DBpia

논문 99-24-8A-5 한국통신학회논문지 '99-8 Vol.24 No.8A

비선형 이동위성 통신채널에서 전력 효율적 고차 디지털 전송 방식

정회원 이 상 진*, 강 우 석*, 서 종 수*

Power Efficient Multi-level Digital Transmission Technique in Non-Linear Mobile Satellite Channel

Sang-Jin Lee*, Woo-Seok Kang*, Jong-Soo Seo* *Regular Members*

요 약

저궤도 이동통신 위성을 이용하여 고속 광대역의 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해서는 전력 및 대역폭 효율적인 디지털 전송방식의 사용이 요구된다. 본 논문에서는 비선형적으로 증폭된 저궤도 이동위성 통신 채널에서 기존의 QPSK 변복조 방식보다 최소 2배의 정보 전송이 가능한 Trellis 부호화된 16 QAM과 8PSK-2AM의 수신 성능을 비교 분석하였다. 본 논문은 비선형 저궤도 이동 위성통신 채널로서 Fujitsu 사의 GaAs FET 고출력 증폭기가 적용된 Rician 페이딩 채널을 모델링하고 있다. 전산모의 실험결과 8PSK-2AM은 16QAM 보다 위성 채널의 비선형 왜곡에 덜 민감하고 BER 성능이 우수하며 이는 8PSK-2AM의 신호 성상도를 최적화함에 따라 더욱 개선됨을 보였다. 따라서 Trellis 부호화된 8PSK-2AM 전송 방식은 전력 및 대역폭 제한적인 이동위성 통신 채널에서 위성 인터넷, DBS, DAB, ISDB 등의 멀티미디어 서비스를 보다 효율적으로 제공할 수 있을 것이다.

ABSTRACT

In order to provide high-speed wide-band multimedia services via Low earth orbit(LEO) mobile satellite, power and bandwidth efficient digital transmission technique should be employed. This paper analyzes the performance of Trellis-coded 16QAM and 8PSK-2AM which can transmit twice as much information as QPSK in nonlinearly amplified LEO mobile satellite channel. In the analysis the nonlinear mobile satellite channel is modelled by Rician fading channel amplified by Fujitsu's GaAs FET HPA. Our simulation result shows that 8PSK-2AM is less sensitive to the satellite channel nonlinear distortion and its BER performance is better than that of 16QAM. The BER performance of 8PSK-2AM is further improved by optimizing its signal constellation. Accordingly it is found that Trellis-coded 8PSK-2AM could provide multimedia services such as Satellite Internet, DBS, DAB and ISDB more efficiently in the power and bandwidth limited mobile satellite channel.

I. 서 론

21세기 정보화 사회에서는 정지궤도 또는 비정지궤도 통신 및 방송위성을 이용하여 위성 인터넷, 직접 위성방송(DBS), 디지털 오디오 방송(DAB), 디지털 종합 방송(ISDB) 등의 고속 광대역 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 연구 개발이 요구되고 있다. 특히 저궤도 이동통신 위성을 이용하여 고속 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해서는 전력 및 대역폭 효율적인 디지털 전송 방식의 사용이 필요하며 이를 위하여 위성통신 채널의 비선형 특성, 전력 및 대역폭 제한특성과 페이딩 특성에 대하여 효율적인 변복조기법과 채널 부복호화 기법에 대한

* 연세대학교 전기 · 컴퓨터 공학과
논문번호 : 99112-0328 접수일자 : 1999년 3월 28일
※ 본 논문은 학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구결과 입니다.

www.dbpia.co.kr

연구가 필요하다.

기존의 위성 통신시스템에서는 BPSK, QPSK, OQPSK가 널리 사용되며 그 중, QPSK 변조 기법은 전력효율면에서 우수하지만, 대역폭 효율면에서는 8PSK 또는 16QAM에 비해 떨어지므로 고속 멀티미디어 서비스용으로 적합하지 않다. 이에 따라 위성통신 채널에서 고차 변복조 방식의 수신 성능 특히, 최대 전송 효율이 4bits/s/Hz 인 16QAM과 8PSK-2AM 변조 기법의 AWGN 채널, Rayleigh 페이딩 채널 또는 비선형 채널에서의 수신 성능에 대한 연구가 진행되고 있다[1][2][3]. 참고문헌 [4]와 [5]는 AWGN 채널과 Rayleigh 페이딩 채널에서 8PSK-2AM의 수신 성능을 최적화하는 송신 신호 성상도상의 Ring-Ratio가 각각 1.8과 2.0임을 보인다.

