

바이폴라 델타 신호에 대한 GMSK 변조

방 승 철[◊], 이 우 상^{*}

The GMSK Modulation for Bipolar Delta Signal

Seung-Cheol Bang[◊], Woo-Sang Lee^{*}

요 약

기본적으로 GMSK는 NRZ 펄스열을 가우시안 저역 통과 필터로 전 처리한 후에 GMSK 신호를 생성하지만, 본 논문에서는 델타 펄스열에 대한 GMSK 변조 시스템을 제안하였다. 제시된 시스템은 바이폴라 델타 펄스로 가우시안 펄스를 발생시키는 가우시안 펄스 생성기, $+T_b/2$ 와 $-T_b/2$ 사이의 차분기, 그리고 주파수변조 함수를 위한 정합 필터로 구성한다. 기본적인 GMSK 변조와의 비교를 통해 스펙트럼은 40[dB] 감쇠 대역폭에서 약 35[%] 협소하며, 스펙트럼의 중심은 더 낮고, 제로 크로싱 성질이 있는 것으로 나타났다.

Key Words : GMSK, Modulation, Bandwidth-Time Product, GLPF, Phase Modulation

ABSTRACT

In the basic GMSK, the modulated signals are generated by the preprocessing of NRZ pulse trains with the gaussian low pass filter. In this paper, we proposed the GMSK modulation system with the delta pulse trains. The proposed system constructed with the gaussian pulse generator triggered by the bipolar delta pulse, the differentiator between $+T_b/2$ and $-T_b/2$, and then a matched filter for frequency-modulation function. The spectrum of proposed system was found to be smaller than about 35[%] at 40[dB] attenuated bandwidth, and the center spectrum to be lower than the basic GMSK with zero-crossing property.

I. 서 론

이동통신 서비스의 확대 및 다양한 무선 서비스의 증가로 주파수 자원에 대한 관리 및 상호 간섭에 대한 관심이 증대되고 전력소모를 줄이기 위한 방법들에 대한 연구가 활발하게 진행되어 왔다. 최근에는 성능이 우수한 내장형 시스템 하드웨어들이 개발되면서 소프트웨어적으로 무선기기를 설계하는 방안인 소프트웨어 정의무선(software defined radio, SDR)에 대한 관심도 꾸준히 확대되고 있다^[1].

일반적으로 직접변조 GMSK(gaussian minimum shift keying)는 GLPF(gaussian low pass filter)로

NRZ 펄스열을 전 처리하여 변조지수 0.5인 전압제어발진기(VCO)에 인가하는 방법^[2], GLPF 출력으로부터 위상변위 함수를 구하여 I-Q 성분을 얻은 다음에 반송파에 합성하는 방법^[3], PLL 직접 위상 변조 방법^[4,5], 등이 연구되었다. 그리고 GMSK 변조에 대한 연구 결과들을 살펴보면 주파수변조 신호를 위상변조 신호로 변환하는 방법에 많은 관심을 가지고 있기 때문에 본 논문에서도 다수의 무선기기가 사용되는 환경에서 다른 기기와의 간섭을 최소화 하고 전력소모도 줄일 수 있는 변조 방식인 GMSK 변조에 대하여 연구를 하였으며, 기존의 GMSK와는 다르게 바이폴라 델타 펄스를 입력으로

◊ 주저자 겸 교신저자 : 동서울대학교 정보통신과, scbang@dsc.ac.kr, 종신회원

* 동서울대학교 정보통신과, wslee@dsc.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2013-05-223, 접수일자 : 2013년 5월 26일, 최종논문접수일자 : 2013년 7월 4일

사용하는 GMSK 변조 방식을 제시하였다.

II. GMSK 변조 개념

기본적인 GMSK 변조 시스템은 NRZ 펄스열을 GLPF로 처리한 다음에 위상변조 신호로 변환하는 시스템으로 구성한다⁶⁾.

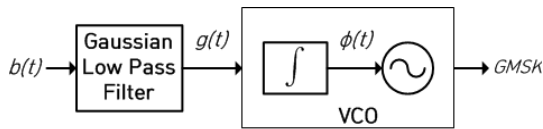


그림 1. 직접 변조 GMSK
Fig. 1. Directly modulated GMSK

그림 1에서 $b(t)$ 는 NRZ 펄스열, $g(t)$ 는 주파수 변조 함수인 가우시안 펄스의 출력, $\phi(t)$ 는 위상변조 함수이다. 적분기는 주파수변조 함수 $g(t)$ 를 위상변조 함수 $\phi(t)$ 로 변환시킨다.

