

바이폴라 델타 구동 GMSK에 대한 복조

방 승 철*

The Demodulation for Bipolar Delta Driven GMSK

Seung-Cheol Bang*

요 약

델타 구동 GMSK는 바이폴라 델타 신호로 가우시안 펄스를 생성하고 $+T_b/2$ 와 $-T_b/2$ 사이의 차분 신호로 위상 변조하는 방식이다. 이러한 방식에 대한 복조는 기존의 GMSK와는 다르게 설계해야 한다. 본 논문에서는 인접한 비트 간의 위상 변화를 검출하고 위상 영역을 경관정한 다음에 상태 전이로 이진 데이터를 복원하는 방식을 설계하였다. AWGN 채널에 대한 전산모의실험 결과, 이진 데이터의 런 령스에 의한 비트 오류의 영향이 확인되었으며, 이론적인 코히어런트 복조의 BER과 비교해서 $BT_b=0.3$ 에 대하여 2[dB] 정도의 성능 저하가 있는 것으로 분석되었다.

Key Words : GMSK, Delta GMSK, Phase Demodulation, BER, GLPF

ABSTRACT

The delta driven GMSK is a modulation scheme to generate the gaussian pulse by the bipolar delta signal and to modulate the phase function with the differential gaussian pulse between $+T_b/2$ and $-T_b/2$. The demodulation of delta driven GMSK differs from conventional GMSK schemes. This paper proposed a demodulation with the differential phase detector at the end of each bit interval. A designed detector then finds the one of the possible region by hard decision, in which the phase difference lies. Finally the binary data can be recovered by state transition process. Through the BER simulation for AWGN channel, it was found that the proposed demodulation effected by the run length of binary data. The simulated BER degradation of about 2[dB] was analyzed, as compared to the theoretical coherent demodulation with $BT_b=0.3$.

I. 서 론

GMSK는 CPM으로 전력 소모와 대역폭 효율이 우수하여 전력 제한 시스템에 적합한 방식으로 알려져 있다. 일반적으로 GMSK는 NRZ 펄스열을 GLPF로 전 처리하여 주파수 또는 위상변조를 해서 GMSK 신호를 생성한다^[1]. 이러한 변조에 대한 대부분의 복조 방식은 NRZ 펄스열을 복원하는 시스템 구조^[2,3], 차분 검출 방법^[4], 시퀀스 검출 방법 등이 연구되었다^[5,6].

본 논문에서는 델타 펄스열로 발생시킨 가우시안 펄스에 의한 GMSK 변조 시스템의 복조 방법에 대하여 연구하였다. 이 변조 방식은 기존 GMSK에서 오차참수를 제거하고 차분기를 사용하여 중심 주파수에서의 전력 밀도를 감소시키고 점유 스펙트럼을 협소하게 한 변조 방식이다^[7].

기존의 GMSK는 NRZ 펄스열에 대한 복조에 맞추어져 있기 때문에 델타 펄스열에 대한 복조는 기존의 방식들에 대한 분석과 연구를 통해 새롭게 설계할 필요가 있다.

* First Author : 동서울대학교 정보통신과, scbang@dsc.ac.kr, 중신회원
논문번호 : KICS2013-07-298, 접수일자 : 2013년 7월 21일, 최종논문접수일자 : 2013년 9월 26일

본 논문에서는 인접한 비트 사이의 위상 변화량을 검출한 다음에, 이 변화량의 영역을 경판정(hard decision) 하고, 상태 전이를 통해 이진 데이터를 복원하는 복조 방식을 설계하였다.

II. 바이폴라 델타 구동 GMSK 변조

일반적으로 I-Q 변조된 신호 $s(t)$ 에 대한 표현은 식(1)과 같이 반송파와 위상변조 함수 $\phi_p(t)$ 의 I와 Q 성분의 합성으로 주어진다.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(\omega_c t) \cos\{\phi_p(t)\} - \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin(\omega_c t) \sin\{\phi_p(t)\} \quad (1)$$

여기에서 E_b 는 비트 에너지, T_b 는 비트 주기, ω_c 는 반송파의 각주파수이다.

바이폴라 델타 펄스에 대한 위상변조 함수 $\phi_p(t)$ 를 얻기 위한 시스템은 그림 1과 같이 구성하며, 그림 1에서 $b(t)$ 는 $\{-1, +1\}$ NRZ 펄스열이므로 가우시안 펄스 생성기 입력 a_k 는 $\{-2, 0, +2\}$ 델타 펄스열이 된다⁷⁾.

