

레이리 위성 리턴링크 채널에서 FEC 부호 방식 성능분석

정회원 이성로*, 조성의**, 오덕길***

A Performance Analysis of FEC Coding Method in Rayleigh Satellite Return Link Channel

Seong Ro Lee*, Sung Eui Cho**, Deock Gil Oh***, *Regular Members*

요 약

위성 디지털 방송이나 위성 인터넷에서는 위성에서 단말에 이르는 고속 리턴 채널 환경이 매우 나빠 연접오류가 심하게 생긴다. 이 논문에서는 리턴 채널이 레이리 확률 채널일 때, 앞 오류 고침 (forward error correction: FEC) 부호화 방식의 성능을 분석한다. 먼저, Loo, Lutz, Vucetic, Corazza의 채널 모형을 고찰하고, Rayleigh 페이딩 채널에서 길쌈 부호, 리드 솔로몬 부호, 길쌈-리드 솔로몬 연접 부호, 터보 부호의 성능을 비교 분석한다.

ABSTRACT

In satellite digital broadcasting and satellite internet, severe burst errors occur in the high-speed return channel from the satellite to mobiles. In this paper, we analyze the performance of the forward error correction (FEC) coding method in the Rayleigh fading return channel. We first investigate the channel model of Loo, Lutz, Vucetic and Corazza. We then compare the performance of the convolutional, Reed-Solomon (RS), convolution-RS concatenation, and Turbo codes in Rayleigh fading channel.

I. 서 론

위성통신시스템에서 리턴 채널은 Shadowing, 양각 변화, 단말 주위의 환경 등에 의해 매우 빠르게 변화하는 페이딩 채널을 형성한다. 이러한 채널 환경은 크게 Rayleigh, Rician, Log-Normal 분포를 갖는다[1, 2].

본 논문에서는 Rayleigh 리턴채널 환경에서 부호화 방식의 성능을 비교한다. 이 분야에 대한 연구는 [10-12]을 들 수 있으나 본 논문에서는 한-일간 위성 인터넷 접속을 위한 기초자료로 쓰일 수 있도록 하기 위해 Rayleigh 페이딩 채널에서 FEC 부호화 방식에 관하여 연구한다. 먼저, 지금까지 연구된 리턴채널 모델을 살펴보고 고찰한다. 다음으로, FEC 부호 방식으로 길쌈 부호, 리드 솔로몬 부호, 길쌈-리드 솔로몬 연접부호, 터보부호에 관해 알아본다. 마지막으로 각

부호 방식에서 AWGN, Rayleigh 채널의 특성을 알아본 후 페이딩이 없는 AWGN 채널과 Rayleigh 페이딩 채널에서 FEC 부호화 방식의 성능을 비교 분석한다.

II. 채널 모형

위성에서 보낸 전파신호가 이동 단말에 도달하는 리턴 채널을 통계적으로 분석하고 모델링하는 과정을 살펴본다.

2.1 Loo 모형

Loo[3]는 먼저, UHF에서 위성 리턴 채널을 분석하기 위하여 Conical log-spiral 안테나로부터 수신된 신호를 증폭하여 샘플을 추출하였다. 또한, 위성 신호원을 만들어내는 장비를 장착한 헬리콥터를 수 Km 반

* 목포대학교 정보공학부, **목포대학교 컴퓨터교육과 교수 *** 한국전자통신연구원 광대역무선통신연구부
논문번호 : 040055-0203, 접수일자 : 2004년 2월 3일

경 내에 두고 지면과 헬리콥터간 양각의 변화에 따른 채널 환경을 분석하였다.

(L-band 채널에서 통계적 모형)

Shadowing이 있을 때 LOS(Line Of Sight) 성분이 Log_Normal 분포를 갖고 있고 다중경로 신호는 Rayleigh 분포를 갖는다고 가정하고 각각의 분포를 갖는 페이지의 합은 다음과 같다.

$$r \exp(j\theta) = z \exp(j\phi_o) + w \exp(j\phi) \quad (1)$$

여기서, ϕ_o 와 ϕ 는 $[0, 2\pi]$ 에서 균일분포를 갖고 z 는 Log_Normal 분포를 갖고며 w 는 Rayleigh 분포를 갖는다. L-band 리턴 채널에서 이동 단말에 수신된 신호의 진폭에 대한 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p(r) = \frac{r}{(b_0\sqrt{2\pi d_0})} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{(\ln z - u)^2}{2d_0} - \frac{(r^2 + z^2)}{2b_0}\right] \cdot I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) dz \quad (2)$$

여기서, u 와 d_0 는 Log_Normal 분포함수의 평균과 분산이며 b_0 는 다중경로에 의한 평균산란전력이고 $I_0(\cdot)$ 는 차수가 영인 수정 Bessel 함수이다.