그러나, 이상의 연구들은 위성통신 채널의 비선형성과 페이딩에 대한 영향을 각각 독립적으로 다룬다는 점에서 비선형 이동 위성채널에 대한 정확한 분석이 이루어지지 않고 있다. 따라서, 본 논문에서는 위성채널의 비선형성과 페이딩의 영향을 모두 고려하여 위성 멀티미디어 서비스를 위한 최적의 변조 기법을 도출하고 이의 수신 성능을 분석하였다. 본 논문은 기존의 QPSK 변조 방식보다 최소 2배의 정보 전송이 가능한 Trellis 부호화된 16QAM과 8PSK- 2AM 신호를 Fujitsu사의 GaAs FET 고출력 증폭기(SSPA)를 통하여 증폭하고 K=10dB의 Rician 분포를 갖는 이동위성 통신 페이딩 채널을 통하여 수신하였을 때 이들의 수신 성능을 비교 분석한다. 또한 비선형 저궤도 이동위성 통신 채널에서 8PSK-2AM의 BER 성능을 이론적으로 유도하고 수신 성능을 최적화 하는 송신 신호를 도출하였다.

Ⅱ. 비선형 저궤도 이동위성 통신 채널

2.1 저궤도 이동 위성 채널

육상 이동 위성채널은 다중경로 페이딩과 shadowing 채널로 모델링된다[6]. 일반적으로 저궤도 이동 위성채널은 다중경로 페이딩과 직접파(LOS) 성분의 경로로 구성되며, L 대역과 S 대역의 위성채널에 대한 다중경로 페이딩은 주파수 flat하다고 가정한다. 또한 저궤도 이동위성 채널에서는 일반적으로 shadowing의 정도가 다중경로 페이딩에 비해 미약하므로 이를 고려하지 않는다[7].

저궤도 이동위성 채널에서 수신 신호의 진폭 α는 다음과 같은 Rician 분포의 확률밀도를 가진다.

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\frac{(\alpha^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{A\alpha}{\sigma^2}\right), \qquad \alpha \geq 0 \qquad (1)$$

여기서, Rician factor $K = A^2/2\sigma^2$는 직접파 성분과 다중경로 성분의 전력 비, A는 dominant 신호의 첨두 전압이며, I_0는 0차 개선된 Bessel 함수이다.

본 논문에서 직접파 성분의 Doppler 천이 영향은 무시하며 다중경로에 의한 Doppler 천이 영향만을 고려한 수신 신호 $r(t)$는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_i A_i a_i(t)\, p_i(t-\tau_i) \cos(w_c t + \Psi_i) \\ &\quad + \sum_i A_i a_i(t) p_i(t-\tau_i) \sin(w_c t + \Psi_i) \\ &\quad + n(t) \end{aligned} \qquad (2)$$

여기서, $a_i(t)$는 페이딩에 따른 진폭의 함수이며, $\Psi_i = \Psi_i + \theta_i(t) - 2\pi f_d t$이다. f_d는 최대 Doppler 천이, $\theta_i(t)$는 페이딩에 따른 위상의 함수이며, $n(t)$는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다.

Motorola사의 저궤도 위성통신 시스템 Iridium에서 반송파 주파수가 f_c = 1.62125GHz, 이동체 속도가 v=60km/h 이면, Doppler 천이 주파수는 약 90Hz이며, coherence time $T_c(\approx \frac{0.423}{f_d})$는 4.7 ms이다. 정보 전송속도를 100 kbps로 가정할 때 비트주기는 $T_b = 10\,us$가 되므로, T_b와 f_d를 고려할 때, 페이딩 $a_i(t)$가 한 심볼 구간동안 일정한 값을 유지한다고 가정할 수 있다.

2.2 비선형 고출력 증폭기

지상의 이동 단말기, 관문 지구국 및 위성 중계기는 uplink 또는 downlink 반송파 신호의 전력을 일정 레벨로 유지하기 위하여 SSPA 또는 TWTA의 고출력 증폭기 (HPA)를 사용하며 이들은 포화 영역 (즉, 0 dB output 또는 input back-off)에서 가장 전력 효율적으로 동작하게 된다. 그러나, HPA를 포화 영역에서 동작할 때 HPA는 AM/AM 및 AM/PM 변환의 비선형특성을 가지게 되어 변조된 반송파 신호의 진폭과 위상을 왜곡함으로써 정보 심볼간 간섭(ISI)과 함께 반송파 신호의 스펙트럼 확산을 일으키며 이에 따라 인접 채널간의 간섭(ICI)을 초래하게 된다.

본 논문에서는 Fujitsu사의 GaAs FET SSPA의 실제 측정 값을 Curve-fitting 기법을 이용하여 다음

www.dbpia.co.kr

과 같이 SSPA 출력 신호를 수식화 하였다[8].

$$z(r) = ar^n/(1+\beta r^2)^v \quad (3)$$

여기서, r은 SSPA 입력 신호의 크기, n과 v는 fitting 차수이며, a와 β는 fitting 상수로서 SSPA의 특성 파라미터이다.