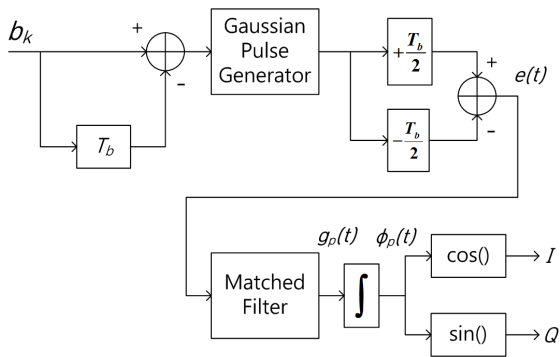


그림 1. 위상변조 시스템
Fig. 1. Phase modulation system

$+T_b/2$ 와 $-T_b/2$ 차분을 식(4)의 $e(t)$ 로 두면, 주파수변조 함수 $g_p(t)$ 와 위상변조 함수 $\phi_p(t)$ 는 식(2)와 식(3)으로 주어진다. 가우시안 적분은 오차 함수이므로 위상변조 함수는 오차함수임을 알 수 있다⁸⁾.

$$g_p(t) = e(t) * g(t) \quad (2)$$

$$\phi_p(t) = \pi m_f \int g_p(t) dt \quad (3)$$

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k \left\{ h\left(\frac{t - (k-1/2)T_b}{T_b}\right) - h\left(\frac{t - (k+1/2)T_b}{T_b}\right) \right\} \quad (4)$$

$$\alpha_k = b_k - b_{k-1} \quad (5)$$

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma T_b} e^{-\left(\frac{t}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right)^2} \quad (6)$$

$$\sigma = \frac{\sqrt{\ln(2)}}{2\pi B T_b} \quad (7)$$

여기에서 T_b 는 비트 주기이고, m_f 는 변조 지수로 GMSK에서는 0.5로 사용한다. 그리고 위상함수의 적분은 1이 되도록 하기 때문에 비트 주기 T_b 동안에 $\pi/2$ 의 위상 변화가 발생한다.

정합필터 $g(t)$ 는 가우시안 함수를 사용해서 식(8)과 식(9)로 구성한다.

$$g(t) = g_0\left(t + \frac{T_b}{2}\right) + g_0\left(t - \frac{T_b}{2}\right) \quad (8)$$

$$g_0(t) = h(t) \quad (9)$$

식(2)와 식(3)에 푸리에 변환을 사용해서 주파수 변조 함수 $g_p(t)$ 와 위상변조 함수 $\phi_p(t)$ 를 구하면 식(10)과 식(11)로 정리된다^{7,8)}.

$$g_p(t) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma T_b} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k \left\{ e^{-\left(\frac{t - (k-1)T_b}{2\sigma T_b}\right)^2} - e^{-\left(\frac{t - (k+1)T_b}{2\sigma T_b}\right)^2} \right\} \quad (10)$$

$$\phi_p(t) = \frac{\pi m_f}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k \left\{ \text{erf}\left(\frac{t - (k-1)T_b}{2\sigma T_b}\right) - \text{erf}\left(\frac{t - (k+1)T_b}{2\sigma T_b}\right) \right\} \quad (11)$$

그림 2는 $BT_b=0.3$, $T_b=1$ 을 사용해서 2비트 패턴에 대한 식(11)의 특성을 알아보기 위해 주어진 것으로 바이폴라 델타 함수는 NRZ 펄스의 전이 지점에 위치하고 차분과 정합필터의 오차함수 특성으로 인해 인접한 비트로 함수가 분포하게 된다.

그림 2(a)의 “01” 패턴에 대한 위상변조 함수는 $[0, T_b]$ 비트 구간에서 $-\pi/4$ 에서 $\pi/4$ 로 $\pi/2$ 위상 변화를 하고 그림 2(b)의 “10” 패턴은 반대로 $-\pi/2$ 위상이 변화한다. 그리고 “00”과 “11”은 델타 함수가 생성되지 않기 때문에 “0” 위상으로 전이한다. 이러한 위상 전이는 이전 및 현재의 패턴에 따라서 $\{-\pi/2, -\pi/4, 0, \pi/4, \pi/2\}$ 위상 변화를 생성하게 된다.