확률밀도함수 (2)는 여러 가지 페이딩 채널을 나타내는데 구체적으로 보면 Shadowing, 다중경로에 의한 반사, LOS에 따라 다음과 같이 세가지의 경우로 나누어서 볼 수 있다.

(A) Shadowing이 없는 조건에서 다중경로 신호성분이 있고 LOS 성분이 일정한 크기로 있을 때, 즉, $z=A$ 일 때 (2)는 다음과 같은 Rician 분포를 갖는다.

$$p(r) = \frac{r}{b_0} \exp\left[-\frac{(r^2 + A^2)}{2b_0}\right] I_0\left(\frac{rA}{b_0}\right) \quad (3)$$

(B) Shadowing은 있고 다중경로 신호성분에 의한 페이딩이 없을 때, 즉, $w=0$ 일 때 (2)는 Log-Normal 분포를 갖는다.

$$p(r) = \frac{1}{(r\sqrt{2\pi d_0})} \exp\left[-\frac{(\ln r - u)^2}{2d_0}\right] \quad (4)$$

(C) Shadowing이 없고 LOS 성분도 없을 때, 즉, $z=0$ 일 때 (2)는 Rayleigh 분포를 갖는다.

$$p(r) = \frac{r}{b_0} \exp\left[-\frac{r^2}{2b_0}\right] \quad (5)$$

한편, 수신신호의 위상에 관한 모델은 근사적으로 다음과 같은 Gaussian 분포를 갖는다.

$$p(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\phi - m)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (6)$$

여기서, m 과 σ^2 은 평균과 분산이며 보통 σ 는 [0.36-0.52] 영역의 값을 갖는다.

(Ka-band 채널에서 통계적 모형)

Ka-band에서는 날씨에 의해 나타나는 페이딩도 고려하여 모델링 하기 때문에 Ka-band 채널 모형은 L-band 채널 모형에 부가적인 파라미터를 사용하여 얻을 수 있다. 고정 채널에서 채널의 특성은 Shadowing이나 다중경로로 인한 페이딩은 무시할 수 있는 수준이며 주로 날씨 조건에 의해 영향을 받는다. 따라서, 수신신호의 진폭과 위상에 대한 통계적 특성은 Gaussian 확률밀도함수로 모델링 할 수 있다.

$$p_w(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{(r - m_w)^2}{2\sigma_w^2}\right] \quad (7)$$

$$p(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\phi - m)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (8)$$

그러나 이동 채널 환경에서는 날씨 조건뿐만 아니라 Shadowing이나 다중경로로 인한 페이딩 현상을 고려해야 한다. 따라서 날씨에 의해 나타나는 페이딩 과정과 Shadowing이나 다중경로에 의해 나타나는 페이딩 과정으로 이루어진 두 단계 과정으로 생각할 수 있다. 이러한 두 단계 과정이 서로 독립적이라고 할 때, 수신신호의 진폭에 대한 확률밀도함수는 각 단계의 확률밀도함수의 곱의 형태로 나타낼 수 있다.

$$p_T(r) = p_w(r) \cdot p(r) \quad (9)$$

여기서, $p_w(r)$ 은 날씨조건에 의해 결정되는 확률 밀도함수로 (7)과 같으며 $p(r)$ 은 페이딩과 Shadowing에 의해 나타나는 확률밀도함수로 (2)와 같다.

유사한 방법으로, 위상에 관한 결합 확률밀도함수는 (10)과 같이 주어지는데, 여기서 ϕ_w 는 날씨에 의해 발생하는 성분이고 ϕ_s 는 Shadowing과 다중경로에 의해 나타나는 성분이다. ϕ_w 와 ϕ_s 는 각각 정규 분포를 갖기 때문에 $p_T(\phi)$ 는 정규분포를 갖는다.

$$p_T(\phi) = p(\phi_w + \phi_s) \quad (10)$$

2.2 Lutz 모형

[4]에서 L-band의 송신장치는 정지위성인 MARECS을 이용하였고 수신장치로는 4개의 다른 안테나, 즉, Conical spiral, Microstrip, Drooping crossed dipole, Cylindrical slot을 탑재하고 서서히 이동하는 차량을 썼다.

(A) Shadowing이 없을 때

채널은 "View"인 상황으로 수신된 신호성분을 보면 직접경로에 의한 신호뿐만 아니라 다중경로에 의한 신호들이 섞여서 들어오는 환경을 말해준다. 이러한 환경에서 수신신호 전력에 대한 확률밀도함수는 Rician 분포를 갖는다. 수신신호전력 S 에 대한 Rician 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p_{Rician}(S) = ce^{-c(S+1)} I_0(2c\sqrt{S}) \quad (3.11)$$

여기서, c 는 직접경로에 의한 신호전력 대 다중경로 신호전력 비율이며 I_0 는 차수가 영인 수정 Bessel 함수이다.

