

# DMT 기반의 VDSL 시스템을 위한 RFI 감쇄기법

정희원 정만영\*, 조용수\*, 백종호\*\*, 유영환\*\*, 송형규\*\*

## A RFI Cancellation Technique for DMT-based VDSL Systems

Man-Young Jung\*, Yong-Soo Cho\*\*,

Jong-Ho Paik\*\*, Young-Hwan You\*\*, Hyoung-Kyu Song\*\* *Regular Members*

### 요 약

DMT(Discrete Multi-Tone) 기반의 VDSL(Very high bit-rate Digital Subscriber Line) 시스템에서 외부에서 유입되는 RFI(Radio Frequency Interference)가 존재할 경우 이는 finite-point FFT에 의하여 전대역으로 확산되어 시스템의 성능이 크게 저하된다. 본 논문에서는 고속 전송률을 갖는 DMT 기반의 VDSL 시스템에서 외부에서 유입되는 RFI를 효율적으로 보상할 수 있는 기법을 제안한다. 제안된 방식은 신호와 함께 유입되는 RFI 성분이 형태 영역의 신호라는 가정하에 수신단에서 주파수 영역의 추정 값을 바탕으로 시간영역에서 간단한 RFI 제거기를 사용하여 RFI에 의한 VDSL 시스템의 성능저하를 보상한다. 제안된 RFI 제거기법은 별도의 훈련심벌과 수렴기간이 필요 없으며, 유입되는 RFI 신호의 주파수 특성이 임의의 형태이거나 미지의 신호일 경우에도 잘 동작한다. 모의실험을 통하여 기존 RFI 제거기법과의 성능비교를 함으로써 제안된 방식의 실용 가능성을 입증한다.

### ABSTRACT

In discrete multi-tone (DMT)-based very high bit-rate digital subscriber line (VDSL) systems, the ingressed RFI (Radio Frequency Interference) accompanied by transmitted signal at the receiver is known to cause the spectral leakage by the finite-point FFT, resulting in significant performance degradation. In this paper, we propose a RFI cancellation technique which can compensate the ingressed RFI efficiently, especially for a high data-rate VDSL system. The proposed technique compensates the performance degradation of the VDSL system due to RFI by using a time-domain RFI canceller whose coefficients are obtained from the estimated center frequency of RFI in the frequency domain under the assumption that the ingressed RFI is a narrow-band signal compared to VDSL sampling frequency. The proposed technique requires no training symbol and convergence period, and works properly even when spectral shape of the ingressed RFI is unknown or arbitrary. Feasibility of the proposed technique is demonstrated via a computer simulation by comparing its performance with the performance of the previous RFI cancellation technique.

### I. 서 론

최근 멀티미디어 시대가 도래함에 따라 고속의 데이터 전송이 요구되고, 이러한 요구에 부응하기 위하여 최근 VDSL 기술이 활발히 연구

되고 있다. 이러한 VDSL 기술을 사용할 경우 근거리(300m-1500m)에서 기존의 동선(twisted-pair) 망을 이용 10 Mbps~50 Mbps의 고속의 데이터를 전송할 수 있다. 이러한 고속의 데이터 전송을 위하여 VDSL 시스템에서는 10 MHz

\* 중앙대학교 전자공학과 통신 및 신호처리 연구실(ycho@cau.ac.kr)

\*\* 전자부품연구원 시스템IC센터(paikjh@nuri.keit.re.kr)

논문번호 : 99233-0609, 접수일자 : 1999년 6월 9일

~20 MHz대의 주파수 영역을 사용하게 되는데 이 경우 이 대역내에 존재하는 무선 주파수 간섭, 즉 RFI(Radio Frequency Interference)가 시스템의 성능을 열화시키는 주요 요인으로 작용하게 된다. 이러한 RFI에 의한 영향은 크게 VDSL 시스템이 외부에 영향을 주는 RFI egress와 외부에서 들어오는 RF 잡음이 VDSL 시스템에 영향을 주는 RFI ingress로 구분할 수 있으며, 이 RFI의 영향분석과 보상기법은 현재 진행되고 있는 VDSL 시스템의 표준화 과정에서도 중요한 과제로 연구되고 있다<sup>[1][4]</sup>.

VDSL 시스템에서 현재 고려되고 있는 전송 기술로는 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)/CAP(Carrierless Amplitude Modulation-Phase Modulation) 방식, DMT(Discrete Multi-Tone) 방식, DWMT(Discrete Wavelet Multi-Tone) 방식이 있으며, 이 중에서 QAM/CAP 방식과 DMT 방식이 유력시된다. DMT 전송기술을 기반으로 하는 VDSL 시스템에서는 하나의 광대역 채널을 여러 개의 협대역 부채널로 분할하고 각 부채널의 신호대잡음비(Signal-to-Noise Ratio: SNR)에 맞게 비트를 할당하여 효율적으로 초고속의 데이터를 전송하게 된다. 이러한 DMT 방식은 각 부채널을 분할하는 과정에서 각 부채널간에 상호 직교성(orthogonality)을 갖는 다수의 부반송파를 사용하여 블록 단위로 데이터를 변조, 전송하는 방식으로 변조된 각 블록의 신호에 채널의 임펄스 응답을 고려하여 적당한 길이의 보호구간(guard interval)을 삽입하여 전송한다. 수신단에서는 시간영역 동화기(Time-domain Equalizer: TEQ)를 사용하여 보호구간 이내로 채널을 shortening 함으로써 인접 심벌간 간섭(inter-symbol interference: ISI)을 방지하며, 각 부채널에서 주파수 비선형적으로 나타나는 왜곡은 간단한 1-탭 등화기를 사용하여 보상한다. DMT 방식에서 다수의 부채널을 사용하여 변복조하는 과정은 FFT/IFFT를 사용하여 효율적으로 구성된다. 이러한 DMT 방식은 단일반송파 방식인 CAP에 비해 등화기의 구조가 간단하고 각 부채널별로 동적으로 비트를 실어주어 채널의 용량을 극대화할 수 있는 장점이 있지만, 유한한 크기의 FFT를 사용하므로 외부로부터 RFI 신호 유입 시에는 RFI 신호가 전대역에 걸쳐서 확산되어 심각한 성능저하가 생긴다. 따라서 DMT 기반의 VDSL 시스템 설계에서 이에 대한

고려가 반드시 필요하며 최근 이와 관련된 많은 연구가 활발히 수행되고 있다<sup>[5][11]</sup>.