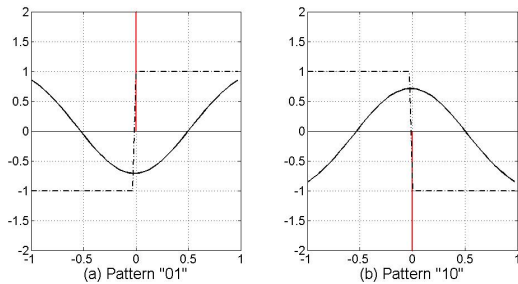


그림 2. 2비트 패턴에 대한 위상변조 함수
Fig. 2. Phase modulation function for 2bit pattern

이전의 2비트 상태에 대한 현재의 1비트 변조에 대한 위상 전이는 표 1에 주어졌다. 표 1에서 b_{k-2} 는 델타 펄스 a_{k-1} 유무를 알아보기 위해 주어진 것이다.

표 1. 위상 전이
Table 1. Phase transition

$b_{k-2}b_{k-1}$	b_k	Phase
00	0	0
00	1	$+\pi/2$
01	0	$-\pi/4$
01	1	$+\pi/4$
10	0	$-\pi/4$
10	1	$+\pi/4$
11	0	$-\pi/2$
11	1	0

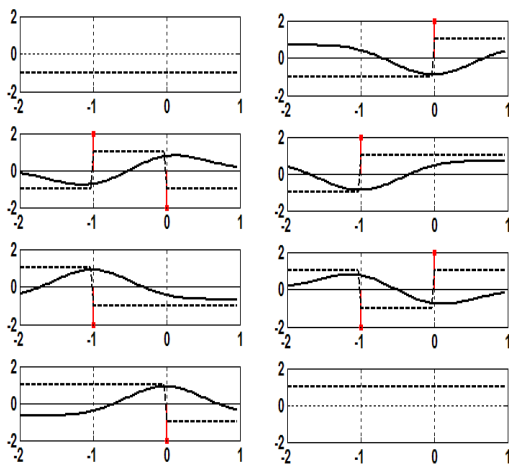


그림 3. 3비트 패턴에 대한 위상변조 함수
Fig. 3. Phase modulation function for 3bits pattern

그림 3은 이전의 2비트와 현재의 1비트로 구성되는 3비트 패턴에 대한 위상변조 함수 $\phi_b(t)$ 를 나타낸 것으로 NRZ 펄스는 $\{-1, +1\}$ 의 파형이고 델타 함수는 $\{-2, 0, 2\}$ 의 펄스로 주어졌다. 그림 3을 살펴보면 이전의 비트 상태에 의존한 위상 변화가 발

생됨을 알 수 있다.

III. 복조 시스템 구성

I-Q 간접 변조 GMSK 신호를 수신하기 위한 시스템은 그림 4와 같이 구성된다^[2]. 그림 4에서 위상 펼침(phase unwrapping)은 $-\pi/2$ 에서 $+\pi/2$ 또는 반대로의 급격한 변화($\pm\pi$)를 수정하기 위한 것이며, LPF(low pass filter)는 가우시안 채널에서의 잡음을 줄이고 원하는 신호를 얻기 위해 사용한다.

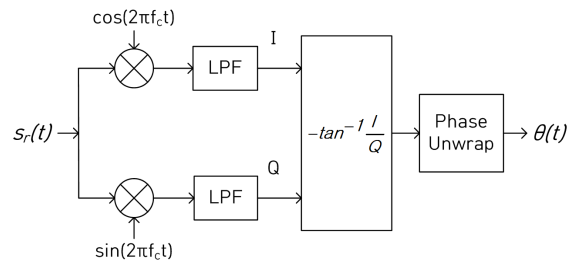


그림 4. GMSK 위상 복조기
Fig. 4. The phase demodulator of GMSK

위상 펼침을 한 신호 $\theta(t)$ 는 GMSK 위상변조 함수 $\phi_p(t)$ 와 위상 잡음 $\theta_n(t)$ 의 합으로 식(12)와 같이 주어진다^[9,10].

$$\theta(t) = \phi_p(t) + \theta_n(t) \tag{12}$$

$$\theta_n(t) = \tan^{-1} \frac{n_s(t)}{n_c(t) + \sqrt{2\rho}} \tag{13}$$

여기에서 $n_c(t)$ 와 $n_s(t)$ 는 부가적인 백색 가우시안 잡음 $\theta_n(t)$ 의 I와 Q 성분이고, 페이딩을 고려하지 않으면 ρ 는 무시한다.

