

DMT 방식을 이용한 VDSL시스템의 동기

학생회원 최 병 익*, 우 정 수**, 정회원 임 기 홍**

Synchronization for VDSL system using DMT

Byung-ik Choi*, Jung-Soo Woo** *Student Members*, Gi-Hong Im** *Regular Members*

요 약

DMT 방식의 송·수신기는 파일럿 채널의 페이즈 정보를 이용하여 샘플동기를 맞추게 된다. 파일럿 채널의 페이즈 값은 심볼 단위로 행해지는 FFT 결과에서 구할 수 있으므로, 심볼동기를 샘플동기 이전에 맞추어 주어야 한다. DMT VDSL시스템의 경우, 심볼 내의 반복되는 구간사이의 상관성을 통해서 심볼동기를 구할 수 있게 된다. 수신신호의 부호를 기본으로 한 최우도 추정함수를 사용하여 심볼동기를 구하는 기법에 대해 제안하였으며, Tx 윈도우에 의해, 심볼동기의 추정값이 잡음에 민감해지는 것을 막기 위해 가중합을 적용한 추정 방법을 제안하였다. 송·수신기 사이에 샘플링 클럭 오프셋이 존재할 경우, 샘플동기를 위해 디지털 영역에서 샘플링 클럭 오프셋을 보정해주는 기법을 제안하였다.

ABSTRACT

A DMT transceiver recovers the sampling time from reserved sub-carriers, the pilots. Since the pilots are available after the FFT, the symbol synchronization must be done before sample synchronization. In DMT VDSL system, symbol synchronization is handled separately from sample synchronization, although the two processes are intimately related. The DMT symbol itself contains sufficient information, the cyclic extension, for symbol synchronization. Using only the sign bit of received signal, the Maximum Likelihood Estimation solution is derived. The Tx windowing in the transmitter of DMT VDSL system results in the blurring of MLE peaks. We propose the weighted summing MLE method using the sign bit which produces the clearly sharp top of MLE peaks. The stability of symbol synchronization is improved significantly by averaging over a few symbols. This paper presents the study of the original MLE and the weighted summing MLE using sign bit. A clock difference between transmitter and receiver destroys the orthogonality of the carriers. Therefore, a receiver using asynchronous sampling must perform timing correction in the discrete-time domain. We introduce an efficient digital sample synchronization method which is based on temporal and frequency domain digital signal processing.

1. 서 론

전화선로를 이용하여, 고속 데이터 통신이 가능한 DSL(Digital Subscriber Line) 시스템은 경제적인 망구축을 할 수 있으며, 기존 모뎀과는 다르게 전화와 데이터 통신을 동시에 사용할 수 있는 장점이 있다. DSL 시스템은 최근의 인터넷 인구의 급증으로 인해 주목 받고 있으며 현재 서비스 되고 있는

ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line) 은 최대 8 Mb/s 의 데이터 통신을 지원하고 있다. 최근에는 데이터 전송 속도를 수 십 Mb/s 까지 높일 수 있는 고속 전송 시스템인 VDSL(Very high-speed Digital Subscriber Line) 시스템에 관한 연구와 표준화가 활발히 진행되고 있다. VDSL 시스템은 전화국과 가입자간의 거리가 짧고 가입자가 밀집된 지역에 서비스 되며, 앞으로 보편화 될 FTTC

* 한국전산원 국가정보화센터 (bichoi@nca.or.kr),
논문번호 : 020029-0123, 접수일자 : 2002년 1월 22일

** 포항공과대학교 전자전기공학과 통신연구실

* 본 연구는 1999년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었습 (KRF-1999-041-E00215).

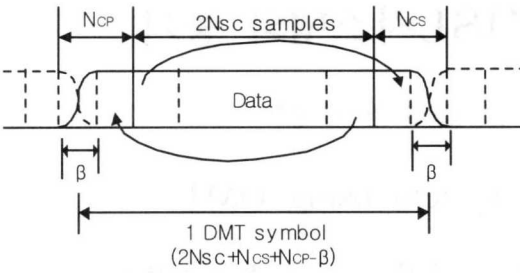


그림 1. 전송되는 DMT VDSL 심볼

(Fiber-to-the-Curb) 구조에서 ADSL 시스템을 대체할 차세대 고속 전송 시스템이다¹⁻⁴⁾. 이러한 VDSL 시스템의 전송 방식으로는 DMT(Discrete Multitone Modulation), CAP(Carrierless Amplitude/Phase Modulation) 전송방식이 있으며, 본 논문에서는 DMT VDSL 시스템을 위한 새로운 심볼동기(symbol synchronization) 및 샘플동기(sample synchronization) 방식을 제안한다.