본 논문에서는 수신단에 외부로부터 RFI성분이 유입되었을 경우 이를 보상할 수 있는 기법을 제안한다. DMT 기반의 VDSL 시스템에서 RFI를 제거하기 위한 방법은 FFT 전단에서 사전에 RFI를 제거하는 방법과, 윈도우(window)를 사용하는 방법, FFT후에 각 부채널에서의 RFI의 양을 추정하여 보상하는 방식으로 나눌 수 있다. FFT 전단에서 사전에 RFI를 제거하는 방법의 경우 적응 동화 알고리즘을 사용하여 시간영역에서 처리하는 방식이 주류로 이룬다. 그러나 이러한 방식을 사용할 경우 지나치게 많은 계산량을 필요로 하고 잡음을 증폭시키며 필터에 의하여 추가로 심벌간 간섭이 발생하기 때문에 이를 해결할 수 있는 방법이 제시되어야 한다<sup>[6][7]</sup>. 윈도우를 사용하는 방법은 송신된 신호에 적당한 형태의 윈도우를 곱하여 FFT에 의한 sidelobe의 크기를 감소시키는 방법으로, 계산량이 적고 RFI 발생위치에서 멀리 떨어져 있는 부채널에 대해서는 우수한 성능을 보이지만 RFI 발생위치 인근의 부채널에 대해서는 여전히 RFI의 영향이 심각하다는 단점이 있다<sup>[8]</sup>. FFT 후에 각 부채널에서 RFI의 양을 추정, 보상하는 방법으로 참고문헌 [9]-[11]에서 제안된 방법은 모두 RFI 발생 가능한 대역내의 부채널은 사용하지 않는다는 가정하에 그 부채널의 수신값을 관찰하여 각 부채널에 확산된 RFI의 값을 추정하는 방법으로 효율적으로 각 부채널에 유입된 RFI에 의한 영향을 감소시킨다. 그러나 참고문헌 [10]의 방법의 경우에는 계산량이 많고, 참고문헌 [11]의 방법의 경우에는 RFI 신호의 대역이 증가할수록 성능열화가 심해진다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 새로운 RFI 보상기법을 제안하며 기존의 방식과의 성능 비교를 통하여 제안된 방식의 타당성을 검증한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 기본적인 DMT 시스템의 기본 구조를 간단히 요약한다. III절에서는 RFI 신호의 성질과 부채널에 확산되는 RFI의 영향을 분석하고, IV절에서는 이러한 RFI를 효율적으로 보상할 수 있는 방식을 제안한다. V절에서는 제안된 방식과 기존의 방식과의 모의실험 결과를 비교하며, VI절에서는 결론을 내린다.

## II. DMT 기반의 VDSL 시스템의 기본구조

그림 1은 DMT 방식을 사용한 VDSL 시스템의 블록도를 나타낸다. 에러 정정 부호화기(Error Correction Code)와 인터리버(Interleaver)를 거쳐 입력되는 비트 열은 각 부채널의 SNR 환경에 따라 다음 식에 의해 해당하는 부채널에 할당된다<sup>[12]</sup>.

$$b_k = \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_k}{\Gamma} \right), \quad SNR_k = \frac{\epsilon_k |H_k|^2}{|N_k|^2} \quad (1)$$

여기서  $SNR_k$ 는 각 부채널의 SNR을 나타내고,  $\epsilon_k$ 는 각 부채널에 할당된 심벌 에너지,  $|H_k|^2$ 와  $|N_k|^2$ 는 각각 부채널에서의 감쇄율(Insertion Loss)과 잡음의 전력을 나타낸다.  $\Gamma = 9.8 + \gamma_m - \gamma_c$ 로서  $\gamma_m$ 와  $\gamma_c$ 은 각각 SNR margin과 부호화 이득을 나타낸다. 각 부채널에 할당된 비트수에 따라  $2^{b_k} - QAM$  변조기에 의해 심벌로 부호화된 신호는 직·병렬 변환기를 거쳐  $N$ 개의 부반송파에 의해 변조된다. 이러한 DMT 시스템에서  $i$ 번째 심벌은 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k t} \quad i T_{sub} \leq t \leq (i+1) T_{sub} \quad (2)$$

여기서  $T_{sub}$ 는 DMT 심벌주기를 나타내고,  $\Delta f (= 1/T_{sub})$ 는 인접한 부반송파간의 주파수 간격을 나타낸다. 또한  $X_k$ 는  $i$ 번째 DMT 심벌에  $k$ 번째 부채널로 전송되는 데이터 심벌을 의미한다. 식 (2)를  $t = n T_{sub}/N (n=0, 1, \dots, N-1)$ 에서

샘플링 할 경우 신호는 다음과 같이 주어지며 이는 그림1의 IFFT 블록에 의해 구현된다.

$$x_{n,i} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k n/N}, \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

식 (3)에 주어진 신호  $x_{n,i}$ 는 가입자선로로 전송되기 전에 가입자선로의 임펄스응답에 의한 심벌간 간섭을 방지하고 부반송파 사이의 직교성을 유지하기 위해 보호구간으로 cyclic prefix가 추가로 삽입되며 이는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{x}_{n,i} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k n/N}, \quad n=-N_G, -N_G+1, \dots, N-1 \quad (4)$$

여기서  $N_G$ 는 보호구간에 사용된 샘플 수를 나타낸다.  $N_G$ 의 값은 가입자선로의 임펄스응답이 시간영역 동화기에 의해 짧아진 후의 샘플 수보다 커야 하며, VDSL의 경우는 40개로 주어진다. 또한 샘플링 주기  $T_s$ 는  $T_{sub}/N$ 으로 정의된다. 이러한 DMT 신호가 가입자선로를 거쳐 수신단에 입력되면 수신된 신호는 수신필터를 거쳐 ADC(Analog-to-Digital Converter)에 의해 변환되어 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\tilde{y}_{n,i} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{j2\pi k n/N} + w_{n,i} \quad n=-N_G, -N_G+1, \dots, N-1 \quad (5)$$

