

GSM 무선통신 시스템을 위한 디지털 GMSK 변조기 설계 및 성능분석

정회원 김 범 진*, 한 재 충**, 홍 승 역*

All Digital GMSK Modulator for the GSM Mobile System

Beom Jin Kim*, Jae Choong Han**, Seung Eok Hong* *Regular Members*

요 약

GMSK 변조방식은 비선형 변조방식으로서 기존의 선형변조방식에 비해 주파수 응답이 우수하다. 따라서, 유럽 동지에서는 인접 채널간 간섭을 줄일 수 있는 변조방식으로 많이 활용되어 왔으며 특히 ETSI에서는 범유럽 샘플러 표준인 GSM 시스템을 위한 변조방식으로 채택하고 있다. 기존의 아날로그 구현 방식은 정확한 구현의 어려움, 시간에 따른 주파수 응답의 변화, 이로 인한 대량생산 시 문제점 등 많은 문제점을 가지고 있으며 따라서 점차로 디지털 구현 방식을 선호하게 되었다. 하지만 기존의 디지털 변조기 설계 방식은 그 과정이 복잡하고 변조 방식 및 사양의 변화에 따른 유연성이 부족하다는 문제점을 갖고 있으며 따라서 점차로 디지털 구현 방식을 선호하게 되었다. 하지만 기존의 디지털 변조기설계 방식은 그 과정이 복잡하고 변조 방식 및 사양의 변화에 따른 유연성이 부족하다는 문제점을 안고있다. 본 논문에서는 간단하고 체계적인 디지털 변조기 설계 방식을 제안하고 이 방식으로 ETSI에서 권고한 GMSK 변조기를 설계하고 구현하는 과정에 대하여 설명한다. 여기에는 모의 실험을 통한 설계파라미터들의 결정 과정과 성능 분석 과정 및 이에 대한 결과에 관한 설명도 포함되어 있다. 그리고 이것을 직접 DSP 상에서 구현하였는데 그 결과 제안된 방식은 요구되는 계산량이 매우 작고 전력 소모 또한 매우 작아서 저전력, 고성능의 요구 사항을 쉽게 만족시킬 수 있음을 알 수 있었다.

ABSTRACT

The Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) modulation technique belongs to the class of nonlinear modulation technique, and it is known to be bandwidth efficient. The GMSK modulation is chosen for the digital cellular phone standard by the European Telecommunications Standards Institute (ETSI). In this paper, an efficient method for implementing all digital GMSK modulator is introduced. The proposed modulator is shown to be simple to implement as well as satisfying the required spectral shape recommended by the ETSI.

I. 서 론

무선통신 시스템은 데이터의 전송을 위하여 다양한 변조방식을 이용한다. 변조방식에는 위상편이 키잉 (PSK) 등의 선형 변조방식과 GMSK 등의 비선

형 변조방식이 있다. 선형 변조방식의 경우 송신 비트에 대응하는 변조신호를 선택하여 송신하므로 변조기의 구현이 용이하나 GMSK 변조방식은 송신 비트 열을 변조신호의 연속적 위상파형에 대응시키므로 구현이 용이하지 않다. 그러나 GMSK 변조방식은 선형 변조방식보다 주파수 특성이 우수하다는

* (주) 엠엠씨 테크놀로지

** 명지대학교 전자정보통신공학부(jhan@wh.myongji.ac.kr)

논문번호: 99472-1129, 접수일자: 2000년 3월 15일

※ 이 연구는 정보통신부의 정보통신 우수시범학교 지원사업에 의해 수행되었습니다.

장점이 있어 위성통신 시스템 또는 이동통신 시스템에서 많이 채용되고 있다. 특히 다수의 채널을 이용하는 무선통신 시스템의 경우 시스템의 용량의 최대화를 위하여 인접채널간 간섭을 최소화하여야 하며, 이러한 경우 GMSK 변조방식은 매우 우수한 주파수 특성을 갖는다. 이러한 이유로 범용 디지털 무선통신 시스템의 표준인 GSM 시스템과 DCS 시스템 등에서 GMSK 변조방식을 채택하고 있다. GMSK 변조방식은 CPM 변조방식의 특수한 경우이며 CPM 변조방식은 [1]에 상세히 정리되어 있다.

기존의 GMSK 변조기 구현 방식은 크게 아날로그 방식과 디지털 방식, 그리고 아날로그 디지털 혼용 방식으로 나눌 수 있는데, 아날로그 방식은 아날로그 필터와 FM 변조기가 직렬로 연결된 구조이고^[2], 아날로그 디지털 혼용 방식은 아날로그 방식에서 아날로그 필터 부분을 디지털 필터 또는 Lookup 테이블로 교체한 방식^[3]과 Feher의 교차상관기(Cross correlator) 구조를 이용한 방식^{[3][4]} 등이 있으며, 디지털 방식은 파형선택로직, 부호결정로직, 그리고 ROM을 채용한 방식^{[5][7]}과 PAM 신호 근사 방식^[6] 등이 있다. 여기에서 본 논문에서 제안된 방식과 가장 유사한 구조를 지닌 것은 Feher와 Linz가 제안한 디지털 구현 방식이다.

