

DMT 기반의 xDSL 모뎀의 비동기식 샘플링 방식

정희원 이미현*, 김재권*, 백종호**, 유영환**, 조진웅**, 조용수*

Non-synchronized Sampling Techniques for DMT-based xDSL Modems

Mi Hyun Lee*, Jae Kwon Kim*, Jong Ho Paik**, Young Hwan You**, Jin Woong Cho**,
Yong-Soo Cho* *Regular Members*

요약

본 논문에서는 DMT 기반의 xDSL 시스템의 수신단에서 발생하는 샘플링 위상 오프셋과 샘플링 주파수 오프셋에 의한 타이밍 오류를 분석한 후, 디지털 수신기에서 이를 보상하기 위한 비동기식 샘플링(full digital PLL) 방식을 제안한다. 기존의 논문에서는 DMT 방식의 xDSL 시스템에서 샘플링 위상 오프셋을 delay-rotor 특성을 이용한 주파수영역 위상 회전기로 보상하는 비동기식 샘플링 방식을 제안한 바 있다. 그러나 수신단에서 샘플링 시 존재하는 타이밍 오류로 인해 저역통과 필터링된 수신신호는 더 이상 delay-rotor 특성이 성립하지 않아 성능이 크게 저하된다. 본 논문에서는 샘플링 위상 오프셋을 완벽하게 보상할 수 있는 데이터 구간의 환형 컨볼루션화(circular convolution)방식을 제안한다. 또한 샘플링 위상 오프셋과 샘플링 주파수 오프셋이 동시에 존재하는 경우 이를 보상할 수 있는 개선된 시간/주파수 혼성영역 보상방식을 제안한다. 또한 추가의 오버헤드를 사용하지 않고 샘플링 위상 오프셋과 샘플링 주파수 오프셋을 보상할 수 있는 시간영역 보상방식을 제안한다. 마지막으로 DMT 방식의 ADSL 시스템에 본 논문에서 제안된 비동기식 샘플링 방식들을 적용하여 모의실험을 통해 성능을 분석하고 기존의 방식과 비교하여 성능의 우수성을 확인한다.

ABSTRACT

In this paper, we analyze timing errors (sampling phase-offset and sampling frequency-offset) occurring in DMT-based xDSL systems and then propose non-synchronized sampling (full digital PLL) techniques to compensate the sampling errors at the digital receiver. In the previous paper, the non-synchronized sampling technique with the frequency-domain rotor was proposed to compensate the sampling phase-offset in the DMT-based xDSL systems using delay-rotor property. However, the delay-rotor property does not hold any longer if the signal passed through an analog low-pass filter is sampled with phase errors. In this paper, a non-synchronization sampling technique, which can compensate the sampling phase-offset perfectly by making data portion cyclic-convolutionized even in the case of sampling phase-offset present, is proposed. Also, an improved hybrid time-domain/frequency-domain correction technique is proposed for the case where both sampling phase-offset and sampling frequency-offset exist. A time-domain correction technique which does not require any additional overhead for the case with both offsets is proposed. Finally, the performances of the proposed non-synchronized sampling techniques are investigated by applying them to a DMT-based ADSL system and compared with the ones of the previous techniques through computer simulations.

* 중앙대학교 전자전기공학부 통신 및 신호처리 연구실(yscho@cau.ac.kr),
논문번호 : 00339-0828, 접수일자 : 2000년 10월 4일

** 전자부품연구원 시스템 IC 연구센터

I. 서론

최근 인터넷 수요의 급격한 증가 등으로 인하여 멀티미디어 데이터를 고속으로 전송하기 위한 초고속 광대역 전송 망의 인프라 구축이 활발히 이루어지고 있다. 그 중에서 기존의 전화선을 통한 디지털 가입자 회선(Digital Subscriber Line: DSL)이 초고속 전송 망의 구현에 중요한 역할을 담당하고 있다.

DSL은 개발초기 이후 HDSL(High data rate DSL), SHDSL(Single-line HDSL), ADSL(Asymmetric DSL), VDSL(Very-high-rate DSL)등의 다양한 형태로 발전되어 왔으며 이들을 총칭하여 xDSL이라 한다. 이처럼 xDSL이 기존의 모뎀에 비해 고속 데이터 전송을 위해 다양한 변·복조 방식이 적용되었다^{[1][2]}. xDSL의 대표적인 변·복조 방식에는 QAM(Quadrature Amplitude Modulation), CAP(Carrierless Amplitude Modulation), DMT(Discrete Multi-Tone), DWMT(Discrete Wavelet Multi-Tone) 등이 있으며, 이 중 DMT는 ANSI(American National Standard Institutes) T1에 의해 1995년 ADSL의 표준 방식으로 채택된 바 있으며, VDSL(Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line)에서도 DMT의 확장된 방식인 Zipper DMT 전송 기술이 표준안으로 제출중이다^{[3][4]}.

DMT 방식은 전체대역을 각 부채널간에 상호 직교성(orthogonality)을 갖는 다수의 부반송파를 사용하여 블록 단위로 데이터를 변조, 전송하는 방식으로 변조된 각 블록의 신호에 채널의 임펄스 응답을 고려한 보호구간(guard interval)을 삽입하여 전송한다. 그리고 수신단에서 시간영역 동화기(Time-domain Equalizer: TEQ)를 사용하여 보호구간 이내로 채널의 임펄스 응답을 짧게 하여 인접 심볼 간 간섭을 방지하며, 각 부채널에서 주파수 비선형적으로 나타나는 왜곡은 간단한 단일 탭 등화기로 보상한다. 또한 변·복조 과정은 각각 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있으며, 채널의 신호 대 잡음 비(Signal-to-Noise Ratio: SNR) 환경에 따라 각 부채널에 비트 수를 다르게 할당하는 water-pouring 기법을 적용하여 채널 용량을 최대화시킬 수 있는 장점이 있다^{[5][8]}.

DMT 시스템에서 채널을 통해 수신된 연속시간 신호는 ADC(Analog-to-Digital Converter)에서의 샘플링을 통하여 디지털 신호로 변환된다. 여기서 샘플링

된 신호는 FFT를 통한 복조 과정 등의 디지털 신호처리 과정을 거치므로 수신단에서 송신단간의 정확한 샘플링 타이밍 동기(Sampling Timing Synchronization) 혹은 샘플 타이밍 오류에 의한 왜곡을 보상하는 기능이 매우 중요하게 된다. ADC단에서의 샘플링 방식으로는 샘플링 클럭의 제어 유무에 따라 크게 VCXO(Voltage Controlled X-tal Oscillator) 또는 NCO(Number Controlled Oscillator)를 사용하는 동기식(synchronized) 샘플링 방식과 고정된 XO(X-tal Oscillator)와 디지털 보상기를 사용하는 비동기식(non-synchronized) 샘플링 방식으로 분류할 수 있다^[9].

동기식 샘플링 방식은 FFT 출력 중 파일럿 부반송파(ADSL인 경우 64번째 부채널)의 위상 회전을 이용하여 샘플 타이밍 오류를 추정하고 다시 추정된 샘플 타이밍 오류를 이용하여 DPLL(Digital Phase Loop Lock)로 직접 VCXO를 제어함으로써 ADC단에서의 샘플링 주파수를 조정한다. 이 방식은 최적의 샘플링 순간을 계속 갱신함으로써 정상 상태에서 타이밍 오류를 줄일 수 있는 장점이 있으나 VCXO를 사용함에 따라 상대적으로 비용이 많이 들고 집적화가 어려울 뿐만 아니라 지터 잡음이 커지는 단점이 있다. 최근 들어 디지털 신호처리 기술의 비약적인 발전과 세트의 소형화 및 집적화가 가능해짐에 따라 비동기식 샘플링 방식에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 단일 반송파 전송방식에서 보간기를 사용하여 샘플 타이밍 오류를 보상하는 완전 디지털 PLL(full DPLL)이 1993년 Gardner에 의해 제안된 이후 현재 디지털 수신기에 널리 사용되고 있다^{[10][11]}.

최근 DMT 기반의 xDSL 시스템에 적용할 수 있는 비동기식 샘플링 방식으로, ADC단에서 자유 샘플링 한 후 이에 따른 타이밍 오류는 이산 시간영역에서 FIR(Finite Impulse Response) 보간기로 정정하고 주파수영역에서 지연-회전(delay-rotor) 특성을 이용한 주파수영역 위상 회전기로 보상하는 기법이 제안되었다. 그러나 DMT 방식에서 샘플링 위상 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋이 존재하는 경우에는 저역통과 필터(low-pass filter)를 통과한 신호에 타이밍 오류 영향이 포함되어 delay-rotor 특성이 성립하지 않아 기존 방식에서의 주파수영역 위상 회전을 이용한 타이밍 오류 보상능력이 심각하게 저하된다.

