}} \{\hat{M}_n(\lambda_{n+1}^K)\} \quad (40)$$

식 (40)에 의해 최적 상태가 결정되면 최적 상태의 경로 메트릭을 역추적하여 \hat{x}_{n-D} 를 복호한다. 여기서 D는 복호기의 복호 지연(decoding delay)이다.

지금까지는 트렐리스 부호화된 CPFSK의 수신 방식으로 축약된 상태 시퀀스에 대한 검파 방식을 기술하였다. 이 RSSD 방식에서는 트렐리스 다이어그램 자체에 ISI 특성의 일부분을 표현함으로써 트렐리스의 상태를 축약시켰다. 그런 후에 비터비 알고리즘은 생존 경로를 통한 ISI 제거 방법으로 잔여 ISI 성분의 영향을 고려한 축약된 트렐리스 다이어그램에 적용하였다. 다음은 잔여 ISI 제거기의 수를 줄임으로써 RSSD 수신기 자체의 복잡도를 줄이는 기법을 제안한다. T_i 를 생존 상태의 전체 수라고 하고, C 를 ISI 제거기의 수라 하자. RSSD에서는 ISI 제거기의 수와 생존 상태 수가 같다. 본 논문에서는 ISI 제거기의 수를 $1 \leq C \leq T_i$ 로 조정함으로써 RSSD의 복잡도를 줄이는 방법을 제시한다. C 를 조정함으로써 복잡도와 성능간에 trade-off가 존재한다. 적절한 트렐리스 다이어그램을 추적하는데 변형된 비터비 알고리즘이 사용되며, 잔여 ISI 항의 제거는 생존 경로와 관련된 모든 코드 시퀀스에 C 개의 제거기를 사용함으로써 이루어진다. 이 알고리즘은 각 복호 과정에서 다음과 같은 절차로 이루어진다.

- 1) 전체 T_i 개의 생존 상태 중에서 가능성이 높은 C 개의 생존 상태를 결정한다. 단, $1 \leq C \leq T_i$.
- 2) C 개의 제거기의 각각을 코드 시퀀스에 따라서 확장한다.

- 3) 나머지 상태 $T_i - C$ 를 가장 가능성이 높은 코드 시퀀스에 따라서 확장한다.
- 4) 위의 과정을 반복하면서 임의로 정한 지연 시간이 경과한 후에 경로를 역추적하여 복호를 행한다.

위에서 제시한 RSSD를 위성 이동 통신 채널과 결합하기 위해서는 채널의 상태를 추정해야 하는 문제가 발생한다. 즉, RSSD의 브랜치 메트릭을 구하기 위해서는 들어온 수신값이 어떤 채널에 의하여 왜곡되었는지를 알아야 한다. 이를 위해서 채널의 이산 시간 계수값을 추정해야 한다. 여기서는 채널을 추정하는 방법으로 간단한 LMS 방법을 사용하며, 보다 효율적인 채널의 추정을 위하여 symbol-aided 방법을 제시한다.

symbol-aided 방법은 L 개의 전송 심볼의 그룹들마다 약속된 심볼을 첨가하여 수신단에서는 이 심볼을 이용하여 보다 효율적으로 채널을 추정하게 된다. 약속된 심볼을 추가하기 위하여 멀티플렉서가 필요하다.

수신 샘플 시퀀스는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$r_k = c_k x_k + n_k, \quad k=0,1,2,\dots,K-1 \quad (41)$$

$\{x_k\}$ 는 전송 심볼이고, c_k 는 $c(t)$ 의 k 번째 샘플이며, $\{n_k\}$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 통계적으로 독립인 가우시안 랜덤 변수이다. symbol-aided 방법의 구체적인 동작을 설명하기 위하여 그림 10과 같이 연속적인 몇 심볼 구간에 대하여 T_i 개의 상태를 갖는 트렐리스를 고려하자.