아날로그 방식은 고전적인 방식으로서 변조인덱스를 비롯한 여러 사양들을 정확히 구현하기 힘들다는 단점이 있다. 그래서 변조기를 구성하는 부분들을 디지털로 교체하고자 하는 여러 노력들이 시도되었다. 아날로그 필터 부분을 디지털 필터로 교체하는 작업과 변조인덱스를 정확히 구현하기 힘든 FM 변조기를 Inphase와 Quadrature의 교차상관 특성을 이용한 교차상관기로 대체하는 작업이 각각 따로 진행되었다. 그리고 Gaussian 필터와 적분기로 구성된 디지털 필터는 비교적 많은 수의 계수 승산기와 가산기를 필요로 하는 이유로 ROM등을 이용한 Lookup 테이블 방식으로 바뀌게 되었다. Feher는 비트 비교로직과 ROM을 이용하여 모든 가능한 필터 출력을 미리 계산하여 저장해 두고 이를 비트 비교로직에 의해 어드레싱 하여 출력함으로써 요구되는 하드웨어와 전력 소모를 줄였다. 그런데 이러한 시도의 과도기에 출현한 것이 바로 아날로그 디지털 혼용 방식이다. 하지만 이 때에는 디지털 필터 출력과 교차상관기 출력 중 하나만을 ROM에 저장하여 사용하였기 때문에 아날로그 방식의 단점이 아직 남아 있거나, 요구되는 디지털 하드웨어의 복잡도와 ROM의 크기가 꽤 크다는 단점이 있었다.

이러한 단점을 보완하기 위해 완전한 디지털 방식은 한 심볼 주기 동안에 출력 가능한 서로 다른 모든 파형을 ROM에 저장해 두고 이 파형을 선택하는 로직과 파형의 부호를 결정하는 로직을 채용하여 곧바로 ROM으로부터 변조 신호를 출력함으로써 기존의 ROM 방식에 비해 하드웨어의 복잡도를 획기적으로 줄일 수 있게 되었다.

GMSK와 같은 CPM 신호는 다수의 PAM 신호가 선형 결합된 형태로 표현될 수 있고 대부분의 경우에 있어서 소수의 PAM 신호의 선형 결합으로 근사될 수 있다는 것이 Laurent^[9]에 의해 소개되었다. 그리고 대부분의 경우 이 신호는 차동부호화되어 전송된다. Jung^[8]은 이 사실을 이용하여 ROM, 시프트레지스터, 이진 승산기, 가산기 등으로 구성된 디지털 CPM 변조기를 구현하였고, 구현된 변조기는 다중 비트 승산기가 불필요하여 하드웨어의 복잡도를 줄였다. 하지만 이 방식은 Feher와 Linz가 고안한 방식^[6,7]에 비하여 요구되는 ROM의 크기가 훨씬 크고 다중 입력 가산기와 부호 승산기 등으로 구성된 로직의 복잡도가 커서 하드웨어 복잡도와 소비전력 측면에서 열등하다.

Feher^[6]가 고안한 방식은 Eye-diagram 분석을 통하여 한 심볼 주기 동안 모든 가능한 파형을 찾아서 이들을 ROM에 저장한 후, 저장된 파형을 선택하고 선택된 파형의 출력 순서를 결정하며 출력된 파형의 부호 반전을 결정하는 로직이 부가된 구조를 지니고 있다. 하지만 이것은 체계적인 설계 방식을 제시하지는 못한다. 그리고 Linz^[7]가 고안한 방식은 같은 구조를 가지지만 설계 방식이 비교적 복잡하고 특히 2장에서 언급된 전송함수 길이에 관한 사양이 엄격해질수록 설계의 복잡도가 급격히 증가한다.

본 논문에서는, Linz와 Feher가 고안한 GMSK 변조기 설계 방식보다 더욱 체계적이고 간단한 새로운 디지털 GMSK 변조기 설계 방식을 제안하였고, 주로 사용되는 성능척도의 하나인 변조신호의 전력 스펙트럼을 분석하였다. 그리고 제안된 변조기 설계 방식이 일반적인 CPM 변조 방식에도 적용될 수 있음을 보이고 설계 과정에서의 근사 과정으로 인한 설계 오차도 최소화 될 수 있음을 보인다. 또한 제안된 방식을 이용하여 구체적인 GMSK 변조기 설계 및 구현 방법을 설명하고 실제로 DSP 상에서 구현한 결과에 대해서도 언급한다.

논문의 순서와 개요는 다음과 같다. 2장에서는 GMSK 변조 신호를 수식적으로 모델링하고 3장에

서는 제안된 GMSK 변조기 설계 방식 및 이를 구현하는 방법에 대해 설명한다. 그리고 4장에서는 설계 파라미터를 결정하는 방법과 전력 스펙트럼 분석을 통한 성능 평가에 대해 설명한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 변조 신호 모델

CPM 변조 신호의 일반적인 모델은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_c t + \phi(t, a)) \quad (1)$$

위 식에서 전송될 데이터시퀀스는 a 이고 반송파의 주파수는 ω_c 이다. 그리고 심볼 당 에너지는 E 이며 심볼의 주기는 T 이다. 송신 신호의 위상 $\phi(t, a)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \phi(t, a) &= 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \int_{-\infty}^{t-iT} u(\tau) d\tau \\ &= 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i g(t-iT) \end{aligned} \quad (2)$$

위 식에서 h 는 변조 인덱스이며 $u(t)$ 는 부드러운 형태의 전송 함수로서 일반적으로 무한한 시간 범위에서 0이 아닌 값을 가지지만 실제로 유한한 시간간격 $0 \leq t \leq LT$ 에서만 영이 아닌 값을 가지는 것으로 근사할 수 있는 경우가 대부분이다.

그리고 $g(t) = \int_{-\infty}^t u(\beta) d\beta$ 이다.

일반적으로 M-ary 변조 신호의 경우 전송 심볼 a_i 의 값은 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ 에서 취하게 되고 전송 함수 $u(t)$ 는 전송 신호의 위상 변화 특성을 결정하며 정규화 되어 $\int_{-\infty}^{\infty} u(t) dt = \frac{1}{2}$ 의 조건을 만족한다. 따라서 T 시간 동안 변할 수 있는 위상 변화치는 최대 $(M-1)h\pi$ 가 된다.

CPM 변조 방식은 전송 인덱스 h 값과 전송 함수 $u(t)$ 의 형태를 다양하게 조합하여 수많은 신호 방식의 설계가 가능하다. 이 중 ETSI에서 제안한 범용형 디지털 무선 통신 표준안에 권고된 GMSK 방식의 경우 변조 인덱스 h 를 0.5로 정의하였으며 이를 기준으로 변조신호의 모델은 다음과 같은 형태를 갖는다.

