

이동 무선 통신 채널에 대한
소거식 길쌈부호의 오류제어특성

○이 상 곤*, 문 상 재*, 김 재 명**

* 경북대학교 전자공학과

** 한국 전자 통신 연구소

Error Control Performance of Punctured convolutional
Codes for Digital Mobile Radio Channels

Sang Gon Lee *, Sang Jae Moon *, and Jae Mung Kim **

* Dep. of Electronics, Kyungpook National University

** Electronics and Telecommunications Research Institute.

Abstract

Error control performance of punctured convolutional codes is considered in digital mobile radio communication wherein GMSK and DQPSK are assumed to be employed as a modulation scheme. Bit error rates of the two modulation systems with the punctured convolutional code are computed, and compared each other. some good punctured convolutional codes are searched and listed for practical application to the digital mobile radio communication.

1. 서 론

이동무선통신은 수신기의 이동속도에 따른 Doppler 주파수 편이(deviation)와 발신기로 부터 다중전파경로를 통한 수신에 의하여 페이딩(fading)현상이 심하게 나타나는 통신환경을 갖는다[1]. 특히 VHF/UHF 대역에서는 사용자 채널당 허용대폭이 협소하므로 대역제한 채널의 성격을 지닌다.

음성신호의 통신이 주 목적인 VHF/UHF 이동무선통신에서는 채널당 할당대폭이 25KHz 이고, 아날로그 FM 변복조로 비교적 양질의 음성통신이 이루어 지고있다. 그러나 최근에는 일반 종합정보통신망과의 접속과 정보데이터 통신의 필요성이 증대됨에 따라서 디지털 통신방식이 요구된다.

진술한 바와같이 대폭이 제한된 채널이므로, 여러 디지털 변복조 방식들 가운데, Gaussian Filtered Minimum Shift Keying (GMSK) 와 Quadrphase Shift Keying (QPSK)이 실제로 사용될 수 있는 가장 유망한 방식이라 볼 수 있다[2,3].

페이딩현상이 있는 이동무선통신채널에서 이 두 디지털 변복조방식에 의해서만 데이터를 전송할때, 비트오율(bit error rate)을 10^{-5} 이하로 낮추기가 실제로 불가능함을 알 수 있다[2,3]. 현실적으로 음성통신에 요구되는 10^{-3} 의 비트오율을 얻기에도 30dB 보다 큰 신호대 잡음의 전력비(signal to noise power ratio)가 필요하므로, 소형 경박이 요구되는 경우의 이동무선통신 시스템에서는 이러한 큰 전력소모가 바람직 하지 않다.

이러한 문제들을 해결하기 위한 방법으로 지금 까지는 주로 다이버시티(diversity)수신방법으로 채널오류를 제어하여, 비트오율을 개선시킨다[2,3]. 이 다이버시티 수신 방법은 바로 반복부호(repetition code)를 사용한 것으로 볼 수 있다. 최근의 집적회로소자 기술 발전으로, 보다 우수한 오류제어부호를 사용하여, 진술한 문제점들을 해결하고, 양질의 디지털 이동무선통신을 구현할 수 있다[4,5].

본 논문에서는 디지털 이동무선통신채널에 대해 길쌈 부호중에서도, 부호오율을 쉽게 변화시킬 수 있는(따라서

고율 (high rate)도 얻을 수 있는) 소거식 길쌈부호 (punctured convolutional code)의 오류성능을 알아본다. 본 논문에서 개발한 전산프로그램을 사용하여 실제적으로 구현이 가능한 소거식 길쌈부호를 발굴하고, 오류제어 성능을 고찰하였다.

II. 채널특성 및 변복조방식

이동무선통신의 전파환경과 채널의 특성에 관한 고찰은 일반적으로 단순하지 않으므로 [1], 이 절에서는 본 논문의 주요 연구내용을 이해하는데 필요한 최소한의 분량으로 우리가 채택한 채널모델을 설명 하고자 한다. 본 논문에서 사용한 변복조방식인 GMSK 와 Differential QPSK (DQPSK)에 관한 것도 역시 마찬가지로 인용할 결과식들만 소개 설명한다.

