

비선형 위성 채널에서 비선형 사상기를 이용한 CPFSK에 대한 연구

正會員 구본진*, 主판유*, 이재용*, 김경호*, 강창언*

A Study of CPFSK with Nonlinear Mapper over Nonlinear Satellite Channels

B. J. Ku*, P. Y. Jou*, J. Y. Lee*, K. H. Kim*, C. E. Kang* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 신호-공간 부호화된 비선형 CPFSK(continuous phase frequency shift keying) 변조 방식을 위성 채널에 적용한다. 제안된 비선형 CPFSK는 기존의 CPFSK에 비선형 사상기를 결합시켜 신호의 자유 유클리드 거리는 증가시키고 에러 성능을 향상시킨다.

실험 환경은 부가 백색 가우스 잡음 채널과 진행파관 증폭기(traveling wave tube amplifier, TWTA)에 의해 비선형 특성을 가지는 위성 채널이며, 비선형 CPFSK 신호의 복조를 위해 비터비 복호기를 사용한다. 이진과 4-ary 시스템의 성능을 최적화하는 비선형 사상기의 계수들을 찾고 각 시스템에 대한 실험 결과를 나타낸다.

시뮬레이션 결과, 제안된 비선형 CPFSK 시스템들은 위성 채널의 비선형 왜곡에 덜 민감하며 이진 비선형 CPFSK는 MSK(minimum shift keying)에 비해, 그리고 4-ary 비선형 CPFSK는 변조 지수가 1/4인 4-ary CPFSK에 비해서 성능 향상이 있다.

ABSTRACT

In this thesis, signal-space coded nonlinear continuous phase frequency shift keying (CPFSK) modulation schemes are applied over satellite channels. The proposed nonlinear CPFSK can make the minimum distance of the signals longer and improve the error performance by combining nonlinear mapper with conventional CPFSK.

The environments under which the experiments are conducted are an additive white Gaussian noise (AWGN) channel and a satellite channel having nonlinearity because of traveling wave tube amplifier (TWTA). For optimum decoding, Viterbi decoders are used. Binary and 4-ary modulation schemes are proposed with varying state numbers and modulation indexes. The coefficients of the nonlinear mappers which optimize performance are searched,

*연세대학교 전자공학과 정보통신 연구실

論文番號:97022-0116

接受日字:1997年1月16日

and systems with the proposed modulation schemes are presented.

Through simulations, it can be seen that the proposed nonlinear CPFSK systems are less sensitive to nonlinear distortions of TWTA. The proposed binary nonlinear CPFSK modulation schemes have better performance than minimum shift keying (MSK). Also, the proposed 4-ary nonlinear CPFSK modulation schemes have better performance than 4-ary CPFSK with the modulation index 1/4.

I. 서 론

통신 기술의 급속한 진보와 요구되어지는 다양하고 새로운 서비스로, 위성 통신은 최근에 급속히 발전하고 있다. 위성 통신시스템에서 요구되는 디지털 통신 기술은 여러 가지가 있는데, 그 중 하나가 비선형성에 강한 디지털 변조 기술이다. 위성 통신의 채널은 위성 중계기의 진폭과 위상 응답에 존재하는 비선형성으로 인하여 신호를 왜곡시킨다. 따라서 채널의 비선형성을 극복하고 신뢰성 있는 통신을 보장하기 위한 효율적인 변조 기법은 정진폭 특성, 전력 효율, 그리고 대역폭 효율 등을 함께 요구한다[1]. 또한 위성 링크에서 발생하는 감쇄를 극복하기 위해, 위성시스템은 고부호이득을 얻는 부호화 기법도 사용한다. 위성의 효율성과 성능을 향상시킬 수 있는 위성탑재 신호처리(on-board processing, OBP) 기법도 차세대 위성 통신에서 사용될 것이 유력한 상황에서[2-5], 기존의 위상 천이 변조(phase shift keying, PSK)와 주파수 천이 변조(frequency shift keying, FSK)는 정진폭 특성을 가지지만 그 자체로는 위성 통신에서 비효율적이다. PSK의 경우에는 심볼 천이 구간에서 발생하는 위상의 급격한 변화 때문이고, FSK의 경우에는 대역폭 효율이 떨어지기 때문이다.