GMSK 신호의 특성은 가우시안 필터의 출력 $g(t)$ 에 의해 정해지며, 이는 식(1)과 같이 비트 주기 T_b 의 NRZ 펄스열 함수 $b(t)$ 와 GLPF 응답 함수 $h(t)$ 의 컨볼루션으로 주어진다⁷⁾.

$$g(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k u\left(\frac{t-kT_b}{T_b}\right) * h(t) \quad (1)$$

$$u\left(\frac{t-T_b}{T_b}\right) = \begin{cases} 1 & -T_b/2 \leq t \leq T_b/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

식(1)에서 b_k 는 $\{+1, -1\}$ 의 NRZ 펄스열이고 GLPF의 임펄스 응답 $h(t)$ 는 식(3)에 주어졌다. 식(4)의 BT_b 는 필터의 3[dB] 대역폭과 비트주기의 곱으로 GMSK 변조 특성을 정하는 파라미터로 사용된다⁷⁾.

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma T_b} e^{-\left(\frac{t}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right)^2} \quad (3)$$

$$\sigma = \frac{\sqrt{\ln(2)}}{2\pi BT_b} \quad (4)$$

식(4)를 살펴보면, σ 는 BT_b 의 함수이므로 식(4) 또한 BT_b 에 의존함을 알 수 있다. 그리고 σ 가 증가하면, 즉 BT_b 가 감소하면 GLPF 출력의 스펙트럼 점유는 감소하고 인접 비트로 확산되는 정도가 증가하여 ISI가 증가함을 알 수 있다⁸⁾.

일반적으로 위상 변조된 신호에 대한 표현은 식(5)와 같이 반송파의 각주파수 ω_c 로부터 변화하는 순시 위상변조 함수 $\phi(t)$ 에 의해 주어짐을 알 수 있다.

$$GMSK = \cos\{\omega_c t + \phi(t)\} \quad (5)$$

순시 위상변조 함수 $\phi(t)$ 를 구하기 위해 폭이 T_b 이고 $t=0$ 에 대칭인 단일 NRZ 펄스에 대한 GLPF 출력을 구하면 식(6)과 같이 되고, 이는 식(7)의 오차 함수에 대한 정의를 사용해서 정리한 것이다⁹⁾.

$$g(t) = \frac{1}{2T_b} \left[\operatorname{erf}\left(\frac{t + \frac{T_b}{2}}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{t - \frac{T_b}{2}}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right) \right] \quad (6)$$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (7)$$

위상변조 함수 $\phi(t)$ 는 식(6)을 식(1)에 대입해서 얻을 수 있으며, $[-\infty, +\infty]$ 구간의 모든 신호 성분들의 합임을 알 수 있다.

$$\phi(t) = \pi m_f \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k \int_{-\infty}^{t-kT_b} g(\tau) d\tau \quad (8)$$

여기에서 m_f 는 변조지수로 직접 변조 방식에서는 0.5로 사용한다.

그리고 VCO의 순시주파수, 즉, 직접 변조 GMSK 출력을 결정하는 순시 주파수 함수 $f_i(t)$ 는 식(8)을 미분하여 구하게 된다.

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{m_f}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k g(t-kT_b) \quad (9)$$

III. 바이폴라 델타 신호 GMSK 변조

GMSK 변조 설계에 위상변조 함수 $\phi(t)$ 를 응용하기 위해서는 이에 대한 해석이 필요하다. 이를 위하여 오차함수(error function)의 적분 식(10)을 사용하여 식(8)의 적분만을 해석하면 식(11)과 같이 주어진다¹⁰⁾.

$$\int \operatorname{erf}(x) dx = \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} + x \cdot \operatorname{erf}(x) \quad (10)$$

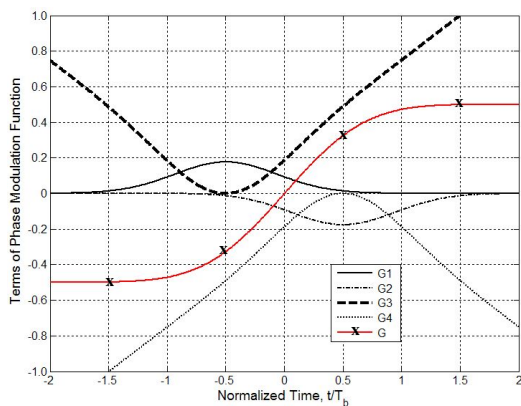
식(11)에서 t_c 는 현재 시간을 뜻하고, $[-\infty, 0]$ 구간의

적분은 0.5로 계산된다^[10].