SSPA의 입력 신호 크기를 r_i, 출력신호 크기를 z_i 라 할 때, 입력 대 출력 신호의 크기 비 w_i 는 다음과 같다.

$$w_i = (z_i/r_i^n)^{-1/v} \quad i = 1, 2, 3\ldots, m \quad (4)$$

식 (4)로부터 SSPA의 특성 파라미터 a와 β는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$a = \left\{ \frac{(\sum r_i^2)^2 - m\sum r_i^4}{\sum r_i^2 \sum w_i r_i^2 - \sum r_i^4 \sum w_i} \right\}^v \quad (5)$$

$$\beta = \frac{\sum r_i^2 \sum w_i - m\sum w_i r_i^2}{\sum r_i^2 \sum w_i r_i^2 - \sum r_i^4 \sum w_i} \quad (6)$$

따라서 SSPA 출력 신호의 진폭 $A(r)$와 위상 $\Phi(r)$은 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$A(r) = a_a r/(1+\beta_a r^2) \quad (7)$$

$$\Phi(r) = a_\phi r^2/(1+\beta_\phi r^2) \quad (8)$$

이상의 Curve fitting 기법을 이용하여 HPA의 특성곡선을 추정할 때 실제 측정값과의 RMS 오차를 최소로 하는 최적의 추정 파라미터 값은 표 1과 같다.

표 1. HPA 특성곡선에 대한 최적 추정 파라미터와 RMS 오차

HPA 종류	함수	a	β	RMS 오차
Fujitsu SSPA[9]	$A(r)$	1.472962	0.444142	0.0157
	$\Phi(r)$	1.848803	1.189728	0.3721
TWTA[10]	$A(r)$	2.1587	1.1517	0.010
	$\Phi(r)$	4.0033	9.1040	0.469

표 1의 값을 이용하여 HPA의 AM/AM, AM/PM 특성을 interpolation하면 그림 1과 같은 비선형 특성곡선을 구할 수 있다.

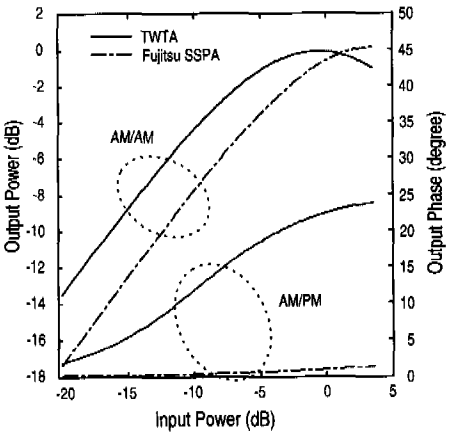


그림 1. HPA의 비선형 특성 곡선

Ⅲ. 대역폭 효율적 고차 디지털 전송 방식

3.1 8PSK-2AM의 BER 성능

8PSK-2AM 변조된 동위상(I) 채널과 직교위상(Q) 채널의 등가 기저대역 신호는 각각 다음과 같다.

$$x_I(t) = \sum_k x_{k_I} p(t-kT_s) * h_T(t) \quad (9)$$

$$x_Q(t) = \sum_k x_{k_Q} p(t-kT_s) * h_T(t) \quad (10)$$

단, $p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \le t \le T_s \\ 0, & otherwise \end{cases}$

여기서, $\{x_{k_I}, x_{k_Q}\} = \{\pm R_1, \pm R_2, \pm R_1/\sqrt{2}, \pm R_2/\sqrt{2}\}$, $h_T(t)$는 송신 LPF의 임펄스 응답, T_s는 심벌주기, *는 convolution 연산을 나타낸다. 그림 2는 8PSK-2AM 신호의 성상도를 보이며 여기서, R_1은 안쪽 원의 반지름, R_2는 바깥쪽 원의 반지름이며, 이 때 Ring-ratio β 는 R_2/R_1 으로 정의한다.

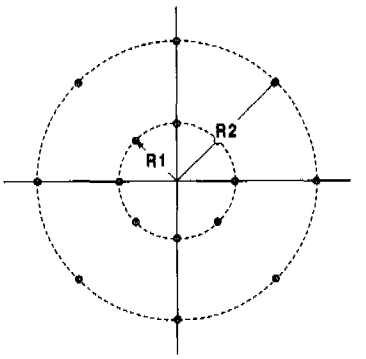


그림 2. 8PSK-2AM의 성상도

www.dbpia.co.kr

HPA 입력단에서 본 8PSK-2AM 변조된 신호는 다음 식과 같이 표현된다.

$$x(t) = r(t)\cos\{w_c t + \phi(t)\} \tag{11}$$

여기서, 포락선 $r(t) = \sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)}$ 이며 $\{R_1, R_2\}$의 값을 가지고, 위상 $\phi(t) = \tan^{-1}\frac{x_Q(t)}{x_I(t)}$ 이며, $\left\{\frac{n\pi}{8}\right\}$, $n = 0,1,\cdots,7$ 값을 가진다. 그리고 w_c는 반송파의 각주파수이다.