본 논문에서는 먼저 샘플링 위상 옵셋 및 샘플링 주파수 옵셋에 의한 타이밍 오류가 DMT 기반의

xDSL 시스템의 디지털 수신기의 성능에 미치는 영향을 알아보고, 샘플링 위상 옵셋을 보상하기 위한 데이터 구간의 환형 컨벌루션 방식과 샘플링 주파수 옵셋을 보상하기 위해 개선된 시간/주파수 혼성영역 보상방식을 사용하는 비동기식 샘플링 방식을 제안한다. 또한, 추가적인 오버헤드를 사용하지 않고 타이밍 오류를 보상할 수 있는 시간영역 보상 방식을 사용한 비동기식 샘플링 방식을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 DMT 기반의 xDSL 시스템에 대해 간단하게 설명한다. III장에서는 수신신호가 저역통과 필터를 통과하여 입력될 경우 샘플링 위상 옵셋이 디지털 수신기의 성능에 미치는 영향을 분석하고 기존의 보상방식을 검토한 후 이의 영향을 완벽하게 보상할 수 있는 왜곡된 데이터 구간의 환형 컨벌루션화 방식을 제안한다. IV장에서는 샘플링 주파수 옵셋이 디지털 수신기의 성능에 미치는 영향을 분석하고 기존의 보상 방식을 검토한 후 샘플링 위상 옵셋 및 샘플링 주파수 옵셋이 동시에 존재하는 경우 이를 완벽하게 보상할 수 있는 개선된 시간/주파수 혼성영역 보상 방식을 제안한다. V장에서는 타이밍 오류를 추가적인 오버헤드를 사용하지 않고 skip/duplicate 과정과 보간기만을 사용하여 시간영역에서 보상하는 방식을 제안한다. VI장에서는 본 논문에서 제안된 비동기식 샘플링 방식들을 DMT 기반의 ADSL 시스템의 디지털 수신기에 적용하여 성능을 분석하고, 모의실험을 통하여 기존의 방식과 성능을 비교한다. VII장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. DMT 기반의 xDSL 모뎀

DMT 기반의 xDSL 시스템의 블럭도는 그림 1과 같이 구성된다. 송신기에서 입력 비트열은 M-ary 심볼로 맵핑되며, 맵핑된 N/2개의 심볼은 직·병렬 변환(serial-to-parallel conversion)된 후 IFFT에 의

해 다음과 같이 변조된다.

$$x_i[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] e^{-j2\pi kn/N}, n=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

여기서 N은 IFFT 크기, i는 DMT 심볼주기 인덱스, k는 부채널의 위치를 나타낸다. 즉, $X_i[k]$ 는 k 번째 부채널로 i번째 심볼주기에 전송되는 데이터 심볼을 의미한다. DMT 기반 시스템의 경우 변조된 시간영역 신호가 실수가 되기 위해서는 주파수영역에서 hermitian symmetric한 형태를 취한다. IFFT에 의해 생성된 시간영역 DMT 심볼에는 보호구간 또는 cyclic prefix가 추가되며 이는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{x}_i[n] = \{ x_i[N-N_{CP}], \dots, T, x_i[N-1], x_i[0], x_i[1], \dots, x_i[N-1] \} \quad (2)$$

여기서 N_{CP} 는 cyclic prefix의 샘플 개수를 나타낸다. $\hat{x}_i[n]$ 은 DAC(Digital-to-Analog Converter)를 통과하여 샘플링 주기 T_s 로 샘플링 되어 이산시간 신호에서 연속시간 신호로 변환되고 저역통과 필터를 거치면서 주파수영역에서의 이미지 성분이 제거되며 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_i(t) = \sum_{n=-N_{CP}}^{N-1} \hat{x}_i[n] \cdot g_T(t-nT_s) \quad (3)$$

여기서 $g_T(t)$ 는 송신단의 저역통과 필터의 임펄스 응답, T_s 는 송신단의 샘플링 주기를 나타낸다. 수신기에서의 신호복원 과정은 송신기의 역과정과 동일하지만, 복조를 위해 추가적으로 FFT 윈도우 위치(심볼 동기) 및 샘플 타이밍 동기화 과정이 필요하다. 채널을 통해 수신된 DMT 신호는 저역통과 필터를 통과하고 ADC단에서 샘플링 주기 T_s 로 샘플링 된 후 시간영역 등화기를 통과하게 된다.

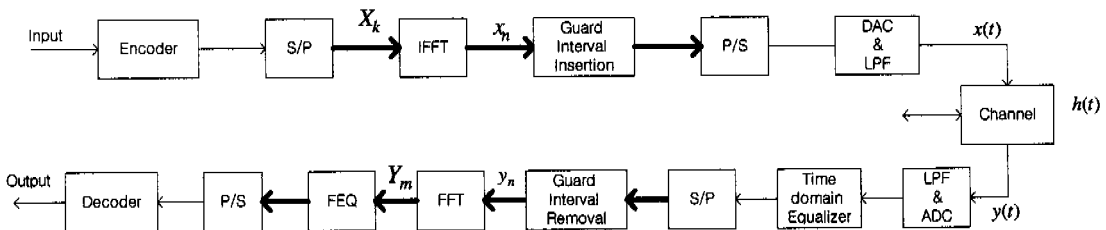


그림 1. DMT 기반의 xDSL 시스템의 블럭도

$$\begin{aligned}
 y_i[n] &= y_i(t) * g_R(t) \Big|_{t=nT_s} + w_i[n] \\
 &= x_i(t) * h(t) * g_R(t) \Big|_{t=nT_s} + w_i[n] \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] \cdot H[k] e^{j2\pi kn/N} + w_i[n]
 \end{aligned} \tag{4}$$

여기서 *는 선형 컨벌루션, $h(t)$ 는 고정 채널의 임펄스 응답(impulse response), $g_R(t)$ 는 수신단의 저역통과 필터, T_s 는 수신단의 샘플링 주기, $w_i[n]$ 은 가산성 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)을 나타낸다. 시간영역 등화기는 채널의 임펄스 응답의 길이를 줄여 송·수신단 간의 전체 유효 임펄스 응답의 길이가 보호구간보다 작게 한다. 시간영역 등화기를 통과한 후의 수신 신호는 직·병렬 변환기를 거쳐 보호구간이 제거된 후 나머지 유효 데이터 구간의 샘플이 FFT를 통해 복조되며 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned}
 Y_i[m] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] H[k] e^{j2\pi kn/N} \right\} e^{-j2\pi mn/N} + W_i[m] \\
 &= X_i[m] H[m] + \frac{1}{N} \sum_{k \neq m} X_i[k] H[k] \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-m)/N} \\
 &\quad + W_i[m] \\
 &= X_i[m] H[m] + W_i[m], \quad 0 \leq m \leq N-1
 \end{aligned} \tag{5}$$

여기서 $W_i[m]$ 은 $w_i[n]$ 의 주파수영역 표현을 나타내며 정적인(static) 채널을 가정하였다 ($H_i[m] = H[m]$). 결국 m 번째 부채널에서의 복조 신호는 i 번째 심볼주기에 m 번째 부채널로 전송된 $X_i[m]$ 과 m 번째 부채널에서의 채널의 주파수 응답 $H[m]$ 의 곱으로 표현된다. 그러므로 채널의 전달함수를 추정 한 후 각 부채널에서 단일 탭 주파수영역 등화기를 사용하여 채널에 의한 신호의 왜곡성분을 제거할 수 있다. 이 때 단일 탭 주파수영역 등화기로 채널의 왜곡을 제거하기 위해서는 보호구간의 길이(N_{CP})가 채널의 길이(M)보다 길고, 시간영역에서 송신신호와 채널의 임펄스 응답이 환형 컨벌루션이 이루어져야 한다^{[5][8]}. 그림 2는 샘플링 시 타이밍이 일치하였을 경우 송신 신호와 채널의 임펄스 응답이 환형 컨벌루션이 이루어지는 과정을 나