(B) Shadowing이 있을 때

수신신호는 직접경로에 의한 성분은 없고 전적으로 다중경로에 의한 신호성분으로 이루어진다. 이때 시간적으로 짧은 구간에서 평균 신호전력 S_0 가 있을 때 수신신호전력에 대한 조건부 확률밀도함수는 Rayleigh 분포를 갖는다.

$$p_{Rayleigh}(S|S_0) = \frac{1}{S_0} \exp\left(-\frac{S}{S_0}\right) \quad (12)$$

(C) slow Shadowing일 때

수신신호전력은 시간적으로 짧은 구간에서 평균 신호전력 S_0 로 나타난다. 확률밀도함수는 (13)과 같은 Log_Normal 분포를 갖는다. 여기서, μ 와 σ^2 은 평균과 분산이다.

$$p_{LN}(S_0) = \frac{10}{\sqrt{2\pi\sigma\ln 10}} \cdot \frac{1}{S_0} \exp\left[-\frac{(10 \log S_0 - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (13)$$

Lutz는 실제의 리턴 채널에서 수신신호전력의 확률밀도함수는 (11)-(13)을 결합하는 확률밀도함수 형태로 나타난다고 하였다. 이를 위하여 "The Time Share of Shadowing" A 를 정의하여 다음과 같은 결합 확률밀도함수를 구하였다. 여기서, $p(S)$ 는 수

신기 이동속도 v 와 독립적이다.

$$p(S) = (1-A) \cdot P_{Rician}(S) + A \cdot \int_0^\infty p_{Rayleigh}(S|S_0) p_{LN}(S_0) dS_0 \quad (14)$$

2.3 Vucetic 모형

Vucetic[5]은 수신신호의 통계적 특성이 이동 단말이 위치하고 있는 환경에 크게 의존한다는 가정에서 시작하였다.

(A) 도심지역 채널 모형

v 의 속도로 움직이는 이동 단말에 N 개 다중경로 신호가 들어오는 경우를 생각해보자. 수직방향으로 양각 θ_i 에서 들어오는 i 번째 다중경로신호는 도플러 천이 $f_{di} = \frac{vf_c}{c} \cos \theta_i$ 가 있다. 이때 반사된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$d_i(t) = D_i(t) \cos(2\pi f_{di}t + \phi_{di}) \quad (16)$$

여기서, $D_i(t)$ 는 진폭이고 f_c 는 반송파 주파수이며 순시위상 ϕ_{di} 는 (17)과 같이 표현할 수 있다. 여기서, ϕ_i 는 전송된 신호의 위상이다.

$$\phi_{di} = 2\pi f_{di}t + \phi_i \quad (17)$$

식 (16)을 Inphase-quadrature Form으로 다시 표현하면 (18)과 같이 쓸 수 있다. $d_{Ii}(t)$ 는 i 번째 신호의 Inphase 성분이고 $d_{Qi}(t)$ 는 Quadrature 성분이다.

$$d_i(t) = d_{Ii}(t) \cos 2\pi f_c t - d_{Qi}(t) \sin 2\pi f_c t \quad (18)$$

따라서 서로 독립적인 N 개 산란신호가 들어올 때 전체 Diffuse 신호는 다음과 같다.

$$d(t) = \sum_{i=1}^N D_i(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_{di}) \quad (19)$$

식 (19)을 Inphase-quadrature Form으로 전개하면 (20)과 같이 쓸 수 있다.

$$d(t) = d_I \cos 2\pi f_c t - d_Q \sin 2\pi f_c t \quad (20)$$

여기서, $d_I(t) = \sum_{i=1}^N d_{Ii}(t)$ 이고 $d_Q(t) = \sum_{i=1}^N d_{Qi}(t)$ 이다.

중심극한정리를 이용하여 N 이 무한대로 접근할 때 $d_I(t)$ 와 $d_Q(t)$ 는 각각 평균이 0이고 분산이 σ_d^2 인 정규분포를 갖는다. 따라서 수신신호의 진폭

$D(t) = \sqrt{d_f^2(t) + d_Q^2(t)}$ 의 확률밀도함수는 (21)과 같은 Rayleigh 분포를 갖는다.

$$p(D) = \left(\frac{D}{\sigma_d^2}\right) \exp\left(-\frac{D^2}{2\sigma_d^2}\right) \text{ for } D > 0 \quad (21)$$

여기서, $2\sigma_d^2$ 은 단말 주변의 지형적 특성에 의존하는 평균수신전력이다. 또한, 위상에 대한 확률밀도함수는 $[0, 2\pi]$ 영역에서 균일분포를 갖는다.

