

가우시안 저역 통과 필터와 적분기를 결합시킨 간단한 GMSK 변조기

정회원 오성근*, 준회원 황병대*

A Simple GMSK Modulator Using the Combined Gaussian Lowpass Filter and Integrator

Seong Keun Oh* *Regular Member*, Byung Dae Hwang* *Associate Member*

요약

본 논문에서는 계산이 간단한 두 가지의 GMSK (Gaussian minimum shift-keying) 변조기들을 제안한다. 제안된 방법들에서는 필터링과 적분과정의 순차적인 처리 대신에, 필터링되는 데이터 계열들에 따른 적분기 출력에서의 위상 성분들을 미리 구하고, ROM (read only memory)에 저장함으로써 계산량을 크게 줄일 수 있다. 첫 번째 방법에서는 필터링되는 심벌들에 따른 각 샘플시점에서의 위상 변화량들이 미리 계산되며, 위상 샘플 값은 필터에 입력되는 데이터 계열에 의한 샘플시점에서의 총 위상 변화량을 구하여 누적함으로써 얻어진다. 두 번째 방법에서는 입력되는 모든 가능한 데이터 계열들에 따른 모든 샘플시점에서의 총 위상 변화량들을 미리 구하여 ROM에 저장하며, 위상 샘플 값은 입력되는 데이터 계열에 따라 샘플시점에 해당하는 총 위상 변화량을 선택하여 누적함으로써 얻어진다. 또한, 두 번째 방법에서는 데이터 계열의 패턴에 따른 총 위상 변화량들의 대칭적인 성질을 이용함으로써 필요한 메모리량을 줄일 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, we propose two computationally simple Gaussian minimum shift-keying (GMSK) modulators. In the proposed methods, we can significantly reduce the computational complexity by pre-computing phase quantities at the integrator output due to the input data sequence to be filtered and by using a read only memory (ROM) table, instead of the sequential processing of Gaussian filtering and consecutive integration. In the first method, the phase variations at sample times due to data symbols to be filtered are pre-computed, and a phase sample is obtained by computing and accumulating a total phase variation at the sample time due to the input data sequence to be filtered. In the second method, the total phase variations at all possible sample times due to all the possible data sequences are pre-computed and stored, in which a phase sample is obtained by selecting and accumulating a total phase variation at the sample time corresponding to the input data sequence. In addition, for the second method, exploiting symmetric property of the total phase variations according to data sequence patterns can reduce the required memory size.

I. 서론

정보의 고속화에 따라 주파수 대역의 효율적인 사용은 매우 중요한 쟁점으로 부각되고 있다. 이에

따라, 스펙트럼의 효율성이 높고 진폭이 일정하며 동기 검파 및 비동기 검파가 가능한 GMSK 방식은 위성 및 이동 통신 시스템 등에서 널리 채택되고 있다^{[1],[2]}. 또한, 1990년대 중반부터, 하나의 무선 단

* 아주대학교 전자공학부 통신시스템연구실(oskn@madang.ajou.ac.kr),
논문번호 : 00197-0612, 접수일자 : 2000년 6월 12일

말기를 이용하여 주파수 대역과 방식이 서로 다른 서비스를 동시에 이용할 수 있는 개방형 다기능 SDR (software defined radio) 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^[3]. 최근의 SDR기반 GSM (global system for mobile communications) 기지국의 구현에 대한 연구에서는 GMSK 변조기가 소프트웨어적 구현의 대상이 되고 있다^[4].

지금까지는 그림 1과 같은 직교 구조의 GMSK 변조기가 주로 사용되어 왔다^[5]. 이러한 직교 구조의 GMSK 변조기 구현에 있어서 가장 문제가 되는 부분은 FIR (finite impulse response) 필터 형태로 구성되는 가우시안 저역통과 필터이다. 기존의 FIR 가우시안 필터를 사용하는 변조기에서는 정보비트 당 샘플 수가 늘어남에 따라 계산량이 정보비트 당 샘플 수의 제곱에 비례하여 증가하기 때문에 고속의 GMSK 신호를 생성하기에는 적당하지 못하다. 따라서, 개방형 다기능 SDR 시스템을 위한 소프트웨어적인 처리가 가능한 고속의 GMSK 변조기를 구현하기 위해서는 정보비트 당 샘플 수의 증가에 따라 계산량이 크게 증가되지 않는 효율적이고 구조가 간단한 변조기의 설계가 필수적이다.