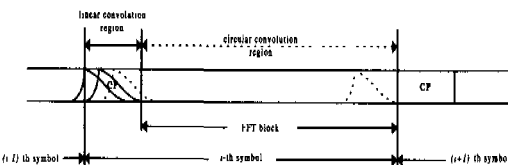


그림 2. 송신 신호와 채널과의 환형 컨벌루션

타내고 있다. 실선으로 표시한 부분은 선형 컨벌루션 부분이고 점선으로 표시한 부분은 환형 컨벌루션 부분이다. 식 (2)의 송신신호로 이루어진 $N \times N$ Toeplitz 행렬을 $T_{i,i-1}$ 이라 하고, $N \times N$ 순환 행렬을 C_i 라고 하면 다음 식 (6)이 성립한다.

$$\begin{aligned}
 y_i &= T_{i,i-1} h = C_i h \\
 h &= [h[0], h[1], \dots, h[M-1], 0, \dots, 0_{N-M}]^T \\
 y_i &= [y_i[0], y_i[1], \dots, y_i[N-1]]^T
 \end{aligned} \tag{6}$$

$$T_{i,i-1} = \begin{bmatrix} x_{i-1}[0] & x_{i-1}[N-1] & \dots & x_{i-1}[N-N_{CP}] & x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-2] & \dots & x_{i-1}[N_{CP}+1] \\ x_{i-1}[1] & x_{i-1}[0] & \dots & x_{i-1}[N-N_{CP}-1] & x_{i-1}[N-2] & x_{i-1}[N-3] & \dots & x_{i-1}[N_{CP}+2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{i-1}[N-N_{CP}-2] & x_{i-1}[N-2] & \dots & x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-1] & \dots & x_{i-1}[N-1] \\ x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-1] & \dots & x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-1] & \dots & x_{i-1}[N-1] \end{bmatrix}$$

$$C_i = \begin{bmatrix} x_{i-1}[0] & x_{i-1}[N-1] & \dots & x_{i-1}[N-N_{CP}] & x_{i-1}[N-N_{CP}-1] & \dots & x_{i-1}[1] \\ x_{i-1}[1] & x_{i-1}[0] & \dots & x_{i-1}[N-N_{CP}-1] & x_{i-1}[N-N_{CP}-2] & \dots & x_{i-1}[2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{i-1}[N-N_{CP}-2] & x_{i-1}[N-2] & \dots & x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-1] & \dots & x_{i-1}[N-N_{CP}+1] \\ x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-1] & \dots & x_{i-1}[N-1] & x_{i-1}[N-1] & \dots & x_{i-1}[0] \end{bmatrix}$$

단일 탭 주파수영역 등화기의 출력은 병·직렬 변환기를 통과하고 복조 과정을 거쳐 전송 데이터로 복원된다. 그러나 샘플링 과정에서 일반적으로 샘플링 위상 옵셋이 존재하고, 샘플링 클럭 주파수를 결정하는 발진기의 특성 등이 이상적이지 못하기 때문에 샘플링 주파수 옵셋이 존재하여 송·수신단의 타이밍이 일치하지 않아 DMT 기반의 xDSL 시스템의 디지털 수신기의 성능이 저하 된다.

III. DMT 방식에서의 샘플링 위상 옵셋 및 보상 기법

샘플링 위상 옵셋은 모든 샘플의 샘플링 지점이 최적의 샘플링 지점에서 벗어난 일정 옵셋을 의미한다. 샘플링 위상 옵셋(ϵ)이 존재할 경우에는 수신기의 샘플링 지점이 최적 샘플링 지점으로부터 ϵ 만큼 차이가 나서 매 샘플마다 ϵ 만큼의 타이밍 오류가 발생하게 된다. 이 경우 수신된 신호는 식 (4)에서 $t = iT_{sym} + nT_s + \epsilon T_s$ 시간에 샘플링되어 식 (7)처럼 표현할 수 있다. 여기서 $T_{sym} = (N + N_{CP})T_s$ 은 DMT 심볼주기를 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 \hat{y}_i[n] &= x_i(t) * h(t) * g_R(t) \Big|_{t=nT_s + \epsilon T_s} \\
 &= \sum_p x_i[p] h[n-p]
 \end{aligned} \tag{7}$$

여기서 $h[n] = h(t) * g(t) \Big|_{t=nT_s + \epsilon T_s}$ 는 합성된 채널이며, $g(t) = g_T(t) * g_R(t)$ 는 송·수신 저역통과 필터이고, $g[n] = g(t) \Big|_{t=nT_s + \epsilon T_s}$ 은 필터 계수 값이다. 송·수신 저역통과 필터를 상승 코사인 필터(raised cosine filter)로 가정하면 $g(t)$ 와 이의 이산시간 표

현인 $g(nT_s)$ 를 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$g(t) = \frac{\sin \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \cdot \frac{\cos \pi \beta t / T_s}{1 - 4\beta^2 t^2 / T_s^2}, g(nT_s) = \begin{cases} 1 & (n=0) \\ 0 & (n \neq 0) \end{cases} \quad (8)$$

만약 $\epsilon=0$ 이면 식 (7)에 주어진 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{y}_i[n] = \sum_p x_i[p] h[n-p] = \sum_p h[p] x_i[n-p] \quad (9)$$

$$= \sum_p \sum_l h_l[n] g_l[p-l] x_i[n-p] = \sum_p h[p] x_i[n-p]$$

$$g(nT_s + \epsilon T_s) = \begin{cases} 1 & |n| > L \\ g(t) & |n| \leq L \end{cases}$$

$$h[n] = \{h[0], h[1], \dots, h[M-1]\}$$

그러나 $\epsilon \neq 0$ 이면 수신신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\hat{y}_i[n] = \sum_p h[p] x_i[n-p] \quad (10)$$

$$h[n] = \{h[-L], \dots, h[0], \dots, h[L+M-1], 0, \dots, 0_{N-2L-M}\}$$

따라서 샘플링된 수신신호는 채널의 임펄스 응답과 송·수신단 저역통과 필터를 포함하는 합성된 임펄스 응답과 송신 신호의 컨벌루션 결과임을 알 수 있다. 또한, 샘플링 위상 옵셋이 존재하는 경우에는 전체 합성된 임펄스 응답의 길이가 샘플링 위상 옵셋이 존재하지 않은 경우보다 $2L$ 샘플만큼 길어져 식 (6)의 관계가 더 이상 성립하지 않게 된다. 이 경우의 수신신호를 그림 3에 나타내었다. 그림 3으로부터 샘플링 위상 옵셋이 존재하지 않는 경우의 수신신호는 송신신호와 합성된 채널의 환형 컨벌루션으로 나타나지만, 샘플링 위상 옵셋이 존재할 경우에는 합성된 채널 통과후 위 환형 컨벌루션 부분중 일부가 선형 컨벌루션 부분으로 바뀌는 것을 알 수 있다. 그림 3에서 음영부분이 샘플링 위상 옵셋에 의해 환형 컨벌루션에서 선형 컨벌루션으로 바뀐 부분을 나타낸다. 이처럼 샘플링 위상 옵셋에 의해 발생한 데이터 구간의 선형 컨벌루션 왜곡으로 delay-rotor 특성이 성립하지 않아, 기존 방식에서는 주파수영역 위상 회전기를 사용하여 샘플링

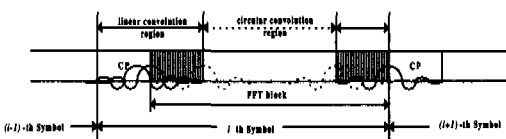


그림 3. 샘플링 위상 옵셋이 존재하는 경우의 수신 신호

위상 옵셋에 의한 왜곡을 완벽하게 보상할 수 없게 된다. 또한 비동기식 샘플링 방식에서는 샘플링 클럭을 제어하지 않기 때문에 매 심볼마다 데이터 구간의 선형 컨벌루션 왜곡이 발생하게 된다. 따라서 이런 문제점을 해결하기 위해 수신단에서 샘플링 위상 옵셋에 의해 왜곡된 데이터 구간을 환형 컨벌루션 영역화하는 비동기식 샘플링 방식을 제안한다. 제안된 방식은 적은 수의 cyclic prefix와 cyclic suffix를 사용하여 샘플링 위상 옵셋이 존재하더라도 원하는 데이터 구간내에서는 항상 환형 컨벌루션이 일어나도록 하여 delay-rotor 특성을 성립시킨다. 그림 4는 샘플링 위상 옵셋이 존재하더라도 제안된 방식에 의해 원하는 데이터 구간이 환형 컨벌루션화됨을 보여준다.