기존의 위성 통신시스템에서 위성은 단순히 중계기 역할만을 하였고 지구국이 좀더 복잡하고 거대한 형태였지만, 미래의 시스템에서는 그 개념이 점차 반대로 바뀌고 있다. 즉, 위성 자체의 성능이 향상되고 지구국은 상대적으로 소형화와 간단한 형태로 바뀌고 있다[2-4]. 그것은 경제성을 위성시스템의 설계기준으로 고려할 때, 소형지구국과 고성능의 위성으로 구성된 시스템이 기존의 시스템보다 더 경제적이기 때문이다. 또한, 기존의 위성시스템은 군용이나 상업 통신용, 방송용으로 사용되었지만, 고속데이터통신, 멀티미디어, 개인 이동통신 등의 서비스가 요구되는 환경변

화에서는 새로운 위성이 필요하다. 즉, 안테나와 고출력 위성 EIRP(equivalent isotropic radiated power)를 가지는 위성이 필요하다. 기존의 위성 통신시스템에서는 BPSK, QPSK(quadrature PSK), 그리고 offset QPSK(OQPSK)가 가장 널리 사용되는 PSK류 변조 방식이다. 그러나 대표적인 QPSK 변조기법은 E_b/N_0 면에서는 우수한 방식이지만, 대역폭 효율, 정보전송의 효율 등의 면에서는 그러하지 않다. 복잡도와 경제성이 위성시스템 설계의 주요한 파라미터라면, 그 위성시스템에서는 QPSK가 더 이상 선택될 수 없다. 따라서 정보를 전달하는 위상의 변화를 부드럽게 함으로써 증가된 대역폭 효율을 가지면서 동시에 비선형 왜곡에 강한 특성을 가지는 변조 방식들이 선호되며, 이 중의 하나가 연속 위상 변조(continuous phase modulation, CPM)이다[6].

연속 위상 변조는 연속적인 위상을 형성하는 방법에 따라 서로 다른 특성을 가지게 되므로 위상 형성 방법을 달리하는 여러 방식의 CPM 기법들이 제안되고 있다. CPM의 구성 방법을 간단하게 하기 위한 연구도 진행되어, CPM을 연속 위상 부호화기(continuous phase encoder, CPE)와 비메모리 변조기(memoryless modulator, MM)로 분할하는 방법이 제안되었다[1]. 이러한 연구들 이외에도 CPE와 외부 부호화기인 컨벌루션 부호화 기법을 하나로 결합하여 CPM의 성능을 향상시키려는 기법들이 발표되었다[7]. 이 방법은 컨벌루션 부호화를 통해 CPM 신호의 최소 거리를 증가시킬 수 있으므로, 이에 따른 여러 성능의 향상을 얻을 수 있다. 반면, 외부 부호화기를 사용하지 않고, CPE의 설계 방식을 변형하여 여러 성능을 향상시키는 방식들도 제안되고 있다[8]. 이 방식에서는 외부 부호화기의 도움 없이, CPM 자체 내의 기존의 선형 CPE를 비선형 CPE로 변환시키는 방법을 사용하여 CPM 신호의 최소 거리를 증가시키게 되며, 이에 따라 여러 성능의 향상을 얻을 수 있다.

본 논문에서는 비선형 CPE를 사용하여 최소 거리를 증가시킨 이진과 4-ary 비선형 CPFSK(continuous phase frequency shift keying) 시스템을 설계하고 AWGN 채널하에서 그 성능을 기존의 부호화되지 않은 변조 방식과 비교 분석한다. 이때 CPFSK는 매우 자주 사용되는 CPM의 한 경우로서, $1T$ 시간 길이의 구형 펄스 위상 응답을 사용하는 CPM 변조기법으로 IREC로 표현되기도 한다[2]. CPFSK의 자세한 설명은 다음 절에서 한다. 또한 TWTA(traveling wave tube amplifier)[9]에 의해 신호가 증폭되면서 진폭과 위상에 비선형성 왜곡이 가해지는 위성 통신 환경에서 비선형 CPFSK 변조 기법의 에러 성능을 분석한다.

II. CPFSK의 분할 모델

앞서 CPM의 변조 구조가 CPE와 MM으로 분할될 수 있음을 언급하였다[1]. 분할된 CPM 모델에서 전송 신호는 다음 식과 같이 정의된다.

$$s(t, u_n) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \psi(t, u_n)) \quad (1)$$

여기서 E 는 심볼 에너지이고 T 는 심볼 구간이며 ω_0 는 반송파의 각주파수이다. 정보 시퀀스 u_n 는 상호 무관한 M -ary 시퀀스인 $u_i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 로 간단하게 표현된다. 그리고 식 (1)에서의 정보를 포함하고 있는 위상은 다음의 식과 같이 표현된다.

$$\psi(t, U) = 4\pi h \sum_{i=0}^{\infty} u_i f(t-iT), \quad t \geq 0 \quad (2)$$

여기서 파라미터 h 는 변조 지수(modulation index)라고 하며, $h = K/P$ 로 정의된다. 이 때 K 와 P 는 서로 소인 양의 정수이다.

식 (2)에서 위상 응답(phase response) $f(t)$ 는

$$f(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{1}{2}, & t > LT \end{cases} \quad (3)$$

와 같이 정의된다. 여기서 L 은 CPM 신호의 메모리라고 불리는 양수이고, $f(t)$ 는 시간 구간 $[0, LT]$ 에서 단조 증가하는 연속 함수이다.