VHF/UHF대 이동무선통신에는 대기권 산란 (tropospheric scatter)으로 수 많은 전파경로가 있고, 또한 건물이나 이동성 물체 (차량 등) 그리고 지형 (산, 언덕 등)에 의한 다중 반사 와 다중 수신경로가 형성된다. 각 경로마다 감쇠정도 와 지연이 달라서 결과적으로 강한 페이딩 현상이 나타나게 되는데, 특히 주파수 선택성 (frequency selectivity) 과 페이딩 율 (fading rate)이 이러한 채널의 특성을 결정하는 주요 요소가 된다.

채널이 갖는 코히어런트 대폭 (coherent bandwidth)이 정보 데이터의 점유대폭보다 크면, 정보 데이터의 주파수 성분들은 동일한 주파수 영역에 위치하게 되어, 이 경우를 주파수 비선택성 (frequency nonselective) 채널이라 한다. 본 연구의 대상은 25KHz 의 대폭을 점유하는 데이터 통신 이고, VHF/UHF 대 이동무선통신 채널의 비선택성 코히어런트 대폭은 대략 수백 KHz 이므로 [3], 주파수 비선택성 채널로 둘 수 있다.

이동무선통신의 전파환경하에서 반송파에 대한 수신된 신호를 수 많은 랜덤신호 (random process) 의 합으로 볼 수 있고, central limit theorem 을 적용하면, 이는 복소수 형 가우스 랜덤신호 (complex-valued Gaussian random process)로 간주된다. 따라서 수신신호의 엔벨로프는 Rayleigh 분포를 가지고, 위상은 [0, 2π]에서 확률적으로 동일하다. 이러한 Rayleigh 페이딩의 시간에 대한

변화하는 정도를 페이딩 율로 나타내는데, 이 율은 수신기의 이동속도에 의한 Doppler 주파수 편이 (frequency deviation)의 최대값 f_D 에 비해한다. 25KHz 주파수 대폭에 상응하려면, 정보 데이터의 전송율이 저속 (< 20KHz)이므로 페이딩 율이 완동 (slow)으로 간주 할 수 있으며, 수신기의 이동속도가 큰 경우를 고려하여, 여러 $f_D T$ 값에 대해서 고찰 한다. 여기서 T는 데이터의 주기이다.

S. Einoubi [2]과 h. Suzuki [3]는 전송한 채널에 대하여, 각각 GMSK 와 QPSK 변복조 방식의 성능을 고찰하였다. 동기 복조방식이 일반적으로 오류확률이 작지만 이동무선통신 환경하에서는 수신기가 정확하게 반송파의 위상을 재생 시키기가 간단치 않아 하드웨어 구현이 매우 복잡하다. 따라서 본 논문에서는 실제적인 differential 복조방법을 선정 했다.

이러한 복조방법에 대한 GMSK의 비브오류확률의 근사식은

$$\epsilon = 1/2 - \frac{\Gamma J_0(2\pi f_D T)}{8} \left[\frac{2}{\sqrt{(\Gamma+1)^2 - \exp(-2(\pi B_1 T)^2 / \ln 2)}} \frac{1}{\cos 2p_1} + \frac{1}{\sqrt{(\Gamma+1)^2 - (\Gamma J_0(2\pi f_D T) \sin 2p_1 - \exp(-(\pi B_1 T)^2 / \ln 2)^2)}} \frac{1}{\cos 2p_1} + \frac{1}{\sqrt{(\Gamma+1)^2 - (\Gamma J_0(2\pi f_D T) \sin 2p_1 + \exp(-(\pi B_1 T)^2 / \ln 2)^2)}} \right] \quad (1)$$

$$p_n = 2\pi f_d \int_{-T/2}^{T/2} g(v) dv \quad (2)$$

$$g(t) = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erf} \left(-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \left(t - \frac{T}{2} \right) \right) + \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \left(t + \frac{T}{2} \right) \right) \right], \quad t > 0 \quad (3)$$

$$\operatorname{erf}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^y \exp(-u^2) du \quad (4)$$

이다 [2]. f_d 는 $p = \pi/2$ 가 되도록 정해지고, $g(t)$ 는 단위 대칭 rectangular 펄스 (시간 T에 걸친)에 대한 이득이 1인 Gaussian filter의 응답이다. $g(t) = g(-t)$ 의 성질이 만족되고, Γ 는 신호대 잡음 전력비, J_0 는 zero-order Bessel 함수, B_1 는 IF 필터의 3dB 대폭, B는 Gaussian

filter의 3dB 대폭을 나타낸다.