우선 각 전송 비트 d_i 는 차동부호화되며 이 때 부호기의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{d}_i = d_i \oplus d_{i-1} \quad (d_i \in \{0, 1\}) \quad (3)$$

위 식에서 \oplus 는 modulo 2 함수이다. 변조기의 입력 데이터 a_i 는 다음과 같이 생성된다.

$$a_i = 1 - 2\hat{d}_i \quad (a_i \in \{-1, +1\}) \quad (4)$$

따라서 본 연구에서 다루는 GMSK 신호방식은 이진 변조방식을 가정한다. GMSK 신호 방식에서 전송 신호는 다음과 같이 정의되며

$$u(t) = \exp(-t^2 / (2\sigma^2 T^2)) / ((2\pi)^{0.5} \sigma T) \quad (5)$$

이때 $\sigma = (\ln(2))^{0.5} / 2\pi BT$ 이고 $BT = 0.3$ 이다. 그리고 B 는 $u(t)$ 의 3dB 대역폭이다. 따라서 비트 주기 당 위상 변화의 최대 값은 $\frac{\pi}{2}$ 이다.

III. 제안된 디지털 GMSK 변조기 설계 방식

송신할 GMSK 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(\omega_c t + \phi(t, a)) \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} [\cos \omega_c t \cos \phi(t, a) \\ &\quad - \sin \omega_c t \sin \phi(t, a)] \end{aligned} \quad (6)$$

이 때 위 식으로부터 기저대역 Inphase 성분과 Quadrature 성분을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} I(t, a) &= \cos(\phi(t, a)) \\ Q(t, a) &= \sin(\phi(t, a)) \end{aligned} \quad (7)$$

임의의 시간 $t = nT + \tau$, $\tau \in [0, T]$ 에서 신호의 위상은 식 (2)로부터 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \phi(t, a) &= \frac{\pi}{2} \sum_{i=-\infty}^t a_i \\ &\quad + \frac{\pi}{2} \sum_{i=n-L+1}^n a_i g(t - iT) \\ &= \phi_n + \theta(t, a_L) \end{aligned} \quad (8)$$

위 식에서 L 은 2장에서 언급한 바와 같이 전송 함수 $u(t)$ 가 0이 아닌 구간의 길이로서 이 전송 함수를 입력으로 한 적분기의 출력 신호인 $g(t)$ 가 0과 1이 아닌 가변적인 값을 갖는 구간의 길이이다. 그

리고 a_L 은 GMSK 변조기에 입력되는 데이터 벡터 $[a_{n-L+1}, a_{n-L+2}, \dots, a_n]$ 를 의미한다. 식 (8)로부터 위상이 각각 다음의 성분으로 분리됨을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi_n &= \frac{\pi}{2} \sum_{k=-\infty}^L a_k \\ \theta(t, \mathbf{a}_L) &= \frac{\pi}{2} \sum_{k=n-L+1}^n a_k g(t-kT). \end{aligned} \quad (9)$$

따라서 삼각함수론 이용하면 기저대역 Inphase 및 Quadrature 성분은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} I(t, \mathbf{a}) &= \cos(\phi_n) \cos(\theta(t, \mathbf{a}_L)) \\ &\quad - \sin(\phi_n) \sin(\theta(t, \mathbf{a}_L)) \\ Q(t, \mathbf{a}) &= \sin(\phi_n) \cos(\theta(t, \mathbf{a}_L)) \\ &\quad + \cos(\phi_n) \sin(\theta(t, \mathbf{a}_L)). \end{aligned} \quad (10)$$

위 식에서 a_k 가 1 또는 -1의 값만을 가지므로 ϕ_n 은 $\pi/2$ 의 배수가 된다. 그러므로 이것을 위상으로 하는 sine, cosine 성분들은 -1, 0, 또는 1의 값을 가지게 되며 이들은 또한 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \cos(\phi_n) &= \begin{cases} (-1)^{\sum_{k=0}^n \frac{a_k}{2}} & \text{for } n-L \text{ even} \\ 0 & \text{for } n-L \text{ odd} \end{cases} \\ \sin(\phi_n) &= \begin{cases} 0 & \text{for } n-L \text{ even} \\ (-1)^{\sum_{k=0}^n \frac{a_k-1}{2}} & \text{for } n-L \text{ odd.} \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

여기에서 a_k 는 다시 식 (4)에 의해 \hat{d}_k 로 표현할 수 있으며 이를 반영하면 식 (11)은 다음과 같이 변환된다.

$$\begin{aligned} \cos(\phi_n) &= \begin{cases} S_T(n) (-1)^{\sum_{k=0}^n \hat{d}_k} & \text{for } n-L \text{ even} \\ 0 & \text{for } n-L \text{ odd} \end{cases} \\ \sin(\phi_n) &= \begin{cases} 0 & \text{for } n-L \text{ even} \\ S_T(n) (-1)^{\sum_{k=0}^n \hat{d}_k} & \text{for } n-L \text{ odd} \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

여기에서 $S_T(n)$ 은 n 이 0, 1, 2, 3, ...으로 변함에 따라 1, 1, -1, -1이 주기적으로 반복되는 함수로서 오직 심볼 시간 n 에만 관련된 함수이다. 그리고 나

머지 \hat{d}_k 에 관련된 성분은 식 (3)에서 정의된 차동 부호화 연산의 역연산과 정확히 같아서 이것을 부호화하기 이전의 비트인 d_k 로 나타낼 경우 두 연산이 서로 상쇄되어 결국에는 항등 연산이 된다. 그러므로 식 (12)는 다시 다음과 같이 변환된다.