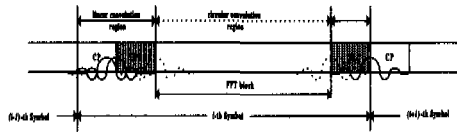


그림 4. 제안된 방식을 이용한 데이터 구간의 환형 컨벌루션

식(11)은 제안된 방식을 적용할 때의 송신 신호이다.

$$\tilde{x}_i[n] = \{x_i[N-N_{CP}-N_{CP2}, \dots, T, x_i[N-1], x_i[0], \dots, x_i[0], \dots, x_i[N-1], x_i[0], \dots, x_i[N_{CS}-1], \dots\} \quad (11)$$

여기서 N_{CP2} 와 N_{CS} 는 환형 확장된 cyclic prefix와 cyclic suffix의 샘플 수를 나타내며, 이때 $N_{CP2} = N_{CS} = L$ 이다. 식 (11)의 송신 신호로 구성된 $N \times N$ Toeplitz 행렬을 $T_{i,i-1}$ 라 하고, $N \times N$ 순환 행렬을 C_i 라 하면 다음 식이 성립한다.

$$y_i = T_{i,i-1} \tilde{x}_i = C_i h' \quad (12)$$

$$T_{i,i-1} = \begin{bmatrix} x_i^*[L] & \dots & x_i^*[0] & \dots & x_i^*[N-N_{CP}-N_{CP2}] & x_{i-1}^*[N-1] & \dots & x_{i-1}^*[N_{CP}+2L+1] \\ x_i^*[L+1] & \dots & x_i^*[1] & \dots & x_i^*[N-N_{CP}-N_{CP2}-1] & x_{i-1}^*[N] & \dots & x_{i-1}^*[N_{CP}+2L+2] \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_i^*[N_{CS}-1] & \dots & x_i^*[N-1] & \dots & \dots & \dots & \dots & x_i^*[L] \end{bmatrix}$$

$$C_i = \begin{bmatrix} x_i^*[L] & \dots & x_i^*[0] & \dots & x_i^*[N-N_{CP}-N_{CP2}] & x_i^*[N-N_{CP}-N_{CP2}-1] & \dots & x_i^*[L+1] \\ x_i^*[L+1] & \dots & x_i^*[1] & \dots & x_i^*[N-N_{CP}-N_{CP2}] & x_i^*[N-N_{CP}-N_{CP2}] & \dots & x_i^*[L+2] \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_i^*[L-1] & \dots & x_i^*[N-1] & \dots & \dots & \dots & \dots & x_i^*[L] \end{bmatrix}$$

제안된 방식에서는 샘플링 위상 옵셋이 존재할 경우에도 원하는 데이터 구간에서 환형 컨벌루션이 일어나도록 하여 delay-rotor 특성을 만족시킴으로써 시간영역에서의 샘플링 위상 옵셋에 의한 왜곡을 수신단의 주파수영역의 곱셈 왜곡으로 변환하여 주파수영역 위상 회전기로 완벽하게 보상할 수 있다.

IV. DMT 방식에서의 샘플링 주파수 옵셋 및 보상 기법

수신기의 ADC단을 통한 샘플링 시 샘플링 주파수를 결정하는 발진기의 특성이 이상적이지 못하여 송·수신단간의 샘플링 주파수가 일치하는 경우는 매우 드물다. 본 절에서는 샘플링 주파수 옵셋이 DMT 시스템의 디지털 수신기의 성능에 미치는 영향과 이를 보상하는 기존의 비동기식 샘플링 방식의 문제점을 분석하고 샘플링 주파수 옵셋에 의한 왜곡을 완벽하게 보상할 수 있는 비동기식 샘플링 방식을 제안한다.

샘플링 주파수 옵셋은 송·수신단 간의 샘플링 클럭 주파수가 일치하지 않아 발생하게 되며 이에 의한 타이밍 오류는 최저 샘플링 지점과 수신단 샘플링 지점 사이의 오차로 본 논문에서는 i 번째 심볼의 n 번째 샘플의 타이밍 오류와 그 추정치를 각각 D_i^* 과 \hat{D}_i^* 로 정의한다. 또한 송신단 샘플링 주기 T_s 로 정규화된 ΔT 를 $\tau_s (= \Delta T/T_s)$ 로 정의하고 이를 정규화된 샘플링 주파수 옵셋이라고 정의한다. 수신단에서 샘플링 주기 $T_r = T_s \pm \Delta T_s$ 인 경우 샘플링 시간 $t = iT_{sym} + nT_s$ 에 샘플링된 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다^{[10][12][13]}.

$$\begin{aligned}
 y_i[n] &= \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k]H[k]e^{j2\pi\frac{kn}{N}\left(\frac{T_s}{T_r}\right)} \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k]H[k]e^{j2\pi\frac{kn}{N}(1+\tau_s)} \\
 &\quad , -N_{CP} \leq n \leq N-1
 \end{aligned} \tag{13}$$

식 (13)을 FFT하여 복조된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 Y_i[m] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k]H[k]e^{j2\pi\frac{kn}{N}(1+\tau_s)} e^{-j2\pi\frac{nm}{N}} \\
 &= \frac{1}{N} X_i[m]H[m] \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{nm}{N}\tau_s} + ICI_m
 \end{aligned} \tag{14}$$

위 식으로부터 샘플링 주파수 옵셋에 의해 곱셈 왜곡과 채널간 간섭(interchannel interference: ICI)이 발생하게 되며, 이는 일반적인 채널 추정기법과 등화기법에 의해 보상할 수 없음을 알 수 있다. 비동기식 샘플링 방식에서는 샘플링 주파수 옵셋을 보상하기 위해 직접 샘플링 클럭을 제어할 수 없으므로 샘플링 주파수 옵셋을 디지털 영역에서 추정 한 후 이를 바탕으로 주파수영역 보상기법 또는 시

간/주파수 혼성영역 보상기법을 적용한다[12].

DMT 방식에서 샘플링 주파수 옵셋은 주파수영역에서 추정할 수 있다. 이 기법은 송신단에서 동일한 두 DMT 심볼을 전송한 후, 수신단에서 복조된 두 DMT 심볼 사이의 상관을 취해, 이 상관 값의 주파수 성분의 차이를 구하여 샘플링 주파수 옵셋을 추정한다. 즉, 샘플링 주파수 옵셋은 수신된 첫 번째 혼련심볼(Y_1)과 두번째 혼련심볼(Y_2)사이의 첫번째 부채널에서의 위상 회전 정도 또는 m 번째 부채널에서 위상 회전정도의 $1/m$ 배한 값으로 다음 식으로부터 추정할 수 있다.

$$\hat{\tau}_s = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{m \in S} \angle(Y_{1,m}^* Y_{2,m}) |Y_{1,m}^* Y_{2,m}|^2 m}{\sum_{m \in S} |Y_{1,m}^* Y_{2,m}|^2 \cdot m^2} \tag{15}$$

여기서 *는 공액복소수, m 은 부채널 인덱스, $S = \{1, 2, 3, \dots, W\}$ 는 부채널 인덱스의 집합을 나타낸다^[14].

송·수신간에 샘플링 주파수 옵셋이 존재할 경우 시간이 지남에 따라서 타이밍 오류 D_i^* 이 증가하게 된다. DMT 방식에서는 샘플링 주파수 옵셋에 의해 수신된 DMT 심볼 주기동안 $N_{sym} + 1$ 개 혹은 $N_{sym} - 1$ 개의 샘플을 취하게 되는 1샘플 삽입($\Delta f > 0$) 혹은 누락($\Delta f < 0$) 현상이 발생하게 되어, 다음 심볼부터 ± 1 샘플 크기의 FFT 윈도우 위치 옵셋이 추가적으로 발생하게 된다. 따라서 추가적인 FFT 윈도우 위치 옵셋이 발생하지 않도록 추정된 타이밍 오류값을 이용하여 DMT 심볼주기내에서 1샘플 누락(skip)시키거나($\Delta f < 0$) 복제(duplicate)하는 과정($\Delta f > 0$)이 주기적으로 필요하다. 즉, D_i^* 이 시간에 따라 선형적으로 증가 혹은 감소하여 1샘플을 벗어나게 될 때 $\hat{\Delta}_i, -\hat{\Delta}_{i-1} = +1$ 이면 i 번째 심볼의 보호구간내 1샘플을 버리고 $\hat{\Delta}_i - \hat{\Delta}_{i-1} = -1$ 이면 i 번째 심볼의 보호구간내 1샘플을 복제하여 송신된 DMT 심볼구간 이내로 수신된 DMT 심볼구간을 맞추어 주어 각 샘플의 타이밍 오류값이 1샘플 미만이 되게 한다. 여기서 $\hat{\Delta}_i$ 은 i 번째 심볼주기동안의 추정된 타이밍 오류값 D_i^* 의 정수부분을 나타내고 \hat{D}_i^* 의 소수부분은 다음에 기술하는 방식에 의해 보상할 수 있다^[12].