$t=nT$ 에서 T_i 개의 생존 시퀀스 즉, 전송 시퀀스, $\mathbf{x}_k=(x_0, x_1, x_2, \dots, x_k)$ 에 대한 추정치, $\hat{\mathbf{x}}_k(i), i=1, 2, \dots, T_i$ 가 존재한다. 각각의 $\hat{\mathbf{x}}_k(i)$ 에 메트릭이 할당된다.

$$\hat{c}_k(i)=[\hat{c}_0(i), \hat{c}_1(i), \dots, \hat{c}_k(i)]를$$

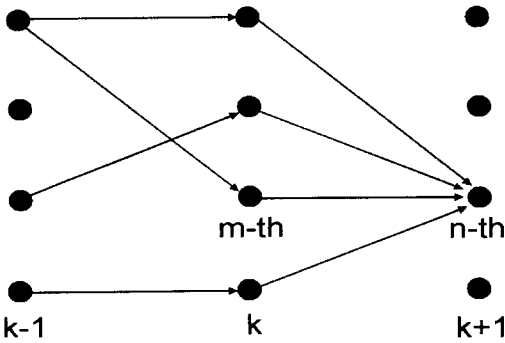


그림 10. Symbol-aided 방법을 이용한 생존 상태의 확장 예

$\hat{x}_k(i)$ 에 해당하는 페이딩 예측 집합이라 하면, $\hat{c}_k(i)$ 의 마지막 성분은 $\hat{c}_k(i) = f[\hat{x}_{k-1}(i)]$ 이다. $\hat{x}_k(i)$ 의 축적된 메트릭은

$$\Gamma[\hat{x}_k(i)] = \sum_{j=0}^k |r_j - \hat{c}_j(i)\hat{x}_j(i)|^2 \quad (42)$$

이다.

다음의 일은 생존 상태를 $t = (k+1)T$ 로 확장하는 것이다. 이러한 일을 위하여 $t = (k+1)T$ 에 해당하는 심볼이 데이터 심볼인지, 약속이 되어 추가된 심볼인지 두 가지 경우로 나누어 고려해야 한다.

첫째로 데이터 심볼인 경우 C 개의 best survivors들에 대하여 $t = (k+1)T$ 에서 최소의 메트릭을 선택하고, $T_t - C$ 개에 대해서는 best survivor에 해당하는 시퀀스로 확장한다. 예를 들어 $t = (k+1)T$ 에서 n 번째 노드를 생각하고 심볼을 $\hat{x}_{k+1}(n)$ 이라 하자. 그 노드에 도달하는 생존 상태는 다음 식을 만족하는 $\hat{x}_k(i)$ 와 best survivor의 시퀀스에 따라 확장된 $T_t - C$ 개의 생존 상태의 확장이다.

$$\hat{x}_k(i) \leftarrow \underset{j=1,2,\dots,C}{Min} \{ \Gamma[\hat{x}_k(j)] + |r_{k+1} - f[\hat{x}_k(j)] \tilde{x}_{k+1}(n)|^2 \} \quad (43)$$

$|r_{k+1} - f[\hat{x}_k(j)] \tilde{x}_{k+1}(n)|^2$ 은 m 번째 노드로부터 n 번째 노드로의 천이에 해당하는 브랜치 메트릭이다.

둘째로 약속된 심볼의 경우는 특별한 노드가 알려져 있음을 의미한다. $t = (k+1)T$ 에서 유일한 생존은 특정한 노드에 대한 $\hat{x}_k(i)$ 의 best extension을 선택한다.

$$\hat{x}_k(i) \leftarrow \underset{j=1,2,\dots,T_t}{Min} \{ \Gamma[\hat{x}_k(j)] + |r_{k+1} - f[\hat{x}_k(j)] \tilde{x}_{k+1}(n)|^2 \} \quad (44)$$

위에서 언급한 symbol-aided 방법을 통하여 알려진 심볼이 수신되면 채널 추정을 위한 임시 데이터 결정이 이루어진다. 임시 데이터 결정 방법을 이용한 채널 추정기는 긴 결정 지연 시간을 이용한 방법보다도 시변 채널에서 빠르고 신뢰성 있게 채널을 추정한다. symbol-aided 방법을 이용한 수정된 적응 RSSD 수신 방식의 전체적인 동작은 그림 11에 나타나 있다.