바이폴라 델타 구동 GMSK 변조는 이전의 상태에 의존하는 변조이기 때문에 이전의 상태를 기준으로 현재의 신호를 복원해야 한다. 이를 위해 k 비트에 대한 비트주기 사이의 위상차 $\Delta\theta_k$ 를 구하면 식(14)와 같다^[5].

$$\Delta\theta_k = \{\Delta\phi_k + n(t_k) - n(t_k - T)\} \tag{14}$$

$$\Delta\phi_k = \alpha_k\phi_i + \alpha_{k-1}\phi_{i-1} + \alpha_{k+1}\phi_{i+1} + \dots \tag{15}$$

여기에서 $i=0, 1, 2, 3, \dots, L-1$ 이고, L 은 ISI(inter symbol interference) 영역을 정하는 파라미터이다.

본 논문에서는 단일 델타 펄스를 검출하여 이전 데이터를 복원하는 2비트 패턴에 대한 복조 시스템을 설계하고자 한다. 이러한 경우 $L=1$ 이고 다음의 상태

$k+1$ 을 무시하면, 식(15)는 식(16)으로 간략화 된다.

$$\Delta\phi_k = \alpha_k\phi_0 + \alpha_{k-1}\phi_1 \quad (16)$$

$$\phi_i = \frac{\pi m_f}{2} \left\{ \text{erf}\left(\frac{t-(i-1)T_b}{2\sigma T_b}\right) - \text{erf}\left(\frac{t-(i+1)T_b}{2\sigma T_b}\right) \right\} \quad (17)$$

제로 평균 가우시안 잡음채널에서의 $\widehat{\Delta\theta}_k$ 검출을 위해 식(14)의 기댓값을 구하여 정리하면 식(18)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \widehat{\Delta\theta}_k &= E\{\Delta\phi_k\} + E\{n(t_k) - n(t_k - T)\} \\ &= \langle \Delta\phi_k \rangle = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} \Delta\phi_k(t) dt \quad (18) \end{aligned}$$

그리고 $\widehat{\Delta\theta}_k$ 는 비트 주기 동안 $\{-\pi/2, -\pi/4, 0, \pi/4, \pi/2\}$ 들 중 하나의 위상으로 전이하기 때문에 표 1로부터 전이 영역을 구하면 표 2와 같다.

표 2. 위상 전이 영역
Table 2. Phase transition region

$b_{k-2}b_{k-1}$	b_k	Phase	Region
00	1	$+\pi/2$	R_{01}
10	1	$+\pi/4$	
01	1	$+\pi/4$	
11	1	0	R_{11}
00	0	0	R_{00}
10	0	$-\pi/4$	
01	0	$-\pi/4$	
11	0	$-\pi/2$	

표 2에서 $R_{00}=R_{11}$ 으로 두면 R_{01} , R_{10} 과 함께 세 개의 영역으로 정리되며, $\widehat{\Delta\theta}_k$ 를 검출하고 영역을 결정하면 이진 데이터 복원이 가능함을 알 수 있다. 여기에서 b_{k-2} 는 델타 펄스 a_{k-1} 유무를 알아보기 위해 주어진 것이다.

그림 5의 기저대역 시스템은 그림 4의 위상 복조기로 수신한 $\alpha(t)$ 에서 위상 변화량 $\widehat{\Delta\theta}_k$ 를 검출하고 이진 데이터 \widehat{b}_k 를 복원하기 위한 구성이다.

식(18)의 한 주기 동안의 위상 변화에 대한 평균 $\widehat{\Delta\theta}_k$ 는 그림 5에서 비트의 시작($1.5T_b$)과 끝($0.5T_b$)에서 누적된 위상차를 구해 얻을 수 있다.

델타 펄스의 위치를 검출하고 비트 주기를 유지시키기 위하여 제로 크로싱 검출기(ZCD)와 타이밍(timing) 조정을 사용하며^[11], $\pm 1/4T_b$ 범위에서 적분

값이 최대가 되도록 샘플링 구간을 조정한다. 이로 인해 반주기 지연이 발생하고 전체적으로는 $1.5T_b$ 지연이 생긴다.

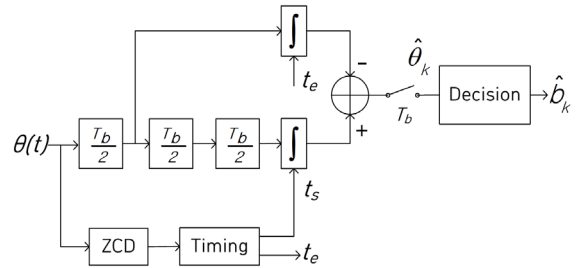


그림 5. 기저대역 시스템
Fig. 5. Baseband system

검출된 $\widehat{\Delta\theta}_k$ 는 T_b 간격으로 이진 데이터 복원을 위해 결정 과정으로 처리하며, 결정 과정은 그림 6에 주어졌다. 여기에서 θ_h 는 경판정(hard decision)의 임계값이다.