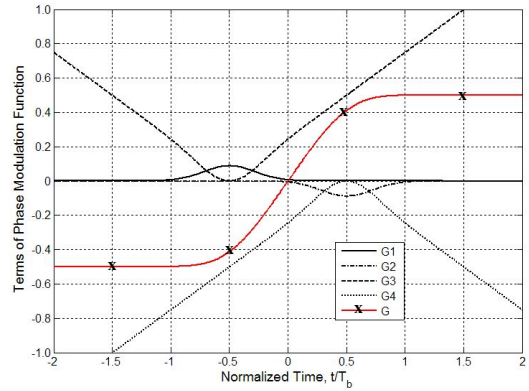
$$\int_0^{t_c} g(t) = \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{t+\frac{T_b}{2}}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right)^2} - \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{t-\frac{T_b}{2}}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right)^2} + \frac{t+\frac{T_b}{2}}{2T_b} \operatorname{erf}\left(\frac{t+\frac{T_b}{2}}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right) - \frac{t-\frac{T_b}{2}}{2T_b} \operatorname{erf}\left(\frac{t-\frac{T_b}{2}}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right) + 0.5 \quad (11)$$

식(11)을 살펴보면 첫 항은 NRZ 펄스의 시작 경계 $-T_b/2$ 와 두 번째 항은 끝 경계 $+T_b/2$ 에서의 GLP 응답 신호 성분이고, 세 번째 항과 네 번째 항은 각각 $+T_b/2$ 와 $-T_b/2$ 를 중심으로 하는 적분 성분임을 알 수 있다. 결국 위상변조 함수는 주파수 변조 함수 특성을 나타내는 GLPF의 임펄스 특성과 위상변조 함수 특성을 나타내는 적분기의 특성 성분의 합성임을 알 수가 있다.

식(11)의 특성을 분석하기 위해, $BT_b=0.3$ 과 $BT_b=0.6$ 에 대한 식(11)의 네 개항과 합의 특성을 $[-2, 2]$ 시간 구간에 대하여 구하고, 그 결과를 그림 2에 나타냈다. 여기에서 NRZ 펄스는 $[-0.5, 0.5]$ 구간에 위치하며, 네 개항은 $G1, G2, G3$ 및 $G4$ 로 오차함수에 해당되는 네 개의 합은 G 로 표시하였다.



(a) $BT_b=0.3$



(b) $BT_b=0.6$

그림 2. 위상변조 함수의 항
Fig. 2. Terms of phase modulation function

그림 2를 살펴보면, 네 항의 합인 G 는 오차함수의 $1/2$ 과 유사하며, 식(11)에 의해 $G(\infty)=-G(-\infty)=0.5$ 임을 알 수 있다.

BT_b 가 작을수록 GLPF의 임펄스 응답 특성에 의한 영향이 상대적으로 증가함을 알 수 있고, NRZ 파형의 정형(shaping)에도 영향이 클 수 있다. 또한, 현재 펄스에 대한 영향도 $[-2, 2]$ 시간 구간만 해석해도 충분함을 보여주고 있고, 인접한 비트로만 ISI가 퍼진다는 것도 쉽게 알 수 있다.

본 논문에서는 GMSK 입력으로 NRZ 펄스 대신에 차분기를 통과한 델타(delta) 펄스열로 위상변조 함수 $\phi_p(t)$ 를 얻는 그림 3의 시스템 구성을 제시하고자 한다.

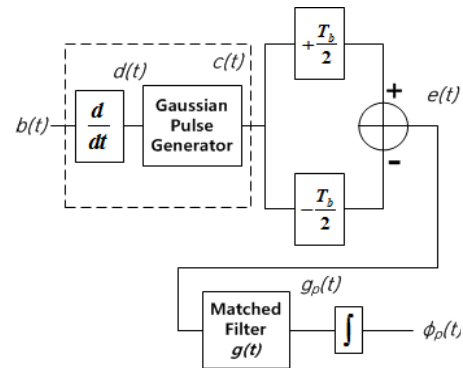


그림 3. 위상변조 시스템
Fig. 3. Phase modulation system

델타 함수 $d(t)$ 는 NRZ 펄스가 전이 할 때 마다 발생되기 때문에 가우시안 펄스도 NRZ 펄스의 전이 지점에 위치하게 된다.

$$d(t) = b_k - b_{k-1} \in \{-2, 0, 2\} \quad (12)$$

가우시안 펄스 생성기 출력 $c(t)$ 는 식(13)으로 표현되며, 식(3)에 주어진 $h(t)$ 는 적분 값이 1인 가우시안 펄스 함수이다.