송·수신단간에 샘플링 주파수 옵셋이 존재하는 경우 skip/duplicate 과정을 거친 후 한 DMT 심볼에 걸쳐서 추정된 타이밍 오류값을 각 샘플의 평균

적인 타이밍 오류값으로 간주 하여, 서로 다른 타이밍 오류를 가진 신호에 대하여 동일한 값을 주파수 영역 위상회전기로 보상하는 주파수영역 보상 방식을 사용할 수 있다. 주파수영역 보상방식은 구성이 간단하고 오버샘플링(Oversampling)을 할 필요가 없으나 DMT 심볼내의 모든 샘플에 대해 동일한 타이밍 오류를 가정함에 의해 샘플링 주파수 읍셋에 의한 채널간 간섭을 제거할 수 없다. 그러므로 이 방식은 샘플링 주파수 읍셋이 작은 경우에 적용이 가능하며 송·수신단에서 비교적 정확한 XO가 필요하다.

비용이 저렴한 XO를 사용하는 경우에는 샘플링 주파수 읍셋이 증가하게 되므로 주파수영역 보상만으로는 신호의 왜곡을 보상할 수 없다. 이 경우 이산 시간영역에서 FIR 보간기를 추가로 이용하는 시간/주파수 혼성영역 보상 기법을 적용할 수 있다. 전술한 바와 같이 우선적으로 추정된 샘플링 주파수 읍셋 값을 사용하여 추가적인 FFT 위치 읍셋이 발생하지 않도록 1샘플을 버리거나 복제하는 과정(skip/duplicate)을 수행하여 한 블록내에 N_{sym} 개의 샘플이 위치하도록 한다. 이 결과 각 샘플에 대한 타이밍 오류값이 1샘플 미만이 된다. 그 후 이산 시간영역에서 FIR 보간기를 사용하여 DMT 심볼의 중심에 위치한 샘플을 기준으로 좌(우) 샘플들을 추정된 샘플링 주파수 읍셋값에 의한 타이밍 오류 증가분 $n\Delta\hat{T}$, $n \in [1, N/2]$ ($-n\Delta\hat{T}$, $n \in [1, N/2]$)만큼 정정하여 송·수신단의 샘플링 주기를 같게 한다. 정정된 샘플들은 DMT 심볼내 모든 샘플에 동일하게 존재하는 타이밍 오류값($\hat{\rho}$)을 가지고 있으며

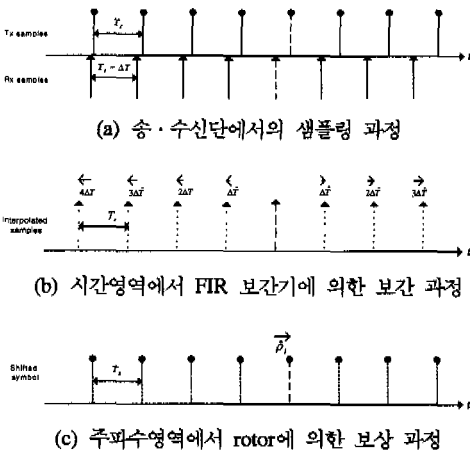


그림 5. 시간/주파수 혼성영역 보상 방식을 이용한 타이밍 오류 정정

이는 주파수영역 위상 회전기를 사용해 보상할 수 있다. 그림 5는 시간/주파수 혼성영역 보상 방식에 의한 정정과정을 간략하게 나타낸 것이다^[12].

일반적으로 FIR 보간기에서는 보상되어야 될 신호사이의 간격이 넓을수록 더 많은 탭이 요구되고 계산량이 많아지며, 신호의 주파수에 비례하여 높은 주파수의 부채널에서 더 많은 성능 감쇄가 발생한다. 계산량과 하드웨어 구현 측면에서 성능은 다소 떨어지지만 farrow 구조를 가지는 다항 보간기를 사용하여 쉽게 구현할 수 있다. 그림 6은 이산 시간영역에서 보간기 설계를 위해 사용할 수 있는 farrow 구조를 가지는 다항 보간기의 임펄스 응답과 주파수영역 전달함수의 예를 보여주고 있다. 다항 보간기의 차수가 높을수록 주파수영역 통과대역에서 크기 왜곡이 없는 부분이 넓어지는 것을 관찰할 수 있다^[15].

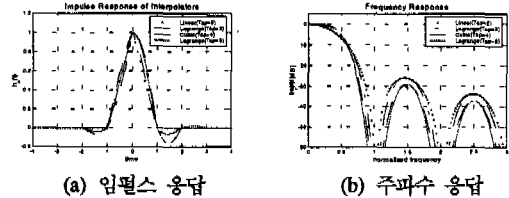


그림 6. 다항 보간기

이러한 시간/주파수 혼성영역 보상방식을 사용할 경우 이산 시간영역에서 타이밍 오류 증가분을 보간 후 주파수영역에서 보상해야 할 타이밍 오류값은 전 절에서 기술한 샘플링 위상 읍셋과 같게 된다. 전 절에서 기술한 바와 같이 타이밍 오류가 존재하는 경우 저역통과 필터를 통과하여 수신된 신호는 delay-rotor 특성이 훼손되어 샘플링 주파수 읍셋에 의한 영향을 완벽히 보상할 수 없다.

따라서 이 문제점을 해결하기 위해 샘플링 주파수 읍셋에 의한 타이밍 오류 증가분은 시간영역에서 정정하고, 보상 후 남아 있는 샘플 타이밍 오류값을 전 절에서 제안한 샘플링 위상 읍셋 보상방식을 적용하여 보상하는 개선된 혼성영역 보상 방식을 제안한다. 개선된 혼성영역 보상 방식은 우선적으로 skip/duplicate 과정을 거쳐 추가적인 FFT 위치 읍셋이 발생하지 않도록 하고, 이산 시간영역에서 FIR 보간기로 타이밍 오류 증가분을 보간한 후 남아있는 타이밍 오류값을 주파수영역에서 보상하기 위해 데이터 구간을 환형 컨벌루션화 시킨다. 즉, 보간 후 남아 있는 타이밍 오류값은 샘플링 위상

오프셋과 같게 되므로 전 절에서 제안한 데이터 구간
의 환형 컨벌루션화로 delay-rotor 특성을 성립시켜
주파수영역 위상 회전기의 보상 성능을 향상시킨다.

DMT 기반의 xDSL 시스템의 디지털 수신기에서
샘플링 위상 오프셋과 샘플링 주파수 오프셋이 동시에
존재할 경우 타이밍 오류값은 다음과 같이 주어진다.

$$e_i^n = D_i^n + \epsilon \quad (16)$$

타이밍 오류에 의한 왜곡은 그림 7에서 보여주는
비동기식 샘플링 방식을 적용하여 보상할 수 있다.
먼저 대역제한된 입력신호는 ADC단에서 자유샘플
링 되며, 이 때 왜곡된 신호의 타이밍 오류를 보상
하기 위해 먼저 주파수영역에서 샘플링 위상 오프셋
및 샘플링 주파수 오프셋을 식 (15)을 이용하여 추정
한다. 추정된 샘플링 위상 오프셋값과 샘플링 주파수
오프셋값을 사용하여 식 (16)의 타이밍 오류값을 추정
한다. 추정된 오류값(\hat{e}^n)을 이용하여 추가적인
FFT 위치 오프셋이 발생하지 않도록 skip/duplicate
과정을 수행하여 심볼내 각 샘플에 대한 타이밍 오
류값($\Delta \hat{e}^n = \hat{e}^n - \hat{\Delta}$)이 1샘플 미만이 되도록 한
다. 그 후 이산 시간영역에서 FIR 보간기를 사용해
DMT 심볼의 중심에 위치한 샘플을 기준으로 좌우
샘플들을 샘플 타이밍 오류증가분만큼을 각각 정정
한다. 보간 후 삽입한 CS, CP2를 제거하고 FFT를
사용하여 복조한다. 복조 후 DMT 심볼내 모든 샘
플에 동일하게 남아있는 타이밍 오류값($\hat{\rho}_i + \hat{\epsilon}$)을
주파수영역 위상 회전기를 사용해 보정한다. 여기서
주파수영역 위상 회전기는 제안된 CS, CP2에 의해
데이터 구간이 항상 환형 컨벌루션내에 위치하여
delay-rotor 특성이 만족되어 보상성능이 크게 향상
된다. 또한 채널 추정 및 주파수영역 동기화의 성능
이 향상되어 타이밍 오류에 대한 왜곡을 완벽하게
보상할 수 있다.