본 논문에서는 필터링과 적분과정의 순차적인 처리 대신에, 필터링되는 데이터 계열들에 따른 적분기 출력에서의 위상 성분들을 미리 구하고, ROM에 저장함으로써 계산량을 크게 줄일 수 있는 두 가지의 GMSK 변조기들을 제안한다. 첫 번째 방법에서는 필터링되는 심벌들에 따른 각 샘플시점에서의 위상 변화량들이 미리 계산되며, 위상 샘플 값은 필터에 입력되는 데이터 계열에 의한 샘플시점에서의 총 위상 변화량을 구하여 누적함으로써 얻어진다. 두 번째 방법에서는 입력되는 모든 가능한 데이터 계열들에 따른 모든 샘플시점에서의 총 위상 변화량들을 미리 구하여 ROM에 저장하며, 위상 샘플 값은 입력되는 데이터 계열에 해당하는 샘플시점에서의 총 위상 변화량을 선택하여 누적함으로써 얻어진다. 또한, 두 번째 방법에서는 데이터 계열의

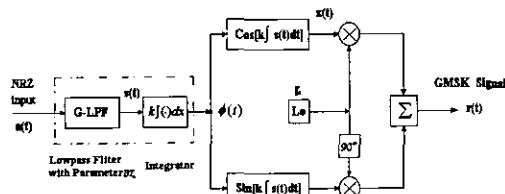


그림 1. 직교 구조의 GMSK 변조기

패턴에 따른 총 위상 변화량들의 대칭적인 성질을 이용함으로써 필요한 메모리량을 줄일 수 있다.

본 논문은 서론에 이어, 제2절에서는 GMSK 변조 원리와 변조기 구조를 살펴본다. 제3절에서는 제안된 GMSK 변조기의 설계 원리와 구조를 설명하고, 제4절에서는 제안된 GMSK 변조기의 복잡도와 처리속도를 기존의 GMSK 변조기와 비교한다. 마지막으로, 제5절에서 결론을 맺는다.

II. GMSK 변조와 변조기 구조

GMSK (minimum shift keying) 변조는 변조지수 0.5를 갖는 CPFSK (continuous phase frequency shift keying) 방식이다^{[1],[5]}. GMSK 변조는 주파수 스펙트럼의 효율성을 높이기 위하여 그림 1에서와 같이 MSK 변조에 앞서 NRZ (non-return-to-zero) 정보신호를 가우시안 저역통과 필터를 통과시킨다.

입력 데이터 계열에 따른 NRZ 입력신호는 다음과 같은 형태로 표현할 수 있다.

$$a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \Pi\left(\frac{t-nT_b}{T_b}\right), \quad a_n \in [-1, 1]. \quad (1)$$

여기서, $\Pi(t/T_b)$ 는 $0 \leq t \leq T_b$ 구간에서 정의된 크기가 1인 단위 펄스 함수이다. NRZ 입력신호를 가우시안 저역통과 필터를 통과시킨 출력신호는 다음과 같이 표현된다.

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r(t-nT_b). \quad (2)$$

여기서, $r(t)$ 는 비트 주기 T_b 구간의 단위펄스를 가우시안 필터링을 하여 얻은 단일 데이터에 의한 단위 주파수 편이신호이며 다음과 같이 나타낼 수 있다^[5].

$$r(t) = \Pi\left(\frac{t}{T_b}\right) * g(t) = \int_{t-T_b}^{t+T_b} g(v)dv, \\ = \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf}\left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \cdot t\right] + \operatorname{erf}\left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \cdot (t-T_b)\right] \right\}. \quad (3)$$

여기서, B 와 $g(t)$ 는 각각 가우시안 저역통과 필터의 3dB 대역폭과 임펄스 응답을 나타내며, $g(t)$ 와 $\operatorname{erf}(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$g(t) \equiv B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left[-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2\right],$$

$$\operatorname{erf}(t) \equiv \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^t \exp(-v^2) dv.$$