본 논문에서 제안된 변조 방식은 CPFSK에 비선형 사상기를 추가시킨 것으로서, CPFSK 신호에 대한 위상 응답 $f(t)$ 는

$$f(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{t}{2T}, & 0 \leq t \leq T \\ \frac{1}{2}, & t > T \end{cases} \quad (4)$$

와 같다. 시간 구간 $nT \leq t \leq (n+1)T$ 에서 정보를 포함하고 있는 CPFSK 신호의 위상은 다음의 식과 같이 표현된다.

$$\psi(t, u_n) = \left[2\pi h(u_n) \frac{(t-nT)}{T} + V_n \right]_{\text{mod } N} \quad (5)$$

여기서 V_n 은 변조기의 위상 상태로 정의된다. 그리고 N 은 CPFSK의 총 상태수이다.

다음 시간 구간 $(n+1)T$ 에서의 위상상태 V_{n+1} 은

$$V_{n+1} = [V_n + u_n]_{\text{mod } N} \quad (6)$$

와 같이 구하여진다. 위의 식에서 알 수 있듯이 다음 시간 구간에서의 위상 상태는 현재의 위상 상태 V_n 과 현재의 입력 신호 u_n 의 합을 모듈러- N 연산을 하여 결정된다.

그림 1은 CPE와 MM으로 분할된 CPFSK 블럭도이다. 그림에서 알 수 있는 것처럼, CPFSK 변조기를

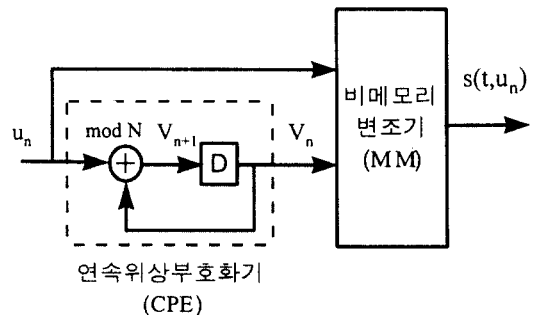


그림 1. CPFSK의 분할 모델

Fig. 1 A decomposed model of CPFSK

V_n 을 구해주는 CPE와 u_n 과 V_n 에 따라서 신호를 사상(mapping)하여 주는 MM으로 분할하고 있다.

Ⅲ. 비선형 CPFSK의 설계

1. 비선형 CPFSK 신호

본 논문에서 제안된 비선형 CPFSK 신호는 일반적인 CPM 신호와 마찬가지로 시간 구간 $nT \leq t \leq (n+1)T$ 에서 식 (1)과 같이 표현된다. 이 때 위상 정보는 다음 식과 같다.

$$\psi(t, u_n) = 2\pi h \left[u_n \frac{(t-nT)}{T} + V_n \right] \bmod N \quad (7)$$

여기서 상태수는 N 이며 변조 지수는 $h=1/N$ 의 값을 가진다. $V_n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ 는 n 번째 시간 구간에서 변형된 위상 상태이다. u_n 는 n 번째 시간 구간에서 M -ary 입력 심볼에 대한 비선형 사상 심볼인 $u_n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ 의 시퀀스이다.

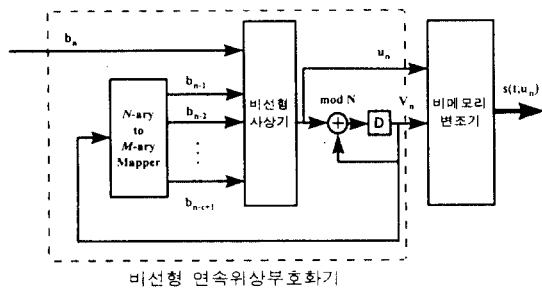


그림 2. 제안된 비선형 CPFSK의 분할 모델
Fig. 2 A decomposed model of the proposed nonlinear CPFSK

그림 2에서 볼 수 있는 바와 같이 비선형 CPFSK는 비선형 연속위상부호화기(nonlinear continuous phase encoder, NCPE)와 비메모리 변조기로 분할된다[1]. 시간 구간 nT 에서의 M -ary 입력심볼 b_n 과 이전의 지연된 M -ary 심볼들의 묶음인 $\{b_{n-1}, \dots, b_{n-c+1}\}$ 들을 입력으로 사용하여 비선형 사상기는 비선형 부호화된 심볼 u_n 을 결정한다. 이때 N -ary의 상태 V_n 이 'N-ary Mapper'를 통과하면 M -ary의 $\{b_{n-1}, \dots, b_{n-c+1}\}$ 은 만들어진다. 그 일반식은 다음과 같다.

$$V_n = b_{n-1}M^{c-1} + b_{n-2}M^{c-2} + \dots + b_{n-c+1}M^0 \quad (8)$$

여기서 M 은 M -ary를 나타낸다. 그리고 c 는 NM에 입력되는 심볼들의 개수이며, 그 일반적인 값은 $\log_M N + 1$ 이다. 그러나 실험에서는 c 의 값은 실험적으로 선택된다.