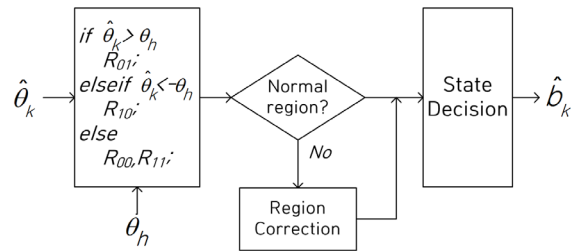


그림 6. 결정 과정
Fig. 6. Decision process

그림 6의 결정 과정은 표 2를 사용해서 $\widehat{\Delta\theta}_k$ 의 영역을 판별하고, 전산모의실험에서 관찰된 비정상적인 영역 수정(region correction)을 한 다음에, 상태 결정(state decision)하는 과정들로 구성한다.

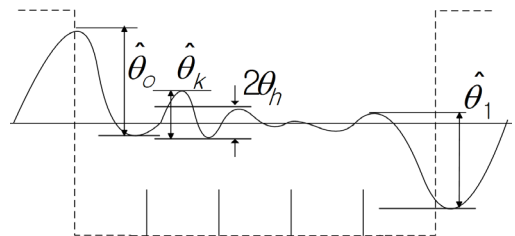


그림 7. 연속적인 "0" 구간
Fig. 7. Continuous 0's interval

비정상적인 영역 수정은 연속적인 "1"또는 "0"에 대하여 델타 펄스가 생성되지 않아서 발생하는 불확실성을 수정하기 위한 것으로 그림 7은 연속적인 "0"에 대하여 주어졌고 연속적인 "1"은 그림 7의

반전과 동일하다.

이진 데이터가 연속적으로 주어졌을 때 델타 펄스는 연속 구간의 시작과 끝에서 교대로 생성되기 때문에, 영역 수정(region correction)은 구간 시작의 위상 변화량 $\hat{\theta}_0(\ll -\theta_h)$ 로부터 구간 끝의 반전된 변화량 $\hat{\theta}_1(\gg \theta_h)$ 이 검출 될 때까지 진행된다. 그리고 구간 내에서는 이전의 영역이 그대로 유지된다.

영역 결정이 완료되면, 현재와 다음의 상태에 따라서 \hat{b}_k 를 복원하게 된다. 두 개의 상태 S_0 와 S_1 을 결정하여 \hat{b}_k 를 복원하기 위한 판정식은 식(19)와 식(20)으로 정리할 수 있다.

$$S_0 : \{ \widehat{\Delta\theta}_k \in R_{10} \} \cup \{ \widehat{\Delta\theta}_k \in R_{00} | \widehat{\Delta\theta}_{k-1} \in R_{10} \} \quad (19)$$

$$S_1 : \{ \widehat{\Delta\theta}_k \in R_{01} \} \cup \{ \widehat{\Delta\theta}_k \in R_{11} | \widehat{\Delta\theta}_{k-1} \in R_{01} \} \quad (20)$$

식(19)와 식(20)에서 R_{00} 와 R_{11} 은 이전의 상태가 유지되기 때문에 연속적인 “1” 또는 “0”이 주어질 경우에 사용된다. 결과적으로 b_{k-1} 에서 b_k 로의 상태 전이는 그림 8과 같으며, S_0 는 비트 “0”, S_1 은 비트 “1” 상태에 해당된다.

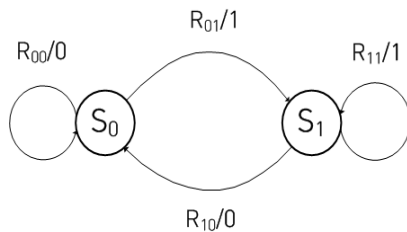


그림 8. 상태 전이도
Fig. 8. State transition diagram

IV. 전산모의실험 결과 및 검토

전산모의실험은 기본적인 GMSK의 이론적인 비트 오류율(BER)과 비교하기 위해 AWGN 채널 환경에 대하여 표 3에 주어진 파라미터들을 사용해서 매트랩으로 하였다.