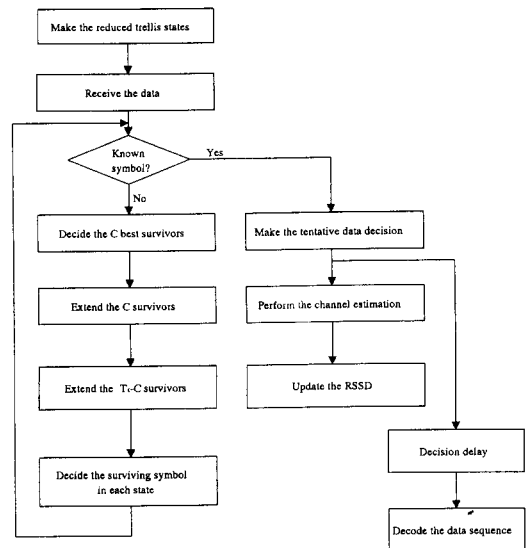


그림 11. 제안된 적응 RSSD 수신 방식의 흐름도

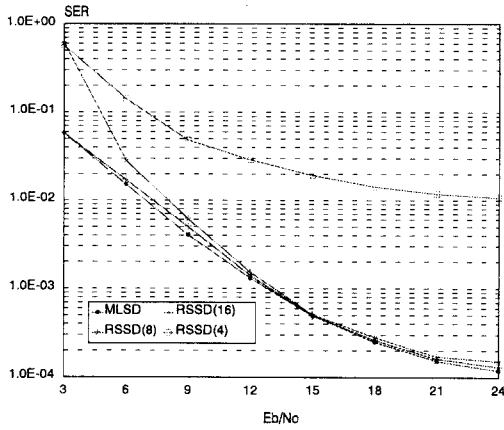


그림 12. 이동 위성 채널하에서 MLSD와 RSSD의 성능 비교

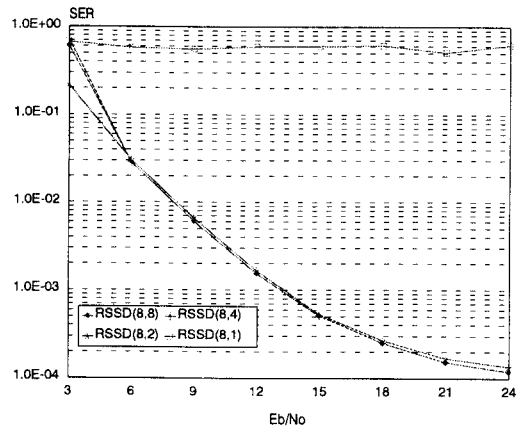


그림 14. 이동 위성 채널하에서 변형된 RSSD(8 상태)의 성능 비교

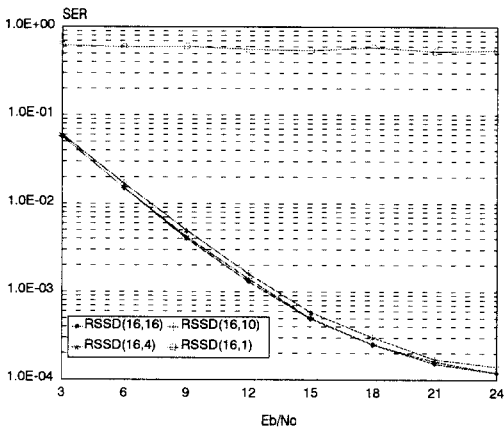


그림 13. 이동 위성 채널하에서 변형된 RSSD(16 상태)의 성능 비교

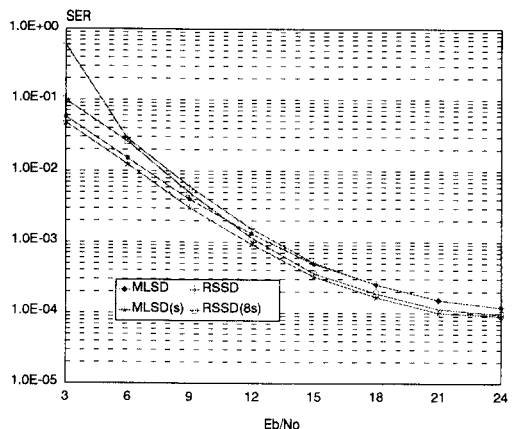


그림 15. 이동 위성 채널에서 symbol-aided 방법과 symbol-aided 방법을 사용하지 않은 방식의 비교

IV. 실험 및 결과 고찰

이 절에서는 이동 위성 채널 환경에서 본 논문에서 제안한 적응 RSSD 수신 방식의 타당성을 입증하기 위하여 시뮬레이션 방법을 이용한다. 사용된 변조 기법은 그림 3에서 나타난 변조 지수가 1/4인 트렐리스 부호화된 8-ary CPFSK이다. 데이

터의 발생은 랜덤 신호 발생기에 의하여 발생시키며, 발생된 데이터에 대하여 주기적으로 알고 있는 심볼을 삽입하였다. 이동 위성 채널은 라이시안 페이딩 채널로 모델링될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 직접파 대 반사파의 전력비인 라이시안 파라미터 10 dB인 라이시안 페이딩 채널을 고려하였다. 또한 채널 추정 기법으로는 LMS를 사용하였다.