$$u_n = x(b, f) \quad (9)$$

$$V_{n+1} = [V_n + u_n] \bmod N \quad (10)$$

식 (9)에서 $x(b, f)$ 는 비선형 사상 함수로 다음과 같이 비선형 부호화된 심볼 u_n 을 결정한다[10].

$$x(b, f) = f_0 + \sum_{i=1}^c f_i b_{n-i+1} + \sum_{\substack{i,j=1 \\ j>i}}^c f_{ij} b_{n-i+1} b_{n-j+1} + \dots + f_{1\dots c} b_n \dots b_{n-c+1} \quad (11)$$

변수 u_n, V_n 과 계수 $\{f\}$ 는 정수 모듈- N 의 링 상에서 값들이 취해지며, 계수 $\{f\}$ 의 가능한 총 개수는 $N_f = 2^c$ 가 된다[7]. 구속 길이(constraint length) ν 는 신호화 구간에서 측정되는 가장 짧은 수렴 사건(merging event)의 길이이고, 가능한 모든 상태수 N 에 의해 다음 식과 같은 상한을 가진다[8].

$$M^{\nu-1} \leq N \text{ or } \nu \leq 1 + \log_M(N) \quad (12)$$

여기서 M 은 비선형 CPFSK의 입력 정보 심볼 집합의 크기이다. 그리고 NM의 입력 개수 c 는 구속 길이 ν 보다 같거나 작은 값이다.

위와 같은 과정을 거쳐 구성된 비선형 CPFSK 신호의 성능을 알아보도록 하자. 양측 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 AWGN 환경에서 비선형 CPFSK 신호의 근사 에러 확률은 일반적인 CPM 신호와 마찬가지로 다음의 식과 같이 표현된다[11].

$$P_e \approx Q \left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2 E_b}{N_0}} \right) \quad (13)$$

여기서 E_b 는 비트 에너지이고, d_{\min}^2 는 위상 트렐리스의 모든 분리-재수렴 경로 쌍들(split-remerge pairs)을 고려하여 정규화된 최소 거리로서 자유 유클리드 거리

라고도 한다. 위의 식에서 알 수 있는 바와 같이 d_{min}^2 의 증가에 따라 에러 성능의 향상을 관찰할 수 있다.

2. 비선형 CPFSK의 최적 부호화기 설계

비선형 CPFSK의 설계 목적은 최소 거리를 최대화시키는, 즉 시스템의 성능을 최적화 하는 비선형 사상 계수를 찾는 것이다. 제안된 비선형 CPFSK 변조 구조는 입력 정보 심볼 집합의 크기 M , 비선형 사상기에 입력되는 시퀀스의 크기인 c 와 상태수 N 에 의해 정해진다. 이때 식 (11)의 비선형 사상 함수를 구성하는 비선형 사상 계수 $\{f\}$ 는 부호 탐색 과정을 통하여 d_{min}^2 을 최대화하도록 선택된다.

그림 3은 f 를 찾는 부호 탐색 과정의 순서도를 나타낸 것이다. 우선적으로 비선형 사상 계수 f 를 초기화한 후, 이 $\{f\}$ 값들을 이용하여 구성된 시스템의 최소 거리 d_{min}^2 가 찾고자 하는 $d_{min, f}^2$ 와 같은 값을 가질 때까지 반복적으로 부호 탐색 과정을 수행하여 최종적인 비선형 사상 계수 $\{f\}$ 를 찾아내게 된다. 이때 $d_{min, f}^2$ 는 결국 주어진 시스템에서의 가장 큰 최소 거리이고 구해진 $\{f\}$ 값들은 최적의 비선형 사상 계수 값들이다.

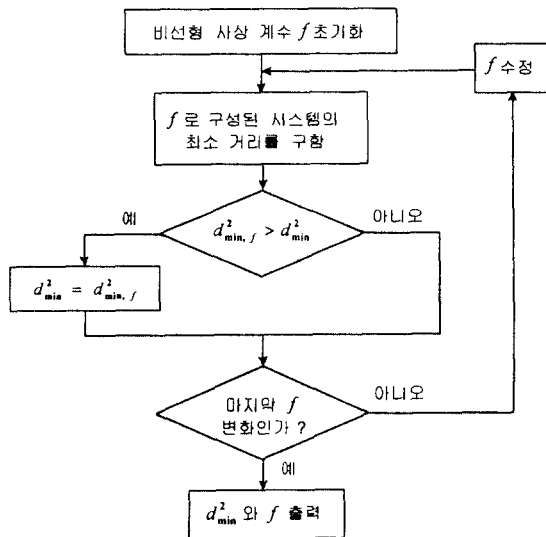


그림 3. 비선형 사상 계수 $\{f\}$ 의 탐색 과정에 대한 블럭도
Fig. 3 Block diagram for the searching algorithm of nonlinear mapping coefficients $\{f\}$