그림 4의 GMSK 위상복조기에서 LPF는 GMSK의 위상변조 함수(오차함수) 필터로 사용하고^[8], 위상 변화 $\widehat{\Delta\theta}_k$ 검출과 이진 데이터 \hat{b}_k 복원을 위해 그림 5의 기저대역 시스템을 사용한다.

변조와 복조의 반송파 위상은 동일(코히어런트)하게 하였고, 델타 구동 변조 신호에 가우시안 채널 환경의 잡음(AWGN)을 추가하여 그림 4의 위상 복

조기 입력 $s_r(t)$ 로 사용하였다^[12].

표 3. 전산모의실험 파라미터
Table 3. Simulation parameter

Parameter	Value
BT_b	0.3
Bit period, T_b	1
Bit energy, E_b	1
Carrier Frequency, $f_c T_b$	3
PN code length	20480
Run Length	4, 5, 6
Samples per bit, f_s	32
NRZ level range	± 1
Threshold value, θ_h	0.07, 0.08
E_b/N_o range	0~10[dB]

영역 판별을 위한 임계값 θ_h 는 4096 랜덤 비트 열에 대한 위상변조 함수를 생성하고 $\Delta\phi_k$ 의 분포를 구한 다음에 R_{00} 와 R_{11} 의 경계를 정하여 사용하였다. 그림 9는 랜덤 비트열의 런 렉스(run length)를 4비트와 6비트로 조정한 다음에 $\Delta\phi_k$ 의 분포를 그린 것으로 θ_h 는 0.07~0.08 정도로 관찰되었으며, 그림 9에서 $t=0$ 는 비트의 끝 지점이다.

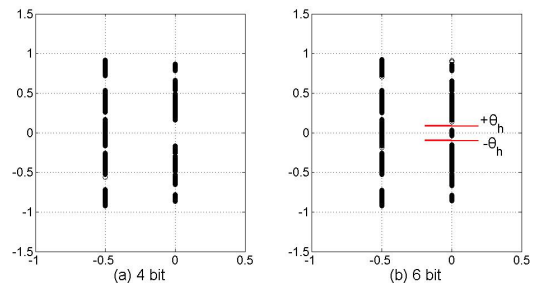


그림 9. $\Delta\phi_k$ 분포
Fig. 9. Distribution of $\Delta\phi_k$

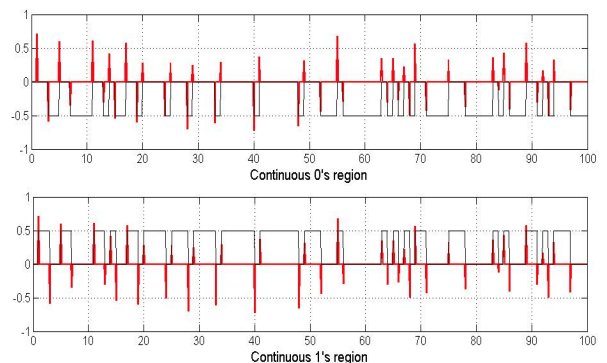


그림 10. 영역 수정 결과
Fig. 10. The results of region correction

기존의 GMSK에 대한 코히어런트와 논 코히어런트의 이론적인 비트 오류율(bit-error rate, BER)은 식(21)와 식(22)에 주어졌으며, $BT_b=0.3$ 에 대하여 $\gamma'=0.68$ 을 사용하고 식(22)는 논 코히어런트 MSK와 동일하다^[12,13].

$$P_{b,coherent} = Q\left(\sqrt{2\gamma\frac{E_b}{N_o}}\right) \quad (21)$$

$$P_{b,noncoherent} = \frac{1}{2}e^{-\frac{E_b}{2N_o}} \quad (22)$$

그림 11은 설계된 복조 시스템의 비트 오류율(bit error rate, BER)을 표 3의 파라미터를 사용해서 전산모의실험 한 결과이다.