$$\begin{aligned} \cos(\phi_n) &= \begin{cases} S_T(n) (-1)^{d_n} & \text{for } n-L \text{ even} \\ 0 & \text{for } n-L \text{ odd} \end{cases} \\ \sin(\phi_n) &= \begin{cases} 0 & \text{for } n-L \text{ even} \\ S_T(n) (-1)^{d_{n-1}} & \text{for } n-L \text{ odd} \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

위 성질을 이용하여 Inphase 및 Quadrature 성분의 표현식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} I(t, \mathbf{a}) &= \begin{cases} S(n) \cos(\theta(t, \mathbf{a}_L)) & \text{for } n-L \text{ even} \\ -S(n) \sin(\theta(t, \mathbf{a}_L)) & \text{for } n-L \text{ odd} \end{cases} \\ Q(t, \mathbf{a}) &= \begin{cases} S(n) \sin(\theta(t, \mathbf{a}_L)) & \text{for } n-L \text{ even} \\ S(n) \cos(\theta(t, \mathbf{a}_L)) & \text{for } n-L \text{ odd} \end{cases} \end{aligned} \quad (14)$$

여기에서

$$S(n) = S_T(n) (-1)^{d_{n-1}} \quad (15)$$

이다. 식 (14)에 표현된 기저대역 신호의 부호에만 영향을 미치는 식 (15)의 함수는 시간에 따라 주기적으로 결정되는 성분과 차동부호화 되기 이전의 데이터 비트에 의해 그 값이 결정되는데 이것은 GMSK뿐만 아니라 차동부호화 연산을 채용하고 변조 인덱스가 0.5인 모든 CPM 변조 방식에 적용된다.

식 (14)의 기저대역 신호들을 디지털 영역에서 구현하기 위해서는 $\theta(t, \mathbf{a}_L)$ 을 위상으로 하는 cosine, sine 성분들을 표본화해야 된다. 이 때 비트 주기 T 시간 동안 N 개의 표본을 취한다고 가정하면 표본시간은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} t &= nT + iT_s + \delta \\ &\quad \text{for } i=0, \dots, N-1 \\ &\quad \text{with } T_s = T/N \\ &\quad \text{and } \delta = T_s/2. \end{aligned} \quad (16)$$

이 때 i 번째 표본은 변조기 입력 데이터 벡터 \mathbf{a}_L , 차동부호기 출력 데이터 벡터 $\hat{\mathbf{d}}_L = [\hat{d}_{n-L+1}, \hat{d}_{n-L+2}, \dots, \hat{d}_n]$, 그리고 한 비트 주

기 내 표본화 인덱스 i 의 함수로서 이것은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 C_i(\widehat{a}_L) &= \cos(\theta(t, \mathbf{a}_L)) \Big|_{i=nT+iT_s+\delta} \\
 &= \cos(A \cdot G_i), \\
 S_i(\widehat{a}_L) &= \sin(\theta(t, \mathbf{a}_L)) \Big|_{i=nT+iT_s+\delta} \\
 &= \sin(A \cdot G_i),
 \end{aligned} \tag{17}$$

여기에서 행벡터 A 와 열벡터 G_i 는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
 A &= [a_{n-L+1}, \dots, a_n] \\
 G_i &= \frac{\pi}{2} \times \begin{pmatrix} g([L-1]T+iT_s+\delta) \\ g([L-2]T+iT_s+\delta) \\ \vdots \\ g(0 \cdot T+iT_s+\delta) \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{18}$$

위 식에서 G_i 를 계산하기 위한 함수 $g(t)$ 의 표현식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 g(t) &= 1 + \frac{1}{T} [(t_1 Q(dt_1) - t_2 Q(dt_2))] \\
 &\quad - \frac{1}{d\sqrt{2\pi}} [e^{-(d^2/2t)} - e^{-(d^2/2t_2)}] \\
 d &= \frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}} \\
 t_1 &= t - T/2 - LT/2 \\
 t_2 &= t + T/2 - LT/2.
 \end{aligned} \tag{19}$$

여기에서 함수 $Q(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$Q(t) = \int_0^\infty \frac{1}{2\pi} e^{-t^2/2t} dt \tag{20}$$

식 (17)에서 두 성분들을 같이 \widehat{a}_L 의 함수로 나타낸 것은 이들이 이진 벡터를 주소로 한 ROM으로 구현될 수 있음을 의미한다. 이 때 이것은 한 비트 주기 당 표본 수와 표본 워드의 크기(표본 당 비트 수)에 의해 결정되는데 이 둘을 각각 N , b 라고 하면 $b2^{N-1}$ 비트 크기의 ROM이 필요하다. 하지만 벡터 A 의 성분이 1 또는 -1의 값만을 가진다는 사실과 G_i 의 대칭성을 이용하면 요구되는 ROM의 크기를 1/4로 줄일 수 있다.

특정 벡터 A 에 대하여 이 벡터의 성분과 정반대의 값을 가진 벡터를 A' 이라고 하면 이 둘에 대해 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$A \cdot G_i = -A' \cdot G_i \tag{21}$$

그리고 각각의 벡터에 대응하는 이진 벡터를 $\widehat{a}_L, \widehat{a}_L'$ 라고 하면 이들에 대한 식 (17)의 성분들의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C_i(\widehat{a}_L) &= C_i(\widehat{a}_L') \\
 S_i(\widehat{a}_L) &= -S_i(\widehat{a}_L')
 \end{aligned} \tag{22}$$

그러므로 모든 가능한 이진 벡터들의 절반에 대한 것만 ROM에 저장하면 나머지 절반에 대한 것은 이들의 성분이 반전된 벡터를 구한 다음 식 (22)에 의해 이들에 대한 ROM 값을 이용하여 구하면 된다. 예를 들어, $L=4$ 인 경우 $\widehat{a}_L = 0000$ 에서 0111에 해당되는 ROM 값들만을 저장했다고 하자. 이 때 1001에 해당되는 식 (17)의 C_i 와 S_i 를 구하고자 하는 경우, 반전된 벡터 0110에 해당되는 C_i 와 S_i 값을 ROM으로부터 읽은 후 식 (22)에 의해 C_i 와 $-S_i$ 값을 얻으면 이것이 바로 구하고자 하는 값이 된다.