위에서 설명한 방법으로 구성된 이진과 4-ary 비선형 CPFSK 변조 방식에 따른 각각의 최적 비선형 사상 계수 $\{f\}$, 최소 거리 d_{min}^2 , 그리고 비교가 되는 변조 방식에 대한 최소 거리에 있어서의 부호 이득을 표 1과 2에 요약해 놓았다. 이 때 이진인 경우에 비교가 되는 변조 방식은 이진 CPFSK의 대표적인 변조 방식인 MSK로 정하고, 4-ary 경우에는 h 가 1/4인 4-ary CPFSK로 정한다. MSK의 최소 거리는 2이고 4-ary CPFSK는 1.454이다. 제안된 변조방식이 비교 변조 방식에 대해 가지는 부호이득을 아래 식에 의해 구한다.

$$\text{부호 이득} = 10 \log \left(\frac{d_{min}^2 \text{ 제안된 기법}}{d_{min}^2 \text{ 비교 변조 방식}} \right) \quad (14)$$

표 1. 이진 비선형 CPFSK의 최소 거리 d_{min}^2 와 비선형 사상 계수

Table 1. Minimum distances d_{min}^2 and nonlinear mapping coefficients of binary nonlinear CPFSK

기법	N	c	d_{min}^2	부호이득
기법 1	4	3	3.0	1.761
	$f_1 = 3, f_2 = 3, f_3 = 2.$			
기법 2	8	4	3.902	2.903
	$f_1 = 4, f_2 = 6, f_3 = 7, f_4 = 5, f_{24} = 4.$			
기법 3	16	5	4.478	3.502
	$f_1 = 8, f_2 = 12, f_3 = 14, f_4 = 15, f_5 = 11, f_{25} = 8.$			

표 2. 4-ary 비선형 CPFSK의 최소 거리 d_{min}^2 와 비선형 사상 계수

Table 2. Minimum distances d_{min}^2 and nonlinear mapping coefficients of 4-ary nonlinear CPFSK

기법	N	c	ν	d_{min}^2	부호이득
기법 1	8	2	2	2.637	2.585
	$f_0 = 1, f_1 = 2, f_2 = 1, f_{12} = 3.$				
기법 2	16	2	3	5.099	5.449
	$f_0 = 2, f_1 = 3, f_2 = 2, f_{12} = 2.$				
기법 3	16	3	3	9.098	7.964
	$f_0 = 2, f_1 = 1, f_2 = 2, f_{12} = 3, f_{23} = 2.$				

IV. 실험 및 결과 고찰

1. 실험 시스템의 개요

제안된 시스템을 AWGN 채널에서와 비선형 특성을 가지는 TWTA를 사용한 위성 채널에서 실험한다. 그림 4는 위성 채널에서의 실험 시스템의 블럭도이다. 그림에서 점선 부분은 제안된 비선형 CPFSK 변조 구조이다. 랜덤 데이터 발생기는 랜덤 데이터를 발생시킨다. 그리고 4-ary 비선형 CPFSK일 경우에 4-ary 심볼을 만들어 주기 위해 직병렬 변환기(serial-to-parallel convertor)가 사용된다. 신호는 NCPE를 거쳐 MM을 통하여 변조된다. 이렇게 변조된 신호는 채널을 통과하게 된다. 그림 4에서의 채널 모델은 위성 채널로서 채널 입력 필터, TWTA, 채널 출력 필터와 하향 링크 잡음의 합으로 구성되며, 하향 링크 잡음은 AWGN으로 모델링 된다.

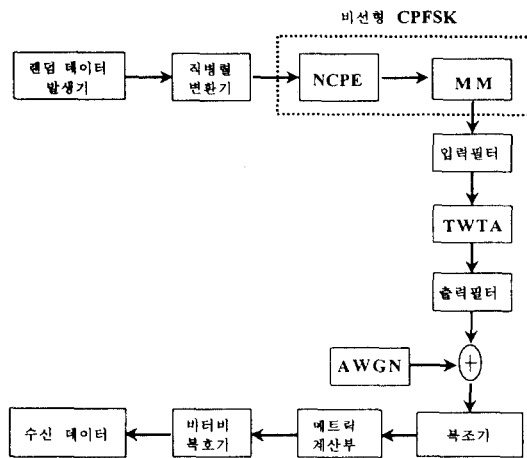


그림 4. 실험 시스템의 블럭도
Fig. 4 Block diagram of the experimented system

이렇게 채널을 통과하면서 잡음이 첨가된 수신 신호는 복조기를 거쳐 복조된다. 메트릭 계산부에서는 비터비 복호기(Viterbi decoder)에 필요한 모든 메트릭이 계산된다. 비터비 복호기는 각 수신 신호에 대하여 구해진 메트릭을 사용하여 정보 데이터와 가장 비슷하다고 추정되는 수신 데이터를 결정한다.

시뮬레이션에서는 비선형 CPFSK 신호의 복호를 위해 컨벌루션 복호 기법인 비터비 복호 알고리즘을 이용한 MLSE(maximum likelihood sequence estimation) 수신 구조를 구성하여 실험한다[7][12][13].