다음으로, 가우시안 저역통과 필터의 출력 $b(t)$ 를 적분기를 통과시키면 다음과 같은 GMSK 신호를 위한 위상신호가 얻어진다.

$$\begin{aligned} \phi(t) &= k \int_{-\infty}^t b(v) dv = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n k \int_{-\infty}^{t-nT_b} r(u) du, \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n k q[t-nT_b]. \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $q(t)$ 는 단위 주파수 편이신호 $r(t)$ 를 적분한 신호로 식 (5)와 같이 정의되며, 비례상수 k 값은 변조지수가 0.5인 GMSK 신호가 생성하도록 식 (6)에 따라 결정된다.

$$q(t) = \int_{-\infty}^t r(v) dv, \quad (5)$$

$$k \int_{-\infty}^{\infty} r(u) du = \frac{\pi}{2}. \quad (6)$$

마지막으로, 적분기 출력에서 얻어진 위상신호의 여현값과 정현값을 취하여 그림 1에서와 같이 결합함으로써 GMSK 신호를 얻을 수 있다.

기존의 GMSK 변조기의 소프트웨어적인 구현에 있어서 가장 계산량이 복잡한 구성요소는 가우시안 저역통과 필터이며, 가우시안 FIR 필터는 필터의 길이를 LT_b 구간으로 한정하고 심벌주기 당 M 개의 샘플을 취하는 경우, 그림 2와 같은 $(LM+1)$ 개의 탭을 갖는 트랜스버설 (transversal) 필터 형태로 구성된다. 또한, 입력 데이터에 따른 위상신호의 여현값과 정현값은 ROM 테이블을 이용하여 구현하는 것이 보편적인 방법이다^[5].

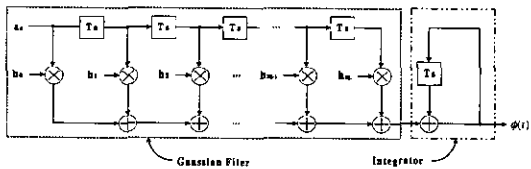


그림 2. 기존의 FIR 필터로 구현된 가우시안 필터와 적분기 구조

III. 제안된 GMSK 변조기의 설계 원리

3.1 제안된 GMSK 변조기 구조

식 (3)을 (5)에 대입하면, $q(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다^{[5],[6]}.

$$\begin{aligned} q(t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^t [\operatorname{erf}(ax) + \operatorname{erf}(a(x-b))] dx, \\ &= \frac{1}{2} (t \cdot \operatorname{erf}(at) - t \cdot \operatorname{erf}(at-b)) + \frac{1}{2a\sqrt{\pi}} e^{-a^2 t^2} \\ &\quad - \frac{1}{2a\sqrt{\pi}} e^{-(a-b)^2} + \frac{T_b}{2} [1 + \operatorname{erf}(at-b)]. \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, $a = \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B$, $b = a \cdot T_b$ 이다. B 와 T_b 의 곱 BT_b 에 따른 $q(t)$ 의 변화는 그림 3에 나타나 있다. BT_b 가 충분히 크다면 NRZ 입력신호는 필터링이 되지 않으므로 MSK신호가 되어 인접 심벌들과의 간섭이 생기지 않으나, BT_b 가 감소되면 필터링되는 신호의 시간구간이 점점 넓어지게 되어 인접 심벌들과의 간섭이 생기게 되므로, GMSK 변조기 구현시에는 이러한 간섭 성분들이 모두 고려되어야 한다. 따라서, GMSK 변조기 구현시에 FIR 필터로 구성되는 가우시안 필터의 길이 LT_b 는 시스템의 요구조건을 만족하며 성능 저하를 일으키지 않는 최소의 길이를 선택하여야 한다. 그림 3과 식 (7)에 따라, 시스템 성능 저하를 일으키지 않는 BT_b 에 따른 최소의 LT_b 는 표 1에 나타내었다.