비선형 HPA를 통과하여, AM/AM, AM/PM 왜곡을 받은 출력신호 $s(t)$는 다음과 같다.

$$s(t) = A[r(t)]\cos\{w_c t + \phi(t) + \Phi[r(t)]\} \tag{12}$$

여기서, $A[r]$과 $\Phi[r]$은 식 (7)과 (8)에서 보인 비선형 증폭기의 AM/AM과 AM/PM 변환과정을 나타낸다.

HPA 출력 신호를 동위상(I)과 직교 위상(Q) 성분으로 표현하면 각각 다음식과 같다.

$$s_I(t) = P[r(t)]\cos\{w_c t + \phi(t)\} \tag{13}$$

$$s_Q(t) = -Q[r(t)]\sin\{w_c t + \phi(t)\} \tag{14}$$

여기서, $P(r) = A[r(t)]\cos\{\Phi[r(t)]\}$,

$Q(r) = A[r(t)]\sin\{\Phi[r(t)]\}$ 이다.

비선형 증폭된 동위상 성분 신호와 직교 위상 성분 신호가 이동위성 통신의 페이딩 채널을 통과하면 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_{I(t)} = {} & A[r(t)]\alpha(t)\cos\{\Phi[r(t)]\} \\ & \times\cos\{w_c t + \phi(t) + \theta(t)\} + n_I(t) \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned} y_Q(t) = {} & -A[r(t)]\alpha(t)\sin\{\Phi[r(t)]\} \\ & \times\sin\{w_c t + \phi(t) + \theta(t)\} + n_Q(t) \end{aligned} \tag{16}$$

여기서, $\alpha(t)$와 $\theta(t)$는 각각 페이딩에 따른 신호의 진폭과 위상에 대한 함수이다. 페이딩된 신호의 진폭이 한 심볼구간에서 일정하고, 위상이 수신단에서 완벽하게 동기화 된다고 가정하면, $\alpha(t) = \alpha$ 가 되고, 페이딩은 진폭 성분만 남게 된다.

임펄스 응답 $h_R(t)$를 갖는 수신 LPF를 통과한 I와 Q 채널의 기저대역 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_I(t) &= A[r(t)]\alpha_I\cos\{\phi(t) + \Phi[r(t)]\} * h_{R(t)} \\ &\quad + n_I(t) \\ &= A[r(t)]\alpha_I\{x_I(t)\cos(\Phi[r(t)]) \\ &\quad - x_Q(t)\sin(\Phi[r(t)])\} * h_{R(t)} + n_I(t) \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned} y_{Q(t)} &= A[r(t)]\alpha_{Q\sin}\{\phi(t) + \Phi[r(t)]\} * h_R(t) \\ &\quad + n_Q(t) \\ &= A[r(t)]\alpha_Q\{x_{Q(t)}\cos(\Phi[r(t)]) \\ &\quad + x_I(t)\sin(\Phi[r(t)])\} * h_R(t) + n_Q(t) \end{aligned} \tag{18}$$

식 (17)의 $x_Q(t)\sin(\Phi[r(t)])$항과 식 (18)의 $x_I(t)\sin(\Phi[r(t)])$항은 비선형 증폭기의 AM/PM 변환에 따른 cross-talk을 나타낸다.

정확한 샘플링 시점에서 수신신호를 샘플링하였다고 가정하면, 복조기 출력신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_{I(t)} = {} & A[r(t)]\alpha_I\{\textstyle\sum_k x_{kI}\cdot\cos(\Phi[r(t)]) \\ & - \textstyle\sum_k x_{kQ}\cdot\sin(\Phi[r(t)])\} + n_{I(t)} \end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned} y_Q(t) = {} & A[r(t)]\alpha_Q\{\textstyle\sum_k x_{kQ}\cdot\cos(\Phi[r(t)]) \\ & + \textstyle\sum_k x_{kI}\cdot\sin(\Phi[r(t)])\} + n_{Q(t)} \end{aligned} \tag{20}$$