DQPSK에 대한 비트오류확률 ϵ 의 근사식은

$$\epsilon = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{J_0(2\pi r_D T) \sin \pi/4}{\sqrt{(1+1/\Gamma+1/\Lambda)^2 - J_0(2\pi r_D T) (\cos \pi/4)^2}} \right) \quad (5)$$

이고, 여기서 Λ 는 신호대 인접채널혼신의 전력비율 그리고 T 변조 대이타의 심볼주기이다 [3].

상기한 두 변복조방식의 비트오류확률 ϵ 는 다음 절에서 사용될 부호화 채널(coding channel)인 이진대칭채널(binary symmetric channel)의 cross-over 확률이 된다.

여러 신호 대 잡음 전력비에 대한 두 변복조 방식의 값은 그림 2와 3에 표시되어 있다.

III. 소거식 길쌈부호의 오류제어성능

부호율 $r=b/n$ 를 갖는 전형적인 길쌈부호에서 $(m-1)$ 개의 입력비트에 대해 출력된 비트들을 적절히 소거시켜 m 개만 선택하므로써 부호율이 $r=(m-1)/m$ 인 소거식 길쌈부호(punctured convolutional code)를 얻는다.

예로써 $r=1/2$ 전형적인 길쌈부호화기에서, 매번 두 입력비트들에 대한 출력비트중 하나를 소거시키면 부호율이 $r=2/3$ 으로 높아진다. 소거최로의 간단한 수정으로 부호율을 선택 사용할 수 있고, 복호시에도 소거분의 비트에 대한 처리만 외부적으로 약간제어하므로써, 하드웨어적인 수정을 크게 하지 않고도, $r=1/2$ 경우의 복호기를 그대로 사용할 수 있는 실제적인 장점을 지닌다. 이러한 소거식 길쌈부호의 부호율($r=(m-1)/m$)이 고율이므로 현대적 이동무선통신채널에 적합하다.

복호방식은 Viterbi 알고리즘 [7]을 적용한 maximum likelihood decoding을 사용한다. 이 복호법에 대한 비트오율은 소거식 길쌈부호의 상태도(state diagram)에서 전달함수 $T(D, I)$ 를 구해야 한다 [7]. 여러방법중, trellis diagram에서 컴퓨터를 사용하여 $T(D, I)$ 의 중요한 항들을 찾아 내는 것이 실제적이고, 본 논문에서 이 방법을 채택하였다.

소거식 길쌈부호의 오류제어성능을 고찰하기 위해서 사용한 부호화 채널(coding channel)은, 앞절에서 언급한 디지털 변복조방식의 비트오율 ϵ 를 cross-over 확률로 갖는

이진대칭채널(BSC)로 가정 한다. 따라서 $T(D, I)$ 로부터 다음과 같이 소거식 길쌈부호의 비트오율의 상한치를 계산할수있다 [7].

$$P_b \leq \frac{1}{b} \sum_{d=d_f}^{\infty} \left(\frac{\partial}{\partial I} T(D, I) D^d \right) \Big|_{I=1, D^d=P_d} \quad (6)$$

여기서

$$P_d = \begin{cases} \sum_{k=(d+1)/2}^d \binom{d}{k} \epsilon^k (1-\epsilon)^{d-k} & , d=odd \\ \sum_{k=1+d/2}^d \binom{d}{k} \epsilon^k (1-\epsilon)^{d-k} + \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} \epsilon^{d/2} (1-\epsilon)^{d/2} & , d=even \end{cases} \quad (7)$$

이다.

앞에서 알 수 있듯이 P_b 는 $T(D, I)$ 에 의해 정해지고, $T(D, I)$ 는 소거하는 형태에 따라 달라진다. 즉 소거식 길쌈부호에서는 소거형태를 정하는 소거표(deleting map)의 구성이 오류제어특성에 절대적인 역할을 한다. 지금까지 해석적인 수단에 의하여 최적 소거표를 구하는 방법은 알려진 바 없다. 따라서 전산프로그램을 이용하여 최적 소거표를 발굴 해야하는데, 이에 상당한 시간을 요한다.

본 논문에서는 개발한 프로그램을 사용하여 고찰한 부호율은 $r=(m-1)/m$ 에서 $m=2, 3, 4, 5, 6$ 이며, 소형경박의 이동무선통신 시스템을 고려해서, 이미 IC로 시판되고 있는 부호율 $r=1/2$, 구속장 $L=7$ 인 최적 길쌈부호에서, 각 m 값에 대한 최적 소거표를 구성하고, 해당 오류제어특성을 살펴본다.