(B) 개방지역 채널 모형

수신신호는 왜곡이 없는 직접경로신호 $s(t)$, 산이나 언덕에 의해 반사된 반사신호, 부가잡음으로 이루어진다. 따라서 수신신호는 다음과 같이 모형화할 수 있다.

$$r(t) = s(t) + d(t) + g(t) \quad (22)$$

여기서, $d(t)$ 는 단말 근처에 있는 표면에서 반사되어 들어오는 diffused 신호이고 $g(t)$ 는 부가잡음으로 백색정규분포를 갖는다. Diffused 신호는 $f_m = \frac{v f_c}{c}$ 의 페이딩 비를 갖고 서로 독립된 형태의 매우 많은 수의 신호들로 이루어지기 때문에 진폭에 대한 확률밀도함수는 Rayleigh 분포를 가지며 위상은 $[0, 2\pi]$ 영역에서 균일분포를 갖는다.

직접경로신호 $s(t)$ 의 진폭은 장애물이 없을 때 일정한 값을 갖기 때문에 $s(t) + d(t)$ 의 수신신호 진폭은 다음과 같은 Rician 분포를 갖는다.

$$p(R) = 2R\sqrt{(1+K)}e^{-K-(1+K)\frac{R^2}{I_0(2R\sqrt{K(K+1)})}} \quad (23)$$

여기서, K 는 집적경로 신호성분과 Diffuse 신호간의 전력비를 나타내고 I_0 는 차수가 0인 수정 Bessel 함수이다. 또한, Rician 페이딩에서 위상의 확률밀도함수는 다음과 같은 분포를 갖는다.

$$p(\phi) = \frac{e^{-K}}{2\pi} + \frac{\sqrt{K} \cos \phi e^{-K \sin^2 \phi}}{2\sqrt{2\pi}} \cdot [2 - \text{erfc}(\sqrt{K} \cos \phi)] \quad (24)$$

(C) 농촌지역과 소도시 채널 모형

수신신호는 다음과 같이 모형화할 수 있다.

$$r(t) = s(t) + d(t) + g(t) \quad (25)$$

직접경로신호의 진폭은 시간에 따른 페이딩 비가 Diffuse 신호에 비해 상대적으로 적기 때문에 직접경로 신호 진폭이 S 라고 했을 때 수신신호의 조건부확률의 다음과 같은 Rician 분포를 갖는다.

$$p(R|S) = \frac{R}{\sigma_d^2} \exp\left(-\frac{R^2 + S^2}{2\sigma_d^2}\right) I_0\left(\frac{RS}{\sigma_d^2}\right) \quad (26)$$

따라서 확률밀도함수 $p(R)$ 과 $p(\phi)$ 는 (27), (28)과 같다. 여기서, m_ϕ 와 σ_ϕ^2 은 평균과 분산이다.

$$p(R) = \int_0^\infty p(R|S)p(S) dS \quad (27)$$

$$p(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\phi^2}} \exp\left(-\frac{(\phi - m_\phi)^2}{2\sigma_\phi^2}\right) \quad (28)$$

2.4 Corazza 모형

[6, 7]에서 수신신호의 진폭 r 에 대한 확률밀도함수는 (29)와 같이 쓸 수 있다. 여기서, $p(r|S)$ 는 Shadowing S 가 있는 조건에서 수신신호의 진폭에 대한 Rician 확률밀도함수로서 (30)과 같다.

$$p_r(r) = \int_0^\infty p(r|S)p_S(S) dS \quad (29)$$

$$p(r|S) = 2(K+1)\frac{r}{S^2} \exp\left[-(K+1)\frac{r^2}{S^2} - K\right] \cdot I_0\left(2\frac{r}{S}\sqrt{K(K+1)}\right) \text{ for } (r \geq 0) \quad (30)$$

여기서, I_0 는 차수가 0인 수정 Bessel 함수이고 K 는 Rice 인자이다. 또한 Shadowing S 의 $p_S(S)$ 는 (31)과 같은 Log_Normal 분포를 갖는다. 여기서, $h = \frac{\ln 10}{20}$ 이며 u 와 $(h\sigma)^2$ 은 각각 평균과 분산이다.

$$p_S(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} haS} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln S - u}{ha}\right)^2\right] \text{ for } s \geq 0 \quad (31)$$

만약, $K=0$ 일 때 (29)-(31)은 Suzuki 확률밀도함수로 된다. 또한 $\sigma \rightarrow 0$ 인 극한에서는 $p_S(S) = \delta(S - e^u)$ 이다. 결과적으로 $p_r(r) \rightarrow p(re^u)$ 로 되어 채널은 Rician 분포를 갖는다. 따라서 (29)-(31)을 만족하는 수신신호의 진폭은 서로 독립인 두 프로세스의 곱, 즉, $r = RS$ 로 해석할 수 있다. 여기서, R 은 Rician 프로세스이고 S 는 Log_Normal 프로세스이다. R 과 S 는 서로 독립이기 때문에 $p_r(r)$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p_r(r) = \int_0^\infty \frac{1}{S} p_R\left(\frac{r}{S}\right) p_S(S) dS \quad (32)$$

$$= \int_0^\infty \frac{1}{R} p_S\left(\frac{r}{R}\right) p_R(R) dR$$

(29)와 (32)을 비교하면 (30)은 (33)과 같이 된다. 여기서, $\sigma_R^2 = \frac{1}{2(K+1)}$ 이다.