그림 12는 이동 위성 채널하에서 MLSD(maximum

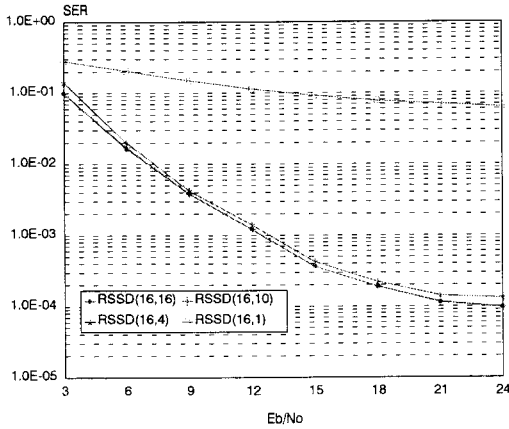


그림 16. 이동 위성 채널하에서 변형된 RSSD(16 상태)의 성능 비교 (symbol-aided 방법 사용시)

likelihood sequence detection)와 RSSD의 성능을 나타내고 있다. 그림에서 SER은 symbol error rate를 나타낸다. 16상태의 RSSD는 성능의 저하가 거의 없이 MLSD의 성능을 얻고 있으며, 8상태의 RSSD는 MLSD에 비하여 약간의 성능 저하를 보이고 있다. 4상태의 RSSD는 MLSD에 비하여 성능이 급격히 나빠지므로 실제 시스템에 사용하기는 불가능하다.

그림 13은 부집합 트렐리스를 이용하여 MLSD를 16상태의 RSSD로 축소했을 경우에 대한 결과이다. $T_t = 16$ 에 대하여 (16, 4) 수신기는 최적의 (16, 16) 수신기의 성능에 근접한다. 따라서 RSSD 자체의 매트릭을 계산하는데 있어서 계산량을 상당히 줄일 수 있음을 알 수 있다. 그림 14에서 알 수 있듯이 $T_t = 8$ 에 대해서 (8, 2)의 수신기도 약간의 성능 저하를 가지면서 최적의 RSSD (8, 8) 수신기의 성능에 근접하고 있다.

제안된 RSSD 수신기를 시변 채널에 적용하기 위해서는 채널의 상태를 추정해야 하는 문제가 발생한다. 보다 효율적인 채널 추정을 위하여 symbol-aided 방법을 사용한다. symbol-aided 방법은 L 개의 전송 심볼의 그룹들마다 약속된 심

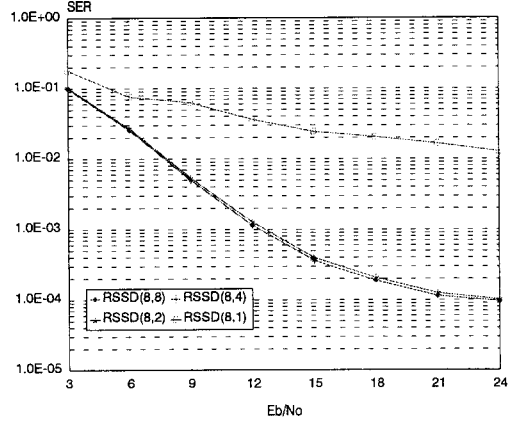


그림 17. 이동 위성 채널하에서 변형된 RSSD(8 상태)의 성능 비교 (symbol-aided 방법 사용시)