여기서  $H_k$ 는 채널의 이산시간 임펄스 응답의 주파수 영역 표현으로  $k$ 번째 부채널에서의 왜곡을 나타내며,  $w_{n,i}$ 는 잡음을 나타낸다. 일반적으로 가입자 선로의 경우에는 무선환경과 달리 매우 긴 임펄스응답을 갖기 때문에 수신단

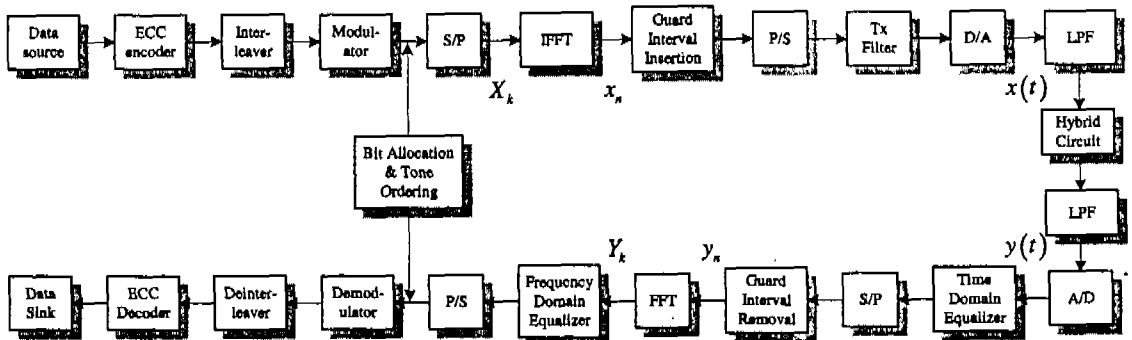


그림 1 DMT 기반의 VDSL 시스템 블록도

에서 심벌간 간섭을 발생시키게 되므로, 수신단에서는 보호구간 내로 채널의 유효 임펄스 응답을 줄여주는 시간영역 등화기를 사용하게 된다.  $\hat{y}_{n,i}$ 에서 보호구간이 제거된 후  $(y_{n,i})$ , FFT에 의해 복조된 신호는 다음과 같이 주어진다 [13].

$$Y_{k,i} = \sum_{k=0,1,\dots,N-1} X_{k,i} H_{k,i} + W_{k,i} \quad (6)$$

식 (6)에서 알 수 있듯이 DMT 방식에서의 복조 신호는 각 부채널로 전송된 데이터 심벌과 해당 부채널 왜곡의 곱으로 이루어진다. 채널에서 발생하는 왜곡은 주파수 영역에서 곱셈으로 주어지므로 각 부채널에서 단일 탭 등화기(주파수 영역 등화기)로 쉽게 보상할 수 있게 된다.

### III. RFI의 특성

#### 1. RFI 신호의 특성

VDSL 사용 대역내에서 VDSL 시스템에 영향을 주는 RFI 신호는 크게 AM 방송 신호와 아마추어 무선대역의 HAM 신호가 있다. AM 방송 신호의 경우 표 1에 나타나 있는 것과 같이 넓은 대역에 걸쳐서 고정된 주파수대를 점유하며(535~1605 kHz), VDSL 시스템에 수신되는 신호의 전력이 낮다(-30~-70 dBm). 일반적으로 AM 방송 대역의 경우 항상 신호가 존재하게 되며, DMT 기반의 VDSL 방식에서는 이 대역을 사용하지 않음으로써 RFI를 어느 정도까지 극복할 수 있다.

HAM 신호의 경우 표 2에서 볼 수 있듯이 정해진 대역내에서 임의의 주파수를 가지며, 최대 400 Watt (56 dBm)의 송신 전력으로 방출된다. 전형적으로 UTP(unshielded twisted pair)에서 C-M/D-M(common mode/differential mode) 변환

표 1. AM 신호의 대역과 유입전력

Frequency [kHz]	Power [dBm]	Frequency [kHz]	Power [dBm]
600	-60	1190	-60
710	-30	1280	-55
770	-70	1330	-60
1050	-55	1480	-70
1130	-30	1600	-60

에 의한 손실은 60 dB로 규정되어 있다. 따라서 VDSL 수신단에 유입되는 RFI 신호는 최대 -4 dBm의 수신전력을 가지며, 특히 DMT 방식의 경우 이러한 협대역의 RFI 신호가 그림 2에 나타난 바와 같이 전대역에 걸쳐 확산되어 심각한 성능저하를 가져오게 된다[14]-[17].

#### 2. RFI 신호의 주파수 영역 특성

만일 VDSL 수신단에 유입된 RFI 신호를  $x(t)$ 라고 정의하고 이 신호의 푸리에 변환(Fourier Transform)이  $R(f)$ 라 정의하면, 수신단에서 FFT후에 각 부채널로 누설된 RFI 성분  $R_k$ 는 다음 식과 같이 표현된다[6].

$$R_k = \int_{-\infty}^{\infty} R(f) G_k(f) df \quad (7)$$

위 식에서  $G_k(f)$ 는 RFI의 연속 푸리에 변환  $R(f)$ 가 DMT 복조기인 FFT에 의하여  $k$ 번째 부채널에 나타나는 잔류 RFI ( $R_k$ )에 미치는 영향을 나타내며 다음과 같다.

$$G_k(f) = \sum_{n=1}^{N-1} e^{j2\pi n(f - \frac{k}{N})} = \frac{1 - e^{j2\pi n(f - \frac{k}{N})N}}{1 - e^{j2\pi n(f - \frac{k}{N})}} \quad (8)$$

표 2. HAM 대역

Frequency [MHz]	Frequency [MHz]
1.8-2.0	14-14.35
3.5-4.0	21-21.45
7.0-7.3	28-29.7
10.1-10.15	

일반적으로 RFI는 VDSL의 샘플링 주파수에 비하여 협대역 신호이므로, 유입되는 RFI의 중심 주파수가  $f_c$ 인 경우 그에 대한 Fourier 변환

