

論文96-33A-6-4

# 디지털 셀룰라 시스템을 위한 개선된 GMSK 직교 변조기의 설계

## (A Design of An Improved GMSK Quadrature Modulator for Digital Cellular System)

宋寧俊\*, 韓榮烈\*\*

(Song Young Joon and Han Young Yearl)

### 요 약

본 논문에서는 GSM(Global System for Mobile Communication) 디지털 셀룰라 시스템 및 개인 휴대 통신 시스템인 DCS1800(Digital Cellular System at 1800MHz)에 적용되어질 수 있는 위상 응답의 차를 계수로 하는 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 이용한 개선된 GMSK(Gaussian filtered Minimum Shift Keying) 직교 변조기를 제안하고, ASIC(Application Specific Integrated Circuit) 설계한다.

장규화 대역폭이 0.3이고 인접 심벌간의 간섭과 표본화율을 고려하여 구성된 가우시안 FIR 필터를 통과한 입력 데이터는 적분기를 거친 후 각각의 cosine, sine ROM에 맵핑(Mapping)되어져 10비트의 양자화된 신호가 된다. 그리고 이 값은 DAC(Digital to Analog Converter)와 7차의 아날로그 Chebyshev LPF(Low Pass Filter)를 각각 통과한 후 GMSK 변조된 I, Q 채널 신호가 된다. 디지털화된 신호와 이상적인 아날로그 파형과의 차이를 표본화 잡음, 양자화 잡음, 절단 잡음, 계수 잡음으로 나누어 해석하고, DAC 출력의 LPF 영향도 고려한다. 또한, 제안된 GMSK 직교 변조기를 실험을 통하여 검증한다.

### Abstract

We propose the improved GMSK(Gaussian filtered Minimum Shift Keying) quadrature modulator using the FIR(Finite Impulse Response) filter whose coefficients are obtained from the difference of phase response, and design its ASIC(Application Specific Integrated Circuit) which can be used for GSM(Global System for Mobile Communication) digital cellular system and DCS1800(Digital Cellular System at 1800MHz) personal communication system.

Input data become quantized I and Q channel 10 bit signal through cosine and sine ROM mapping after being filtered by the FIR filter whose normalized bandwidth is 0.3 and designed by considering intersymbol interference as well as sampling ratio. These two signals become the GMSK modulated I and Q channel signal through DAC(Digital-to-Analog Converter) and 7th order analog Chebyshev LPF(Low Pass Filter) respectively. The difference between the ideal analog signal and its digitized signal is analyzed in terms of sampling noise, quantization noise, truncation noise and coefficient noise. And the effect of the LPF following the DAC is considered. The ASIC design of the GMSK quadrature modulator is also confirmed by an experiment.

### I. 서론

\* 正會員, LG電子 通信機器 研究所  
(Telecomm. R&D Lab. LG Electronics Inc.)

\*\* 正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科  
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Hanyang Univ.)

接受日字: 1995年9月18日, 수정완료일: 1996年4月25日

유럽에서의 디지털 셀룰라 시스템 및 PCS(Personal Communication System)인 GSM(Global System for Mobile Communication), DCS1800(Digital Cellular System at 1800MHz)의 변조 방식으로 채

택된 GMSK(Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)는 대역폭 효율이 우수하며, 동기 및 비동기 방식으로 복조가 가능하고, 일정 포락선 방식이므로 B, C급 증폭기 사용이 가능하는 등의 장점을 가지고 있다.

[11]-[15] GMSK 협대역 디지털 FM(Frequency Modulation) 신호는 원리적으로 대역제한용 기저 대역 필터와 전압 제어 발진기(VCO:Voltage Controlled Oscillator)와의 조합으로 발생되어진다. 이 방법으로 변조기를 구성하기 위하여서는 VCO가 아날로그 적으로 동작하기 위한 조정이 필요하다. 그리고 VCO의 중심 주파수를 안정시키기 위한 PLL(Phase Locked Loop) 회로의 부가, 온도 변화 등에 의한 변조 지수의 변동으로 인한 동기 복조 또는 비동기 복조시 오율 증가 등의 여러 가지 문제점들을 극복하고 회로의 무조정화, 높은 안정도의 변조 지수를 얻을 수 있게 하기 위하여 변조기를 ASIC(Application Specific Integrated Circuit) 설계한다.[16]-[18]

위상 응답의 차를 계수로 하는 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 제안하여 종래의 FIR 필터 계수 설정에서 야기되는 위상 오차인 계수 잡음을 제거한다. GMSK 신호는 CPM(Continuous Phase Modulation) 신호의 일종이므로 일반적인 CPM 신호를 발생시킬 수 있는 변조기 구성을 제안하여 GMSK 변조된 신호를 발생시킨다.

입력 데이터는 FIR 필터를 통과하고 적분기를 통과하여 그 값에 해당하는 cosine ROM(Read Only Memory)과 sine ROM에 각각 맵핑되어진다. 그리고 DAC(Digital-to-Analog Converter)와 7차의 아날로그 Chebyshev 저역 통과 여파기(LPF : Low Pass Filter)를 각각 통과한 후 기저 대역의 GMSK 변조된 I, Q 채널 신호가 된다. GMSK 신호의 주파수 펄스는  $-\infty \leq t \leq \infty$ 에서 정의되므로 이상적인 변조 신호를 디지털로 처리하기 위하여 주파수 펄스를  $0 \leq t \leq LT$ 로 제한하면서 생기는 절단 잡음과 아날로그 신호를 디지털 신호로 처리하면서 발생하는 표본화 잡음, 양자화 잡음 및 DAC 출력단의 LPF의 영향을 고려하여 변조기를 ASIC 설계한다. 그리고 실험을 통하여 설계 결과를 검증하며 GSM 및 DCS1800 시스템에 적용되어질 수 있음을 보인다.

2장에서는 계수 잡음을 제거할 수 있는 개선된 GMSK 직교 변조기 구성을 제안하고, 3장에서는 표본화 잡음, 양자화 잡음, 절단 잡음, 계수 잡음, LPF의

영향을 고려하여 ASIC 설계시 중요한 여러가지 파라미터를 결정한다. 4장에서는 COMPASS로 설계한 GMSK 변조기를 실험하여 그 결과를 고찰하고 5장에서 결론을 맺는다.