그림 1에서 SSPA의 AM/PM 변환함수 $\Phi[r(t)]$는 입력 신호의 전력변화에 따른 출력위상의 변화가 극히 적으므로 $\Phi[r(t)] = 0$으로 가정하면, 식 (19)와 식 (20)은 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$y_I(t) = A[r(t)]\alpha_I\textstyle\sum_k x_{kI} + n_I(t) \tag{21}$$

$$y_Q(t) = A[r(t)]\alpha_Q\textstyle\sum_k x_{kQ} + n_{Q(t)} \tag{22}$$

수신 심볼의 순시 SNR (γ)은 식 (7), 식 (21)과 식 (22)를 이용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{A^2[r(t)]\cdot(\alpha_I^2 + \alpha_Q^2)\cdot r(t)^2}{N} \\ &= A^2[r(t)]\cdot\alpha^2\cdot SNR \end{aligned} \tag{23}$$

여기서, 포락선 $r(t) = \sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)}$, 잡음전력 $N = n_I(t)^2 + n_Q(t)^2$, 페이딩 진폭 $\alpha^2 = \alpha_I^2 + \alpha_Q^2$ 이다.

AWGN 채널 환경하에서 8PSK-2AM의 심볼 에러률(SER)은 신호공간방법에 의해 다음과 같이 계

www.dbpia.co.kr

산된다[5].

$$P_s \simeq \frac{1}{2}[\ erfc(\sqrt{Dr_b}) + erfc(\sqrt{Er_b}) + erfc(\sqrt{Fr_b})] \quad (24)$$

여기서, $erfc(x) = 2Q(\sqrt{2}x)$, r_b는 평균 비트에너지와 잡음 전력밀도의 비($\frac{E_b}{N_o}$)이다.

$$P_s \simeq Q(\sqrt{2Dr_b}) + Q(\sqrt{2Er_b}) + Q(\sqrt{2Fr_b}) \simeq Q(\sqrt{D\gamma}) + Q(\sqrt{E\gamma}) + Q(\sqrt{F\gamma}) \quad (25)$$

여기서, $D = \frac{8\sin^2(\pi/8)}{1+\beta^2}$, $E = \frac{2(\beta-1)^2}{1+\beta^2}$, $F = \frac{8\beta^2\sin^2(\pi/8)}{1+\beta^2}$, β는 Ring ratio 그리고, γ는 순시 SNR 이다.

8PSK-2AM의 각 심볼들이 Gray coding 되었을 때 BER은 SER의 1/4이므로 8PSK-2AM의 비트 에러률(BER)은 다음과 같다.

$$P_b(\gamma) = \frac{P_s(\gamma)}{4} \quad (26)$$

페이딩 이득이 심하게 변할 때, 수신 SNR도 심하게 변하므로, 평균 BER은 다음식과 같이 순시 SNR γ에 따른 BER을 계산하여 모든 가능한 SNR로 평균을 취해서 구한다.

$$P_{be} = \int_0^\infty P_b(\gamma) \cdot C(\gamma)\, d\gamma \quad (27)$$

여기서, $C(\gamma)$ 는 식 (1)을 이용하여,

$$C(\gamma) = p(a) \cdot \left|\frac{da}{d\gamma}\right| \text{ 이다.}$$

3.2 Trellis-Coded 8PSK-2AM

본 논문에서는 전력 및 대역폭 제한적인 비선형 저궤도 이동 위성통신 채널을 효율적으로 사용하기 위하여 Trellis 부호화된 16QAM과 8PSK-2AM을 제안하고 이들의 BER 성능을 분석하였다. TCM은 대역폭의 확장없이 부호화 이득을 얻을 수 있는 변조 방식으로서 길쌈부호기를 통해 부호화된 비트를 사상변환기를 통해 변조 심볼을 발생하여 신호열의 자유 Euclid 거리를 최대화할 수 있다. 본 논문에서는 8 state, 3/4 길쌈 부호화기를 사용하였다.

8PSK-2AM 신호집합의 확장과 분할을 통해 자유 Euclid 거리 d_{free}는 $R_1\sqrt{1+\sqrt{2}\beta+\beta^2}$ 이 되어 부호화되지 않은 8PSK-2AM의 $d_{free} = R_1\sqrt{1-\sqrt{2}}$ 보다 증가한다[11]. 부호화된 8PSK-2AM 심볼은 Viterbi 복호기에서 원 신호로 재생된다.

Ⅳ. 전산모의 실험

본 논문에서 사용한 비선형 저궤도 이동위성 통신 시스템의 전산모의 실험 모델은 그림 3과 같다.

그림 3의 전산모의 실험에서, 송·수신 Nyquist LPF는 Roll-off factor가 1.0, Tab 길이가 256인 FIR Raised cosine filter를 사용하였고, 비트 전송속도는 100kbps, 반송파 주파수는 1.6GHz로 하였다. 또한 이동체의 이동속도는 60Km/h, 최대 도플러 천이 주파수는 90.02Hz, Rician K 인자가 10 dB인 저궤도 이동위성 통신채널을 가정하였고, 송신단 HPA는 Fujitsu사 SSPA의 실측 데이터를 사용하여 비선형 특성을 모델링 하였으며 SSPA의 동작점은 -1dB IBO(Input Back-Off)로 가정하였다.