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (b_k - b_{k-1})h\left(\frac{t - kT_b}{T_b}\right) \quad (13)$$

이렇게 발생한 가우시안 펄스는 현재 시간 t_c 를 기준으로 $+T_b/2$ 와 $-T_b/2$ 시간에서 연속적으로 샘플링 하고 차분(difference)을 하여 식(14)의 차분 출력 $e(t)$ 를 생성한다.

$$e(t) = c\left(t + \frac{T_b}{2}\right) - c\left(t - \frac{T_b}{2}\right) \quad (14)$$

정합필터 $g(t)$ 는 델타 함수의 불연속성에 의한 주파수 변조함수 $g_p(t)$ 의 급격한 변화를 완화시키기 위해 사용하며, 오차함수 필터를 사용한다.

$$g(t) = g_0\left(t + \frac{T_b}{2}\right) - g_0\left(t - \frac{T_b}{2}\right) \quad (15)$$

$$g_0(t) = \frac{1}{2T_b} \operatorname{erf}\left(\frac{t}{\sqrt{2}\sigma T_b}\right) \quad (16)$$

식(15)의 정합필터 함수와 적분 함수를 사용해서 주파수변조 함수 $g_p(t)$ 와 위상변조 함수 $\phi_p(t)$ 를 구하면 식(17)과 식(18)과 같이 정리된다.

$$g_p(t) = e(t) * g(t) \quad (17)$$

$$\phi_p(t) = \pi m_f \int_{-\infty}^{t_c} g_p(t) dt \quad (18)$$

식(18)에서 m_f 는 변조 지수로 GMSK에서는 0.5로 사용한다.

단일 펄스에 대한 위상변조 함수의 특성을 살펴보기 위해 식(18)에 대한 푸리에 변환을 구하고, 그에 대한 특성 곡선을 그리면 그림 4와 같이 된다^[11].

$$\Phi_p(\omega) = j \frac{4\sqrt{\pi}}{\omega T_b} \left(\sin \frac{\omega T_b}{2} \right)^2 \left\{ \pi \delta(\omega) e^{-\left(\frac{\omega^2 \sigma^2 T_b^2}{2}\right)} - \frac{e^{-\left(\frac{\omega^2 \sigma^2 T_b^2}{2}\right)} - e^{-\left(\omega^2 \sigma^2 T_b^2\right)}}{\pi \omega} \right\} \quad (19)$$

그림 4는 식(19)의 세 개항과 위상변조 함수의 특성을

fT_b 에 대하여 그린 것으로 BT_b 는 0.3을 사용하였다. 스펙트럼은 $[-1, 1] fT_b$ 구간에서 정합필터의 효과로 가파르게 감쇠하는 특성을 가짐을 알 수 있다.

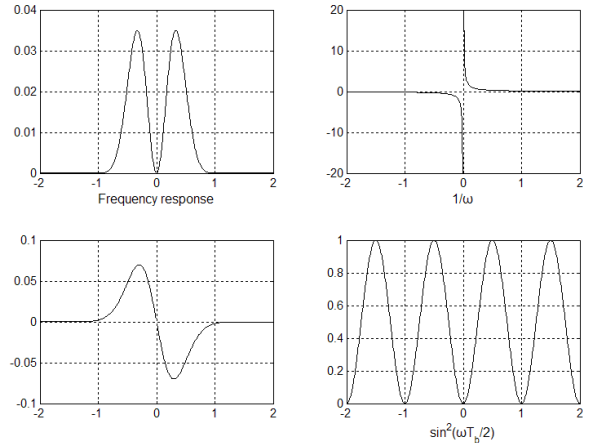


그림 4. 위상변조 함수의 주파수 응답
Fig. 4. Frequency response of phase modulation function

IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

논문에서 언급한 기본적인 GMSK 변조와 제시한 변조 방식에 대한 시뮬레이션은 MATLAB을 사용해서 하였으며^[12], 시뮬레이션에 사용한 파라미터들은 표 1에 정리하였다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameter

Parameter	Value
BT_b	0.3, 0.6
Bit period, T_b	1
Time interval $[-T_h, T_h]$	$[-2, 2]$
PN code length	72
Samples per bit	32
NRZ level range	± 1
FFT N-point	4096

본 논문에서 제안한 위상변조 시스템과 비교하기 위한 기본적인 GMSK 시스템은 그림 5와 같이 간접변조 GMSK 방식으로 구성하고, 가우시안 펄스 정형(gaussian pulse shaping)은 GLPF와 동일한 특성을 가지게 하였다^[6,13].