## II. GMSK 직교 변조기 설계 원리

CPM 시스템에서의 변조 신호는 다음과 같다.[11][12][19][10]

$$s(t) = \text{Re} [ E(t) e^{j2\pi f_c t} ] \quad (1)$$

여기서

$$E(t) = \cos \phi(t, a) + j \sin \phi(t, a) \quad (2)$$

$$\phi(t, a) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i q(\tau - iT) \quad (3)$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (4)$$

$$q(t) = \begin{cases} 0 & ; t < 0 \\ 0.5 & ; t \geq LT \end{cases} \quad (5)$$

이다.

여기서  $f_c$ 는 반송 주파수,  $T$ 는 입력 데이터의 1심볼 시간,  $g(t)$ 는 변조 형태를 결정하는 주파수 펄스,  $\phi(t, a)$ 는 정보를 갖는 위상 응답,  $E(t)$ 는 복소 포락선이며  $|E(t)| = 1$ 이다. M ary 데이터 심볼인  $a_i$ 는  $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$ 의 값을 가진다. 그리고  $M=2^l$ 이고  $l$ 는 양의 정수이다. 본 논문에서는  $M=2$ 인 이진 신호인 경우에 대하여서만 논하므로  $l=1$ 로 둔다.  $LT$ 는  $g(t)$ 의 유한 시간이다. 그러면  $\phi(t, a)$ 는  $nT \leq t \leq (n+1)T$ 에서 다음과 같다.[2]

$$\phi(t, a) = \theta(t, a) + \theta_n ; nT \leq t \leq (n+1)T \quad (6)$$

여기서

$$\theta(t, a) = 2\pi h \sum_{i=n-L+1}^n a_i q(t-iT) \quad (7)$$

$$\theta_n = \pi h \sum_{i=-\infty}^{n-L} a_i \quad (8)$$

이다.

FIR 필터의 표본화 간격으로 정의된  $D$ 시간마다의 위상 변화량( $T$ 시간 보다 작음)은 (9)식으로 나타내어지며,  $\eta = T/D$ 로 정의되는 FIR 필터의 과다 표본화율이다.

$$\Delta \phi((n\eta + k)D, a) =$$

$$\phi((n\eta + k+1)D, a) - \phi((n\eta + k)D, a)$$

$$= 2\pi h \sum_{i=n-L+1}^n a_i [q((n-i)\eta + k+1)D - q((n-i)\eta + k)D]$$

$$; 0 \leq k \leq \eta - 1, (k: \text{정수}) \quad (9)$$

$G_\lambda$ 는 FIR 필터의  $\lambda$  번째 계수이다. 그리고 (9)식을  $G_\lambda$ 를 포함하는 형태로 나타내면

$$\Delta\phi((n\eta + k)D, a) = 2\pi h \sum_{i=n-L+1}^n a_i G_{(n-i)\eta + k}; 0 \leq k \leq \eta - 1 \quad (10)$$

여기서

$$G_\lambda = [q((\lambda + 1)D) - q(\lambda D)]; 0 \leq \lambda \leq L\eta - 1 \quad (11)$$

이다.

그리고 (10)식을 행렬의 형태로 나타내면, CPM 신호 발생기 구성이 명확해진다.

$$\underline{\Delta\phi_n} = 2\pi h \cdot \underline{a_n^T} \cdot \underline{G} \quad (12)$$

여기서

$$\underline{\Delta\phi_n^T} = [\Delta\phi(n\eta D, a) \cdots \Delta\phi((n\eta + \eta - 1)D, a)] \quad (13)$$

$$\underline{a_n^T} = [a_n \cdots a_{n-L+1}] \quad (14)$$

$$\underline{G} = \begin{bmatrix} G_0 & \cdots & G_k & \cdots & G_{\eta-1} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ G_{(L-1)\eta} & \cdots & G_{(L-1)\eta+k} & \cdots & G_{L\eta-1} \end{bmatrix} \quad (15)$$

이다.

그리고 표본화 간격  $D$  시간마다 출력된 위상 항은 (16)식으로 일반화되며, CPM 변조 신호의 위상은 그림 1과 같은 구성으로 발생된다.

$$\phi((n\eta + k)D, a) = \sum_{p=0}^{\infty} \Delta\phi((n\eta + k - p)D) \quad (16)$$

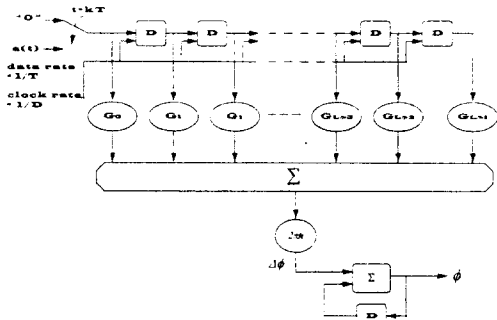


그림 1. FIR 필터를 이용한 CPM 신호의 위상 발생기  
Fig. 1. Phase generator of CPM signal using the FIR filter.

기존의 FIR 필터를 이용한 GMSK 직교 변조기의 계수는 본 논문에서의 (11)식과 다른 다음과 같은 식이다. [11][12]

$$g_\lambda = Dg(\lambda D); 0 \leq \lambda \leq L\eta - 1 \quad (17)$$

그러므로 이 경우  $D$ 시간 동안의 위상 변화량은 다음과 같은 근사식이 된다.

$$\Delta\phi_n \approx 2\pi h \cdot \underline{a_n^T} \cdot \underline{g} \quad (18)$$

(11)식과 같이 계수를 정한 경우, 위상 변화량은 (18)식과 다르게 오차 없이 (12)식으로 나타내어지므로, 본 논문에서 제안한 계수의 설정은 (17)식의 종래의 계수 설정에서 오는 위상 오차를 제거할 수 있다.