식 (18)의 벡터 G_i 는 좌우 모양이 대칭인, 구형 펄스와 가우시안 펄스가 Convolution에 의해 결합된 것을 처분한 것으로 다음과 같은 특징을 가진다.

$$\frac{\pi}{2} \times \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} = G_i = G_{((N-i))} \tag{23}$$

여기에서 (())는 modulo N 연산을 의미하고 G' 는 열벡터 G 의 성분의 순서를 거꾸로 뒤집은 열벡터를 의미한다. 특정 벡터 A 와 이와 성분의 순서가 정반대인 벡터를 A' 이라고 하면 식 (23)에 의해 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$A \cdot G_{((N-i))} = A' \cdot \left\{ \frac{\pi}{2} \times \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} - G_i \right\} \tag{24}$$

그리고 각각의 벡터에 대응하는 이진 벡터를 $\widehat{a}_L, \widehat{a}_L'$ 라고 하면 이들에 대한 식 (17)의 성분들의 관계는 다음과 같다.

$$C_i(\widehat{a}_L) = \begin{cases} (-1)^{\sum_{j=1}^L a_j} C_{((N-i))}(\widehat{a}_L) & \text{for } L \text{ even} \\ (-1)^{\sum_{j=1}^L a_j - 1} S_{((N-i))}(\widehat{a}_L) & \text{for } L \text{ odd} \end{cases}$$

$$S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) = \begin{cases} (-1)^{\sum_{k=1}^L d_k} S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } L \text{ even} \\ (-1)^{\sum_{k=1}^L d_k - 1} C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } L \text{ odd} \end{cases} \quad (25)$$

여기에서 부호만을 결정하는 부분은 식 (11), (12), (13)과 같은 논리로써 차동부호화 과정과 상쇄되며 결국 부호에만 영향을 미치는 함수 $S(n)$ 과 결합되어 식 (25)는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) = \begin{cases} S_T(n+L)(-1)^{d_n} C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } L \text{ even} \\ S_T(n+L)(-1)^{d_n} S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } L \text{ odd} \end{cases}$$

$$S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) = \begin{cases} S_T(n+L)(-1)^{d_n} S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } L \text{ even} \\ S_T(n+L)(-1)^{d_n} C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } L \text{ odd} \end{cases} \quad (26)$$

ROM의 크기를 줄일 수 있는 위의 두 성질은 사용된 펄스 모양이 좌우 대칭(대부분의 경우에 있어서 이 사실을 만족한다)이면 모두 만족되는 것이므로 대부분의 CPM 변조 방식에 적용된다고 볼 수 있다.

식 (14), (15), (17), (22), (26)을 토대로 하여 다음과 같은 GMSK 변조 알고리즘을 도출해 낼 수 있다. 길이 L인 차동부호화된 이진 데이터 벡터 $\widehat{\mathbf{d}}_L$ 에서 이것의 MSB와 LSB가 각각 0, 1인 것들의 집합을 D_1 , 1, 0인 것들의 집합을 D_2 , 0, 0인 것들의 집합을 D_3 , 그리고 1, 1인 것들의 집합을 D_4 라고 하자. 이 때, D_2 의 원소 벡터들의 성분을 반전시킨(0을 1로, 1은 0으로) 벡터들의 집합은 D_1 과 동일하고, D_3 의 원소 벡터들의 성분을 반전시킨 다음 성분의 순서를 거꾸로 뒤집은 벡터들의 집합 또한 D_1 과 동일하며, D_4 의 원소 벡터들의 성분의 순서를 거꾸로 뒤집은 벡터들의 집합 또한 D_1 과 동일하다. 그러므로 집합 D_1 에 해당되는 C_i, S_i 값들만을 ROM에 저장한 후 ROM 입력 벡터 $\widehat{\mathbf{d}}_L$ 이 D_1 에 속하면 이에 해당되는 ROM 출력을 그대로 이용하면 되고 D_2, D_3 , 또는 D_4 에 속하면 $\widehat{\mathbf{d}}_L$ 을 적절히 변환하여 이에 해당되는 D_1 의 원소벡터를 찾아서 이에 대한 ROM 값을 이용하면 된다. 먼저 L이 짝수일 경우 변조 알고

리즘은 다음과 같이 표현된다.

$$I(t, \mathbf{a})|_{t=nT+iT+\theta} = \begin{cases} S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_1 \\ -S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_1 \\ S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_2 \\ S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_2 \\ S(n+L)C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_3 \\ S(n+L)S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_3 \\ S(n+L)C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_4 \\ -S(n+L)S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_4 \end{cases}$$

$$Q(t, \mathbf{a})|_{t=nT+iT+\theta} = \begin{cases} S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_1 \\ S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_1 \\ -S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_2 \\ S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_2 \\ -S(n+L)S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_3 \\ S(n+L)C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_3 \\ S(n+L)S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_4 \\ S(n+L)C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_4 \end{cases} \quad (27)$$

그리고 L이 홀수일 경우 변조 알고리즘은 다음과 같다.

$$I(t, \mathbf{a})|_{t=nT+iT+\theta} = \begin{cases} -S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_1 \\ S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_1 \\ S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_2 \\ S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_2 \\ S(n+L)C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_3 \\ S(n+L)S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_3 \\ -S(n+L)C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_4 \\ S(n+L)S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_4 \end{cases}$$

$$Q(t, \mathbf{a})|_{t=nT+iT+\theta} = \begin{cases} S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_1 \\ S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_1 \\ S(n)C_i(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_2 \\ -S(n)S_i(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_2 \\ S(n+L)S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_3 \\ -S(n+L)C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L') & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_3 \\ S(n+L)S_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ even, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_4 \\ S(n+L)C_{((N-d))}(\widehat{\mathbf{d}}_L) & \text{for } n \text{ odd, } \widehat{\mathbf{d}}_L \in D_4 \end{cases} \quad (28)$$

여기에서 ROM의 입력은 차동부호화된 이진 벡터 \hat{d}_L 과 한 비트 주기내의 표본 시간 인덱스 i 이고 부호 함수 $S(n)$ 의 입력은 차동부호화되기 전의 데이터 비트 d_{n-L} 임을 주의해야 한다. 결론적으로 변조기의 동작원리는 다음과 같이 정리할 수 있다.