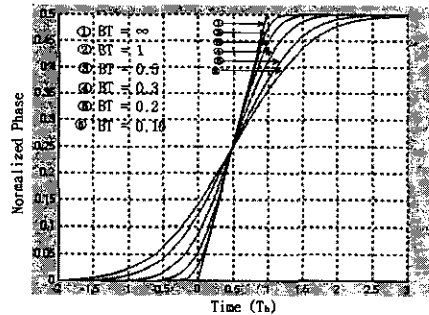


그림 3. BT_b 에 따른 $q(t)$ 신호

표 1. BT_b 에 따른 적정 가우시안 필터의 길이.

BT_b	LT_b
0.16	$5T_b$
0.2	$4T_b$
0.3	$3T_b$
0.5 ~ ∞	$2T_b$

제안된 GMSK 변조기의 설계를 위하여 n 이 0부터 시작되며 가우시안 필터의 길이를 LT_b 만큼으로 절단한다고 가정하면 식 (4)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi(t) = & a_0 kq(t) + \dots + \\ & a_{n-\lfloor L/2 \rfloor} kq(t - (n - \lfloor L/2 \rfloor) T_b) + \dots + \\ & a_n kq(t - n T_b) + \dots + \\ & a_{n+\lfloor L/2 \rfloor} kq(t - (n + \lfloor L/2 \rfloor) T_b) + \dots. \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 작거나 같은 최대의 정수를 나타낸다. 식 (8)에서 위상 샘플 값을 얻기 위하여 비트 주기 당 M 개의 샘플을 취한다고 할 때, 임의의 n 번째 심벌의 $(m+1)$ 번째 샘플과 m 번째 샘플시점에서의 위상값들은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi(nT_b + \frac{m+1}{M} T_b) = & a_0 kq(nT_b + \frac{m+1}{M} T_b) + \dots + \\ & a_{n-\lfloor L/2 \rfloor} kq(\lfloor L/2 \rfloor + \frac{m+1}{M} T_b) + \dots + a_n kq(\frac{m+1}{M} T_b) + \dots + \\ & a_{n+\lfloor L/2 \rfloor} kq(-\lfloor L/2 \rfloor + \frac{m+1}{M} T_b) + \dots, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \phi(nT_b + \frac{m}{M} T_b) = & a_0 kq(nT_b + \frac{m}{M} T_b) + \dots + \\ & a_{n-\lfloor L/2 \rfloor} kq(\lfloor L/2 \rfloor + \frac{m}{M} T_b) + \dots + a_n kq(\frac{m}{M} T_b) + \dots + \\ & a_{n+\lfloor L/2 \rfloor} kq(-\lfloor L/2 \rfloor + \frac{m}{M} T_b) + \dots \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, $m=0, 1, \dots, (M-1)$ 이다. 또한, 필터의 길이를 LT_b 라고 할 때, 그림 3과 표 1에 따라서

$$\begin{aligned} a(t) = & 1, t \geq (\lfloor \frac{L}{2} \rfloor + 1) \cdot T_b + \frac{m}{M} \cdot T_b, \\ & m=0, 1, \dots, (M-1) \\ a(t) = & 0, t \leq (-\lfloor \frac{L}{2} \rfloor - 1) \cdot T_b + \frac{m}{M} \cdot T_b, \\ & m=0, 1, \dots, (M-1) \end{aligned}$$