볼을 추가하여 수신단에서는 이 심볼을 이용하여 보다 효율적으로 채널 추정을 한다. symbol-aided 방법을 통하여 알려진 심볼이 수신되면 채널 추정을 위하여 임시 데이터 결정이 이루어진다. 임시 데이터 결정 방법을 이용한 채널 추정기는 긴 결정 지연 시간을 이용한 방법보다도 시변 채널에서 빠르고 신뢰성 있게 채널을 추정한다. 채널 추정기는 steepest descent algorithm 방법을 사용하였다. 그림 15는 라이시안 페이딩 채널하에서 symbol-aided 방법이 symbol-aided 방법을 사용하지 않은 것에 비해 성능의 개선이 있음을 보여 주고 있다. 그림 16, 17은 symbol-aided 방법을 이용한 것에 대한 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이 RSSD 복호 과정에서 논문에서 제안한 매트릭 계산을 줄이는 방법이 잘 적용되고 있음을 보여준다. 본 논문에서 제안한 RSSD는 기존의 RSSD에 비하여 ISI 제거의 수를 줄이면서도 거의 같은 성능을 얻을 수 있다. 이상의 결과에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안한 적응 RSSD 수신 방식은 시변 채널인 이동 위성 채널에서 잘 동작함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 트렐리스 부호화된 CPFSSK를 이동 위성 통신에 적용하기 위하여 수신단에서 효율적으로 복호를 수행할 수 있는 적용 수신 방식을 제안하였다.

디지털 통신 시스템의 대역 제한된 채널에서는 채널의 비이상적인 특성으로 인하여 심볼 상호간에 간섭 현상이 발생하며, 이를 제거하는 최적의 방법은 MLSD로 알려져 있으나 복잡성으로 인해 응용 범위가 제한되어 있다. 따라서 본 논문에서는 심볼 부집합 트렐리스를 구성하여 MLSD의 성능을 거의 얻으면서 복잡도를 크게 줄이는 RSSD 수신 방식에 대하여 기술하였다.

RSSD에서는 축약된 트렐리스 다이어그램 자체에 ISI 특성의 일부분을 나타냄으로써 트렐리스의 상태를 줄인 후에, 비터비 알고리즘을 이용하여 생존 경로를 통한 ISI 제거 방법으로 잔여 ISI 성분을 제거한다. 이 논문에서 제시한 방법은 잔여 ISI 제거의 수를 줄임으로써 RSSD 수신기 자체의 복잡도를 줄인다. T 를 생존 상태의 전체 수라 하고, C 를 ISI 제거기의 수라고 할 때, ISI 제거기의 수를 $1 \leq C \leq T$ 로 조정함으로써 RSSD의 복잡도를 줄이는 방법이다. C 를 조정함으로써 복잡도와 성능간에 trade-off가 존재한다.

제안된 RSSD를 이동 위성 채널에 적용하기 위해서는 채널의 상태를 추정해야 하는 문제가 발생한다. 여기서는 보다 효율적인 채널 추정을 위해 symbol-aided 방법이 제안되었다. symbol-aided 방법을 통하여 알려진 심볼이 수신되면 채널 추정을 위한 임시 데이터 결정이 이루어진다. 임시 데이터 결정 방법을 이용한 채널 추정기는 긴 결정 지연 시간을 이용한 방법보다도 시변 채널에서 빠르고 신뢰성 있게 채널을 추정한다.

앞으로의 연구 과제로는 연속 위상 변조 방법 이외의 다른 변조 방법에 논문에서 제안한 적용

RSSD 수신 방식을 적용해 보는 한편, 다른 페이딩 채널에도 적용해 볼 가치가 있다.

참 고 문 헌

- [1] V. M. Eyuboglu and S. U. Qureshi, "Reduced-state sequence estimation with set partitioning and decision feedback", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, pp. 13-20, January 1988.
- [2] G. D. Forney, Jr., "Maximum likelihood sequence estimation of digital sequence in the presence of intersymbol interference", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 363-378, May 1972.
- [3] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York : McGraw Hill, 1989.
- [4] Bixio E. Rimoldi, "A decomposition approach to CPM", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 34, no.2, pp. 260-270, March 1988.
- [5] Richard H.-H. Yang, and Desmond, "Trellis-coded continuous-phase frequency-shift keying with ring convolutional codes", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 40, no. 4, pp. 1057-1067, July 1994.
- [6] Brian D. Hart, and Desmond P. Taylor, "Maximum-likelihood synchronization, equalization, and sequence estimation for unknown time-varying frequency-selective Rician channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 2, pp. 211-221, Feb. 1998.
- [7] G. T. Irvine, and P. J. McLane, "Symbol-aided plus decision-directed reception for PSK/TCM modulation on shadowed mobile satellite fading channels", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, pp. 1289-1299, Oct. 1992.

송 형 규

1990년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)

1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)

1996년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학박사)

1996년 1월 ~ 현재 : 전자부품종합기술 연구소 시스템 IC 연구센터 선임연구원

[주 관심분야] 이동 및 개인 휴대 통신 시스템 및 디지털 신호 처리