그림 4는 이상적인 선형채널에서 복조 및 필터링

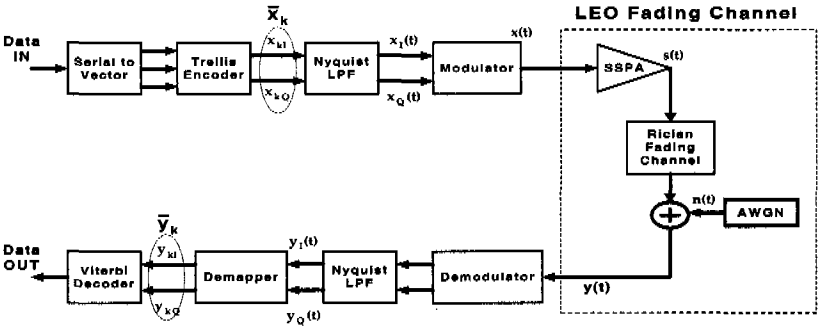


그림 3. 비선형 저궤도 이동위성 통신 시스템의 전산모의 실험 모델

www.dbpia.co.kr

된 8PSK-2AM(β=1.8)의 수신 신호 성상도를 보인다. 그림에서 8PSK-2AM 신호의 Ring-Ratio β는 1.8로 가정하였다. 그림 5는 Fujitsu SSPA를 -1 dB IBO에서 동작할 때 복조 및 필터링된 8PSK-2AM (β=3.2)의 수신신호 성상도를 보인다. 그림 6은 위와 동일한 경우에 16QAM의 수신 신호 성상도를 보인다.

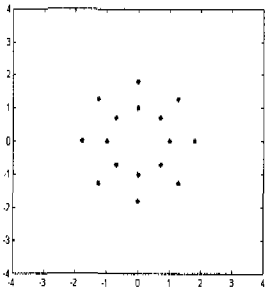


그림 4. 이상적인 선형채널에서 8PSK-2AM 의 수신 신호 성상도 (β = 1.8)

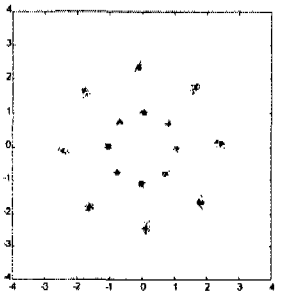


그림 5. SSPA를 통과한 8PSK-2AM의 수신 신호 성상도 (IBO = -1.0 dB, β = 3.2)

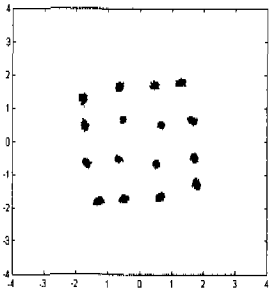


그림 6. SSPA를 통과한 16QAM의 수신 신호 성상도 (IBO = -1.0 dB)

그림 7은 이상적인 선형 AWGN 채널에서 전산모의 실험한 16QAM과 Ring-Ratio에 따른 8PSK-2AM의 BER 성능을 나타낸다. 그림에서 Ring-Ratio $\beta = 1.8$일 때 8PSK-2AM의 성능이 가장 우수함을 알 수 있다.

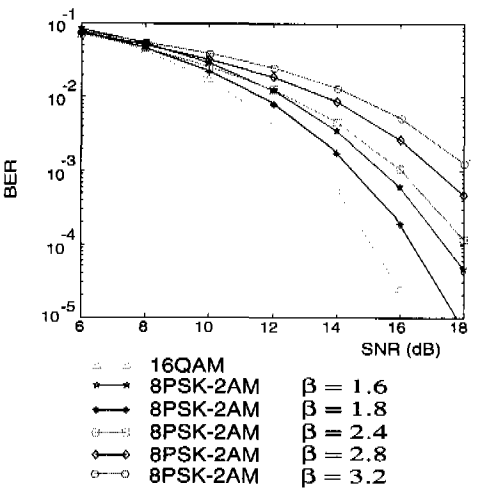


그림 7. 선형적 AWGN 채널에서 8PSK-2AM과 16QAM의 BER 성능

그림 8은 비선형 증폭된 저궤도 이동위성 채널에서 전산모의 실험한 8PSK-2AM(β=3.2)과 16QAM의 BER 성능을 각각 식 (27)의 이론적인 분석값과 비교하고 있다. 그림에서 Fujitsu SSPA의 IBO는 -1dB, Rician 페이딩 K factor는 10dB로 가정하였다. 전산모의실험 결과에서 보듯이 16QAM은 선형 AWGN 채널환경에서 8PSK-2AM보다 성능이 우수하지만 비선형 LEO 이동위성 채널에서는 BER = 1×10^{-2} 에서 8PSK-2AM 보다 SNR이 약 3dB 열화됨을 알 수 있다.