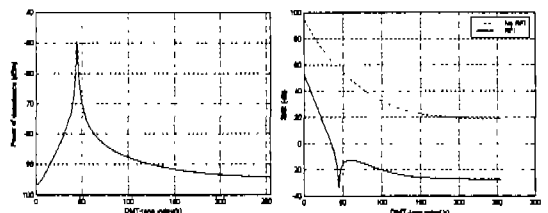


그림 2.  $f_c=1.92$  MHz, Power=-10 dBm 인 경우 4.5 kft 채널에서 각 부채널에 누설된 RFI와 그에 따른 SNR 감쇄

은  $R(f) = c\delta(f-f_r) + c^*\delta(f+f_r)$ 로 근사화 시킬 수 있다( $c$ 는 임의의 복소 상수). 따라서 FFT후에는  $G_k(f)$ 에 의하여 sinc 함수의 형태로 RFI 신호가 다음과 같이 확산된다.

$$R_k = \int_{-\infty}^{\infty} R(f)G_k(f)df = \int_{-\infty}^{\infty} \{c\delta(f-f_r) + c^*\delta(f+f_r)\}G_k(f)df = cG_k(f_r) + c^*G_k(-f_r) \quad (9)$$

식 (9)의 두번째 항은 DMT 방식에서 사용하는 대역 ( $k=1, 2, \dots, N/2-1$ )내에서 첫번째 항에 비하여 상대적으로 작다. 결과적으로 수신단에 유입된 협대역의 RFI 신호는 다음과 같이 근사화 된다.

$$R \approx cG_k(f_r) = c \frac{1 - e^{-j2\pi(f_r - \frac{k}{N})N}}{1 - e^{-j2\pi(\frac{k}{N} - \frac{k}{N})}} = c \frac{1 - e^{-j2\pi(r-k)}}{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}(r-k)}}, \quad r = \frac{f_r}{f_s}N \quad (10)$$

여기서  $r$ 은 RFI의 중심주파수  $f_r$ 에 해당하는 부채널 인덱스를 의미한다. 식 (10)으로부터 유입된 RFI가 주파수 영역으로 확산되는 양은 RFI의 중심 주파수가 인접한 두 부채널의 중심에 위치할 경우 최대가 됨을 알 수 있다.

#### IV. 제안된 RFI 감쇄기

본 논문에서 제안된 RFI 감쇄기의 블록도가 그림 3에 나타나 있다. 제안된 방식은 주파수 영역에서 사용하지 않는 부채널로부터 RFI의 중심 주파수  $f_r$ 를 추정하여 이 값을 바탕으로 시간영역에서 간단한 FIR(Finite Impulse Response) 필터에 의하여 미리 FFT에 의하여 RFI가 전대역으로 확산되기 전에 제거한다. 이 경우 FIR 필터는 협대역의 RFI 성분을 제거하기 위한 것이므로 적은 수의 탭으로도 구현 가능하며 FIR 필터에 의한 신호성분의 왜곡은 주파수 영역 등화기에서 간단히 보상된다. 일반적으로 특정한 협대역의 신호를 제거하기 위하여 적응형 노치 필터(adaptive notch filter)를 사용한다. DMT 기반의 VDSL 시스템에서 이러한 노치 필터에 의하여 RFI를 제거하고자 하는 경우 별도의

의 혼련 신호에 의한 필터 계수와 수렴과정이 요구된다. 또한 추가된 필터의 응답에 의하여 채널의 유효 임펄스 응답이 삽입된 보호구간보다 길어지게 되므로 심벌간 간섭을 방지하기 위해서는 반드시 시간영역 등화기와 주파수 영역 등화기의 재 수렴과정이 필요하다. 따라서 시스템에서 전송 지연이 발생하며 유효 전송률이 감소하게 되는 결과를 낳는다. 따라서 HAM 신호와 같이 급변하는 RFI 성분에 대해서는 이 방식은 매우 비효율적이게 된다. 또한 주파수 영역의 추정 보상은 유입되는 RFI의 대역이 증가함에 따라서 성능이 급격히 감소하는 단점이 있다. 본 논문에서 제안된 방식은 주파수 영역에서의 유입되는 RFI의 검출 및 추정된 정보를 사용하여 시간영역에서 제거하므로 별도의 혼련 심벌과 수렴과정이 필요 없으며, AM 방송 신호와 같은 비교적 대역이 넓은 RFI에 대해서도 우수하게 동작한다.

#### 1. RFI 검출 및 중심주파수 $f_r$ 추정

DMT 기반의 VDSL시스템에서는 VDSL시스템이 HAM대역에 영향을 주는 RFI egress를 방지하기 위하여 HAM 대역내의 신호는 전송하지 않으며 유입된 RFI 또한 이 대역내에서만 존재한다. 따라서 수신단에서 HAM 대역에 해당하는 부채널의 수신값을 관찰하여 쉽게 RFI의 존재 여부를 알 수 있다. VDSL 수신단에 유입된 RFI 신호는 식 (10)과 같이 FFT후에 sinc 형태의 신호로 확산됨으로 RFI의 중심 주파수  $f_r$ 에 인접한 부채널에서 가장 큰 전력을 갖게 된다. 따라서 수신단에서 RFI 대역 내의 부채널을 관찰하여 일정 레벨보다 높은 신호가 들어오게 되면 RFI 간섭이 발생한 것으로 간주하게 된다. 만약  $i$ 과  $i+1$ 번째 부채널에서 가장 큰 값이 관찰되었다면, 이 경우 각 부채널에서의 수신값은 다음과 같이 표현된다.

$$Y_k \approx c \frac{1 - e^{-j2\pi(r-k)}}{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}(r-k)}}, \quad k = i \text{ or } i+1 \quad (11)$$

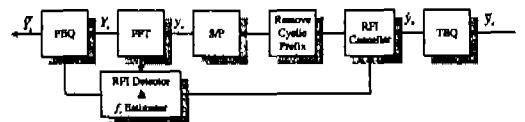


그림 3. 제안된 RFI 감쇄기의 블록도

위 수신신호로부터 RFI의 중심 주파수  $f_c$ 은 다음과 같이 추정할 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$|Y_{l+1}| \approx |c| \cdot \left| \frac{1 - e^{2\pi j f_c (r-l-1)}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{N} (r-l-1)}} \right| \quad (12)$$

$$= |c| \cdot \left| \frac{\sin \pi (r-l-1)}{\sin \frac{\pi}{N} (r-l-1)} \right|$$

$$|Y_l| \approx |c| \cdot \left| \frac{1 - e^{2\pi j f_c (r-l)}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{N} (r-l)}} \right| \quad (13)$$

$$= |c| \cdot \left| \frac{\sin \pi (r-l)}{\sin \frac{\pi}{N} (r-l)} \right|$$

여기서  $|\sin \pi (r-l-1)| = |\sin \pi (r-l)|$ 이고  $|x| \ll 1$ 인 경우  $\sin x \approx x$ 로 근사화 되므로 다음의 관계식이 성립된다.