그림1은 선택한 $r=1/2, L=7$ 길쌈부호화기이고, 개발한 전산프로그램을 이용하여 각 m 값에 대한 최적 소거표를 구성하였다. 각 최적 소거표에 대한 $\frac{\partial}{\partial I} T(D, I)$ 를 구하여 표1에 정리하였다.

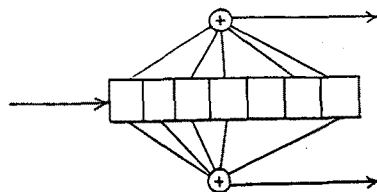


Fig. 1: $r=1/2, L=7$ convolutional encoder

그림1에서 보면, $(m-1)$ 개의 입력비트들에 대한 $2 \cdot (m-1)$ 출력비트들 가운데 선택되는 비트들의 위치를 소거표로 표시해야 하므로 소거표는 $2 \times (m-1)$ 행렬로 나타낼 수 있고 소거하는 비트들의 위치에는 "0", 그리고 선택하는 위치에는 "1"로 행렬을 구성 시켰다.

table 1: optimum deleting map and its $\frac{\partial}{\partial I} T(D, I)$

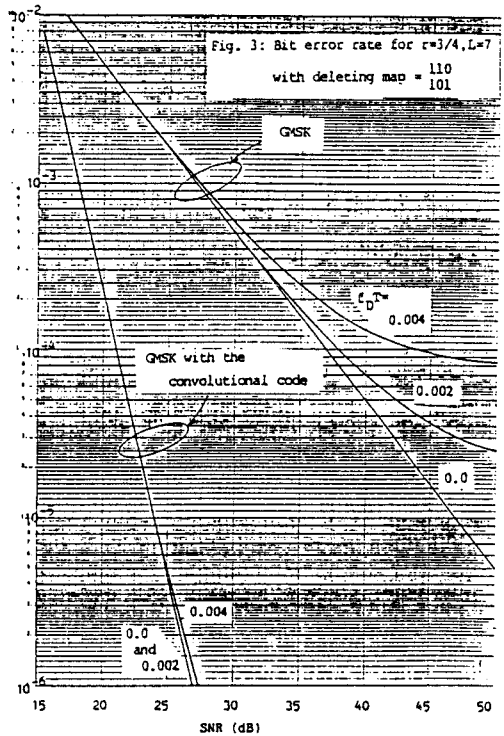
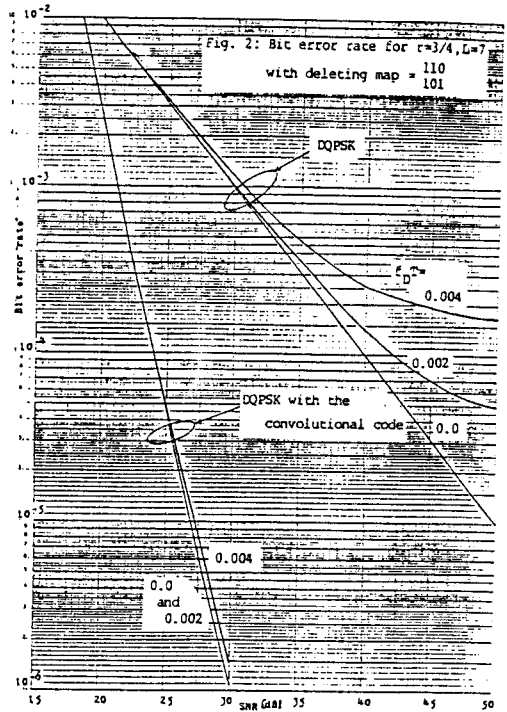
deleting map	$\frac{\partial}{\partial I} T(D, I)$
11	$3D^6 + 70D^7 + 285D^8 + 1276D^9 + 6160D^{10} + 27128D^{11} + \dots$
110	$42D^5 + 201D^6 + 1492D^7 + 10469D^8 + 62935D^9 + 116213D^{10} + \dots$
1111	$12D^4 + 188D^5 + 1732D^6 + 15256D^7 + 121367D^8 + 189711D^9 + \dots$
11010	$92D^4 + 528D^5 + 8694D^6 + 79453D^7 + 282523D^8 + \dots$
111010	$5D^3 + 169D^4 + 1725D^5 + 32233D^6 + 370484D^7 + 323761D^8 + \dots$