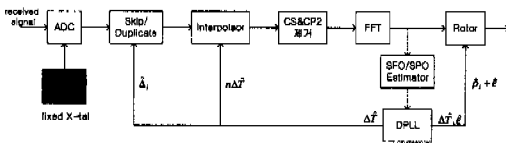


그림 7. 제안된 혼성영역 보상 방식의 블록도

V. DMT 방식에서의 시간영역 비동기식 샘플링 방식

DMT 기반의 xDSL 시스템에서는 샘플링 위상

오프셋 및 샘플링 주파수 오프셋에 의한 타이밍 오류를
delay-rotor 특성을 이용하여 주파수영역 위상 회전
기에 의해 보상한다. 그러나 타이밍 오류가 발생할
경우에는 저역통과 필터에 의해 delay-rotor 특성이
성립하지 않아 주파수영역 위상 회전기에 의한 보
상성능이 저하된다. 전 장에서는 CS와 CP2를 사용
하여 DMT 심볼의 데이터 구간을 환형 컨벌루션시
킴으로써 delay-rotor 특성을 만족시켜 보상성능을
향상시켰으나, 본 장에서는 추가의 오버헤드를 사용
하지 않고 skip/duplicate 과정과 보간기만으로 타이
밍 오류를 보상할 수 있는 시간영역 보상 방식을
사용한 비동기식 샘플링 방식을 제안한다.

그림 8은 제안된 시간영역 보상 방식의 블록도를
나타낸다. 수신단의 입력 신호 $x(t)$ 의 샘플링 된 신
호는 샘플링 위상 오프셋 $\hat{\epsilon}$ 이 존재하는 경우에
 $x(nT_s + \hat{\epsilon}T_s)$ 로 주어진다. 여기서 $x(t)$ 는 대역제한
되어 있어 샘플링에 의한 에일리어싱이 발생하지
않는다고 가정한다. 샘플링된 신호가 FIR 보간기를
통과하면 출력 신호는 다음과 같이 주어진다^[13].

$$r(qT_s) = \sum_n x(nT_s + \hat{\epsilon}T_s) h_f(qT_s - nT_s - \hat{\epsilon}T_s) \quad (17)$$

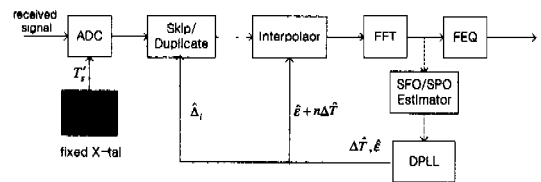


그림 8. 제안된 시간영역 보상 방식의 블록도

위 식에서 $h_f(t)$ 는 보간필터의 임펄스 응답을 나
타낸다. 이 때의 출력 $r(qT_s)$ 은 타이밍 파라미터
(qT_s, nT_s)를 이용하여 디지털 영역에서 계산된
다. 본 절에서는 식 (17)에서 사용한 인덱스 대신
다음에 정의한 정규화된 인덱스를 사용한다.

$$\begin{aligned} j &= \lfloor qT_s/T_s \rfloor - n \\ m_q &= \lfloor qT_s/T_s \rfloor + \hat{\epsilon}T_s/T_s \\ \mu_q &= qT_s/T_s - m_q \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 n 은 입력신호의 인덱스이고, j 는 보간 필
터의 인덱스를 나타낸다. 또한 $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 x 를 넘지 않
는 최대의 정수를 나타내며 m_q 는 기본점 인덱스,
 μ_q 는 보간기를 제어하는 값을 나타낸다. 위 정의에
서 알 수 있듯이 μ_q 는 타이밍 오류가 존재하는 경
우 각 샘플이 가지고 있는 식 (16)의 타이밍 오류

값과 같다. 식 (17)을 식 (18)의 인덱스를 사용하여 표시하면 다음과 같다.

$$r(qT_s) = r[(m_o + \mu_o)T_s] \tag{19}$$

$$= \sum_{j=1}^{L_1} y[(m_o - j)T_s] h_A[j + \mu_o)T_s]$$

위 식은 샘플링 위상 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋을 동시에 보상할 수 있는 보간기의 기본 식으로서 이 경우 필요한 보간 필터의 탭수는 $J_1 - J_2 + 1$ 개이다. 샘플링 된 신호는 각 샘플이 가지고 있는 타이밍 오류 값(μ_o)만큼 보간기를 통하여 정정되어 원 신호로 복원된다. 샘플링 주파수 옵셋이 존재할 경우 값은 시간에 따라 + 방향($\Delta f > 0$) 또는 -방향($\Delta f < 0$)으로 선형적으로 증가하게 되므로 DMT 방식 복조과정에서 추가적인 FFT 위치 옵셋이 발생하게 된다. 따라서 제안된 시간영역 비동기식 샘플링 방식에서는 추가적인 FFT 위치 옵셋을 보상하기 위하여 $|\mu_o| = 0.5T_s$ 인 경우에 1샘플을 버리거나 복제하는 과정을 수행한다. 이 과정은 앞에서 설명한 skip/duplicate 과정과는 다르게 샘플링 주파수 옵셋이 $\Delta f > 0$ 인 경우에는 1샘플을 버리고 $\Delta f < 0$ 인 경우에는 1샘플을 복제하여 블록 내 N_{sym} 개의 샘플을 위치시킨다. 이 과정은 주기적으로 수행되어 μ_o 값이 정규화된 샘플링 주파수 옵셋 값에 의하여 ± 0.5 범위 내에서 반복적으로 변하게 된다. 그림 9는 skip/duplicate 과정과 보간기를 사용하여 샘플링 위상 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋을 보상하는 시간영역 비동기식 샘플링 과정을 보여준다. 그림 10은 샘플링 위상 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋이 동시에 존재하는 경우 시간에 따라 변화하는 μ_o 값을 보여준다.

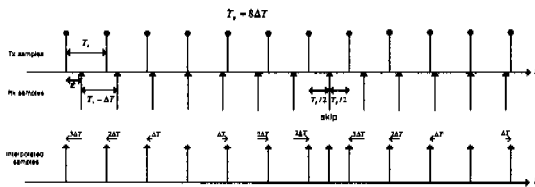


그림 9. 제안된 시간영역 보상기법을 사용한 타이밍 오류 정정

VI. 모의 실험

본 장에서는 샘플링 위상 옵셋을 보상하기 위한 제안된 비동기식 샘플링 방식을 DMT 기반의

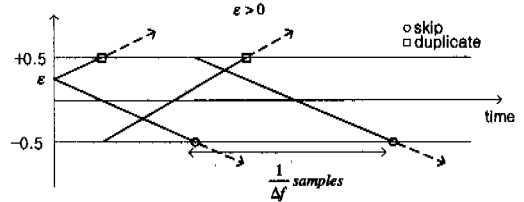


그림 10. 시간에 따라 변하는 μ_o 값

ADSL 시스템의 디지털 수신기에 적용하여 그 성능을 분석하고 이를 기존의 방식과 비교하여 성능을 확인한다.

모의실험을 위해 FFT의 크기 $N=512$, 보호 구간의 길이 $N_{CP}=32$ 를 사용하였다. 송·수신단 저역 통과 필터 $g(t) = g_T(t) * g_R(t)$ 는 상승 코사인 필터를 사용하였다. 그림 11은 roll-off 인자가 0.2인 상승 코사인 필터의 시간영역 임펄스 응답과 주파수 영역 전달함수를 각각 나타낸다. 타이밍 오류가 존재할 경우 합성된 채널 $h[n]$ 의 길이는 상승 코사인 필터의 시간영역 임펄스 응답($2L$) 샘플만큼 길어지게 되므로 본 모의실험에서는 환형 컨벌루션화를 위해 사용하는 N_{CR2} 와 N_{CS} 의 길이 L 을 7로 하였다. 이 경우 roll-off 부분에 해당하는 부반송파는 delay-rotor 특성이 성립하지 않게 된다. 본 ADSL 시스템에서 사용하는 부반송파의 개수는 255이므로 roll-off 부분에 해당하는 부반송파의 개수는 $255 \times 0.2 \approx 52$ 이다. 그리고 타이밍 오류에 의한 현상을 자세히 살펴보기 위해 입력신호는 채널의 SNR에 따라 비트를 할당하지 않고 모든 부채널에 16-QAM 변조된 신호를 할당하였다. 모의실험에 사용된 주파수영역 등화기의 계수값은 임의의 훈련신호를 전송한 후 최소제곱기준(least square criterion)을 사용하여 추정하였다.