이 된다. 위의 조건들을 이용하여, 식 (9)에서 식 (10)을 빼면 두 인접 샘플시점에서 $a(t)=1$ 이 되는 동일한 데이터에 의한 모든 항들은 소거되고, $a(t)=0$ 인 모든 항들도 소거된다. 따라서, n 번째 심벌구간의 $(m+1)$ 번째 샘플시점에서의 위상은 m 번째 샘플까지의 누적된 위상과 신호간 간섭에 의하여 중첩되는 필터링 구간의 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 데이터 심벌들 $a_{n-\lfloor L/2 \rfloor}, \dots, a_n, \dots, a_{n+\lfloor L/2 \rfloor}$ 각각에 의한 $(m+1)$ 번째 샘플시점에서의 위상 증가분의 합으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi(nT_b + \frac{m+1}{M} T_b) = & \phi(nT_b + \frac{m}{M} T_b) + \\ & a_{n-\lfloor L/2 \rfloor} v_{m+1}(\lfloor L/2 \rfloor) + \dots + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & a_n v_{m+1}(0) + \dots + \\ & a_{n+\lfloor L/2 \rfloor} v_{m+1}(-\lfloor L/2 \rfloor). \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, $v_{m+1}(\lfloor L/2 \rfloor), \dots, v_{m+1}(0), \dots, v_{m+1}(-\lfloor L/2 \rfloor)$ 은 필터링 구간에서 서로 간섭을 일으키는 데이터 심벌들에 해당하는 $(m+1)$ 번째 샘플시점에서의 위상 증가분들을 나타내며, 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} v_{m+1}(\lfloor L/2 \rfloor) = & kq(\lfloor L/2 \rfloor T_b + \frac{m+1}{M} T_b) - kq(\lfloor L/2 \rfloor T_b + \frac{m}{M} T_b), \\ & \vdots \\ v_{m+1}(0) = & kq(\frac{m+1}{M} T_b) - kq(\frac{m}{M} T_b), \\ & \vdots \\ v_{m+1}(-\lfloor L/2 \rfloor) = & kq(-\lfloor L/2 \rfloor T_b + \frac{m+1}{M} T_b) - kq(-\lfloor L/2 \rfloor T_b + \frac{m}{M} T_b). \end{aligned} \quad (12)$$

식 (11)에서 초기값은

$$\phi(0) = a_0 kq(0) + \dots + a_{-\lfloor L/2 \rfloor} kq(-\lfloor L/2 \rfloor \cdot T_b) \text{이다.}$$

식 (11)와 (12)을 이용하면, GMSK 변조기는 그림 4와 같이 4개의 블록으로 나누어 구성할 수 있다. 블록 ①은 가우시안 필터부이며, 블록 ②는 적분부, 블록 ③은 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 비트 데이터 계열 저장회로, 블록 ④는 $\cos(\cdot), \sin(\cdot)$ 값들을 저장하는 ROM 테이블이다. 여기서, 블록 ①의 가우시안 필터부는 M 개의 병렬 필터 블록으로 구성되어 있으며, 각각의 필터 블록에서는 각각의 입력 데이터에 따른 n 번째 심벌구간의 $(m+1)$ 번째 샘플시점에서의 위상 변화량을 구하고 데이터의 부호에

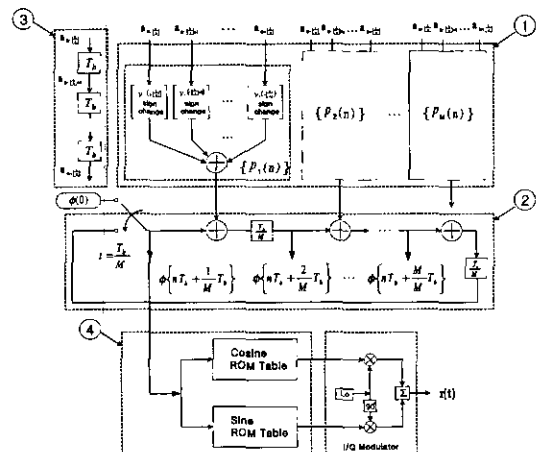


그림 4. 제안된 가우시안 필터와 적분기의 결합 구조를 갖는 GMSK 변조기.

따라 위상 변화량의 부호를 조정한다. 따라서, n 번째 심벌구간의 $(m+1)$ 번째 샘플시점에서의 총 위상 변화량 $p_{m+1}(n)$ 은 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 입력 데이터 계열에 따른 위상 변화량들의 합으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$p_{m+1}(n) = \sum_{l=-\lfloor L/2 \rfloor}^{\lfloor L/2 \rfloor} a_{n-l} v_{m+1}(l). \quad (13)$$

또한, 적분부는 적분 순환 루프로 구성되며, 순환 루프를 통하여 각 샘플시점에서의 간섭을 일으키는 데이터 계열에 의한 총 위상 변화량 $p_{m+1}(n)$ 을 구하고 샘플간격 T_b/M 마다 누적함으로써 위상신호 값들 $\{\phi_{m+1}(n)\}$ 을 차례로 얻는다.