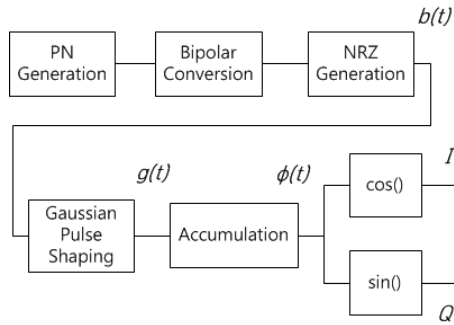


그림 5. 시뮬레이션 구성도
Fig. 5. Configuration for the simulation.

시뮬레이션에 사용한 가우시안 펄스 정형 함수는 그림 6에 주어졌으며 BT_b 값이 변화하여도 전체 적분 값은 1이 되도록 정규화 하여 사용한다.

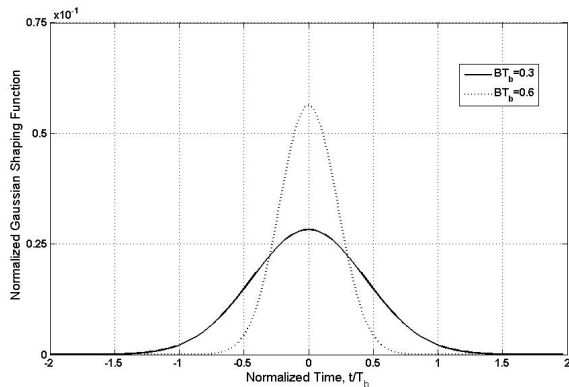


그림 6. 정규화된 가우시안 정형 함수
Fig. 6. Normalized gaussian shaping function

주파수변조 함수 $g(t)$ 는 GLPF의 응답 특성으로 그림 7과 같이 일반적인 GMSK(Basic GMSK)는 오차 함수의 영향으로 펄스폭 및 동일한 비트가 연속인 구간에서 평탄한 특성을 보인다. 그러나 제안한 GMSK는 평탄한 특성이 사라지는 것을 알 수 있다. 그림 7은 $BT_b=0.3$ 에 대한 결과이다.

$BT_b=0.6$ 에 대한 GLPF 응답은 그림 8에 주어졌으며, $BT_b=0.3$ 과 비교해서 평탄한 영역이 완전히 사라짐을 알 수 있다. 결국 +1 또는 -1의 펄스가 연속적으로 인가될 경우, 오차 함수를 사용하지 않기 때문에 가장자리에서는 가우시안 펄스의 성질만 나타남을 알 수 있다. 반면에 빠른 순시 주파수의 변화는 타이밍 지터(jitter)의 증가를 발생시키므로 SDR의 수치적인 시스템 설계에서 지연 및 부정합이 최소화되도록 설계해야 한다^[14,15]. 제시한 GMSK 시스템에서는 식(15)를 정합필터 함수로 사용하여 순시 주파수의 변화를

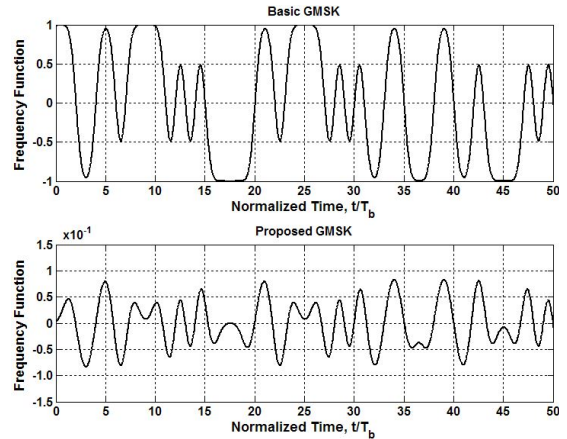


그림 7. $BT_b=0.3$ 에 대한 주파수 변조 함수
Fig. 7. Frequency modulation function with $BT_b=0.3$.

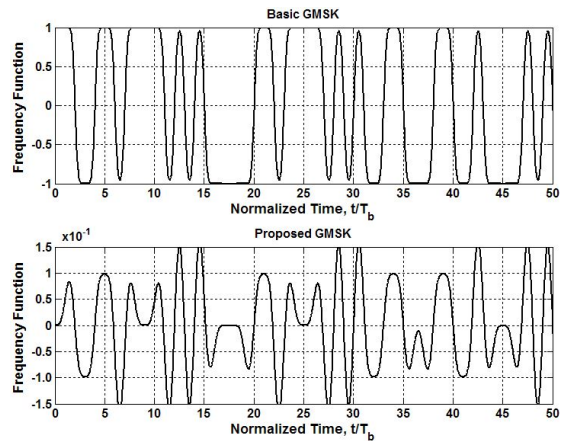


그림 8. $BT_b=0.6$ 에 대한 주파수 변조 함수
Fig. 8. Frequency modulation function with $BT_b=0.6$.