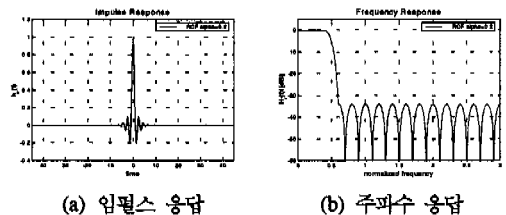


그림 11. 상승 코사인 필터 (roll-off factor = 0.2)

그림 12는 정규화된 샘플링 위상 옵셋만 존재할 경우 샘플링 위상 옵셋 보상 방식에 따른 수신 심볼의 정상도를 나타낸다. 그림의 좌측은 정규화된 샘플링 위상 옵셋이 0.2인 경우를 나타내고, 우측은

0.4인 경우를 나타낸다. 그림 12(a)는 기존의 샘플링 위상 옵셋 보상방식을 적용한 경우의 수신 심볼을 나타내며, 이 경우 delay-rotor 특성이 성립하지 않아 주파수영역 위상 회전기에 의한 성능 향상에 한계가 있음을 알 수 있다. 그림 12(b)는 제안된 샘플링 위상 옵셋 보상방식을 적용한 경우의 결과로써 데이터 구간의 환형 확장이 이루어져 주파수영역 위상 회전기로 샘플링 위상 옵셋에 의한 왜곡을 완벽히 보상하는 것을 알 수 있다.

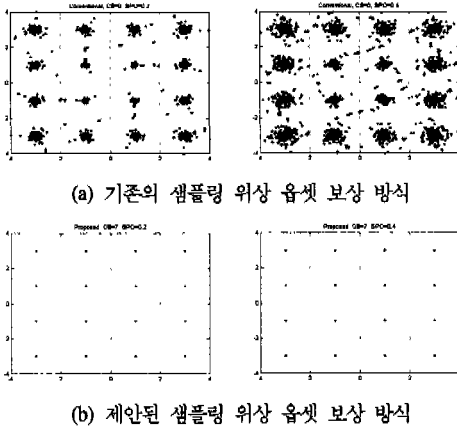


그림 12. 샘플링 위상 옵셋만 존재하는 경우 비동기식 샘플링 방식의 성능 비교

그림 13은 정규화된 샘플링 주파수 옵셋(SFO = 100 ppm)이 존재하는 경우 이를 보상하기 위해 기존 방식과 제안된 방식을 적용하였을 때 수신 심볼의 정상도를 보여준다. 여기서 적용한 혼성영역 비동기식 샘플링 방식에서는 50 램의 이상적인 보간기를 사용하였다. 그림 13(a)는 샘플링 주파수 옵셋 보상방식을 적용하지 않은 결과로써 샘플링 주파수 옵셋의 영향으로 수신심볼이 크게 왜곡됨을 알 수 있다. 그림 13(b), (c), (d)에서는 추가적인 FFT 위치 옵셋이 발생하지 않도록 skip/duplicate 과정을 모두 수행하였다. 그림 13(b)는 기존의 주파수영역 보상방식을 적용한 경우의 결과로써 채널간 간섭과 delay-rotor 특성의 훼손으로 보상 성능이 크게 저하됨을 알 수 있다. 그림 13(c)는 시간주파수 혼성영역 보상 방식을 적용한 경우의 결과로써 보간기로 인해 채널간 간섭은 감소했으나 여전히 delay-rotor 특성이 성립하지 않아 보상 성능이 저하됨을 알 수 있다. 그림 13(d)는 본 논문에서 제안한 개선된 시간주파수 혼성영역 보상 방식을 적용한 경우의 결과로 보간기를 사용하여 채널간 간섭을 감소시켰을 뿐만 아니라, 데이터 구간의 환형 컨벌루션화로

delay-rotor 특성을 성립시켜 주파수영역 위상 회전기의 보상 성능을 향상시킴으로써 전체적으로 샘플링 주파수 옵셋에 의한 왜곡을 크게 보상하였다.

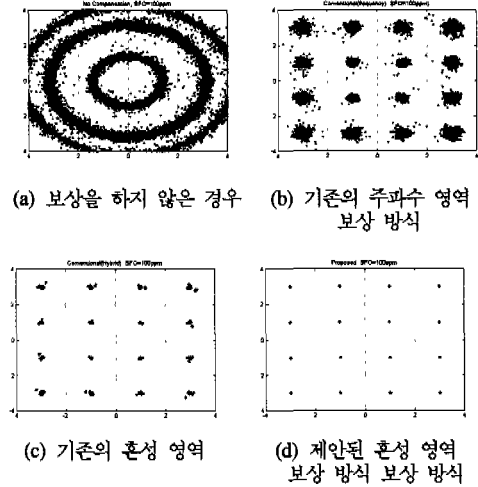


그림 13. 샘플링 주파수 옵셋만 존재하는 경우 비 동기식 샘플링 방식의 성능 비교

그림 14는 정규화된 샘플링 위상 옵셋(SPO=0.4)과 샘플링 주파수 옵셋(SFO=100 ppm)이 동시에 존재하는 경우 비동기식 샘플링 방식에 따른 타이밍 오류 정정능력을 보여준다. 앞의 결과와 마찬가지로 샘플링 위상 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋이 동시에 존재하는 경우에도 수신신호의 왜곡을 제안된 비동기식 샘플링 방식(개선된 혼성영역)에 의해 완벽하게 보상할 수 있음을 알 수 있다.

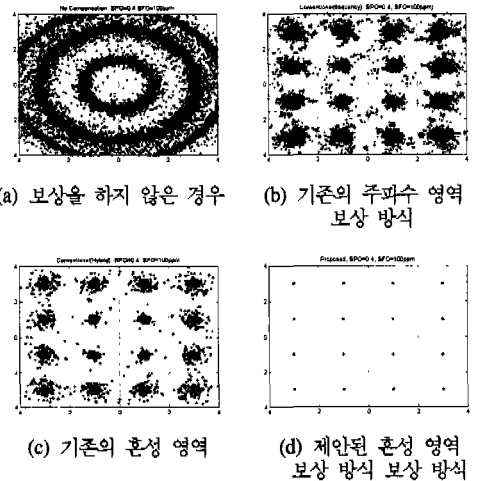


그림 14. 샘플링 위상 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋 이 동시에 존재하는 경우 비동기식 샘플링 방식의 성능 비교

그림 15는 실제 보간기의 구현을 고려하여 보간기의 탭수를 크게 감소하여 적용하였을 경우 비동기식 샘플링 방식의 성능을 보여준다. 이 그림은 정규화된 샘플링 위상 오프셋(SPO=0.4)과 샘플링 주파수 오프셋(SFO=100 ppm)이 동시에 존재하는 경우 5탭을 갖는 farrow 구조의 보간기를 적용한 경우 기존 방식과 제안된 방식의 성능을 보여준다. 탭 수의 감소로 인하여 그림 14(c), (d)의 결과에 비해 전체적으로 성능이 저하되지만 제안된 방식이 기존 방식보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다.

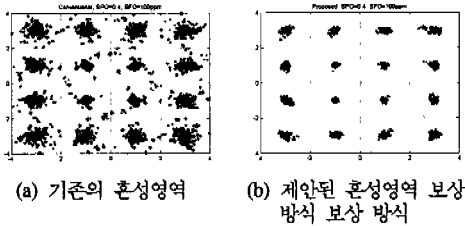


그림 15. 다항 보간기를 사용한 경우 비동기식 샘플링 방식의 성능 비교

그림 16은 부가적인 환경확장을 사용하지 않고 정규화된 샘플링 위상 오프셋(SPO=0.4)과 샘플링 주파수 오프셋(SFO=100ppm)을 시간영역에서 보상할 수 있는 제안된 시간영역 비동기식 샘플링 방식의 성능을 보여준다. 여기서는 이상적인 FIR 보간기와 주파수영역 동화기를 가정하였다. 그림 16(a)는 타이밍 오류를 보상하지 않은 경우의 결과로써 타이밍 오류의 영향으로 수신심볼이 크게 왜곡됨을 알 수 있다. 그림 16(b)에서는 추가적인 FFT 위치 오프셋이 발생하지 않도록 V장에서 설명한 방식으로 skip/duplicate 과정을 수행하고 제안된 시간영역 보상방식을 이용한 경우의 수신심볼을 나타낸다. 제안된 시간영역 비동기식 샘플링 방식 또한 개선된 시간/주파수 혼성영역 보상방식과 유사한 타이밍 오류 정정능력을 가짐을 알 수 있다.