3.2 ROM 테이블을 사용한 구현

본 절에서는 그림 4에 나타난 제한된 GMSK 변조기를 ROM 테이블을 이용함으로써 계산량을 크게 감축할 수 있는 두 가지의 구현 방법들에 대하여 설명한다. $BT_b=0.3$, $M=8$ 인 경우를 가정하며, 제안된 방법들에서 필요한 위상 변화량들과 데이터 계열의 패턴에 따른 총 위상 변화량들을 각각 표 2와 3에 나타내었다.

첫 번째 방법은 (이하 방법 1라 칭함.) n 번째 심벌구간의 각각의 샘플시점에서의 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 입력 데이터 각각에 의한 위상 변화량들을 미리 계산하여 ROM에 저장하고, 매 샘플시점마다 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 입력 데이터 각각에 의한 위상 변화량들을 ROM에서 차례로 읽어내어 각각의 데이터의 부호에 따라 위상 변화량의 부호를 조정 한 후 중첩하여 식 (13)과 같이 총 위상 변화량을 구한 후, 샘플간격의 T_b/M 마다 이를 누적함으로써 현재 샘플시점에서의 위상 샘플값 $\phi_{m+1}(n)$ 을 구하는 방법이다. 방법 1의 변조기는 그림 5와 같이 최근 3비트 $\{(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1) = 3\}$ 데이터 저장회로와 위상 변화량 저장 ROM 테이블과 위상 변화량 덧셈기로 구성된다.

두 번째 방법 (이하 방법 2라 칭함.)은 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 모든 가능한 입력 데이터 계열들에 의한 n 번째 심벌구간의 각 샘플시점에서의 총 위상 변화량들 $\{p_{m+1}(n)\}$ 을 미리 계산하여 ROM에 저장하고, 저장된 총 위상 변화량들을 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 입력 데이터를 주소로 하여 각 샘플에 해당하는 총 위상 변화량을 선택하여 얻어낸 후, 이를 매 샘플간격 T_b/M 마다 누적시킴으

로써 현재 샘플값을 얻어내는 방법이다. $BT_b=0.3$, $M=8$ 인 경우, 방법 2의 변조기는 그림 6과 같이 최근 3비트 저장회로와 총 위상 변화량들을 저장하는 ROM 테이블과 ROM을 액세스하기 위한 주소 생성부, 최근 3비트 데이터에 해당하는 총 위상 변화량의 부호 변환부로 구성된다. 표 3에서와 같이 총 위상 변화량들 $\{p_{m+1}(n)\}$ 은 모두 $(M \cdot 2^{(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)})$ 개의 값들이 존재하지만, 총 위상 변화량들은 입력 데이터 계열에 따라 일정한 규칙으로 대칭적인 성질을 가지므로 메모리량을 1/4로 줄일 수 있다. 또한, 주소 생성부에서 입력되는 3비트를 주소로 하여 ROM 내부의 위치를 선택하여 원하는 총 위상 변화량을 출력하며, $L=8$ 인 경우 총 위상 변화량의 부호는 중간 비트에 따라 결정된다. 따라서, 방법 2를 사용하면 한번의 ROM 액세스와 한번의 덧셈만이 필요하게 된다.

IV. 복잡도와 처리속도의 비교

본 절에서는 제안된 두 가지의 GMSK 변조기와 FIR 필터를 사용하는 직교구조의 GMSK 변조기에 대한 복잡도와 연산량을 비교한다.

표 4에 GMSK 변조기를 구성하는 방법들에서 필요한 지연소자의 수와 메모리량을 나타내었다. 지연소자의 수를 비교해 보면, 기존의 FIR 필터를 사용한 구조에서는 필터 길이보다 1개 적은 ML 개가 필요하고, 그림 5와 6의 방법 1과 2에서는 데이터 저장을 위하여 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개가 필요하다. 메모리량을 비교해 보면, 기존의 FIR 필터 구조에서는 필터길이에 해당하는 $(ML+1)$ 개가 필요하고, 방법 1에서는 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 심벌들 각각에 의한 n 번째 심벌구간의 M 개의 샘플들에서의 모든 위상 변화량들을 미리 계산하여 저장하여야

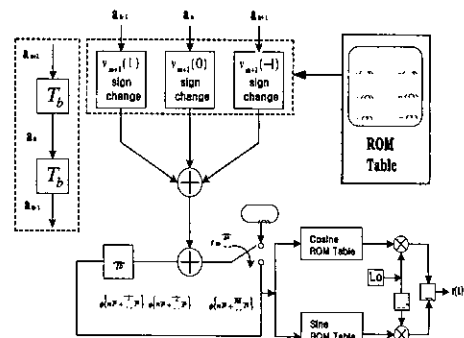


그림 5. 제안된 방법 (1), ($BT_b=0.3$).