$\Delta\phi(mD, a)$ ,  $\phi(mD, a)$ 는 각각  $R$ 비트,  $P$ 비트의 값으로 양자화되어지며,  $\phi(mD, a)$ 는 cosine, sine ROM에 각각 맵핑되어진 후  $W$ 비트가 된다. 그리고 이것의 양자화 스텝은  $2/(2^W - 1)$ 이다. DAC출력에서의  $E(t)$ 의 파형은  $D$ 시간 간격으로 일정한 값을 유지하므로 (16)식에서  $m = n\eta + k$ 로 두면,  $mD \leq t < (m+1)D$ 에서  $E(t) = E(mD)$ 이다. 이렇게 각각의 DAC를 통과한  $\cos\phi(mD, a)$ ,  $\sin\phi(mD, a)$ 는 LPF를 통과한 후 저주파 대역의  $I(t)$ ,  $Q(t)$ 신호가 된다. 디지털로 처리되는 부분이 DAC입력까지이므로 여기까지 ASIC 설계한다. 그림 2는 이와 같은 CPM 신호 발생을 위한 직교 변조기 구성을 나타내고 있다.

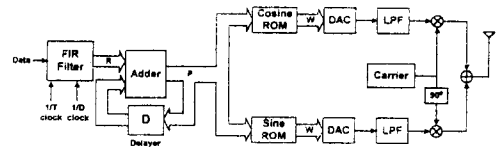


그림 2. CPM 신호의 직교 변조기  
Fig. 2. Quadrature modulator for CPM signal.

입력되는 한 심볼간격에서의 최대 위상 변화량은 입력되는 연속적인 데이터가 모두 "1"일 때이며 다음과 같다. [11][12][9][10]

$$\phi((n+1)T, a) - \phi(nT, a) = \sum_{\lambda=0}^{L\eta-1} G_\lambda = \pi h \quad (19)$$

MSK(Minimum Shift Keying), GMSK경우에서는 변조지수  $h = 0.5$ 이므로 이 경우의 한 심볼간의 최대 위상 변화량은  $\pi/2$ 이다. [11][12][9][10]

그림 2에서 양자화 비트 수  $R$ ,  $P$ 사이에는 일정한 관계가 있으며, 그 관계를 구하기 위하여 연속적으로 입력되는 데이터의 값이 모두 “1” 또는 “-1”라고 가정 하면,  $\Delta\phi(mD, a)$ 는  $\pm\pi/2^\eta$ 이며,  $\eta = T/D = 2^S$ 이다.  $R$ 의 상위 2비트를 0 및  $\pm$ 의 부호를 나타내기 위하여 사용하면 양자화 스텝은  $0.5\pi/(2^{R-2}\eta)$ 이다. 그리고  $\phi(mD, a)$ 는  $2\pi$ 를  $P$ 비트로 나타내므로 이것의 양자화 스텝은  $2\pi/2^P$ 이다. 또한 두개의 양자화 스텝은 일치하여야 하므로 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$R = P - S \geq 2 \quad (20)$$

GMSK의 주파수 펄스  $f(t)$ 는 다음과 같다.<sup>111-151, 181-184</sup>

$$f(t) = \frac{1}{2T} \left[ Q\left(\frac{2\pi}{\sqrt{\ln 2}} B_c \left(t - \frac{T}{2}\right)\right) - Q\left(\frac{2\pi}{\sqrt{\ln 2}} B_c \left(t + \frac{T}{2}\right)\right) \right] \quad (21)$$

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-t^2/2) dt \quad (22)$$

$B_c$ 는 가우시안 LPF의 3dB 대역폭이다.  $B_c T$ 의 값이 작아지면 인접 심볼간 간섭이 커지고,  $B_c T$ 의 값이 커지면 인접 심볼간 간섭이 작아져  $B_c T = \infty$ 인 경우는 MSK의 경우와 같아진다. (21)식은  $t=0$ 를 중심으로 좌우 대칭이며 무한 응답 특성을 가진다. 하지만 (4), (5)식의 가정을 만족시키기 위해서  $f(t)$ 를 다음과 같이 변형한다.

$$g(t) = f\left(t - \frac{LT}{2}\right) \Pi\left(\frac{t - \frac{LT}{2}}{LT}\right) \quad (23)$$

여기서

$$\Pi\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & ; |t| \leq T/2 \\ 0 & ; |t| > T/2 \end{cases} \quad (24)$$

이다.

GSM/DCS1800 시스템에서의 GMSK 변조부 출력 비트율은  $1625/6\text{Kbps} \approx 270.833\text{Kbps}$ 이므로<sup>1131</sup>, 본 논문에서도 이와 동일하게 정한다. GSM/DCS1800 디지털 셀룰라 시스템에서, GMSK 변조기의 입력 데이터는 차동 부호화되므로<sup>1131</sup> 정보 데이터  $c(t)$ , 정보 데이터가 차동 부호화된  $b(t)$ , FIR 필터의 입력 데이터  $a(t)$ 는 다음과 같은 관계를 가지게 설계한다.

$$a_k = (-1)^{b_k} \in \{-1, 1\} \quad (25)$$

$$b_k = c_k \oplus b_{k-1} \quad (26)$$

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \Pi\left(\frac{t-kT}{T}\right) \quad (27)$$

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k \Pi\left(\frac{t-kT}{T}\right) \quad (28)$$

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \Pi\left(\frac{t-kT}{T}\right) \quad (29)$$

여기서  $\oplus$ 는 이원 가산(Exclusive-OR)이며,  $b_k, c_k$ 는 (0,1)의 값을 동일한 확률로 가지는  $k$ 번째 비트이다.

### III. ASIC 설계

이상적인 GMSK 변조 신호를 디지털로 처리하면서 고려하여야 할 사항은 크게 표본화 잡음, 양자화 잡음, 절단 잡음<sup>181</sup> 그리고 탭 계수에 의한 계수 잡음이다. 하지만 본 논문에서 제안한 FIR 필터 계수의 설정은 계수 잡음을 제거한다.  $S$ 를 크게 하지 않으면서 표본화 잡음 레벨을 효과적으로 줄일 수 있는 DAC 출력의 LPF의 선정도 또한 고려되어야 한다.

#### 1. 잡음

전력이 “1”인 (1)식에서 GMSK 변조 신호의 전력 스펙트럼 밀도  $G_s(f)$ 의 최대치  $G_s(0)$ 를 기준하면, 잡음 등가 대역폭은 대개  $1/2T$ 로 둘 수 있다.  $G_s(f)$ 의 최대치  $G_s(0) = 2T$ 와 표본화, 양자화, 절단 잡음, 계수 잡음과의 관계를 나타낸다.