- 1) 가장 최근의 차동부호기 출력 데이터 L 개를 버퍼에 저장한다. 이것이 바로 ROM의 주소 역할을 하는 이진 벡터 \hat{d}_L 이다.
- 2) L 비트 전과 현재의, 차동부호화가 안된 데이터 비트 2개를 버퍼에 저장한다. 이것이 부호 함수 $S(n)$ 또는 $S(n+L)$ 을 계산하는데 사용되는 데이터 비트 d_{n-L} 과 d_n 이다.
- 3) 버퍼에 저장한 이진 벡터 \hat{d}_L 이 집합 D_1, D_2, D_3, D_4 중 어디에 속하는지를 결정하고 이에 따라 ROM의 주소와 부호 함수를 계산해 낸다.
- 4) 3)에서 계산한 ROM 주소에 해당되는 C_i 와 S_i 값을 읽는다.
- 5) 식 (27) 또는 (28)을 이용하여 Inphase, Quadrature 성분 값을 구한다.
- 6) 5)에서 구한 성분 값을 D/A 변환기로 보내고 변환기의 아날로그 출력을 식 (6)에 의해 적절한 주파수 대역으로 이동시킨다.

본 논문에서 제안된 알고리즘은 기본적으로 ROM과 D/A변환기 등을 이용하여 구현하는 것을 전제로 하는데 그 구조를 그림 1에 나타낸다. 그리고 위의 과정 3)의 이진 벡터 분류, 부호 함수 값 계산, ROM의 주소 계산, 그리고 과정 5)의 ROM의 출력 배분 등의 연산은 매우 간단하여 DSP 또는 Hard-wired 로직 등으로 쉽게 구현할 수 있다. 이것은 디지털 변조 방식의 장점을 그대로 가지면서 고전적인 방식의 아날로그 변조기, 아날로그 디지털 혼용 변조기, PAM 근사 방식의 디지털 변조기 등에 비해 요구되는 계산량 또는 로직의 크기가 매우 작고 이와 같은 이유로 전력소모 또한 매우 작다는 장점이 있다. 또한 Linz 방식은 변조방식에 따라 주파수 자취, 위상 자취, 위상 Trellis 순서로 각각의 테이블을 만든 다음 마지막으로 변조신호 테이블을 만들어 설계하는 것으로서 설계 자체가 복잡할 뿐만 아니라 L 이 커짐에 따라 설계의 각 단계에서 만들어야 하는 테이블의 수와 파악해야 될 대칭적 관계 등이 지수함수적으로 증가하게 되어 설계의 복잡도가 급격히 증가하게 된다. 하지만 제안된 알고리즘은 변조방식에 따라 식 (18)에 표현

된 열벡터 G_i 와 이로부터 식 (17)에 표현된 C_i 와 S_i 만 계산하면 된다. 더군다나 L 이 증가하더라도 단순한 계산량만 지수함수적으로 증가할 뿐 설계 자체의 복잡도가 증가하는 것은 아니다. 그리고 Linz 방식은 위상 필터 함수인 에러함수의 근사가 설계 과정 중간중간에 여러 번 적용되므로 이 근사에 의한 오차가 비교적 커질 수 있다. 하지만 제안된 알고리즘은 근사없이 정확히 계산된 열벡터 G_i 의 성분들 L 개의 선형 결합에 의해 식 (17)에 표현된 C_i 와 S_i 를 계산할 때에만 근사를 하므로 근사에 의한 위상 오차를 쉽게 정확히 예측할 수 있으며 그 오차 또한 비교적 작다고 할 수 있다. 제안된 알고리즘은 변조 인덱스가 1/2이고 전송함수가 대칭인 모든 CPM 변조 방식에 적용 가능 하고 변조 방식에 따라 단지 열벡터 G_i 만 다르게 계산될 뿐이다.

IV. 변조기의 설계 및 특성 시뮬레이션

무선 통신 시스템의 송신기는 그 사양이 주로 전력 스펙트럼 마스크(mask)로 주어지는데 송신기의 일부인 변조기 또한 그 사양이 전력 스펙트럼 마스크로 주어진다. 예를 들어 ETSI에서 권고한 GSM 시스템의 단말기 송신기의 전력 스펙트럼 마스크는 그림 4와 같다. 이에 따라 변조기는 전력 스펙트럼 사양을 만족하면서 최소의 복잡도를 지니는 방향으로 설계되는 것이 가장 바람직함에 이것은 3장에서 언급한 변조기 설계 파라미터들인 L , 표본 당 비트 수, 표본화 속도(비트당 샘플 수)을 최적으로 결정함으로써 얻어진다. 먼저, 전송 함수 $u(f)$ 가 0이 아닌 길이로 정의되는 L 은 크게 잡음수준 정확도가 높아지지만 요구되는 ROM의 크기가 지수함수적으로 증가한다. 보통의 경우에는 3에서 5사이의 값을 주로 사용한다. 예컨대 GMSK 변조신호의 경우, $BT=0.3$ 일 때 $L=3,4,5$ 이면 전송 함수의 가운데 L 심볼 이외의 면적이 각각 $10^2, 10^4, 10^6$ 이하이고 $BT=0.7$ 일 때 $L=2,3$ 이면에는 그 값이 각각 $10^4, 10^6$ 이하이다. 본 논문의 시뮬레이션은 $BT=0.3$ 인 GMSK 변조신호에 $L=4$ 로 두어 수행하였다. 다음으로, S_i 와 C_i 값은 디지털로 저장되어야 하므로 반드시 양자화 되어야 한다. 여기에서 표본 당 비트 수는 양자화 잡음을 고려하여 결정되어야 하는데 이 때의 양자화 잡음은 전력 스펙트럼 상에서 잡음마루(Noise Floor)로 나타난다. 균등 양