완만하게 하였다.

그림 9와 그림 10은 $BT_b=0.3$ 과 $BT_b=0.6$ 에 대한 적분기 출력, 즉 위상변조 함수 $\phi(t)$ 가 어떻게 변화하는지를 보여주고 있다.

기본적인 GMSK는 이전의 위상 변위(deviation)를 초기 값으로 하여 누적되기 때문에 변동 범위가 크며, 제시된 방법은 $+T_b/2$ 와 $-T_b/2$ 의 차분 값이 누적되기 때문에 $+\pi/2$ 와 $-\pi/2$ 사이에서 제로 크로싱(zero crossing) 하면서 변동됨을 알 수 있다. 이렇게 제로 크로싱하는 것이 비교기 또는 임계값 검출기를 사용한 NRZ 파형 검출을 쉽게 해주고 SDR에서는 오버플로우 위험성을 줄여준다^[8]. 일반적으로 GMSK 복조에서는 미분기를 사용해서 위상 변화를 계산하고 임계값 검출기로 NRZ 파형을 검출한다^[3].

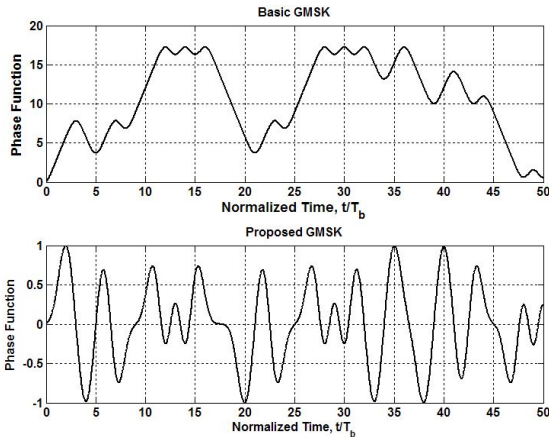


그림 9. $BT_b=0.3$ 에 대한 위상변조 함수
Fig. 9. Phase modulation function with $BT_b=0.3$.

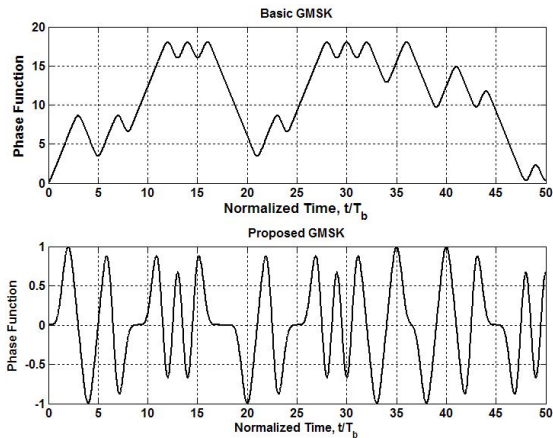


그림 10. $BT_b=0.6$ 에 대한 위상변조 함수
Fig. 10. Phase modulation function with $BT_b=0.6$.

그림 9과 그림 10의 $BT_b=0.3$ 과 $BT_b=0.6$ 에 대한 결과를 비교하면 BT_b 가 커지면 위상변위의 변화가 가파르게 되고 변곡점에서도 날카로워짐을 알 수 있다. 그리고 +1 또는 -1이 연속적으로 주어지면 위상 변조 함수가 제로 상태가 지속적으로 유지 되기 때문에 1 비트 검출 방법으로는 오류가 발생할 가능성이 있어 $+T_b/2$ 와 $-T_b/2$ 시간의 위상 변화 검출을 처리하는 방법을 사용해야 한다.

그림 5의 I와 Q 성분은 $BT_b=0.3$ 과 $BT_b=0.6$ 에 대하여 그림 11과 그림 12에 주어졌으며, 그림 13과 그림 14에는 GMSK 신호의 Q 성분을 FFT 하여 계산한 스펙트럼을 도시하였다.

제안한 시스템은 기본적인 GMSK와 비교해서 3(dB) 대역폭은 약 $0.1T_b$ 정도 협소하며, 스펙트럼 중심은 -20(dB) 정도 낮고 40(dB) 감쇠 대역폭은 약 35[%] 정도 좁게 측정되었다.