#### 1) 표본화 잡음

$D$ 시간마다의 출력 신호  $E(mD)$ 는  $D$ 시간마다 표본화되어  $D$ 시간만큼 유지되는 계단 파형으로 볼 수 있으므로 이 신호의 전력 스펙트럼 밀도  $G_E(f)$ 는 다음과 같다.<sup>1141</sup>

$$G_E(f) = \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} G_s(f - k/D) \right\} \text{sinc}^2 fD \quad (30)$$

여기서  $\text{sinc} fD = \sin(\pi fD)/\pi fD$ 이다.  $f = k/D$  (단,  $k \neq 0$ )에서의 전력 스펙트럼 성분은 표본화 및 유지를 하면서 생긴  $k$ 차의 표본화 잡음 성분이다.  $k \neq 0$ 인 경우에서  $G_E(f)$ 의 극대값은  $f = k/D \pm 1/4T$ 에서 발생한다고 가정하면,  $G_E(f)$ 는 다음과 같이 근사화된다.<sup>181</sup>

$$G_E\left(\frac{k}{D} \pm \frac{1}{4T}\right) \approx 2T \cdot \frac{1}{16\eta^2} \cdot k^{-2}, \quad (k \neq 0) \quad (31)$$

(31)식과  $G_s(0)$ 와의 비를  $\gamma_{sk}$ 라 두어 표본화 잡음 레벨이라 정의한다.

$$\gamma_{sk} = -6.02(S+2) - 20 \log k \quad (\text{dB}) \quad (32)$$

그림 3은  $k$ 에 따른 표본화 잡음 레벨의 변화를 나타낸다.

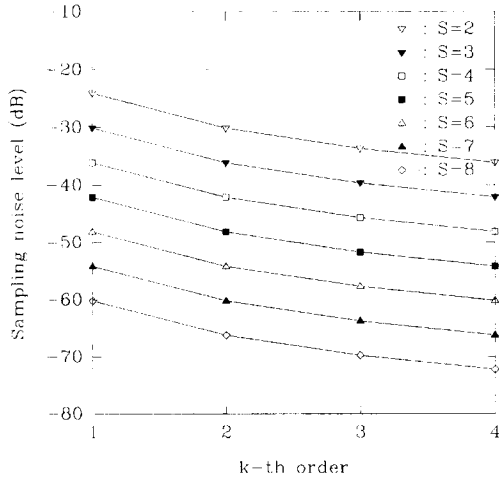


그림 3. 표본화 잡음 레벨

Fig. 3. Sampling noise level.

## 2) 양자화 잡음

$D$ 시간 간격으로 발생된 신호  $E(mD)$ 에는  $P$ 비트로 양자화된 위상 오차  $\Delta\phi(mD, \omega)$ 와 양자화된 위상에 대하여 출력된 복소 포락선의 실수 항과 허수 항의 오차  $\Delta I(mD)$ ,  $\Delta Q(mD)$ 가 포함되어 있다. 각각의 오차는 상호 독립적이며 양자화 스텝 내에서 균일하게 분포되어 있다고 가정한다. 위상의 양자화 스텝은  $2\pi/2^P$ 이므로  $\Delta\phi(mD, \omega)$ 는  $[-\pi/2^P, \pi/2^P]$  사이의 값을 동일한 확률로 가지며, 복소 포락선의 실수항, 허수항의 양자화 스텝은  $2/(2^W-1)$ 이므로 각각  $[-1/(2^W-1), 1/(2^W-1)]$  사이의 값을 동일한 확률로 가진다.

$E(mD)$ 의  $D$ 시간마다의 변화량이 양자화 스텝보다 비교적 큰 경우와 그렇지 않은 경우의 두 가지로 나누어 생각할 수 있다. 후자의 경우를 만족시키기 위해서는  $S$ 를  $W$ 보다 크게 하여  $D$ 시간마다의  $E(mD)$ 의 변화량을 작게 가져가야 한다. 하지만 이 경우 FIR 필터 계수의 수는  $\eta = 2^S$ 에 비례적으로 증가하여 실제 구현상 어려움이 따르므로 지양하고,  $S \leq W$ 인  $D$ 시간마다의  $E(mD)$  변화량이 양자화 스텝보다 비교적 큰 전자의 경우에 대하여서만 고려한다. 이 경우, 양자화 잡음은 다음 식으로 표시되어지는 랜덤 스텝 신호로 볼 수 있다.

$$\varepsilon_Q(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \varepsilon_{Q\nu} \Pi\left(\frac{t-\nu D}{D}\right) \quad (33)$$

여기서  $\varepsilon_{Q\nu}$ 는 분산이 다음과 같은 랜덤 프로세서이다.

$$\sigma_{Q\varepsilon}^2 = \sigma_{\Delta\phi}^2 + 2\sigma_{\Delta I}^2 \quad (34)$$

$$\sigma_{\Delta\phi}^2 = \frac{\pi^2}{3 \cdot 2^{2P}} \quad (35)$$

$$\sigma_{\Delta I}^2 = \sigma_{\Delta Q}^2 = \frac{1}{3 \cdot (2^W-1)^2} \quad (36)$$

그러므로  $\varepsilon_Q(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_Q(f) &= D \cdot \text{sinc}^2 fD \cdot \sigma_{Q\varepsilon}^2 \\ &= D \cdot \text{sinc}^2 fD \cdot \left\{ \frac{2}{3(2^W-1)} + \frac{\pi^2}{3 \times 2^{2P}} \right\} \end{aligned} \quad (37)$$

양자화 잡음의 전력 스펙트럼 밀도의 최대값  $G_Q(0)$ 와 신호 전력 스펙트럼 밀도의 최대값  $G_S(0)$ 과의 비를  $r_Q$ 라 두고 양자화 잡음 레벨이라 정의한다.

$$r_Q = 10 \log \left\{ \frac{1}{(2^W-1)^2} + \frac{\pi^2/2}{2^{2P}} \right\} - 3.01S - 4.77 \text{ (dB)} \quad (38)$$

그림 4는  $W$ 와  $P$ 의 변화에 따른 양자화 잡음 레벨을 나타내고 있다.  $W < P-1$ 인 경우는  $W$ 가 1비트 증가하면  $r_Q$ 는 6dB 감소하지만  $W \geq P-1$ 이면  $r_Q$ 는 감소하지 않음을 알 수 있다.