DMT VDSL 시스템에서 송신기 D/A(Digital to Analog converter)의 샘플링 클럭(sampling clock)과 수신기 A/D(Analog to Digital Converter)의 샘플링 클럭사이의 동기를 맞추어 주는 것을 샘플동기라 한다. 또한, 수신기에서는 샘플링된 데이터를 심볼단위로 구분을 해야하는데, 송·수신기사이 심볼의 시작점을 일치시키는 것을 심볼동기라 한다. DMT VDSL 시스템은 모뎀의 초기화 과정부터 CP(Cyclic Prefix), CS(Cyclic Suffix)를 사용한다. 따라서 심볼동기를 수행한 후, CP와 CS를 제거한 뒤에 심볼 데이터를 FFT 취해야 파일럿 채널(pilot channel)의 정보를 복원할 수 있다. 심볼동기와 샘플동기는 서로 밀접한관계를 가지고 있으므로, 개별적으로 생각할 수는 없다. 하지만, 시스템의 특성상 심볼단위로 데이터가 복원되기 때문에 대략적인 심볼동기후에 샘플동기를 맞추어 준 뒤 다시 한번 정확한 심볼동기를 맞추어주는 방식이 제안된다.

본 논문에서는 ICI(Inter-Carrier Interference)와 ISI(Inter-Symbol Interference)를 제거하기위해 추가되는 CE(Cyclic Extension)를 이용한NDA(Non-Data-Aided)방식의 심볼동기를 제안하게 된다. 그림 1은 DMT VDSL 시스템에 적용되는 심볼의 구조를 나타낸다. N_{sc} 개 서브채널을 사용하는 DMT VDSL 심볼은 $2N_{sc}$ 개의 데이터 이외에 심볼의 각 양단의 데이터를 복사해서 $N_{CE}(=N_{cp}+N_{cs}+\beta)$ 개의 샘플로 이루어진 CE가 추가되기 때문에 수신된 신호들 사이에는 $2N_{sc}$ 떨어진 샘플들과 서로 상관성(correla-

tion)을 갖게 된다⁵⁾. 심볼내의 상관성의 변화량을 이용하여 심볼동기를 맞출 수 있다. DMT VDSL 시스템에서는 NEXT(Near-End CrossTalk)의 영향을 감소시키기 위하여, 심볼 양끝에 β 샘플 만큼의 상승 코사인(Cosine)의 Tx윈도우를 취하게 되므로 상관성의 변화량이 급격하지 않게 된다. 때문에, Tx윈도우에 의해 심볼내의 상관성의 변화량을 이용한 심볼동기는 잡음(noise)에 민감하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해, 가중합(Weighted Sum)을 적용한 최우도 추정방식(Maximum Likelihood Estimation : MLE)을 제안하고 성능을 비교하게 된다.

DMT VDSL 시스템은 수신된 심볼의 파일럿 톤에 해당되는 복소값과 이미 알고 있는 복소값과의 페이즈차(phase difference)를 이용해 샘플동기를 맞추게 된다. 샘플동기는 크게 VCXO(Voltage Controlled Oscillator)를 이용하여 아날로그(analog) 영역에서 동기를 맞추는 방식과 보간기(Interpolator) 또는 Rotor를 이용하여 디지털(digital) 영역에서 동기를 맞추는 방식으로 구분될 수 있다. 샘플링 클럭의 주파수가 수십 MHz가 되는 DMT VDSL 시스템에 시간영역에서 샘플동기를 맞추는 보간기 방식을 적용할 경우, 복잡도가 문제가 되어 구현이 어렵게 된다. 이에 비해 주파수 영역에서 샘플동기를 맞추는 Rotor 방식은 매 심볼마다 보정하게 되므로, 복잡도는 간단해지지만 심볼내에 존재하는 샘플링 옵셋의 변화량에 의한 ICI 발생으로 성능 감쇄가 나타난다. Hybrid방식은 Rotor에 낮은 복잡도의 보간기를 추가하여, 샘플링 옵셋에 의한 ICI에 의한 성능 감쇄를 줄여주는 장점이 있다.

2장에서는 DMT VDSL 송·수신기의 구조에 대해 알아본다. 3장에서는 최우도 추정 함수를 이용한 심볼동기 기법에 대해서 알아보고, 4장에서는 디지털 영역에서 샘플링 옵셋을 보정해주는 샘플동기 기법에 대해서 알아본다. 5장에서는 제안된 심볼동기 및 샘플동기 기법을 모의실험 결과를 통해 비교 분석하며, 6장에서는 결론을 맺는다.