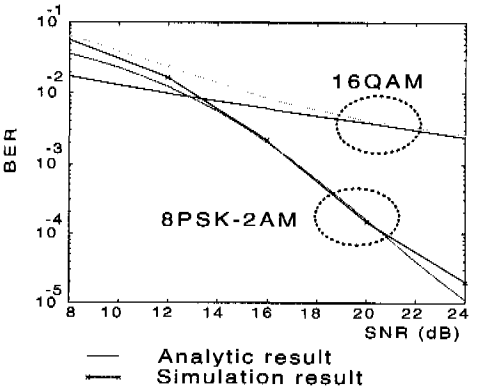


그림 8. 비선형 저궤도 이동위성 채널에서 16QAM과 8PSK-2AM(β=3.2)의 BER 성능
(SSPA IBO=-1dB, Rician K=10dB)

그림 9는 비선형 LEO 이동 위성채널에서 Uncoded 8PSK-2AM의 Ring-ratio에 따른 BER 성능을 보인다. 그림에서 보듯이 Ring-Ratio (β)가 3.2일 때 BER 성능이 가장 우수함을 알 수 있다.

www.dbpia.co.kr

그림 10은 Trellis 부호화된 8PSK-2AM과 16QAM의 BER 성능을 Uncoded 8PSK의 BER 성능과 비교한 것으로 TC 8PSK-2AM의 Ring-Ratio가 3.2일 때 BER $= 1 \times 10^{-3}$에서 Uncoded 8PSK 보다 약 4.4 dB, TC 16QAM보다 약 2 dB 우수함을 알 수 있다.

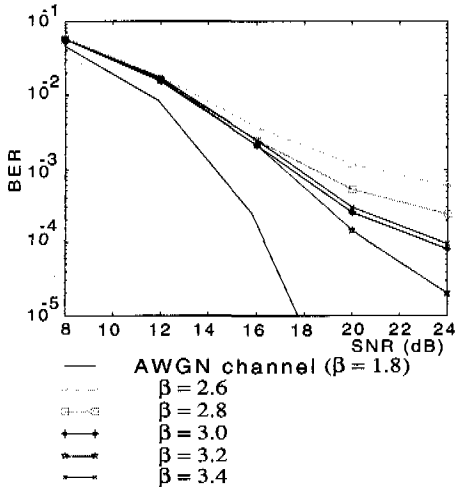


그림 9. 비선형 저궤도 이동위성 채널에서 8PSK-2AM의 BER 성능
(SSPA IBO=-1dB, Rician K=10dB)

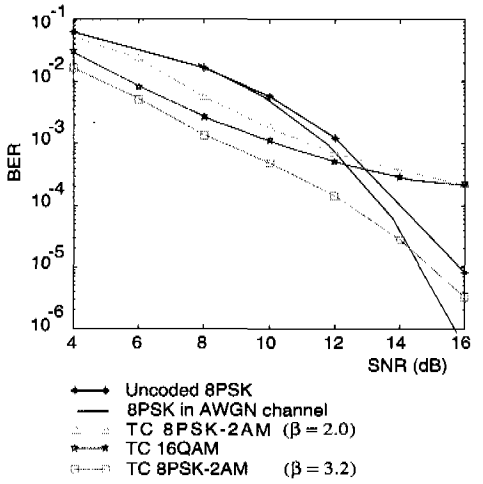


그림 10. 비선형 저궤도 이동위성 채널에서 Trellis- coded 8PSK-2AM의 BER 성능
(SSPA IBO=-1dB, Rician K=10dB)

V. 결 론

본 논문은 위성 멀티미디어 서비스를 위한 비선형 중폭된 저궤도 이동위성 통신시스템을 모델링하고 전력 및 대역폭 효율적인 디지털 전송 방식으로 Trellis-coded 8PSK-2AM과 Trellis-coded 16QAM을 제안하고 그 성능을 분석하였다. 특히 8PSK-2AM의 경우 최적의 수신성능을 위한 송신신호의 Ring-ratio를 도출하였으며 이에 따른 BER 성능 개선 정도를 분석하였다.