$$p(r|S) = \frac{1}{S} p_R\left(\frac{r}{S}\right) = \frac{r}{\sigma_R^2 S^2} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{r^2}{S^2 \sigma_R^2} + 2K\right)\right] \cdot \left(\frac{r}{S \sigma_R} \sqrt{2K}\right) \quad (r \geq 0) \quad (33)$$

III. FEC 부호 방식

3.1 길쌈 부호

길쌈 부호는 현재의 입력과 과거의 입력간의 상호 연관성에 의해 부호화 한다. 따라서 부호기에는 입력 값을 저장하는 레지스터가 있어야 하고 레지스터 값을 출력부분과 연결할 때 이용되는 생성다항식이 필요하다. 레지스터 수를 m 이라 하고 출력에 관여하는 총 입력의 수, 즉, 구속장(constraint length)을 K 라 하며 $K = m + 1$ 이 된다. Convolutional 부호의 표현은 (n, k, m) 으로 나타낸다. 여기서, k 는 입력이고 n 은 출력이며 m 은 레지스터 수를 의미한다.

길쌈 부호는 Shift 레지스터를 사용하여 부호화하고 비터비 알고리즘으로 복호화 할 수 있다. 그러나 구속장 K 가 증가함에 따라 시스템의 복잡도가 지수적으로 증가하기 때문에, $K > 9$ 인 경우에는 복호기의 구현이 쉽지 않다는 단점을 가지고 있다. 그럼에도 불구하고 길쌈 부호는 시스템의 복잡도가 동일한 경우에 블록부호보다 성능이 뛰어나기 때문에 채널이 열악한 무선 환경에 많이 사용되고 있다.

3.2 리드 솔로몬 부호

리드 솔로몬 부호는 BCH 부호의 일종으로 심플단위로 부호화와 복호화가 이루어진다. BCH 부호와 마찬가지로 길이가 $q^m - 1$ 인 q^m -ary 부호어이다. 따라서 $GF(q^m)$ 에서 정의된다는 점은 BCH 부호의 특성을 그대로 보여주고 있다. 더불어 BCH 부호적 특성에 의해

$g(x) = (x + \alpha)(x + \alpha^2)(x + \alpha^3) \dots (x + \alpha^{2t})$ 로 정의된다. 리드 솔로몬 부호의 특징은 수십 Mbps 이

상의 높은 전송속도로 전송이 가능하며 열악한 채널 환경에서 발생하는 연접 오류를 효과적으로 정정할 수 있는 장점을 가지고 있다.

특히 10^{-7} BER 이상에서 좋은 성능을 나타내기 때문에 컴퓨터 기억 장치, CD, DAT 같은 저장 매체에서 널리 적용되고 있으며, DVB (Device Video Broadcast)에서는 전송규격의 표준으로 채택하고 있다. 또한, 리드 솔로몬 부호는 소거(Erasure)가 존재하는 경우에도 복호를 할 수 있다는 장점을 가지고 있는데 이러한 기능을 수행하는 여러 가지 복호화 방식은 Direct Method, Euclidean 알고리즘 등이 있다. 그러나 에러정정 능력에 따라 복잡도가 선형적 또는 지수적으로 증가하고 정정능력 이상의 오류를 수정하는 것이 불가능하며 10^{-7} BER 이하에서 Convolution 부호보다 오류정정능력이 떨어진다는 단점을 가지고 있다.

3.3 길쌈-리드 솔로몬 연접 부호

연접 부호는 안쪽부호로 대역효율이 좋은 길쌈 부호를 쓰고 바깥부호로는 연접 오류에 강한 리드 솔로몬 부호를 쓰는 방식으로 대역폭을 더 쓰지 않고도 부호 이득을 꽤 얻을 수 있으며 확률 오류와 연접 오류에 강하다는 이점을 가지고 있다. 예로서, 리드 솔로몬 부호는 상당수의 산발적인 bit 오류가 존재하는 선로에는 적당하지 않는데 그 이유는 그러한 각각의 bit 오류는 리드 솔로몬 부호 관점에서 보면 하나의 symbol 오류로 처리되기 때문이다. 연접 부호는 이러한 형태의 선로에서 리드 솔로몬 부호의 효율성을 높이기 하는데, 그 기본 구조는 산발적인 bit 오류를 정정하기 위한 부호장이 짧은 2진 안쪽 오류정정부호와 이 2진 안쪽부호의 복호오류(decoding error)를 정정하기 위한 리드 솔로몬 부호로 구성되어 있다. 길쌈 부호를 2진 안쪽부호로 이용한 연접부호는 오류정정 능력이 매우 높은 것이 입증되었다.