$$\Delta = \frac{|Y_l|}{|Y_{l+1}|} = \left| \frac{\sin \frac{\pi}{N} (r-l-1)}{\sin \frac{\pi}{N} (r-l)} \right| \quad (14)$$

$$= \left| \frac{r-l-1}{r-l} \right| = \frac{l+1-r}{r-l}, \quad l \leq r \leq l+1$$

즉 RFI의 위치  $r$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r = l + \frac{1}{1 + \Delta}, \quad \text{where} \begin{cases} l \leq r \leq l+1 \\ \Delta = \frac{|Y_l|}{|Y_{l+1}|} \end{cases} \quad (15)$$

따라서 RFI의 중심 주파수의 추정값  $\hat{f}_c$ 은  $\hat{f}_c = r \cdot \frac{f_s}{N}$ 로 간단히 추정된다.

## 2. FIR 필터를 사용한 RFI 제거

협대역의 RFI 신호가 유입되었을 경우 일단 중심 주파수  $f_c$ 이 추정되면, 추정된 RFI의 중심 주파수  $\hat{f}_c$ 을 이용하여 필터를 사용하여 제거할 수 있다. 일반적으로 특정한 협대역의 신호를 제거하기 위하여 식 (16) 형태의 노치 필터를 사용하게 된다.

$$H(z) = \frac{(z - e^{2\pi j \hat{f}_c}) (z + e^{2\pi j \hat{f}_c})}{(z - a \cdot e^{2\pi j \hat{f}_c}) (z + a \cdot e^{2\pi j \hat{f}_c})} \quad (16)$$

여기서  $a$ 는 노치 필터의 3 dB 주파수를 나타낸다. 그러나 DMT 방식에서 이러한 IIR(Infi-

nite Impulse Response) 형태의 노치 필터를 적용할 경우 임펄스 응답이 무한히 길어져 삽입된 보호구간으로는 부족하여 심벌간 간섭이 발생하게 되며, 시간영역 등화기와 주파수영역 등화기의 재수렴 과정이 반드시 필요하게 된다. 본 논문에서는 이러한 점을 고려하여 식 (16)의 분모항을 제거하고 분자항만을 사용한 FIR 필터를 사용하였으며 그 결과는 다음과 같다.

$$H(z) = (z - e^{2\pi j \hat{f}_c}) (z + e^{2\pi j \hat{f}_c}) \quad (17)$$

$$= z^2 - 2 \cos \left( 2\pi \frac{\hat{f}_c}{f_s} \right) z + 1$$

본 논문에서 제안된 방식은 RFI 감쇄 필터에 의하여 채널의 유효 임펄스 응답이 증가한다. 따라서 시간 영역 등화기의 목표 응답은 이를 고려하여 삽입된 보호구간보다 RFI 감쇄 필터에 의한 유효 임펄스 응답의 증가량만큼 더 작게 설정되어야 한다. 한편 최근 발표된 시간영역 등화 알고리즘을 사용할 경우 채널의 유효 임펄스 응답을 20 샘플 이내로 감소시킬 수 있으므로 RFI 감쇄 필터에 의하여 1(2)개의 RFI를 감쇄시키는 경우 전체 유효 임펄스 응답이 단지 2(4) 샘플 증가하게 되어 충분히 보호구간 이내에 들어오게 된다. 따라서 심벌간 간섭이 발생하지 않으며, 추가로 시간영역 등화기의 재수렴이 필요없다.

본 논문에서 사용된 RFI 제거 필터는 주파수 영역의 응답이 평탄하지 않으므로 주파수 영역에서 1-탭 등화기로 보상이 되어야 한다. 수신단에서 RFI가 검출되었을 때 시간영역 등화기의 계수 값은 변화가 없으며 주파수영역 등화기는 RFI 감쇄 필터의 계수에 의한 영향만 계산에 의하여 갱신되어야 하며, 이 값은 FFT에 의하여 간단히 계산된다. 이상적으로 채널 추정이 이루어졌다고 하면 주파수영역 등화기의  $k$  번째 부채널에서의 계수값  $H_k^{FEQ}$ 는 다음 식으로 표현된다.

$$H_k^{FEQ} = \begin{cases} (H_k^{CH} H_k^{TEQ})^{-1} & \text{without cancellation} \\ (H_k^{CH} H_k^{TEQ} H_k^{RFI})^{-1} & \text{with proposed cancellation} \end{cases} \quad (18)$$

여기서  $H_k^{CH}$ ,  $H_k^{TEQ}$ ,  $H_k^{RFI}$ 는 각각  $k$ 번째 부채널에서 채널, 시간영역 등화기, RFI 감쇄 필터의

주파수 응답을 나타낸다.

### V. 모의 실험

본 절에서는 제안된 RFI 감쇄기법의 성능을 평가하기 위하여 모의실험을 수행하였다. 표 3에 본 절에서 사용된 모의실험 환경이 주어져 있다. RFI 감쇄기법의 성능을 RFI 감쇄특성을 나타내는 신호대간섭비(SIR: Signal-to-interference ratio)로써 나타내었으며 동일환경 하에서 유입되는 RFI 신호의 대역을 변화시켜가며 기존 주파수 영역 RFI 추정 보상 방식<sup>[11]</sup>과 제안된 방식의 성능을 비교하였다.