본 논문에서는 Saleh에 의해 제안된 진폭-위상 모델(amplitude-phase model)을 사용하여 위성 채널의 TWTA를 모델링하였다[14]. TWTA의 동작점이 포화 영역에 있을 때는 전력 효율은 우수하지만 출력 신호에 왜곡이 많이 발생한다. 이 때 그 동작점을 선형 영역으로 옮기는 백-오프(back-off) 과정을 사용하면 신호에 생기는 왜곡이 줄어들지만 trade-off로 증폭기의 전력 효율이 나빠진다. 본 논문에서는 이러한 입력 백-오프(input back-off, IBO) 파라미터 변화에 제안된 시스템이 어떠한 영향을 받는지 조사하였다.

2. AWGN 채널과 위성 채널에서의 결과 고찰

제안된 이진과 4-ary 비선형 CPFSK는 상대수가 클수록 좋은 성능을 얻는다. 그림 5와 6은 AWGN 채널에서의 시뮬레이션 결과이다. 이 때 제안된 이진 시스템들은 데이터 전송 채널에서 적절한 성능을 위한 10^{-5} 의 BER에서 MSK보다 약 1.7 dB에서 3.6 dB 정도의 성능 향상이 있고, 제안된 4-ary 시스템들은 10^{-5} 의 BER에서 부호화되지 않은 4-ary CPFSK보다 약 2.0 dB에서 4.9 dB 정도의 성능 향상이 있다. 그림 7은 AWGN 채널과 위성 채널에서 QPSK의 시뮬레이션 결과이다. 결과에서 나타나듯이, QPSK는 AWGN 채널에서 우수한 성능을 가지지만, 비선형 특성을 보이는 위성 채널에서는 성능 저하를 보인다. 특히 위성 채널에서 IBO를 변화시키면, QPSK의 성능 변화를 볼 수 있다. IBO를 양의 값으로 증가하면 즉, -2에서 0, 2, 4, 6 dB로 증가하면 성능이 변한다.

제안된 이진과 4-ary 비선형 CPFSK 변조방식의 위성 채널에서의 시뮬레이션 결과를 살펴본다. 그림 8과 9로부터 IBO가 -2, 0, 2 dB로 바뀔 때 제안된 변조 방식들의 BER 곡선 변화가 거의 없으므로 알 수 있다. 이것은 제안된 비선형 CPFSK는 위성 채널의 IBO 영향을 거의 받지 않는다는 것을 의미한다. 그리고 같은 그림 8과 9는 IBO이 0 dB로 고정된 (IBO를 주지 않은) 위성 채널에서의 MSK와 4-ary CPFSK의 시뮬레이션 결과이기도 하다. 이 때 제안된 이진 시스템들은 10^{-5} 의 BER에서 MSK보다 약 1.8 dB에서

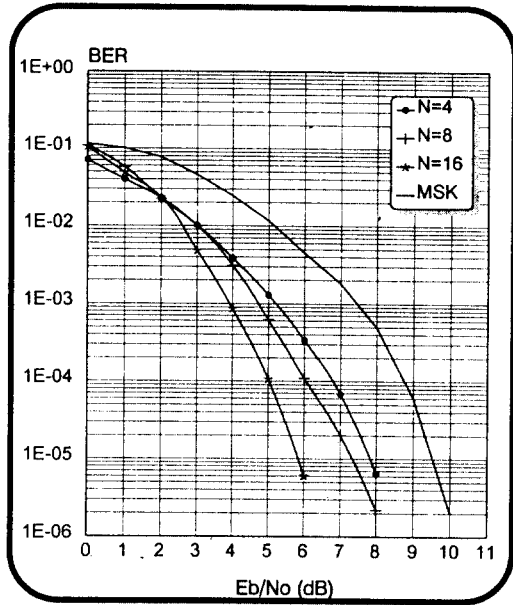


그림 5. AWGN 채널에서 이진 비선형 CPFSK의 BER
Fig. 5 BER of binary nonlinear CPFSK over AWGN channel

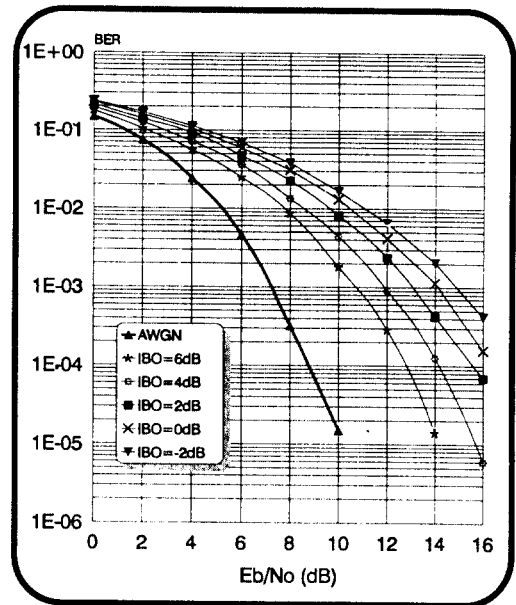


그림 7. AWGN 채널과 위성채널에서 QPSK의 BER
Fig. 7 BER of QPSK over AWGN channel and satellite channel