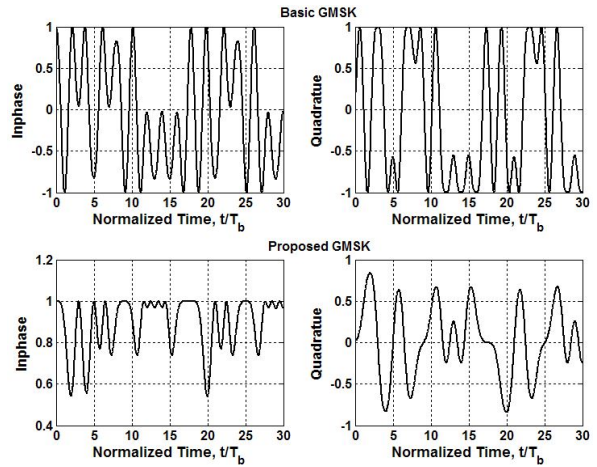


그림 11. $BT_b=0.3$ 에 대한 I/Q 성분
Fig. 11. The I/Q component with $BT_b=0.3$.

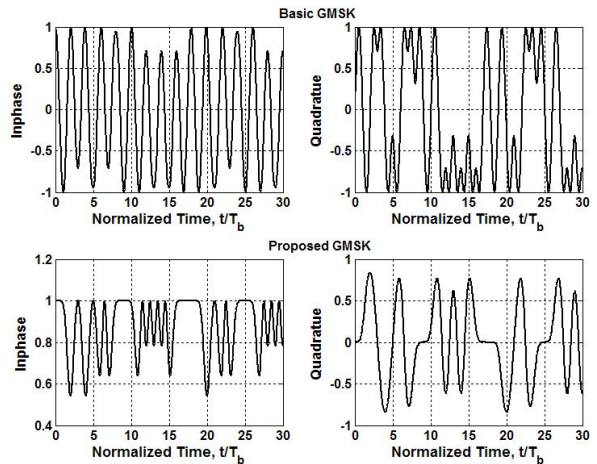


그림 12. $BT_b=0.6$ 에 대한 I/Q 성분
Fig. 12. The I/Q component with $BT_b=0.6$.

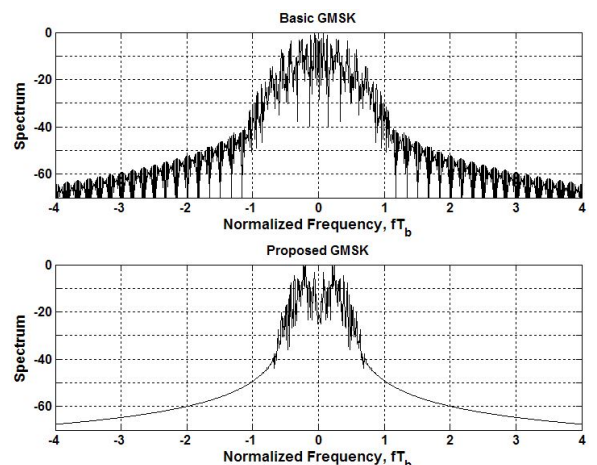


그림 13. $BT_b=0.3$ 에 대한 Q 성분 스펙트럼
Fig. 13. The spectrum of Q component with $BT_b=0.3$.

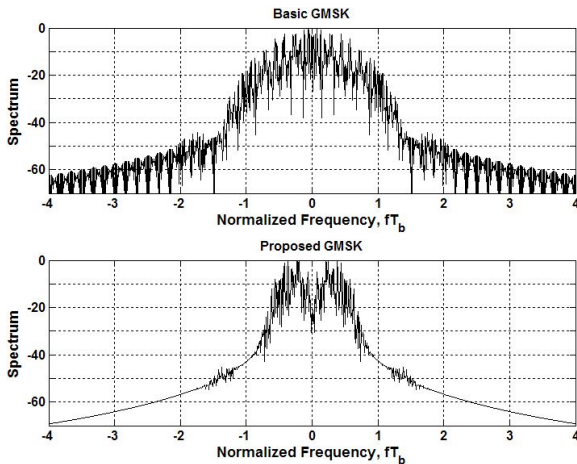


그림 14. $BT_b=0.6$ 에 대한 Q 성분 스펙트럼
 Fig. 14. The spectrum of Q component with $BT_b=0.6$.

V. 결론

본 논문에서는 펄스 데이터를 NRZ 파형 형태로 입력하는 대신에 바이폴라 델타 펄스로 입력하는 GMSK 변조 시스템을 제안하였다.