자기(Uniform Quantizer)를 사용하고 표본 당 비트 수를 b 라고 가정하면 양자기의 step은 $\Delta = 2/(2^b)$ 이고 양자화 잡음은 백색 잡음으로 모델링 될 수 있으며 그 분산은 다음과 같이 정량화 될 수 있다.

$$\sigma^2 = -10 \log 3 - 10(2b-1) \log 2 \quad (29)$$

시뮬레이션은 $b=4,8,10,16$ 등의 값을 이용하여 수행하였는데 이 때의 이론적 분산 값은 각각 -26, -50, -62, -98 dB가 된다. 여기에서 이것은 변조 신호의 진폭이 1로 정규화 되었을 때의 값이고 이 변조 신호의 전력 스펙트럼의 DC 값은 약 10 dB 정도가 됨에 주의해야 된다.

마지막으로, 표본화 속도는 스펙트럼 상의 aliasing 왜곡과 D/A 변환기 다음에 위치하는 저역 통과 또는 대역 통과 필터의 사양에 의해 결정된다. 표본화 속도가 높을수록 aliasing 왜곡이 줄어들고 아날로그 필터 사양은 완화된다. 하지만 표본화 속도가 높아지면 요구되는 ROM의 크기가 그만큼 선형적으로 늘어나게 되므로 이와 잘 절충하여 결정되어야 한다. 표본화 속도는 비트 당 표본 수 N 으로 나타낼 수 있는데, 예를 들어 $BT=0.3$ 인 GMSK 신호의 경우 $N=4$ 이면 aliasing 왜곡이 -100 dB 이하가 되므로 N 이 4 이상이면 aliasing 왜곡의 영향은 거의 없다고 볼 수 있다. 하지만 아날로그 저역 통과 필터 사양을 고려하여 N 이 8 이상인 값을 가지도록 정하는 것이 보통이다. 본 논문의 시뮬레이션은 $N=4,8,16$ 등의 값을 이용하여 수행하였다.

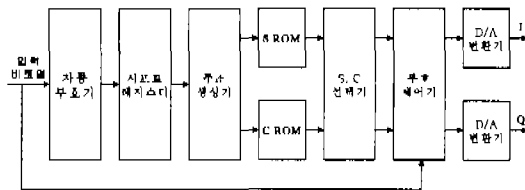


그림 1. 제안된 GMSK 변조기의 구조

변조신호의 전력 스펙트럼은 Periodogram의 평균을 취하여 구할 수 있다. 이 때 Periodogram을 구할 때 사용되는 변조신호의 샘플 수는 FFT를 고려하여 2의 멱승 값이 좋다. 그리고 Periodogram의 평균을 취하는 길이는 길수록 좋으므로 계산 능력이 허용하는 한 길게 잡는 것이 좋다. 그리고 그냥 변조신호를 FFT 하면 사각창을 씌운 효과가 나므로 신호의 전력 스펙트럼 값이 작은 고주파 영역에서

는 이로 인한 잡음 마루가 상당히 큰 값으로 나타난다. 그래서 이 효과를 줄이기 위해서 삼각창, Hamming 창, Hanning 창 등을 사용하는 것이 더 좋다. 본 논문의 시뮬레이션에서는 FFT 길이는 1024로, 평균을 취하는 길이는 20으로, 그리고 창으로는 Hanning 창을 이용하였다.

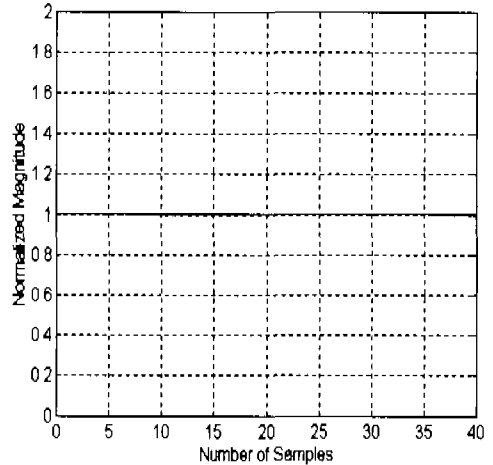


그림 2. GMSK 변조신호의 진폭 특성

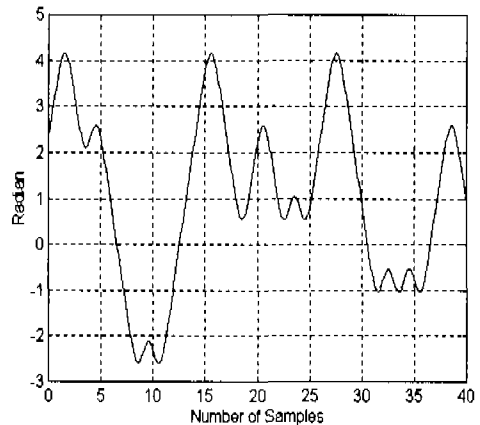


그림 3. GMSK 변조신호의 위상 특성(Phase unwrapped)

그림 2와 3은 GMSK 변조신호의 시간 영역에서의 진폭과 위상을 각각 나타내고 그림 4는 주파수 영역에서의 특성인 전력 스펙트럼을 나타낸 것인데 DC에서의 스펙트럼 값이 0 dB가 되도록 정규화한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 GMSK 변조신호의 특징인 일정한 진폭과 연속적 위상의 성질이 만족됨을 알 수 있다. 그리고 b 가 10 이상이면 ETSI에서 권고한 스펙트럼 마스크를 만족함을 알

수 있다. 실제로 ETSI에서 권고하는 사양의 변조기를 TI의 부동 소수점 DSP인 TMS320C54x 상에서 구현하였는데 그 사양은 $N=8, b=10$ 으로 하였고 그 결과 요구되는 메모리의 크기는 $2 \times 8 \times 2^2 \times 10 = 640$ 비트, 연산량은 약 2.1 MIPS 정도가 됨을 알 수 있었다.