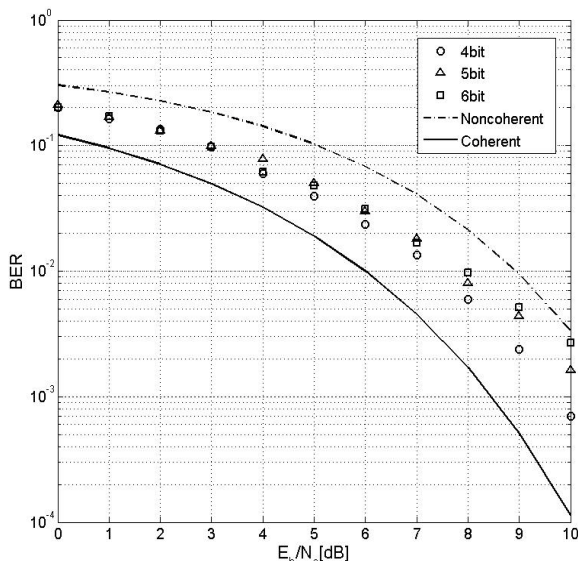


그림 11. 런 랭스에 대한 설계된 복조기의 BER 성능
Fig. 11. The BER performance of designed demodulator for run length

그림 11을 살펴보면, 이진 데이터의 런 랭스(run length)가 5이하일 경우에는 코히어런트와 2[dB] 정도 BER 성능 차이가 있음을 알 수 있다. 런 랭스 7 이상에서는 E_b/N_o 10[dB] 이상에서 논 코히어런트 경계를 넘어간다.

E_b/N_o 가 증가하는 영역에서의 런 랭스에 의한 BER 저하는 바이폴라 델타 구동 변조의 특성이 연속적인 이진 데이터에 대해서는 펄스 발생이 되지 않기 때문에 ISI와 잡음의 영향으로 발생한 현상이다. 이로 인해 비트 주기 동안의 위상 변화를 경판정할 시에 변화량이 적거나 반전되는 원인으로 불확실성이 증가하기 때문으로 분석된다.

런 랭스에 의한 영향이 없을 때를 살펴보기 위

해, NRZ 펄스를 맨체스터 코드로 전 처리하고 델타 구동 GMSK 변조를 한 신호에 대한 BER 성능은 그림 12와 같이 주어졌다. 설계된 복조 방식을 사용한 델타 GMSK1($\theta_h=0.07$)과 GMSK2($\theta_h=0.08$) 모두 약 1[dB]의 차이를 유지하며, E_b/N_o 가 증가하더라도 코히어런트 성능의 변화와 유사함을 보여주고 있다.

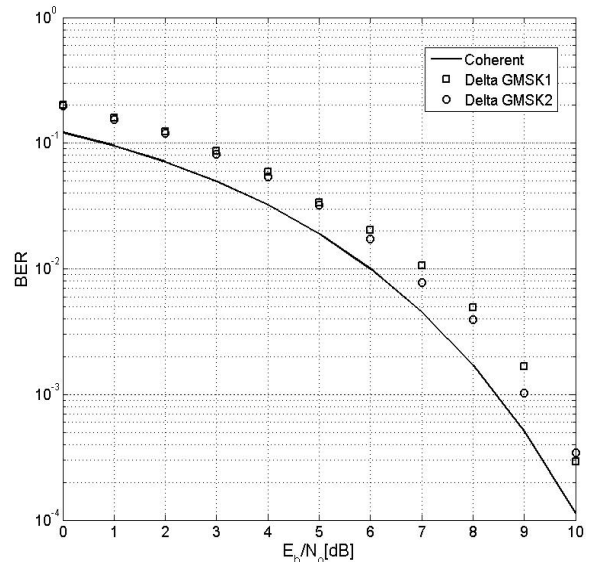


그림 12. 맨체스터 코드를 사용한 델타 구동 GMSK의 BER 성능
Fig. 12. The BER performance of delta driven GMSK using manchester code

V. 결 론

본 논문에서는 펄스 데이터를 NRZ 파형 형태로 입력하는 대신에 바이폴라 델타로 입력하는 GMSK 변조에 대한 복조 시스템을 설계하였다. 설계된 시스템은 I-Q 간접 변조 GMSK 방식을 사용하였다.

기저대역 시스템은 위상 변화량 검출, 영역 결정 및 수정 그리고 상태 전이 과정으로 구성하였다.

위상 변화량의 누적이 최대가 되도록 제로 크로싱을 검출하고 샘플링 구간을 $\pm 1/4T_b$ 범위에서 조정을 한다. 영역 결정은 이전의 변화량을 기준으로 현재의 변화량을 경판정하여 세 개의 영역 중 하나를 결정한다. 연속적인 “0” 또는 “1” 구간에서의 비정상적인 영역 결정을 수정하는 그림 7과 같은 과정 및 경판정을 위한 임계값(0.07~0.08)은 전산모의 실험을 통해 분석하여 사용하였다.