전산 모의실험 결과, 비선형 저궤도 위성채널에서 8PSK-2AM의 전력효율은 16QAM 보다 우수하며 이때 8PSK-2AM 송신신호의 최적 Ring- ratio는 약 3.2가 됨을 알 수 있었다. FEC 부호화하지 않았을 때 8PSK-2AM의 요구 SNR은 BER = 10^{-2} 에서 16QAM 보다 3dB 개선되었으며, Trellis 부호화 하였을 때 BER = 10^{-3} 에서 약 2dB 개선되었다. 따라서 Trellis-coded 8PSK-2AM은 전력 및 대역폭 제한적인 이동위성 통신채널에서 위성 인터넷, DBS, DAB, ISDB 등의 멀티미디어 서비스를 보다 효율적으로 제공할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Riccardo De Gaudenzi and Marco Luise, "Analysis and Design of an All-Digital Demodulation for Trellis Coded 16-QAM Transmission over a Nonlinear satellite Channel," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 43, No. 2, pp. 659-667, Feb. 1995

[2] Salmon Serfaty, Joseph L. LoCicero and Guillermo E. Atkin, "Cancellation of Nonlinearities in Bandpass QAM Systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 38, No. 10, pp. 1835-1843, Oct. 1990

[3] F. Adachi and M. Sawahashi, "Performance Ana-lysis of Various 16 Level Modulation schemes under Rayleigh fading," *IEE Electronics Letters*, vol. 28, No. 17, pp. 1579-1581, Aug. 1992

[4] Y. C. Chow, A. R. Nix and J. P. Mcgeehan, "Ana- lysis of 16-APSK Modulation in AWGN and Rayleigh Fading Channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 28, No. 17, pp. 1608-1610, Aug. 1992

[5] Y. C. Chow, A. R. Nix and J. P. Mcgeehan, "Error Performance of circular 16-DAPSK with Postedtection Diversity Reception in Rayleigh Fading Channel," *IEE Proc. Comm.*, vol. 144, No. 3, pp. 180-190, June 1997

www.dbpia.co.kr

[6] Chun Loo and John S. Butterworth, "Land Mobile Satellite Channel Measurements and Modeling," *IEEE Proc.* Vol. 86, No. 7, pp. 1442-1463, July 1998

[7] K. Y. Tise, P. Fines and A. H. Aghvami, "Concatenated Trellis-Coded 8-ary PSK for Land Mobile Satellite," *IEEE ICC '92*, 1992

[8] A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency- Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-29, No. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981

[9] Jong-Soo, Seo and Kamilo Feher, "Signal Mapping Optimizaion of 16-QAM for Non-Linear Mode Operation," *IEEE ICC'88*, pp. 1709-1713, June 1988

[10] A.R. Kaye, D.A. Geroge and M.J. Eric, "Analysis and compensation of bandpass non-linearities for communications," *IEEE Trans. Comm. Technol.*, vol. COM-20, pp. 965-972, Oct. 1972

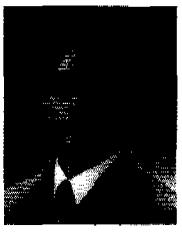
[11] Sadataka Hayashi and Iwao Sasase, "Performance of Trellis-coded 16-state Differentially Encoded APSK on Rayleigh Fading Channel," *IEEE ICUPC'95*, pp. 32-36, June 1995

이 상 진(Sang-Jin Lee) 정회원

1975년 1월 18일생
1997년 8월 : 연세대학교 전파 공학과 졸업(공학사)
1997년 9월~현재 : 연세대학교 전기 · 컴퓨터공학과 재학중 (석사과정)

<주관심 분야> 디지털통신 시스템, 위성통신 변복조/부호화 기술

강 우 석(Woo-Seok Kang) 정회원



1975년 5월 26일생
1998년 2월 : 연세대학교 전파 공학과 졸업(공학사)
1998년 3월~현재 : 연세대학교 전기 · 컴퓨터공학과 재학중 (석사과정)

<주관심 분야> 디지털통신 시스템, 변복조/부호화 기술

서 종 수(Jong-Soo Seo) 정회원

1952년 1월 7일생
1975년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1983년 12월 : Univ. of Ottawa, Canada, 전기공학과 졸업 (공학석사)
1988년 6월 : Univ. of Ottawa, Canada, 전기공 학과 . 졸업(공학박사)
1975년 4월~1981년 12월 : LG정밀 중앙연구소
1982년 1월~1987년 7월 : Univ. of Ottawa, 디지털 통신연구실
1987년 7월~1989년 12월 : IDC, Canada
1990년 1월~1992년 3월 : 삼성 종합기술원 정보시스템 연구소
1992년 4월~1995년 2월 : CAL, Canada
1995년 3월~현재 : 연세대학교 공과대학 기계 · 전자 공학부, 부교수

<주관심 분야> 위성통신, 방송시스템, 디지털 전송방식

www.dbpia.co.kr