모의실험은 중거리(medium-range) VDSL 채널에 대하여 수행하였다. VDSL 대역내에서 표 (2)에 나와있는 RFI 대역에 해당하는 부채널에는 비트를 할당하지 않았다. 또한 ADSL 시스템과의 호환성을 고려하여 1.1 MHz 이하의 대역은 비워두었다. RFI 감쇄특성을 명확히 관찰하기 위하여 채널상의 잡음 성분은 -140 dBm/Hz의 가산성 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)만 고려하였으며, 비트 할당의 기준이 되는 부채널에서의 SNR은 신호의 전력에 대한 해당 부채널에서 가산성 백색 잡음의 전력으로 계산하였다. 또한 신호대잡음비에 RFI 성분은 고려되지 않았고 대신 6 dB의 SNR margin을 두었다. 시간영역 동화기와 주파수영역 동화기는 이상적으로 추정된 값을 사용하여 구성하였다. 모의실험은 RFI가 없는 환경

표 3. 모의실험 환경

부채널의 갯수		512
cyclic prefix의 갯수		40
샘플링 주파수( $f_s$ )		22.08 MHz
constellation		$2^4 \sim 2^{11}$ QAM
SNR margin		6 dB ( $\Gamma=38.0189$ )
전송 PSD		-60 dBm/Hz
유입된 RFI	power	-10 dBm
	center frequency	1.92 MHz ( $r=44.5$ )
	bandwidth	4 kHz ~ 16 kHz
잡음		-140 dBm/Hz AWGN
전송에 사용된 부채널		26 ~ 255 (RFI 대역 제외)
채널	medium-range	3 kft AWG 26 UTP

하에서 비트 오류율(Bit Error Rate: BER)이  $10^{-7}$ 을 만족함을 확인한 후 수행하였으며, 각 방식의 성능 비교는 수신단에서 RFI 감쇄기와 이상적인 동화기를 통과한 신호의 SIR 이득을 기준으로 하였다.

#### 1. 채널환경

그림 4는 모의실험에서 사용한 medium-range VDSL 채널의 임펄스 응답을 보여준다. 그림 4에서 채널의 임펄스 응답(점선)은 100 샘플 이후로 늘어지게 되며 따라서 삽입된 보호구간 40개로는 심벌간 간섭을 방지하기에 충분하지 못하다. 이에 따라 참고문헌 [18]에서 제안된 시간영역 동화기를 사용한 결과 채널의 유효 임펄스 응답이 20 샘플 이내로 줄어든 것을 볼 수 있다. 또한 유입되는 RFI를 감쇄시키기 위하여 본 논문에서 제안한 RFI 감쇄기의 시간영역 필터를 통과한 후에는 유효 임펄스 응답이 2 샘플 증가(1 RFI 감쇄의 경우) 하였지만 채널의 보호구간 이내로 충분히 감소하는 것을 알 수 있다. 따라서 추가된 필터의 임펄스 응답에 의한 심벌간 간섭은 무시할 수 있다. 그림 5는 이상적인 상황에서 주어진 채널에 대한 각 부채널에서의 SNR과 6 dB SNR 마진이 포함된 경우에 각 부채널에 할당된 비트를 보여준다. 이 그림으로부터 RFI 대역에 해당하는 부채널과 SNR이 약 22 dB 이하인 부채널에는 비트가 할당되지 않음을 알 수 있다. 이 경우 1 DMT 블록에는 1,472 비트가 실리게 되며, 전송률은 58.88 Mbps가 된다.

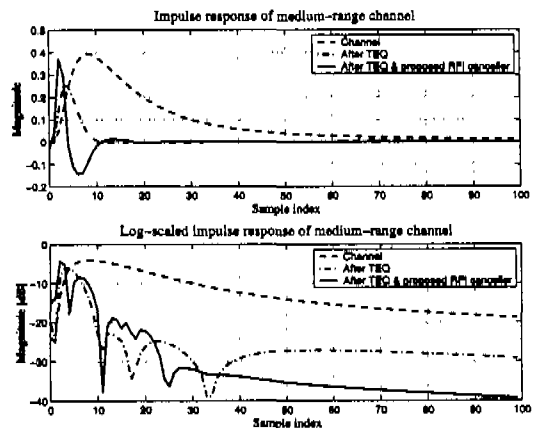


그림 4. Medium-range 채널의 임펄스 응답, 시간영역 동화기에 의한 shortened 임펄스 응답, RFI 감쇄기를 거친 후의 임펄스 응답 비교

2. RFI의 대역에 따른 RFI 감쇄기의 성능

그림 6과 7은 각각 동일한 환경하에서 10 dBm/Hz의 동일한 전력을 가지고 유입된 RFI 신호의 대역이 4 kHz~16 kHz일 때 제안된 방식과 기존 방식을 적용했을 경우 등화 후 잔류 RFI와 SIR 이득을 나타낸다. 그림 6으로부터 DMT 기반의 VDSL 시스템에 RFI가 유입될 경우 거의 전대역에서 신호 성분보다 RFI를 포함한 잡음 성분의 전력이 커지게 되어 별도의 RFI 감쇄방식이 적용되지 않는다면 거의 신호의 전송이 불가능함을 알 수 있다. 즉 RFI 감쇄 방식을 적용한 경우에 대한 경우 잔류 RFI의 비교에서 제안된 방식은 유입되는 RFI 잡음의 대역이 증가함에도 불구하고 잔류 RFI의 양은 거의 변동이 없었으나 기존의 주파수 영역 RFI 추정 보상 기법은 유입되는 RFI의 대역이 증가할수록 잔류 RFI의 양이 증가함을 볼 수 있다. RFI 감쇄특성인 SIR 이득을 기준으로 볼 때 그림 7로부터 제안된 방식은 RFI 신호의 대역에 상관없이 전대역에서 최소 40 dB 이상의 이득을 얻었으며 특히 유입되는 RFI와 인접한 부채널에서는 55 dB 이상의 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 반면에 기존의 주파수 영역 RFI 추정 보상 기법의 경우에는 유입되는 RFI 신호의 대역이 4 kHz인 경우에는 전 대역에서 40 dB 이상의 SIR 이득을 얻을 수 있었다. 그러나 유입되는 RFI 신호의 대역이 증가함에 따라 8 kHz에서는 28 dB, 12 kHz에서는 21 dB, 16 kHz에서는 6 dB의 SIR 이득을 얻었으며, 이 경우 거