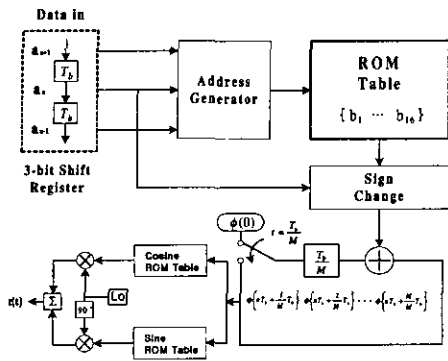


그림 6. 제안된 방법 (2), ($BT_b=0.3$).

하므로 $M \cdot (2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개가 필요하고, 방법 2에서는 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 모든 가능한 2진 데이터 계열들에 의한 M 개의 샘플에서의 총 위상 변화량들을 저장해야 하므로 $M \cdot 2^{(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)}$ 가 필요하지만 총 위상 변화량들의 대칭적인 성질을 이용하면 메모리량을 $M \cdot 2^{(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1) - 2}$ 로 줄일 수 있다.

따라서, 지연소자의 개수는 기존의 FIR 필터 구조에 비하여 방법 1과 2에서는 각각 M 배만큼 줄일 수 있고, 메모리량은 방법 1에서는 기존의 FIR 방법과 동일하나, 방법 2에서는 경우, $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 값에 따라서는 다소 증가할 수도 있다. 그러나 $BT_b=0.3$ 인 경우, $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)=3$ 이므로 오히려 메모리량이 다소 감소하며, $BT_b=0.16$ 인 경우에도 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)=5$ 이므로 메모리량의 증가는 8/5배 정도로 그다지 크지 않다.

표 2. $BT_b=0.3$, $M=8$ 일 때의 위상 변화량

$m+1 \backslash l$	1	2	3	4	5	6	7	8
-1	0.0856	0.0653	0.0470	0.0316	0.0200	0.0118	0.0066	0.0033
0	0.1059	0.1238	0.1373	0.1445	0.1445	0.1373	0.1238	0.1059
1	0.0033	0.0066	0.0118	0.020	0.0316	0.0470	0.0653	0.0856

표 3. $BT_b=0.3$, $M=8$ 인 경우 입력신호에 따른 총 위상 변화량

$\hat{p}_{(m+1)}$			$\hat{p}_{(1)}$	$\hat{p}_{(2)}$	$\hat{p}_{(3)}$	$\hat{p}_{(4)}$	$\hat{p}_{(5)}$	$\hat{p}_{(6)}$	$\hat{p}_{(7)}$	$\hat{p}_{(8)}$
Input bit										
1	1	1	0.1948	0.1957	0.1961	0.1961	0.1961	0.1961	0.1957	0.1948
1	1	-1	0.1327	0.1825	0.1725	0.1561	0.1329	0.1021	0.1825	0.0236
-1	1	1	0.0236	0.0651	0.1021	0.1329	0.1561	0.1725	0.0651	0.1882
-1	1	-1	0.0170	0.0519	0.0785	0.0929	0.0929	0.0785	0.0519	0.0170
1	-1	1	-0.0170	-0.0519	-0.0785	-0.0929	-0.0929	-0.0785	-0.0519	-0.0170
1	-1	-1	-0.0236	-0.0651	-0.1021	-0.1329	-0.1561	-0.1725	-0.0651	-0.1882
-1	-1	1	-0.1327	-0.1825	-0.1725	-0.1561	-0.1329	-0.1021	-0.1825	-0.0236
-1	-1	-1	-0.1948	-0.1957	-0.1961	-0.1961	-0.1961	-0.1961	-0.1957	-0.1948