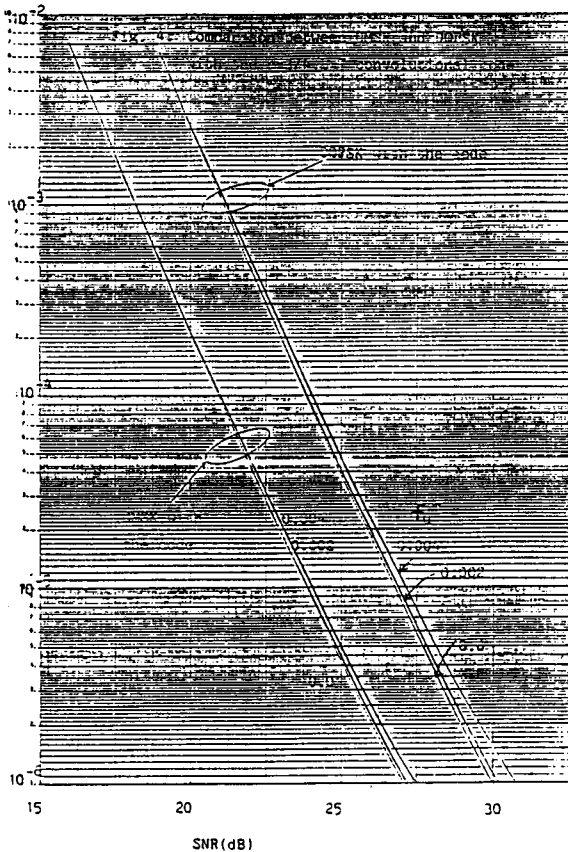
* partial search

표1에서 $\frac{\partial}{\partial I} T(D, I)$ 를 구하였으므로, 이동통신분야에 대한 식(1)과 (5)를 사용하여, 식(6)로부터 소거식 길쌈부호의 오류제어성능을 고찰할 수 있다. 예로써 $m=4$ 에 대해서, 길쌈부호를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우를 각 변조방식에 관하여 그림2와3에 표시하였다. 그리고 소거식 길쌈부호를 사용한 GMSK와 DQPSK 시스템간의 비트오율을 그림4에서 비교하였다.

IV. 결과 및 검토

개발한 전산프로그램으로, 소거식 길쌈부호의 최적 소거표를 발굴할 수 있고, 결과를 표1에 정리 하였다. 얻어진 결과식을 이동통신분야 채널에 대해 사용하여 오류제어성능을 고찰할 수 있으며 $m=4$ 인 예를 그림3과4에 나타내었다. $r=3/4$ 일때는 비트오율이 10^{-3} 에서는 대략 9 dB 그리고 데이터 전송에 요구되는 10^{-5} 의 비트오율에서는 무척 큰 부호이득이 있음을 그림2와3에서 알 수 있다. 그리고 그림4에서 소거식 길쌈부호를 사용할때, GMSK 시스템의 오류제어성능이 DQPSK 시스템 보다 수 dB 이상 더 우수함을 알 수 있다. 목적에 따라 소거식 길쌈부호의 부호율을 선택해야 하고, 그 선택된 부호에 대해서 같은 방법으로 오류제어성능을 고찰할 수 있다.





참고문헌

[1] M. Gans, "A Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment," IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. VT-21, No.1, Feb. 1972.

[2] S. M. Elnoubi, "Analysis of GMSK with Differential Detection in Land Mobile Radio Channel," IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. VT-35, No.4, Nov. 1984.

[3] H. Suzuki, "Canonic Receiver Analysis for M-ary Angle Modulation in Rayleigh Fading Environment," IEEE trans. on Veh. Tech., Vol. VT-31, No.1, pp.7-14, Feb. 1982

[4] S. Mui, and J. Modestino, "Performance of DPSK with Convolutional Encoding on Time-varying Fading Channels," IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-25, No.10, pp.1075-1083, Oct. 1977

[5] J. piper, J. proakis, R. Reed and J. Wolf, "Design of Efficient Coding and Modulation for a Fading Channel," IEEE trans. on Information Theory, Vol. IT-24, No.4, JULY 1978

[6] P. Melancon and J. Bel, "A Characterization of the Frequency Selective Fading of the Mobile Radio Channel," IEEE trans on Veh. Tech., Vol. VT-35, No.4, pp.153-160, Nov. 1986

[7] A. Vitervi and J. Omura, "Principles of Digital Communication and Coding," McGraw_Hill, New York, 1979