제안된 시스템은 $BT_b=0.3$ 과 $BT_b=0.6$ 에 대한 시뮬레이션을 통해 기존의 GMSK 보다 40[dB] 감쇠 대역폭은 약 35[%] 협소한 스펙트럼을 보여 주었다. 3dB 대역폭은 약 $0.1fT_b$ 정도 적게 스펙트럼의 중심은 약 -20dB 정도 낮은 결과를 얻었다. 이는 스펙트럼 중심에 위치하는 반송파의 전력 레벨을 감소시키고 점유 스펙트럼을 협소하게 하여 기존의 GMSK 보다 전력 소비가 적을 것으로 기대된다. 또한 위상변조 함수는 발산할 가능성이 적으며, 제로 크로싱 성질이 있는 것이 확인되었다. 이는 제로 크로싱 검출을 사용한 복조기 구성이 가능하고 비트 클럭 검출에도 응용할 수 있어 수신기 설계에 유리할 것으로 생각된다^{3,16)}.

이 연구를 통해서 제시한 GMSK 변조 시스템은 SDR에 적용하기 위한 연구가 필요하며, 지터와 부정합을 줄이는 필터 설계와 최적화된 GMSK 복조 방법에 관한 연구가 진행되어야 한다.

References

[1] E. Grayver. *Implementing Software Defined Radio*, XVIII, Springer, 2013.
 [2] G. L. Lui, "Threshold detection performance of GMSK signal with $BT=0.5$," in *Proc. IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM)*, vol. 2,

pp. 515-519, Boston, U.S.A., Oct. 1998.
 [3] T. Turetti, "GMSK in a nutshell," *Telemedia Networks and Systems Group LCS, MIT-TR*, Apr. 1996.
 [4] D. Daly, "Direct GMSK generation using sigma-delta modulation," *M.S. Thesis*, Div. Eng. Sci., Univ. Toronto, Apr. 2003.
 [5] R. Hunter and F. Kostedt, "Enhance GMSK performance with two-point modulation," *Microwaves & RF*, vol. 39, no. 4, pp. 59-69, Apr. 2000.
 [6] A. Linz, "Efficient implementation of an I-Q GMSK modulator," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol. 43, no. 1, pp. 14-23, Jan. 1996.
 [7] Kuchi Kiran, "Power spectral density of GMSK modulation using matrix methods," in *Proc. IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM)*, vol. 1, pp. 45-50, Atlantic City, U.S.A., Oct.-Nov. 1999.
 [8] R. B. Staszewski and P. T. Balasara, *All-digital Frequency Synthesizer in Deep-submicron CMOS*, John Wiley & Sons Inc., 2006.
 [9] E. W. Ng and M. Geller, "A table of integrals of the error functions," *J. Research Nat. Bureau Standards-B Math. Sci.*, vol. 73B, no.1, pp. 1, Jan. 1969.
 [10] L. Hars, "Formulae and algorithms for the GMSK modulation," in *Proc. DSP World Workshop*, Toronto, Canada, pp. 221-238, Sep. 1998.
 [11] R. N. Bracewell, *The Fourier Transform and Its Applications*, 3rd Ed., McGraw- Hill, 2000.
 [12] V. K. Ingle and J. G. Proakis, *Digital Signal Processing Using MATLAB*, 3rd Ed., Cengage Learning, 2010.
 [13] T. Svedek and M. Herceg, and T. Matic, "A simple signal shaper for GMSK/GFSK and MSK modulator based on sigma-delta look-up table," *Radio Engineering*, vol. 18, no. 2, pp. 230-237, June 2009.
 [14] E. Marpanaji, B. Riyanto, A. Z. R. Langi, A. Mahendra, and T. Liung, "Simulation and experimental study of GMSK modulation on

SDR platform,” in *Proc. Int. Joint Conf. TSSA WSSA*, pp. 247-252, Bandung, Indonesia, Dec. 2006.

[15] T. C. Weigandt, “Low-phase-noise, low-timing-jitter design techniques for delay cell based VCOs and frequency synthesizers,” *Ph.D. dissertation*, Univ. California, Berkeley, U.S.A., Spring 1998.

[16] M. Kalman, “Zero-crossing based demodulation of minimum shift keying,” *Turk. J. Elec. Eng.*, vol. 11, no. 2, pp. 75-94, Jun. 2003.

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

이 우 상 (Woo-Sang Lee)



1983년 2월 광운대학교 전자
공학과 졸업
1985년 2월 광운대학교 전자
공학과 석사
1991년 2월 광운대학교 전자
공학과 박사
1991년~현재 동서울대학교 정

보통신과 교수

<관심분야> 통신공학, 광통신 공학