그러므로 연접 부호는 짧은 구속길이와 낮은 에러정정 능력으로도 좋은 성능을 보인다. 그러나 긴 지연으로 인하여 수 Kbps에서 수십 Mbps 정도의 저속 전송률을 보이며 인터페이스와 전력문제 등으로 인해 구현에 있어서 어려움이 따른다.

3.4 터보 부호

터보 부호[8, 9]는 1993년 Berrou가 제안한 부호 방식으로 그 구조는 그림 1과 같이 두 개의 RSC (Recursive Systematic Convolutional) 부호와 이 두 RSC 부호를 연결시켜주는 인터리버로 구성되어 있다.

여기서, RSC 부호란 길쌈 부호의 일종으로 회귀가 있는 systematic 부호이고 인터리버는 입력되어 들어오는 데이터를 분산시켜 두 번째 RSC 부호기로 보낼 수 있도록 해준다. 부호화 과정은 입력 d_k 가 들어오면 첫 번째 부호기의 출력 X_k 는 d_k 가 되고, 두 번째 출력비트 Y_{1k} 는 첫 번째 RSC 부호의 부호 비트, 세 번째 출력비트 Y_{2k} 는 입력비트가 인터리버를 거친 후 두 번째 RSC 부호기로 입력되어 생성된 부호 비트가 된다.

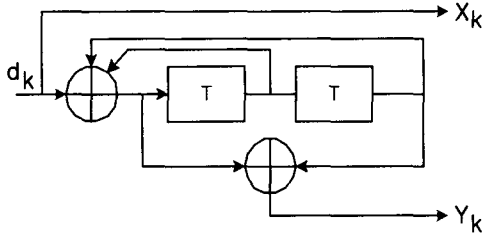


그림 1. 터보 부호기 구조

V. 모의실험

위성 디지털 방송을 하는 시나리오를 생각하고 그림 2의 실험모델에 따라 실험하였다.

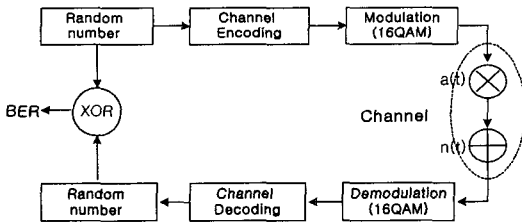


그림 2. 모의실험 모델

먼저 길쌈 부호, 리드 솔로몬 부호, 길쌈_리드 솔로몬 연결부호, 터보 부호 각각에 대해 AWGN, Rayleigh 채널의 성능을 비교한다. 다음으로 페이딩이 없는 AWGN 채널과 Rayleigh 페이딩 채널에서 각 부호방식에 대한 성능을 비교분석한다. 여기서, Rayleigh 채널은 빠르게 변화하는 페이딩 채널로 가정하였고, 또한, 부호화기에서 인터리빙을 아주 잘해서 Symbol과 Symbol은 서로 독립이라고 가정하였다. 이러한 가정에서, 전송신호 $s(t)$ 는 기저대역이므로

각 페이딩 랜덤프로세스는 다음과 같이 만들었다.

$$a(t) = \sqrt{(AWGN)^2 + (AWGN)^2} \quad (34)$$

따라서 AWGN 채널과 Rayleigh 페이딩 채널에서 신호대 잡음비는 각각 다음과 같다.

$$SNR = \frac{E_s}{\sigma^2} \quad \text{for AWGN} \quad (35)$$

$$SNR = \frac{A^2 E_s}{\sigma^2} \quad \text{for Rayleigh} \quad (36)$$

여기서, 전송신호 $s(t)$ 의 전력은 $E_s = E[s^2(t)]$ 이고 A^2 은 페이딩 신호의 전력이며 σ^2 은 부가잡음의 전력이다.

[각 부호방식에서 AWGN, Rayleigh 채널의 성능비교]