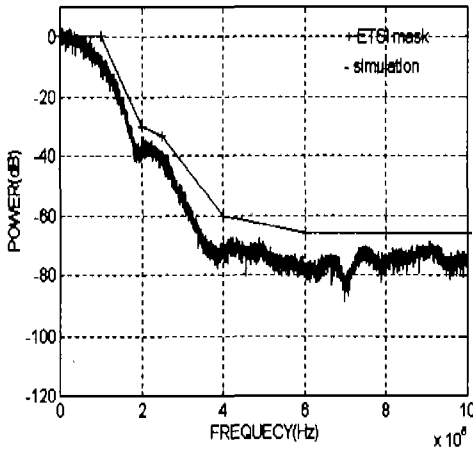


그림 4. GMSK 변조신호의 전력 스펙트럼($N=8, b=10$)

V. 결론

기존의 아날로그 변조기는 변조인덱스를 비롯한 여러 사양들을 정확히 구현하기 힘들기 때문에 성능 기준을 만족시키는 것이 쉽지 않은 일이다. 특히 무선통신 시스템의 경우 각 단말기의 성능 향상이 곧바로 시스템의 용량 증대로 이어지므로 디지털 회로를 이용한 변조기의 설계는 매우 중요한 문제이다. 하지만 Feher나 Linz가 제안한 디지털 변조기는 그 설계 과정에서 체제성이 부족하고 비교적 복잡하기 때문에 변조기의 사양이 바뀌거나 특히 더 엄격해지면 설계의 복잡도가 급격히 증가한다. 그러므로 본 연구를 통해 좀 더 체계적이고 설계 과정이 간단한 디지털 변조기 설계 방법을 제시함으로써 기존의 디지털 변조기 설계 과정이 지닌 단점을 극복할 수 있게 되었다.

제안된 설계 방식을 이용하여 ETSI에서 권고한 GMSK 변조기를 설계하였는데 다양한 파라미터 값을 이용하여 모의 실험을 수행하였고 그 결과 비트 당 8 개의 표본을 취하고 표본 당 10 비트를 이용한 양자화가 가장 적절함을 알 수 있었다. 그리고 이것을 직접 DSP 상에서 구현하였는데 그 결과

640 비트의 ROM, 2.1 MIPS의 계산량이 요구됨을 알 수 있었다. 그러므로 본 연구에서 제안된 설계 방식은 비교적 작은 메모리와 낮은 계산량을 요구하고 이에 따른 자연스런 결과로서 소모 전력 또한 매우 작기 때문에 최근 무선통신 단말기 설계에 있어서 가장 큰 관심사의 하나인 저전력, 고성능의 요구조건을 충분히 만족시킬 수 있음을 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] Carl-Erik Sundberg, "Continuous phase modulation," *IEEE Communications Magazine*, vol 24, no. 4, pp. 25-38, Apr. 1986.
- [2] Bassam M. Hashem and Mohamed Samy El-Hennawey, "New GMSK transmitter structure for mobile radio systems," *Int. J. Electronics*, vol. 79, no.3, pp. 359-362, 1995.
- [3] Kamilo Feher, "Filtering inventions enhance digitally-modulated RF products," *Microwaves & RF*, pp. 140-148, Apr. 1995.
- [4] S. Kato and K. Feher, US Patent No. 4,567,602, Jan. 28, 1986.
- [5] K. Feher, US Patent No. 4,339,724, July 13, 1982.
- [6] Wei Gao and Kamilo Feher, "A general architecture for quadrature constant envelope modulation techniques," *Proceedings of the IEEE 1998 International Conference on Consumer electronics*, pp. 170-171, 1998.
- [7] Alfredo Linz and Alan Hendrickson, "Efficient implementation of an I-Q GMSK modulator," *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 43, no. 1, pp. 14-23, Jan. 1996.
- [8] Peter Jung, "Laurent's representation of binary digital continuous phase modulated signal with modulation index 1/2 revisited," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 221-224, Apr. 1994.
- [9] Pierre A. Laurent, "Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP)," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, pp. 150-160, Feb. 1986.

김 범 진(Beom Jin Kim)

정회원



1993년 2월 : 서울대학교 전자공학
과(학사)

1995년 2월 : 서울대학교 전자공학
과(석사)

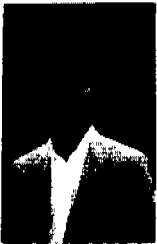
1995년~1999년 : LG종합기술원
정보기술연구소 연구원

1999년~현재 : (주) 엠엠씨 테크 놀로지

<주관심 분야> 유·무선모뎀, 이동통신시스템

한 재 충(Jeachoong Han)

정회원



1988년 : 서울대학교 제어계측공학
과(학사)

1990년 : Texas A&M University
통신전공(석사)

1994년 : Texas A&M University
통신전공(박사)

1994년~1995년 : LG전자기술원
선임연구원

1995년~현재 : 명지대학교 전자·정보통신공학부 부
교수

<주관심 분야> 이동통신, 디지털모뎀, 추정이론

홍 승 익(Seung Eok Hong)

정회원



1984년 : 서울대학교 전기공학과
(학사)

1986년 : KAIST 전기·전자공
학과(석사)

1995년 : KAIST 전기·전자공
학과(박사)

1984년~1997년 : LG전자연구소 연구원

1997년~현재 : (주)엠엠씨 테크 놀로지 대표이사

<주관심 분야> ADSL, Home Networking, WLAN