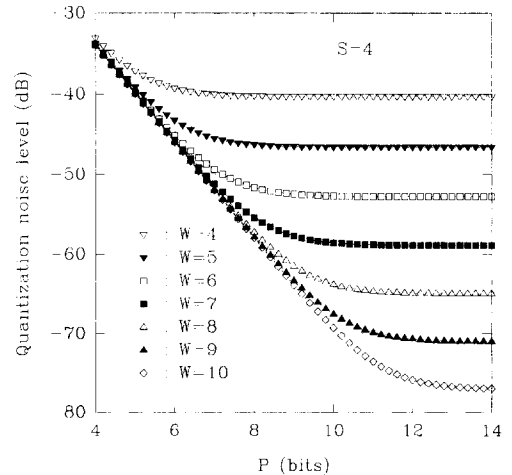


그림 4. 양자화 잡음 레벨

Fig. 4. Quantization noise level.

## 3) 절단 잡음

(21)식의 이상적인 주파수 펄스 식은 총  $L$ 비트로 제한되어 (23)식으로 변환된다. 이렇게 이상적인 주파수 펄스의  $f(t+LT/2)$ 이상과  $f(t-LT/2)$ 이하인 양 끝

이 절단되면서,  $T$ 시간마다 발생하는 위상 오차는 입력 데이터가 i.i.d이고 주파수 펄스식의 대칭성에 의하여  $[-2\psi(-LT/2), 2\psi(-LT/2)]$  사이의 값을 가지는 랜덤 신호로 볼 수 있다. 이 위상 오류 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 구하기 위하여서는 비선형성의 계산을 하여야 한다. 하지만 계산 상의 미소 오차를 포함하는 근사화를 행하면 이상적인 응답식을 절단하면서 발생하는 절단 잡음의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.

$$G_T(f) < \frac{2T}{(2\pi fT)^2} \cdot \psi^2(-LT/2) \quad (39)$$

여기서

$$\psi(-LT/2) = \pi \int_{-\infty}^{-\frac{LT}{2}} f(t) dt \quad (40)$$

이다.

절단 잡음의 전력 스펙트럼 밀도의 최대치는  $f=0$ 에서 발생하므로,  $G_T(0)$ 의 상한 값과 신호 전력 스펙트럼 밀도  $G_S(0)$ 의 비를 절단 잡음 레벨  $r_T$ 라고 정의한다.

$$r_T = 20 \log \left\{ \psi \left( -\frac{LT}{2} \right) \right\} - 16 \quad (\text{dB}) \quad (41)$$

그림 5는  $L$ 에 따른 절단 잡음 레벨의 변화를 나타내고 있다.  $L$ 이 증가하면 절단 잡음이 급격히 작아져  $BcT=0.15$ 인 경우는  $L$ 이 6이상이면 절단 잡음의 영향은 거의 무시 가능해짐을 알 수 있다.

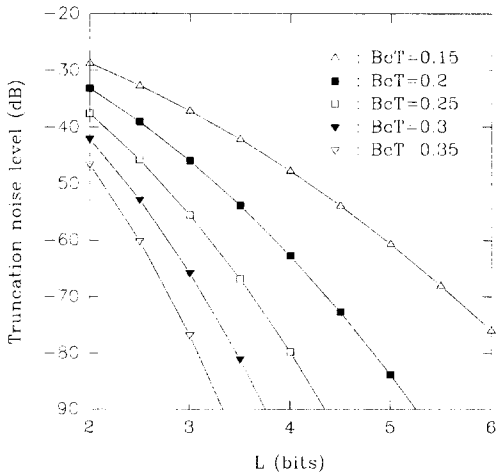


그림 5. 절단 잡음 레벨  
Fig. 5. Truncation noise level.

#### 4) 계수 잡음

종래의 FIR 필터의 계수  $g$ 에 의하여  $T$ 시간 간격으

로 발생하는 신호에는 위상 오차가 포함된다.

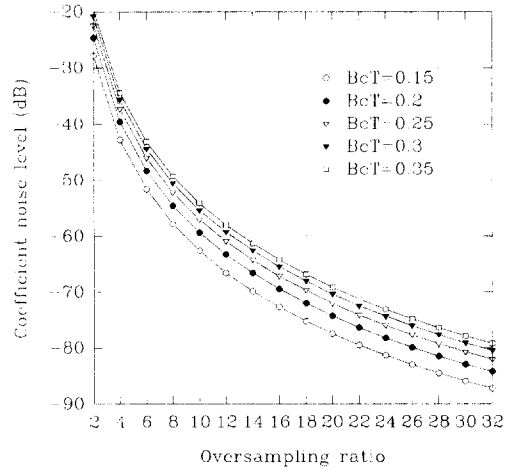


그림 6. 계수 잡음 레벨  
Fig. 6. Coefficient noise level.

이 위상 오차에 의한 계수 잡음은,  $(1, -1)$ 의 값을 가지며 i.i.d(independent identically distributed) 입력 데이터  $a$ 와 주파수 펄스의 대칭성에 의하여 다음과 같은 랜덤 스텝 신호가 된다.

$$\varepsilon_c(t) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} \varepsilon_{c_v} \Pi \left( \frac{t-vT}{T} \right) \quad (42)$$

제한된  $G$ 는 대칭성을 지닌 가우시안 형태의  $g(t)$  식을  $D$ 시간 구간마다 나누어 적분하여 구해지므로  $G$ 의 서로 다른  $\eta$ 개의 열 벡터들 사이에는 (43a) 식과 같은 관계가 성립한다. 그리고  $g$ 는 (17)식에 의하여 근사적으로 구해지므로  $g$ 의  $\eta$ 개의 열 벡터들 사이에는 근사적으로 (43b) 식의 관계가 성립한다. 이는 모의 실험을 통하여 확인되었다.

$$\sum_{i=0}^{L-1} G_{i\eta+j} = \sum_{i=0}^{L-1} G_{i\eta+k}, \quad 0 \leq j, k \leq (\eta-1), \quad j \neq k \quad (43a)$$

$$\sum_{i=0}^{L-1} g_{i\eta+j} \approx \sum_{i=0}^{L-1} g_{i\eta+k}, \quad 0 \leq j, k \leq (\eta-1), \quad j \neq k \quad (43b)$$