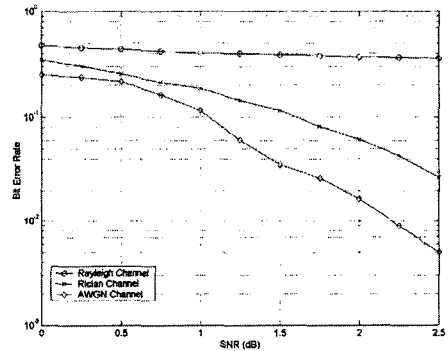


그림 3.1 길쌈 부호에서 성능비교

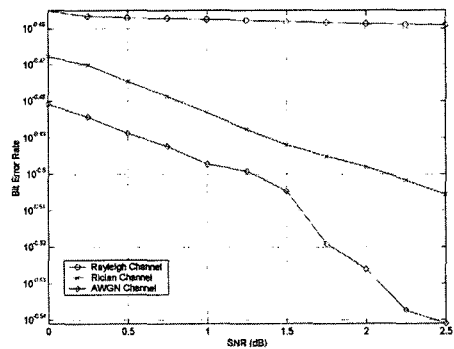


그림 3.2. 리드 솔로몬 부호에서 성능비교

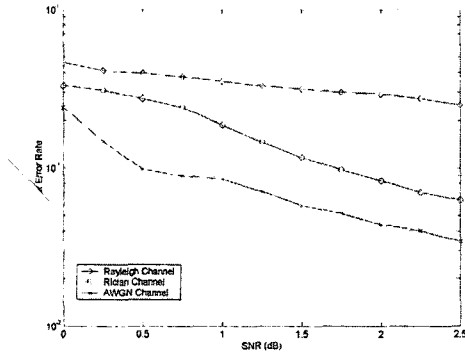


그림 3.3. 연결 부호에서 성능 비교

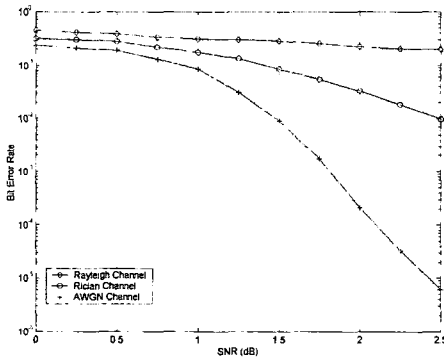


그림 3.4. Turbo 부호에서 성능비교

그림 3.1은 길쌈 부호를 사용했을 때 AWGN, Rayleigh 채널의 성능을 각각 보여준다. 그림으로부터, $SNR=0dB$ 에서 부호화 이득(Coding Gain)이 AWGN 채널이 Rayleigh 보다 우수함을 알 수 있다. 또한, 그래프의 경사도는 부호화 다이버시티 (Code Diversity)로부터 결정되는데 이를 보면 AWGN, Rayleigh 순으로 나타난다. SNR에 따른 성능은 AWGN 채널이 Rayleigh 채널보다 우수함을 알 수 있다.

또한, 그림 3.2는 리드 솔로몬 부호를 사용했을 때 성능을 보여주고 그림 3.3는 연결부호, 그림 3.4는 터보부호를 사용했을 때의 성능을 보여준다. 각 그림에서 보여진 바와 같이 AWGN 채널에서의 성능이 Rayleigh 채널에서의 성능보다 우수하다는 것을 알 수 있다.

[AWGN 채널에서 부호 방식 성능비교]

AWGN 채널은 페이딩은 없고 부가잡음만이 있는 채널을 말한다.

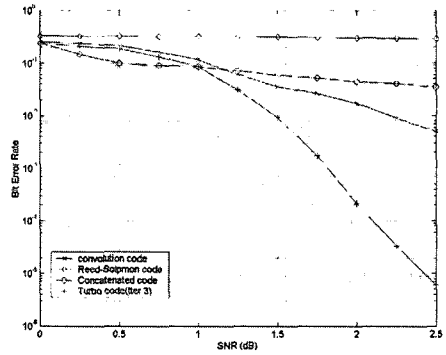


그림 4. AWGN 채널에서 부호 방식 성능

그림 4로부터 1dB 이하에서는 연결부호가 우수한 성능을 보이나 1dB 이상에서는 터보 부호가 매우 우수하다. 또한, 부호화 이득면에서 보면 연결 부호와 터보 부호는 서로 비슷하나 Code diversity 측면에서 보면 터보 부호가 월등히 우수함을 알 수 있다.

[Rayleigh 채널에서 부호 방식 성능비교]

그림 5는 (34)의 랜덤프로세스로 페이딩 신호를 만들어 모의실험한 결과를 보여준다. 그림으로부터, 0.75dB 이하에서는 리드 솔로몬 부호가 우수한 성능을 보이나 그 이상에서는 터보 부호가 우수하다는 것을 알 수 있다. 또한, 부호화 이득 면에서 보면 리드 솔로몬 부호가 단연 우수하고 Code diversity 측면에서 보면 터보 부호가 월등히 우수함을 알 수 있다.