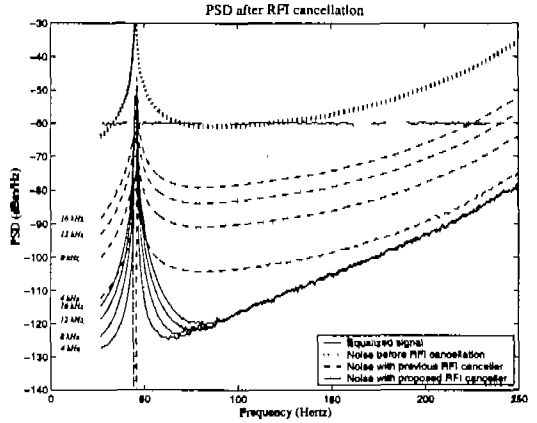


그림 6. 유입되는 RFI의 대역폭에 따른 제안된 방식과 기존 방식의 수신 PSD

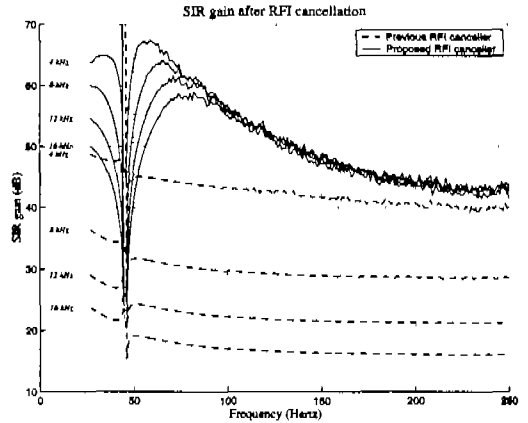


그림 7. 유입되는 RFI의 대역폭에 따른 제안된 방식과 기존 방식의 SIR 이득

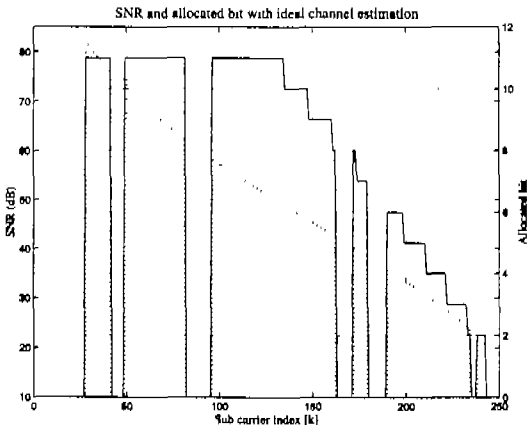


그림 5. Medium-range 채널에서 SNR과 할당된 비트( $\Gamma=6dB$ )

의 모든 신호에서 오류가 발생되었다. 기존 주파수 영역 RFI 감쇄 방식은 주파수 영역에서 확산되는 RFI의 양을 수학적으로 모델링을 하게 되는데 이 때 유입되는 RFI의 대역을 협대역으로 가정하였다. 따라서 유입되는 RFI의 대역이 증가함에 따라서 성능저하가 발생했으리라 추측된다. 하지만 제안된 방식은 RFI의 주파수 추정은 주파수 영역에 수행되지만 실제로 RFI 감쇄는 시간영역에서 필터에 의하여 FFT에 의해 확산되지 전에 감쇄시킨다. 따라서 유입되는 RFI의 대역이 증가하더라도 성능저하가 미미하다.

이상의 각 경우에 대하여 10000 DMT 심벌



(14720000 비트)을 전송한 경우의 심벌 오류율(Symbol Error Rate: SER)과 BER이 표 4에 나타나 있다. 표 4에서 볼 수 있듯이 비트 오류율 면에서도 대역이 증가함에 따라 성능이 저하되며 모든 경우에 있어서 제안된 방식이 기존의 주파수 영역 RFI 감쇄 방식에 비하여 성능이 우수함을 알 수 있다. 일반적으로 유선채널은 접속되어 있는 동안 거의 정적으로 그 특성이 변하지 않는다. 따라서 DMT 방식의 경우 사전에 각 부채널에서의 신호대잡음비를 미리 추정하여 그에 따라 동적으로 각 부채널에 비트를 할당하여 채널용량을 최대한 사용할 수 있도록 한다. 하지만 이 경우 채널에 RFI가 유입되거나 하는 외적 요인으로 인하여 추정된 SNR의 변동이 생기는 경우 많은 비트 오류가 발생하게 된다. 위의 모의실험 결과 기존 주파수 영역 RFI 추정 보상 방식은 대역폭 4 kHz 내외의 HAM에 의한 RFI에 대해서는 어느 정도 보상이 가능하지만 대역폭이 10 kHz 이상인 AM 방송에 의한 RFI에는 거의 대처가 불가능할 것으로 보인다. 하지만 제안된 방식에서는 다소 대역이 넓은 RFI에 대해서도 잘 동작하여 우수한 성능을 보일 것으로 예측된다.

표 4. Medium-range 채널의 BER과 SER

방식 대역폭	제안된 방식		주파수 영역 추정 방식	
	SER	BER	SER	BER
4 kHz	0	0	0	0
8 kHz	0	0	$4.21 \times 10^{-1}$	$1.04 \times 10^{-1}$
12 kHz	$2.33 \times 10^{-6}$	$5.43 \times 10^{-7}$	$9.08 \times 10^{-1}$	$2.67 \times 10^{-1}$
16 kHz	$6.35 \times 10^{-3}$	$1.45 \times 10^{-3}$	$9.43 \times 10^{-1}$	$3.16 \times 10^{-1}$

### VI. 결론

DMT 기반의 VDSL 시스템은 여러 가지 장점을 가지고 있지만, 외부에서 유입되는 RFI에 의하여 시스템의 성능이 크게 저하되며 따라서 이러한 RFI에 대한 대책이 반드시 요구된다. 본 논문에서는 DMT 기반의 VDSL 시스템에서 외

부에서 유입되는 RFI가 존재하는 경우에 주파수 영역에서 이를 추정하여 시간영역에서 간단한 감쇄필터를 사용 RFI를 효율적으로 제거할 수 있는 기법을 제안하였다.