연산량을 비교해 보면, 기존의 FIR 방법에서는 하나의 위상 샘플을 얻는데 적분을 위한 1개의 덧셈을 포함하여 $(M \cdot (2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1))$ 개의 덧셈이 필요하므로 하나의 비트 주기 동안에 필요한 위상 샘플들을 얻는데 총 $M \cdot (M \cdot (2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1))$ 개의 덧셈이 필요하다. 방법 1에서는 각 샘플마다 적분을 위한 1개의 덧셈을 포함하여 $(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 덧셈만이 필요하므로 총 $M \cdot (2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 개의 덧셈이 필요하다. 따라서, 기존의 FIR 방법에 비하여 연산량을 대략 M 배만큼 줄일 수 있다. 방법의 2에서는 BT_b 와 M 에 관계없이 각 샘플마다 적분을 위한 1개의 덧셈만 필요로 하므로 하나의 비트 주기 동안에 해당하는 위상 샘플들을 생성하는데 M 개의 덧셈만이 필요하다. 따라서, 기존의 FIR 방법에 비하여 연산량을 약 $M \cdot (2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$ 배만큼 줄일 수 있다. 3 가지 방법들의 연산량들을 표 5에 나타내었다.

V. 결론

본 논문에서는 입력 데이터에 대한 적분기 출력에서의 위상신호와의 관계를 이용하고 ROM 테이블을 사용하여 구현함으로써 연산량을 아주 줄여서 처리속도를 크게 개선할 수 있는 두 가지 GMSK 변조기들을 제안하였다. 기존의 GMSK 변조기는 가우시안 필터링과 적분과정을 순차적으로 처리하였지만, 제안된 방법들은 적분기 출력에서의 신호 특

표 4. 복잡도의 비교

	FIR 필터	제안된 방법 (1)	제안된 방법 (2)
메모리	$M \cdot L + 1$	$M \cdot (2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1)$	$M \cdot 2^{(2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1) - 2}$
지연소자	$M \cdot L + 1$	$2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1$	$2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1$

표 5. 하나의 위상 샘플을 얻는데 필요한 연산량의 비교

	FIR 필터	제안된 방법 (1)	제안된 방법 (2)
덧셈량	$M \cdot L + 1$	$2 \cdot \lfloor L/2 \rfloor + 1$	1

성을 이용하여 처리속도를 높이고, 신호들의 대칭성을 이용하여 메모리량을 최소화하여 하드웨어 복잡도를 최소한으로 줄였다. 따라서, 제안된 구조는 처리속도를 최대화하고 하드웨어 복잡도의 최소화하여 고속의 GMSK 변조 신호에 대한 소프트웨어적 구현이 가능하므로 SDR 시스템에서의 사용이 기대된다.

참 고 문 헌

[1] J. B. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundberg, *Digital phase modulation*, New York: Plenum Press, 1986.

[2] K. Murota and K. Hirade, GMSK modulation for digital mobile radio telephony, *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-29, no. 7, pp. 1044-1050, July 1981.

[3] T. Hentschel, M. Henker, and G. Fettweis, The digital front-end of software radio terminals, *IEEE Pers. Comm. Mag.*, vol. 6, no. 4, Aug. 1999.

[4] T. Tuletti, H. J. Bentzen, and D. Tennenhouse, Toward the software realization of GSM base station, *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 17, no. 4, pp. 603-612, Apr. 1999.

[5] K. Feher, *Wireless digital communications: Modulation and spread spectrum applications*, New Jersey: Prentice-Hall PTR, 1995.

[6] E. Kreyzig, *Advanced engineering mathematics*, 5th Ed., New York: John Wiley and Sons, 1983.

오 성 근(Seong Keun Oh)

정회원

현재 아주대학교 전자공학부 부교수.

한국통신학회 논문집 제 21권 2호 참조

<주관심 분야> 스마트 안테나, 채널 모델링, 고속 디지털 모뎀, Space-Time 코딩, IMT-2000 간섭제거기 등.

황 병 대(Byung Dae Dae)

준회원



1999년 2월 : 아주대학교 전자공학부 졸업(공학사).

1999년 8월~현재 : 아주대학교 전자공학부 석사과정.

<주관심 분야> 버스트 모뎀의 동기 검출 알고리즘, Transmission Beamforming, 등.