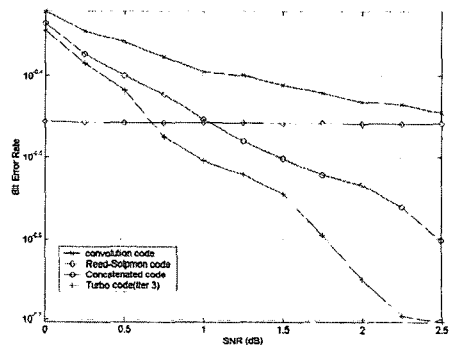


그림 5. Rayleigh 채널에서 부호 방식 성능

V. 결 론

이 논문에서는 리턴채널 모형을 살펴보고 많이 쓰이는 부호화 방식에 대해 고찰하였다. 다음으로 각 부호 방식에서 AWGN 채널과 Rayleigh 페이딩 채널의 성능을 비교분석하였고 마지막으로 AWGN, Rayleigh 각각의 채널에서 부호화 방식에 대한 성능을 비교분석하였다. 모의실험을 수행한 결과 AWGN 채널에서는 물론 Rayleigh 페이딩 채널환경에서도 터보 부호의 성능이 우수함을 알 수 있었다. 본 논문의 실험결과는 향후 위성 인터넷 접속기술 및 위성 방송기술을 구현하는데 있어 참고자료로 쓰일 수 있다고 생각한다.

Acknowledgements

본 연구과제는 2002년도 목포대학교 연구소 학술연구비 지원을 받아 이루어졌습니다.

참 고 문 헌

- [1] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communication Over Fading Channels*, New York: Wiley, 2000.
- [2] A. Hansson, "Detection principles for fast Rayleigh fading channels using an antenna array", Chalmers Univ. of Technol., Goteborg, Sweden, Tech. Rep. 343L, Apr. 2000.
- [3] Chun Loo, John S. Butterworth, "Land Mobile Satellite Channel Measurements and Modeling," in Proc. IEEE, vol. 86, no. 7, Jul. 1998.
- [4] Erich Luts, Daniel Cygan, Michael Dippold, Frank Dolainsky and Wolfgang Papke, "The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model", IEEE trans. on Select Tech., vol. VT-40, no. 2, pp. 375-386, May 1991.
- [5] Branka Vucetic and Jun Du, "Channel modeling and simulation in satellite mobile communication system", IEEE J. on Select. areas in commun, vol. 10, no. 8, pp. 1209-1218, Oct. 1992.
- [6] Giovanni E. Corzza and Francesco Vatalaro, "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit system", IEEE trans. on comp. Tech., vol. VT-43, no. 3, pp. 736-742, Aug. 1994.
- [7] G. E. Corazza and F. Vatalaro, "Comparison of low and medium orbit systems for future satellite personal communications," presented at IEEE Pacific Rim Conf. Comm., Comput. Signal Proc., IEEE 93CH32_88, May, pp. 678-681, 1993.
- [8] Claud Berrou, Alain Glavieux and Punya Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes(1)", in Proc. IEEE ICC, pp. 1064-1070, May 1993.
- [9] Berrou. C., Glavieux. A., "Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding : Turbo Codes", IEEE Transaction on Communications, vol. 44, No. 10, pp. 1261-1271, 1996.
- [10] E. K. Hall and S.G. Wilson, "Design and analysis of turbo codes on Rayleigh fading channels", IEEE Journal on selected Areas in Communications, vol. 16, no. 2, pp. 160-174, Feb. 1998.
- [11] D. J Sklar, C. C. Wang, and A. H. Yamada, "Turbo and convolutional code comparison using a partially-processed satellite system in benign and Rayleigh faded channels" Proc. MILCOM 2002, vol. 2, pp. 1392-1396, Oct. 2002.
- [12] R. D. Cideciyan, E. Eleftheriou, and M. Rupf, "Concatenated Reed-Solomon/convolution coding for data transmission in CDMA-based cellular systems", IEEE Transactions on Communications, vol. 45, no. 10, pp. 1291-1303, Oct. 1997.

이 성 로



1981년~1987년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학사

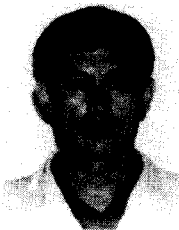
1988년 3월~1990년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사

1996년 9월~1997년 8월 : 한국과학기술원 정보전자연구소 연

구원

1997년 9월~현재 : 목포대학교 정보공학부 조교수
<관심 분야> 디지털통신시스템, 무선인터넷, 검파 및 추정이론, 배열신호처리

조 성 의



1975년 2월 : 전남대학교 수학과 이학사

1981년 2월 : 전남대학교 수학교육과 교육학석사

1985년 2월 : 조선대학교 전산통계학과 이학석사

1991년 조선대학교 수학과 이학

박사

1985년~현재 : 목포대학교 컴퓨터교육과 교수
<관심 분야> 확률과정, 멀티미디어, 디지털통신

오 덕 길



1976년 3월~1980년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학사

1984년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학석사

1996년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학박사

1982년 3월~현재 : 한국전자통

신연구원 지상시스템부 부장

2003년~현재 : 한국전자통신연구원 광대역무선통신연구부

<관심 분야> 디지털통신, 지상시스템, 무선멀티미디어