그러므로  $\varepsilon_{c_v}$ 는 평균이 "0"이고 분산은 다음과 같은 랜덤 프로세서로 근사화가 가능하다.

$$\sigma_{c_v}^2 = \frac{\pi^2}{\eta^2} \sum_{k=0}^{L\eta-1} (G_k - g_k)^2 \quad (44)$$

그러므로  $\varepsilon_c(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.

$$G_C(f) = \frac{T\pi^2}{\eta^2} \cdot \sin^2 fT \cdot \sum_{k=0}^{L\eta-1} (G_k - g_k)^2 \quad (45)$$

계수 잡음의 전력 스펙트럼 밀도의 최대값  $G_c(0)$ 와 신호 전력 스펙트럼 밀도의 최대값  $G_s(0)$ 과의 비율  $r_c$ 라 두고 계수 잡음 레벨이라 정의한다.

$$r_c = 10 \log \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} (G_k - g_k)^2 \right\} - 20 \log \eta + 6.93 \text{ (dB)} \quad (46)$$

그림 5에서  $L \geq 6$ 이면, 절단 잡음 레벨은 거의 무시 가능하므로,  $L = 10$ 으로 충분히 크게 둔 후 종래의 FIR 필터 계수  $g$ 의 설정으로 야기되는 계수 잡음을 그림 6에 나타내고 있다. 과다 표본화율이 작은 경우에서 계수 잡음이 심각하게 발생하고, 과다 표본화율이 증가하면서 계수 잡음이 줄어들음을 알 수 있다.

2. LPF 특성

DAC 출력에 LPF를 부가시킴으로써 계단 파형을 제거하고 연속적인 아날로그 신호의 생성이 가능해진다. 여기서 사용한 LPF는 Chebyshev 필터이며 이 필터의 감쇄 특성은 다음 식으로 나타내어진다.<sup>[15]</sup>

$$A_{dB} = 10 \log [ 1 + \epsilon^2 C_n^2(\Omega) ] \text{ [ dB ]} \quad (47)$$

여기서

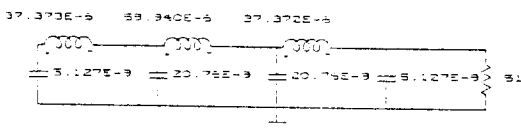
$$\epsilon = \sqrt{10^{R_{dB}/10} - 1} \quad (48)$$

$$\Omega = (\cosh A) \omega_x / \omega_c \quad (49)$$

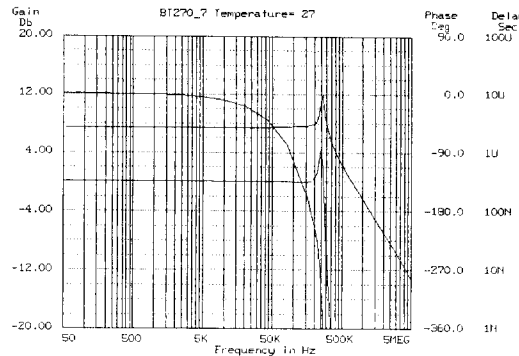
$$A = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \quad (50)$$

이다.

$R_{dB}$ 는 리플(ripple)이고  $C_n(\Omega)$ 는  $n$ 차의 Chebyshev 필터의 다항식을 나타낸다. 본 논문에서는 리플은 0.01dB이고 다항식이  $C_7(\Omega) = 64\Omega^7 - 112\Omega^5 + 56\Omega^3 - 7\Omega$ 인 7차를 사용한다. 왜냐하면, Chebyshev 필터는 우수한 감쇄 특성을 가지고 있어 고조파의 잡음을 효과적으로 제거 가능하기 때문이다. 예를 들어 리플이 0.01dB이고 7차의 다항식을 사용할 경우,  $\omega_x = 2\omega_c$ 에서 Butterworth 필터의 감쇄 특성은  $A_{dB} = 10 \log(1 + \Omega^{2n})$  [dB]이고  $\Omega = \omega_x / \omega_c$  이므로 42dB이지만, Chebyshev 필터는 80dB가 되어 매우 우수한 감쇄 특성을 가진다.<sup>[15]</sup>



(a)



(b)

그림 7. 7차 Chebyshev LPF( $B_c=270$ KHz, 리플=0.01dB) (a) 구조 (b) 특성 곡선

Fig. 7. 7th order Chebyshev LPF ( $B_c=270$ KHz, ripple=0.01dB)

(a) structure (b) characteristic curve

그림 7은 본 논문에서 사용한 리플이 0.01dB이고  $\omega_c = 2\pi B_c$ 인 7차의 Chebyshev LPF의 구조와 특성 곡선을 나타낸다.

3. 파라미터 설정

표본화 잡음, 양자화 잡음, 절단 잡음의 3가지 잡음과 LPF를 고려하여  $L, S, R, P, W$ 의 파라미터를 결정하여야 한다.

표본화 잡음의 경우, 그림 3에 의하면  $r_{SI}$ 이 60dB 이하가 되기 위하여  $S$ 는 8이상이어야 한다. 하지만  $S=8$ 인 경우 FIR 필터를 통과하여 디지털 처리된 위상 신호는  $2^8 \times 270.833$ KHz = 69.333MHz의 클럭율로 발생되어야 한다. 그리고 FIR 필터 계수 수는  $2^8$ 에 비례하므로  $L=4$ 인 경우  $4 \times 256=1000$ 가 되어 실제 구현상 거의 불가능해진다.  $S=4$ 인 경우,  $r_{SI}$ 는 -37dB정도가 되지만  $k=1$ 이상에서의  $r_{SK}$ 값을 급격히 감쇄시키기 위하여  $\omega_c = 2\pi B_c$ 로 정한 경우 표본화 잡음은 그림 7에 나타난 DAC 출력단의 LPF 특성에 의하여 급격히 감소하므로 실제 구현상의 어려움과 Chebyshev LPF의 특성을 고려하여  $S=4$ 로 정한다. 그러면 위상 신호는  $2^4 \times 270.833$ KHz=4.33MHz의 클럭율로 발생되어지며, 계수의 수는  $L=4$ 인 경우 64개가 되어 실제 구현상 어려움이 없다.