위의 결과로부터 DMT 기반의 ADSL 시스템의 디지털 수신기에서 샘플링 위상 오프셋 및 주파수 오프셋이 존재할 경우 수신기의 성능에 미치는 영향을 제안된 비동기식 샘플링 방식을 사용하여 완전 디지털 영역에서 우수한 성능으로 정정할 수 있음을 확인할 수 있다. 그러나 기존의 주파수영역 보상기법을 사용하는 경우에는 효율성이 $512/(512+32)=94.1\%$ 인데 비해 부가적인 환경 확장을 사용한 제안된 방식의 경우에는 $512/(512+32+14)=91.8\%$ 으로 성능면에서는 제안된 방식이 우수하나, 효율성면에서는

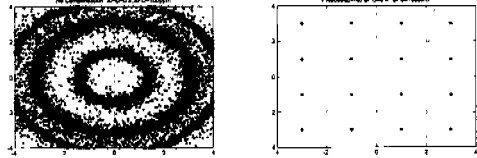


그림 16. 제안된 시간영역 비동기식 샘플링 방식의 성능 비교

약간 떨어지는 단점이 있다.

또한 샘플링 위상 오프셋과 샘플링 주파수 오프셋을 보상하기 위하여 추가적인 환경 확장을 사용하지 않고 타이밍 오류를 시간영역에서만 보상할 수 있는 시간영역 비동기식 샘플링 방식을 DMT 기반의 ADSL 시스템의 디지털 수신기에 적용하여 그 성능을 분석하고 성능을 확인하였다. 이 방식은 많은 수의 탭을 요구하는 이상적인 보간기를 필요로 하는 단점이 있으나 오버샘플링을 통해 탭 수를 감소시킬 수 있다.

VII. 결론

본 논문에서는 DMT 기반의 xDSL 시스템의 수신단에서 발생하는 타이밍 오류를 보상하기 위한 개선된 혼성영역 보상방식과 시간영역 보상방식을 사용한 비동기식 샘플링 방식을 제안하였으며 ADSL 시스템 환경 하에서 기존의 방식과 성능을 비교 확인하였다. 타이밍 오류가 존재하는 경우 저역통과 필터에 의해 훼손되는 delay-rotor 특성을 데이터 구간의 환경 컨벌루션화에 의해 만족시킴으로써 제안된 방식으로 왜곡된 신호를 완벽하게 보상할 수 있었다. 또한 제안된 방식을 사용할 경우 데이터구간의 환경 컨벌루션화를 보장할 수 있으므로 혼련 신호를 사용하여 채널 값을 올바르게 추정하여 주파수영역 동화기를 구성할 수 있는 장점이 있다. 부가적인 환경확장을 사용하지 않고 시간영역에서 skip/duplicate 과정과 보간기만을 이용한 시간영역 비동기식 샘플링 방식을 제안하였고 이 경우 타이밍 오류를 우수하게 보상할 수 있음을 모의실험을 통하여 확인하였다. 제안된 비동기식 샘플링 방식은 이상적인 상황, 즉 많은 탭 수와 비트 수를 사용할 경우에는 우수한 성능을 보이나 계산량 감소를 위하여 탭 수 또는 비트 수를 감소시킬 경우에는 성능이 급격히 감소하여 이에 대한 연구가 추후 필요하다. 본 논문에서는 제안된 방식을 ADSL 환경에만 적용하였으나, DMT 기반의 VDSL 시스템

이나 OFDM 기반의 무선 전송 시스템의 비동기식 샘플링에 동일하게 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

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

[2] J. M. Cioffi, *Understanding Digital Subscriber Line Technology*, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ 07458, 1999.

[3] American National Standards Issue, T1.413-95, *Asymmetric Digital Subscriber Line(ADSL) Metallic Interface*, 1995.

[4] American National Standards Issue, T1E1.4/95-117R4, *Very high-speed digital subscriber lines: system requirements*, Jan. 1996.

[5] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 17-25, Mar. 1990.

[6] K. Maxwell, "Asymmetrical digital subscriber line: interim technology for the next forty years," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 24, no. 10, pp. 10-106, Oct. 1996.

[7] 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.*, pp. 72-79, Apr. 1999.

[8] B. R. Saltzberg, "Comparison of single carrier and multitone digital modulation for ADSL applications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 11, pp. 114-121, Nov. 1998.

[9] T. Pollet, P. Spruyt, and M. Moeneclaey, "The BER Performance of OFDM Systems using Non-Synchronized Sampling," *Proc. GLOBE-COM '94*, San Francisco, CA, pp. 253-257, Dec. 1994.

[10] F. M. Gardner, "Interpolation in digital modems-Part I: fundamentals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 501-507, Mar. 1993.

[11] L. Erup, F. M. Gardner, and R. Harris, "Interpolation in digital modems-Part II:

Implementation and Performance," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 998-1008, June 1993.

[12] T. Pollet and M. Peeters, "Synchronization with DMT Modulation," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 80-86, Apr. 1999.

[13] M. Speth, S. A. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-Part I", *IEEE Ttrans. Commun.*, vol. 47, no. 11, pp. 1668-1677, Nov. 1999.

[14] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Low-overhead, low-complexity burst synchronization for OFDM," *in Proc. ICC*, pp. 1301-1306, June 1996.

[15] H. Meyr, M. Moenclaey, and S. A. Fechtel, *Digital Communication Receivers*, John & Sons, Inc. 1998.

이 미 현(Mi Hyun Lee)

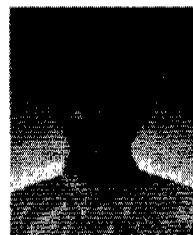
정회원

1998년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 졸업

1999년 3월~현재 : 중앙대학교 전자공학과 석사과정
<주관심 분야> 디지털 신호처리, 디지털 통신 시스템

백 종 호(Jong Ho Paik)

정회원



1994년 8월 : 중앙대학교

전기공학과 졸업

1997년 2월 : 중앙대학교

전기공학과 석사

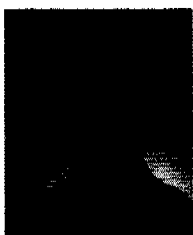
1997년 3월~현재 : 전자부품

연구원 선임연구원

<주관심 분야> xDSL 시스템, 무선 PAN 통신 시스템, D-TV 기술

유 영 환(Young Hwan You)

정회원



1993년 2월 : 연세대학교

전자공학과 졸업

1995년 2월 : 연세대학교

전자공학과 석사

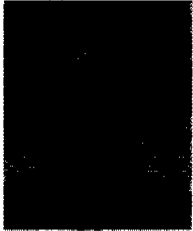
1999년 2월 : 연세대학교

전자공학과 박사

1999년 3월~현재 : 전자부품연구원 선임연구원

<주관심 분야> xDSL 시스템, 무선 PAN 통신 시스템, SDR 기술

조진웅(Jin Woong Cho) 정회원



1986년 2월 : 광운대학교
전자통신공학과 졸업
1997년 2월 : 광운대학교
전자통신공학과 석사
1999년 8월 : 광운대학교
전자통신공학과 박사수료

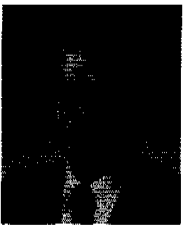
1989년 8월~1993년 6월 : 동양정밀(OPC) 중앙연구소

1999년 1월~1999년 12월 : (日本) Electrotechnical Lab. (電子總合技術研究所) STA Fellow 초빙연구원

1993년 7월~현재 : 전자부품 연구원 책임연구원

<주관심 분야> Multicarrier 통신 시스템, 무선 PAN 통신 시스템

조용수(Yong Soo Cho) 정회원



1984년 2월 : 중앙대학교
전자공학과 학사
1987년 2월 : 연세대학교
전자공학과 석사
1991년 5월 : The University
of Texas at Austin, Dept.
of Electrical and
Computer Eng. (Ph.D)

1984년 : 금성 전기(주) 연구원

1992년 3월~현재 : 중앙대학교 전자공학과 교수

<주관심 분야> 고속 유·무선 모델, OFDM/DMT 모델, 고속 무선 LAN/xDSL 모델 설계