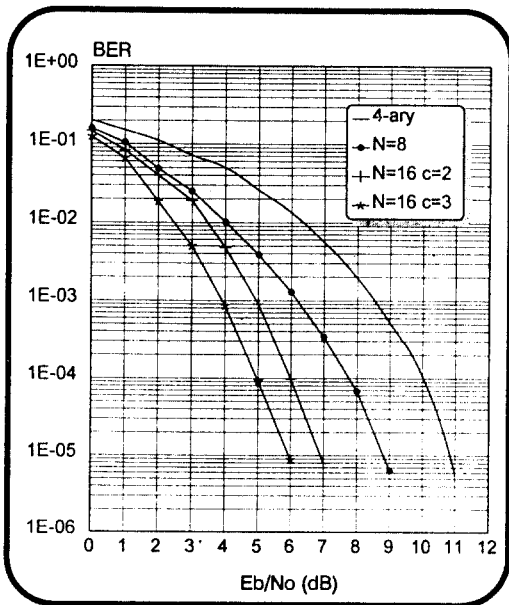


그림 6. AWGN 채널에서 4-ary 비선형 CPFSK의 BER
Fig. 6 BER of 4-ary nonlinear CPFSK over AWGN channel

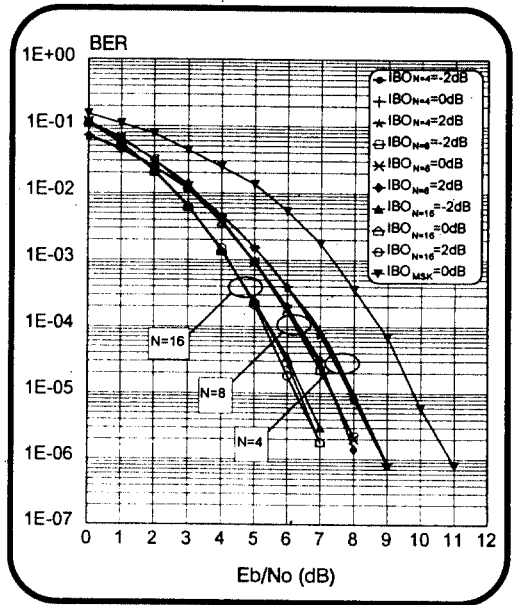


그림 8. 위성 채널에서 이진 비선형 CPFSK의 BER
Fig. 8 BER of binary nonlinear CPFSK over satellite channel

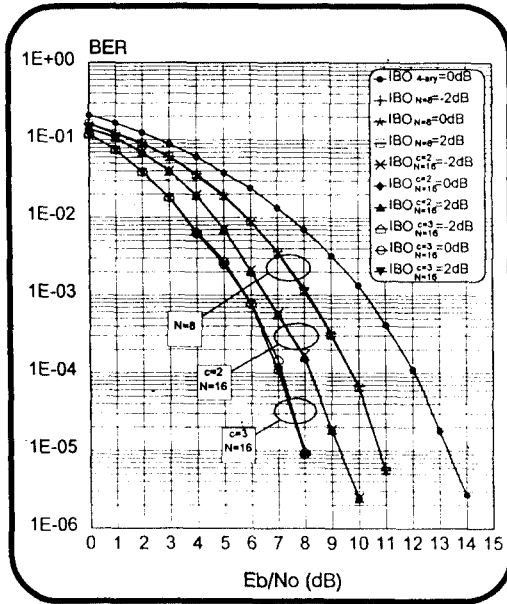


그림 9. 위성 채널에서 4-ary 비선형 CPFSK의 BER
Fig. 9 BER of 4-ary nonlinear CPFSK over satellite channel

3.5 dB 정도의 성능 향상이 있고, 제안된 4-ary 시스템 들은 10^{-5} 의 BER에서 부호화되지 않은 4-ary CPFSK 보다 약 2.4 dB에서 5.2 dB 정도의 성능 향상이 있다. 이 성능향상은 AWGN 채널에서 성능과 거의 동일하다. 즉, 제안된 비선형 CPFSK 변조방식이 AWGN 채널에서의 성능을 비선형 위성 채널에서도 유지할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 비선형 사상기를 이용하여 최소 거리를 증가시킨 이진과 4-ary 비선형 CPFSK 변조 구조를 제안한다. 부호 탐색 과정을 통하여 구하여진 비선형 사상 계수를 가지는 비선형 CPFSK는 그 상태수가 클수록 좋은 성능을 나타낸다. AWGN 채널에서의 시뮬레이션 결과, 제안된 이진과 4-ary 시스템 들은 각각 MSK와 부호화되지 않은 4-ary CPFSK보다 성능이 우수하다. 또한 위성 채널에서의 시뮬레이션 결과로부터 제안된 비선형 CPFSK는 위성 채널의 IBO에 영향을 거의 받지 않는다는 것을 알 수 있다.