식 (20)에 의하여  $S$ 는 4비트인 경우,  $P$ 는 6비트가 되어야 하며, 양자화 잡음 레벨이 -60dB이하가 되기 위하여, 그림 4에 의하여  $P=12, W=10$ 로 정한다

다. 그러므로  $R$ 은 8비트가 된다. 그리고  $B_c T = 0.3$ 인 경우 절단 잡음이  $-60\text{dB}$ 이하가 되기 위하여 그림 5에서  $L=4$ 로 정한다.

본 논문에서 제안한 FIR 필터의 계수 설정으로 계수 잡음이 제거되므로 계수 잡음에 의한 파라미터 영향은 고려하지 않아도 된다. 그러므로 양자화 잡음, 절단 잡음, 표본화 잡음, LPF의 특성과 실제 구현상의 어려움을 고려하여  $S=4$ ,  $L=4$ ,  $R=8$ ,  $P=12$ ,  $W=10$ 으로 정하여 설계한다. 그림 8은 이렇게 파라미터를 정한 경우의 64차의 FIR 필터 계수를 나타내고 있다.

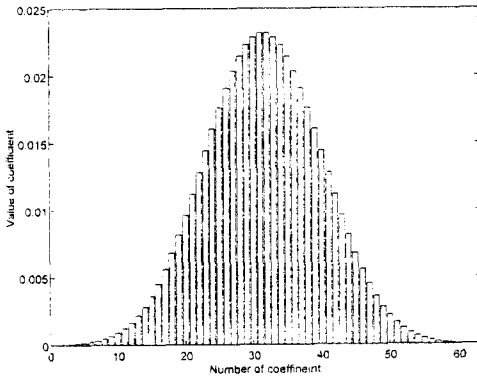


그림 8. FIR 필터 계수. ( $B_c T = 0.3$ ,  $L = 4$ ,  $S = 4$ )  
 Fig. 8. Coefficients of FIR filter. ( $B_c T = 0.3$ ,  $L = 4$ ,  $S = 4$ )

#### IV. 실험 및 결과 고찰

GMSK 변조기의 ASIC 설계는 기저대역에서 ASIC 도구인 COMPASS를 이용하였다.<sup>1161</sup> 데이터율이  $270.833\text{Kbps}$ 인 입력 데이터는 차동 부호화된 후 64차의 FIR 필터에서 여과되어져  $1/D$ 시간마다 8비트의 위상 변화량 신호가 된다. 그리고 이 신호는 적분기에서 적분되어져  $[0, 2\pi]$  사이의 값을 가지는 12비트의 위상 신호가 된 후 각각의 cosine, sine ROM에 맵핑되어져 10비트의 기저대역 I, Q 신호가 된다. 변조부의 ASIC 설계는 여기까지 하였다.

그림 9는 GMSK 직교 변조기의 ASIC 회로도도를 나타내며, 그림 10의 (a)는  $I(t)$ ,  $Q(t)$ , (b)는  $I(t)$ ,  $Q(t)$ 의 눈 모양, (c)는  $I(t)$ ,  $Q(t)$ 의 성상도를 나타낸다. (b)에서 보면  $I(t)$ 의 눈 열림이 최고인 지점에서는  $Q(t)$ 의 눈 열림이 최소가 되고 역으로  $Q(t)$ 의 눈 열림이 최고인 지점에서는  $I(t)$ 의 눈 열림이 최소가 됨을 알 수 있다.

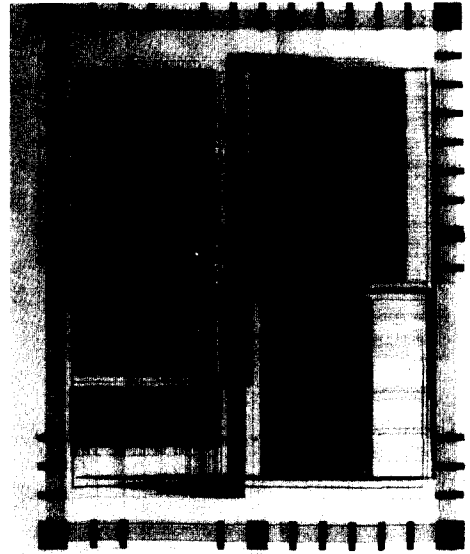
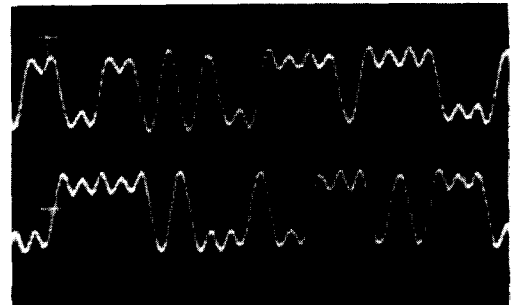
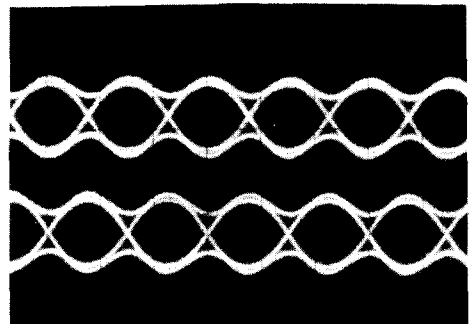


그림 9. GMSK 직교 변조기 ASIC 회로도  
 Fig. 9. ASIC circuit diagram for GMSK quadrature modulator.

그리고  $I(t)$ ,  $Q(t)$ 신호는 각각  $2T$  시간의 주기로 눈 열림이 최대 혹은 최소가 됨을 알 수 있다. 즉,  $T$ 시간 간격마다 I채널 신호가 최대이면 Q채널 신호는 최소이고 I채널 신호가 최소이면 Q채널 신호는 최대가 됨을 알 수 있다. (c)의 성상도에서는 위상의 변화가 연속적으로 이루어짐을 알 수 있다.