AWGN 채널 환경에 대한 전산모의실험 결과, 이진 데이터의 런 랭스에 의한 BER의 영향이 확인

되었다. $Btb=0.3$ 에 대한 기본적인 코히어런트 GMSK의 BER과 비교해서 런 랭스 5이하에서는 2[dB] 이하의 성능 저하가 있고, 런 랭스 7 이상은 E_b/N_0 10[dB] 이상에서 논 코히어런트 경계를 벗어남이 분석되었다. 이는 바이폴라 델타 구동 GMSK 특성이 연속적인 이진 데이터에 대해서는 펄스 발생이 되지 않기 때문에 생긴 현상이다.

그러므로, 런 랭스에 의한 성능 저하를 해결하기 위해 상태 비트수를 늘리고 연판정(soft decision)하는 방식^[5], 런 랭스를 제한하는 선행 부호 방식 및 정합필터 방식들에 대한 델타 구동 GMSK의 수학적 해석 및 최적화에 대한 연구가 필요하다^[14,15].

References

- [1] T. Turetti, "GMSK in a nutshell," *Telemedia Networks and Systems Group LCS, MIT-TR*, Apr. 1996.
- [2] P. K. Govindaiah, "Design and development of gaussian minimum shifting keying(GMSK) demodulator for satellite communication," *Bonfring Int. J. Research Commun. Eng.*, vol. 2, no. 2, pp. 6-11, June 2012.
- [3] J. Gal, A. Campeanu, and I. Nafornita, "Noncoherent demodulation of continuous phase modulated signals using Kalman filtering," in *Proc. 12th. Int. Conf. Optimization Elect. Electron. Equipment (OPTIM)*, pp. 724-727, Brasov, Romania, May 2010.
- [4] A. Mahdavi, D. Gordon, and N. Riley, "Differential GMSK receivers with phase control for narrowband radio communication," *Radio Eng.*, vol. 7, no. 4, pp. 18-23, Dec. 1998.
- [5] C. Min, L. Xin, and L. Ji-ping, "Joint iterative noncoherent demodulation and MAP decoding algorithm for GMSK signal based on SCCC structure," in *Proc. 12th. IEEE Int. Conf. Commun. Tech. (ICCT)*, pp. 917-920, Nanjing, China, Nov. 2010.
- [6] H. Mathis, "Differential detection of GMSK signals with low B_tT using the SOVA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 4, pp. 428-430, Apr. 1998.
- [7] S. C. Bang and W. S. Lee, "The GMSK modulation for bipolar delta signal," *J. KICS*, vol. 38B, no. 7, pp. 581-588, July 2013.
- [8] L. Hars, "Formulae and algorithms for the GMSK modulation," in *Proc. DSP World Workshop*, pp. 221-238, Toronto, Canada, Sep. 1998.
- [9] I. Korn, "GMSK with limiter discriminator detection in satellite mobile channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 1, pp. 94-101, Jan. 1991.
- [10] R. I. Seshadri, D. Lao, C. Kwan, and J. P. Fonseka, "Bandwidth constrained low complexity noncoherent CPM with ML soft-decision differential phase detection," in *Proc. IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM 2005)*, vol. 1, pp. 7-12, Atlantic City, U.S.A., Oct. 2005.
- [11] MX-COM Inc., *MSK and its Application to Wireless Data Transmission(1997)*, Retrieved Aug., 14, 2013, from <http://www.digitalsignallabs.com/msk.pdf>.
- [12] D. Devi, "BER performance of GMSK using MATLAB," *Int. J. Advanced Res. Comput. Eng. Tech.*, vol. 2, no. 4, pp. 1389-1392, Apr. 2013.
- [13] M. Rai and A. Nigam, "Analysis of performance improvement using GMSK modulation technique in wireless DS-CDMA communication systems," *Int. J. Eng. Sci. Tech.*, vol. 4, no. 5, pp. 1871-1875, May 2012.
- [14] L. Ma and D. Asano, "Performance of GMSK and Reed-Solomon code combinations," *IEICE Trans. Fundam. Electron., Commun., Comput. Sci.*, vol. E88-A, no. 10, pp. 2863-2868, Oct. 2005.
- [15] P. A. Laurent, "Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 2, pp. 150-160, Feb. 1986.

방 승 철 (Seung-Cheol Bang)



1984년 2월 광운대학교 전자
공학과 졸업
1986년 2월 광운대학교 전자
공학과 석사
1998년 2월 고려대학교 전자
공학과 박사
1986년~1991년 국방과학연구

소 연구원

1992년~현재 동서울대학교 정보통신과 교수

<관심분야> 통신공학, 광통신 공학