그러나 QPSK는 위성 채널에서 IBO에 영향을 크게 받는다. 이 점으로 인하여, 제안된 비선형 CPFSK가 위성 통신시스템에 적용함에 있어서 QPSK보다 유리하다고 할 수 있다. 그리고 제안된 변조 방식들은 비선형 특성의 위성 채널에서도 AWGN 채널에서의 성능 향상을 그대로 유지한다.

결론적으로, 제안된 비선형 CPFSK 기법은 비선형 연속 위상 부호화 기법을 사용하여 상태수를 증가시키며 이에 따른 최소 거리 증가로 인하여 향상된 성능을 가진다. 또한 비선형 CPFSK는 일반적인 CPFSK 변조 방식의 특성인 정진폭 특성을 그대로 유지하기 때문에 위성 채널의 비선형 왜곡에 강한 특성을 보인다.

참고 문헌

1. B. Rimoldi, "A Decomposition Approach CPM," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-34, no. 2, pp. 260-270, Mar. 1988.
2. F. Xiong, "Modem Techniques in Satellite Communications," *IEEE Communications Magazine*, pp. 84-98, Aug. 1994.
3. C. Mahle et al., "Satellite Scenarios and Technology for the 1990's," *IEEE Jour. on Sel. Areas in Commun.*, vol. SAC-5, no. 4, pp. 556-569, May 1987.
4. N. Pelton and W. W. Wu, "The Challenge of 21st Century Satellite Communications: INTELSAT Enters the Second Millennium," *IEEE Jour. on Sel. Areas in Commun.*, vol. SAC-5, no. 4, pp. 571-591, May 1987.
5. K. Feher, *Digital Communications: Satellite/Earth Station Engineering*, Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1983.
6. J. B. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundburg, *Digital Phase Modulation*. New York:Plenum Press, 1986.
7. R. H.-H. Yang and D. P. Taylor, "Trellis-Coded Continuous-Phase Frequency-Shift Keying with Ring Convolutional Codes," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. IT-40, no. 4, pp. 1057-1067, July 1994.
8. J. P. Fonseka, "Nonlinear Continuous Phase Fre-

- quency Shift Keying," IEEE Trans. on Commun., vol. COM-39, no. 10, pp. 1473-1481, Oct. 1991.
9. A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," IEEE Trans. on Commun., vol. COM-29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
 10. R. Calerbank and J. E. Mazo, "A New Description of Trellis Codes," IEEE Trans. on Inform. Theory, vol. IT-30, no. 6, pp. 784-791, Nov. 1984.
 11. T. Aulin and C. -E. W. Sundberg, "Continuous Phase Modulation-Part I: Full Response Signaling," IEEE Trans. on Commun., vol. COM-29, no. 3, pp. 196-209, Mar. 1981.
 12. S. Benedetto, E. Biglieri, and V. Castellani, Digital Transmission Theory. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1988.
 13. G. Karam, K. Gosse, and K. Maalej, "Trellis coded CPFSK over rings," in Proc. ICC '95, Seattle, Washington, June 1995, pp. 673-677.
 14. 이재용, 홍대식, 강창언, "트렐리스 부호화된 8CPFSK의 위성 채널 에러 성능," 한국통신학회 논문지, '95-1, vol. 20, no. 1, pp. 69-76.



구 본 진(B. J. Ku) 정회원
 1994년 2월:경북대학교 공과대학교 전자공학과 공학사
 1997년 2월:연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
 1997년~현재:연세대학교 본대학원 전자공학과 박사과정

주 판 유(P. Y. Jou)

정회원

1992년 2월:연세대학교 공과대학교 전자공학과 공학사
 1994년 2월:연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
 1998년 2월:연세대학교 본대학원 전자공학과 공학박사

이 재 용(J. Y. Lee)

정회원

1992년 2월:연세대학교 공과대학교 전자공학과 공학사
 1994년 2월:연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
 1998년 2월:연세대학교 본대학원 전자공학과 공학박사



김 경 호(K. H. Kim) 정회원

1992년 2월:연세대학교 공과대학교 전자공학과 공학사
 1994년 2월:연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
 1994년~현재:연세대학교 본대학원 전자공학과 박사과정

강 창 언(C. E. Kang)

정회원

1960년:연세대학교 공과대학교 전기공학과 공학사
 1965년:연세대학교 본대학원 전기공학과 공학석사
 1969년:미국 미시간 주립대학교 대학원 전기공학과 석사
 1973년:미국 미시간 주립대학교 대학원 전기공학과 박사
 1982년~현재:연세대학교 전자공학과 교수