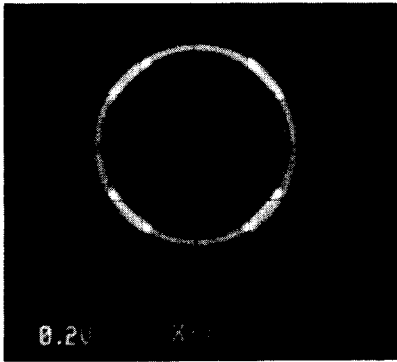


(a)



(b)





(c)

그림 10.  $K(t)$ ,  $Q(t)$ 의 (a) 파형 (b) 눈 모양 (c) 성상도

Fig. 10.  $K(t)$ ,  $Q(t)$  (a) Waveform (b) Eye pattern (c) Constellation

그림 11은 GMSK 변조된 신호의 전력 스펙트럼을 나타내며, 중심 주파수와 270KHz 떨어진 곳은 중심 주파수에 비하여 대략 -50dB, 400KHz 떨어진 곳에서는 -80dB의 협대역 스펙트럼 특성을 가짐을 알 수 있다.

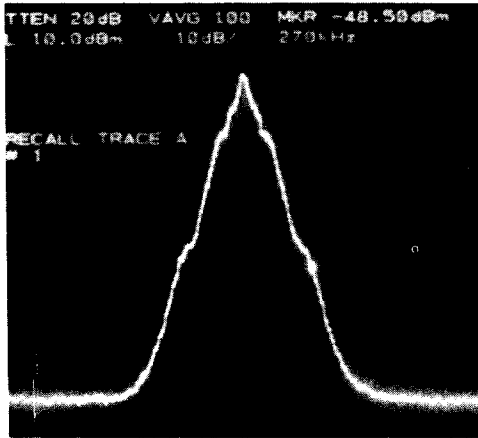


그림 11. GMSK 변조된 신호의 전력 스펙트럼

Fig. 11. Power spectra of GMSK modulated signal.

## V. 결론

가우시안 LPF의 위상 응답의 차를 계수로 하는 FIR 필터를 이용하는 개선된 직교 변조기를 구성하여 종래의 계수 설정에 의한 위상 오차인 계수 잡음을 제거하였다. 그리고 이상적인 아날로그 신호를 디지털로 처리하기 위하여 무한 응답 특성을 가지는 주파수 펄스 식의 양 끝을 절단하면서 생기는 절단 잡음과 아날로그

그 신호를 디지털 신호로 처리하면서 발생하는 표본화 잡음, 양자화 잡음 및 DAC 출력단의 LPF의 특성과 실제 구현상의 어려움을 고려하여  $S=4$ ,  $L=4$ ,  $R=8$ ,  $P=12$ ,  $W=10$ 으로 정하였다. 그리고 리플이 0.01dB인 7차의 아날로그 Chebyshev LPF를 DAC 출력단에 두어 직교 변조기를 구성하였으며, ASIC 설계는 디지털로 신호 처리되는 DAC 전까지로 하였다. 실험을 통하여 차동 부호화된 입력 데이터는 64차의 가우시안 FIR 필터를 거치고 적분기를 통과한 후 각각의 cosine, sine ROM에 맵핑되어져 10비트의 양자화된 신호가 되고, 이 각각의 신호는 DAC와 7차의 아날로그 Chebyshev LPF를 통과한 후 이상적인 신호 파형, 눈 모양, 연속 위상 특성, 협대역 스펙트럼 특성을 가지는 GMSK 변조 신호가 출력되어 본 논문의 직교 변조기는 GSM/DCS1800 시스템에 적용되어질 수 있음을 확인하였다.

## 참고 문헌

- [1] F. Xiong, "Modem techniques in satellite communication", IEEE Commun Magazine., pp.84-98, Aug 1994.
- [2] C. E. Sundberg, "Continuous Phase Modulation", IEEE Commun Magazine., vol.24, no4, pp.25-38, Apr 1986.
- [3] M. K. Simon and C. C. Wang, "differential detection of Gaussian MSK in a mobile radio environment," IEEE Trans. Veh. Technol., pp.307-320, Nov. 1984.
- [4] K. Murota and K. Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony," IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp.1044-1050, July 1981.
- [5] M. Hirono, T. Miki and K. Murota, "Multilevel decision method for band-limited digital FM with limiter discriminator detection," IEEE Trans. Veh. Technol., pp.114-122, Aug. 1984.
- [6] J. B. Anderson, et al, "Digital Phase Modulation", Plenum press, New York, 1986.
- [7] T. Maseng, "Digitally phase modulation (DPM) signals", IEEE Trans. Commun., vol. COM-33, pp.911-918, Sep 1985.

- [8] H. Suzuki and Y. Yamao, "Design of Quadrature modulator for digital FM Signaling with digital signal processing", Trans. IECE Japan, vol. J69-B, no.9, pp.1148-1155, Sep 1982.
- [9] T. Aulin and C. E. Sundberg, "Continuous Phase Modulation-Part I: Full response signalling", IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp.196-209, Mar 1981.
- [10] T. Aulin and C. E. Sundberg, "Continuous Phase Modulation-Part II: Partial response signalling", IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp.210-225, Mar 1981.
- [11] R. Steele, "Mobile radio communications", Pentech press, London, 1992.
- [12] A. Papoulis, "Circuit and Systems - A modern approach", Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1980.
- [13] ETSI, GSM recommendation(GSM 05 series)
- [14] W. R. Bennett, "Spectra of quantized signals," Bell Syst. Tech. J., vol 27, pp. 446-472, July 1948.
- [15] Arthur B. Williams Fred J. Taylor, "Electronic Filter Design Handbook second edition", McGraw-HILL, Inc. 1988.
- [16] "VHDL for the ASIC Synthesizer User Guide", COMPASS Design Automation, Inc. 1991, 1992, 1994.

---

 저 자 소 개
 

---

**宋 寧 俊(正會員)**

1987년 2월 한양대학교 전자통신 공학과 학사. 1994년 2월 한양대학교 전자통신공학과 공학석사. 1994년 3월 ~ 현재 한양대학교 전자통신공학과 박사과정. 1987년 1월 ~ 1988년 7월 삼성전자 연구소 연구원. 1988년 7월 ~ 1992년 4월 금성통신 연구소 주임 연구원. 1994년 10월 ~ 현재 LG전자 통신 기기 연구소 선임 연구원.

**韓 榮 烈(正會員)**

1938년 6월 10일생. 1960년 서울대학교 전자공학과 학사. 1976년 미주리대학교 대학원 공학석사. 1976년 미주리대학교 대학원 공학박사. 1980 ~ 현재 한양대학교 전자통신과 교수.