제안된 방식은 RFI를 추정하기 위하여 VDSL 시스템에서 유출되는 RFI를 방지하기 위하여 비워둔 부채널을 이용하므로 별도의 훈련심벌이 필요 없으며 RFI를 감쇄하기 위한 시간영역 필터 또한 적은 탭의 FIR 필터로 구성되어(1 RFI 감쇄의 경우 3 탭) 계산량이 적다. 또한 필터의 탭 계수는 주파수 영역에서 추정된 값을 사용하므로 별도의 수렴과정이 필요하지 않다. 따라서 송·수신단간의 지연이나 유효 전송률의 손실이 없으며, 간단한 계산량으로 기존의 방식에 비하여 우수한 성능을 나타내며 추가적으로 시간영역에서 RFI를 제거하므로 실제 구현 시 수신단의 FFT에서 추가의 비트수를 요구하지 않는다. 제안된 방식은 또한 모의실험 결과에서 볼 수 있듯이 대역이 다소 넓은 임의의 형태의 RFI에 대하여도 성능이 크게 저하되지 않고 잘 동작한다. 만약 인근에 여러 개의 RFI 잡음원이 존재하는 경우 제안된 방식을 다단으로 구성할 수 있다. 이 경우 감쇄필터에 의하여 채널의 유효 임펄스 응답이 증가하게 되므로 반드시 시간영역 등화기에 의한 채널의 유효 임펄스 응답이 고려되어야 하며 추가로 더 높은 감쇄성능이 요구될 경우 제안된 방식을 기존의 주파수 영역 RFI 감쇄방식과 동시에 적용할 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, no. 5, pp. 17-25, May. 1990.
- [2] M. Gagnaire, "An overview of broad-band access technologies," *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 12, pp. 1950-1972, Dec. 1997.
- [3] L. Hanzo, "Bandwidth-efficient wireless multimedia communications," *Proc. IEEE*, vol. 86, no. 7, pp. 1342-1382, July 1998.
- [4] 노장래, 김재근, "초고속 가입자 접속 기술," 한국통신학회지, 제14권 제5호, pp. 128-146, 1996년 5월.

[5] J. M. Cioffi, V. Okaman, J. J. Werner, T. Pollet, P. M. P. Spruyt, J. S. Chow, and K. S. Jacobsen, "Very-high-speed digital subscriber lines," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 37, no. 4, pp. 72-79, Apr. 1999.

[6] D. Pazaitis, J. Maris, S. Vernalde, M. Engels, and I. Bolsens, "Equalisation and radio frequency interference cancellation in VDSL receivers," in *Proc. Globecom*, pp. 3503-3508, Nov. 1998.

[7] A. Gatherer, "HFC upstream ingress noise cancelation techniques," *IEEE 802.14/96-024*, Feb. 1996.

[8] 천유식, 유경현, 김기호, "VDSL용 DMT 시스템에서의 시간 영역 창함수틀 이용한 RFI egress/ ingress suppression," *통신 정보 합동 학술대회*, pp. 292-298, 1997.

[9] J. A. C. Bingham, "RFI supression in multi-carrier transmission systems," in *Proc. Globecom*, pp. 1026-1030, Nov. 1996.

[10] F. Sjöberg, R. Nilsson, N. Grip, P.O. Brjesson, S. K. Wilson, and P. dling, "Digital RFI Supression in DMT-based VDSL Systems," in *Proc. ICT*, pp. 189-193, Chalkidiki, Greece, June 1998.

[11] B. J. Jeong and K. H. Yoo, "Digital RFI canceller for DMT based VDSL," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 17, pp. 1640-1641, Aug. 1998.

[12] W. Y. Chen, *DSL: Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Line Systems*, Macmillan Technical Publishing, 1998.

[13] 전원기, 조용수, 백종호, 유영환, 송형규, "DMT 방식의 xDSL 모뎀 기술," *한국통신학회지*, 제16권 제10호, pp. 137-155, 1999년 10월.

[14] Very High Speed Digital Subscriber Lines: System Requirements, ANSI T1E1.4/95-117R4, Jan. 1996.

[15] K. T. Foster, "The RFI Environment for VDSL," *IEEE VDSL Workshop*, London, Nov. 1996.

[16] J. M. Cioffi, M. Mallory, and J. A. Bingham,

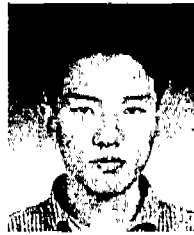
"Analog RF Cancellation with SDMT," *ANSI T1E1.4/96-084*, Feb. 1996.

[17] S. S. Sandberg, M. S. Wallace, and M. A. Tzannes, "VDSL System Simulations in the Presence of Radio Frequency Interference," *ANSI T1E1.4/95-057*, Jun. 1995.

[18] Y. H. You, J. H. Paik, H. K. Song, J. W. Kim, W. Y. Yang, and Y. S. Cho, "Low-complexity channel shortening technique for DMT-based xDSL Modems," *IEICE Trans. on Commun.*, vol E82-B, no. 11, pp. 70-73, Nov. 1999.

정만영(Man-young Jung)

정회원



1998년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 졸업  
 1998년 3월~현재 : 중앙대학교 전자공학과 석사과정  
 <주관심 분야> 디지털 통신시스템, 디지털 신호처리

조용수(Yong-soo Cho)

정회원



1984년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 졸업  
 1984년 1월~1984년 7월 : 금성전기(주) 연구원  
 1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사

1991년 5월 : The University of Texas at Austin, Dept. of Electrical and Computer Eng. (Ph.D)

1992년 3월~현재 : 중앙대학교 전자공학과 부교수  
 <주관심 분야> 통신 신호처리, 고속 유·무선 모뎀

백종호(Jong-ho Paik)

정회원



1994년 2월 : 중앙대학교 전기공학과 졸업  
 1994년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 석사  
 1997년 1월~현재 : 전자부품연구원 시스템IC연구센터 전임연구원

<주관심 분야> 무선 데이터 및 이동 휴대 통신 시스템, 영상 통신 시스템

유 영 환(Young-hwan You)

정회원



1993년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 졸업

1995년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 석사

1999년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 박사

1999년 1월~현재 : 전자부품연구원 시스템IC연구센터 선임연구원

<주관심 분야> 이동 및 개인 휴대 통신 시스템, 디지털 신호처리

송 형 규(Hyoung-kyu Song)

정회원



1990년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 졸업

1992년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 석사

1996년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 박사

1999년 1월~현재 : 전자부품연구원 시스템IC연구센터 선임연구원

<주관심 분야> 이동 및 개인 휴대 통신 시스템, 디지털 신호처리