II. DMT VDSL 송·수신기

DMT VDSL 송·수신기의 블록도는 그림 2와 같이 구성되며, 빠른 경로와 인터리빙 경로의 두가지 경로로 구성된다. 음성신호와 같이 실시간으로 전송되는 데이터는 빠른 경로로 전송되어지며, 화상신호와 같이 압축된 데이터는 전송 에러율이 낮은 인터리빙 경로를 이용해 전송되어진다.

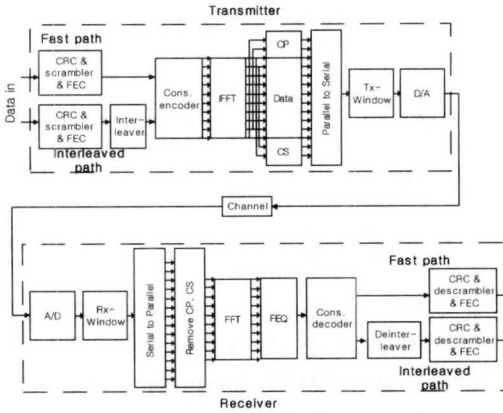


그림 2. DMT VDSL 송·수신기 블록도

DMT VDSL 송·수신기는 서브채널 갯수(N_{sc})가 1024, 2048 또는 4096개로 각각 이루어질 수 있으며, 채널의 SNR(Signal to Noise Ratio)에 따라 각각 서브채널에 할당되는 비트 수가 결정된다. 송신단에서는 인코더(encoder)에 의해 매핑된 N_{sc} 개의 복소 값(X_i)은 시간영역에서 실수 값이 되게 하기 위해 N_{sc} 개의 Hermitian symmetric 복소 값을 추가하여 $2N_{sc}$ 개의 복소 값 (Z_i)을 만든다. 변조를 위해서는 식 (3)과 같이 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 사용한다. 수신단에서는 식 (4)과 같이 FFT(Fast Fourier Transform)에 의해 복조된다.

$$Z_i = X_i, \quad i = 0, \dots, N_{sc}-1 \quad (1)$$

$$Z_i = \text{cons}(X_{2N_{sc}-i}), \quad i = N_{sc}, \dots, 2N_{sc}-1 \quad (2)$$

$$z_k = \sum_{i=0}^{2N_{sc}-1} Z_i e^{j \frac{2\pi k i}{2N_{sc}}} \quad (3)$$

$$Y_i = \sum_{k=0}^{2N_{sc}-1} y_k e^{-j \frac{2\pi k i}{2N_{sc}}} \quad (4)$$

채널의 의미는 D/A이후부터 A/D 이전의 송·수신단의 아날로그 회로와 전화선에 의한 영향을 모두 포함한다. 채널에 의한 ISI와 ICI의 영향을 제거하기 위해 CP를 심볼 앞에 추가하며, 수신신호와 에코(echo) 신호사이의 직교성을 유지하기 위해서 CS를 심볼 뒤에 각각 추가하게 된다. CP와 CS로 이루어진 CE구간은 수신기에서 심볼동기에 의해 FFT되기 전에 제거된다⁶⁾.

전송 심볼이 직각 윈도우(rectangular window)일 경우에는, 인접 심볼사이에 불연속점이 발생하기 때문에 sidelobe에 의한 NEXT가 심각한 문제가 된다.

이러한 sidelobe는 그림 1의 상승 코사인 윈도우(raised cosine window)와 같은 비직각 윈도우를 사용함으로써 감쇄시킬수 있다. 비직각 윈도우의 경우 DMT 심볼의 CE를 β 개의 샘플 만큼 확장한 뒤에, 심볼의 처음과 끝의 β 개의 샘플에 상승 코사인의 윈도우의 가중치를 가함으로써 심볼간의 연속성을 유지시키게 된다. 연속되는 심볼사이에 β 개의 샘플이 겹쳐지게 되므로, 각각의 심볼을 이루는 샘플의 개수는 $2N_{sc} + N_{cp} + N_{cs} - \beta$ 개가 된다. Tx 윈도우의 경우 추가된 β 개의 샘플에 Tx 윈도우가 이루어지므로 원래의 DMT 심볼에는 영향이 미치지 않게 되어 서브채널간의 ICI와 인접 심볼간의 ISI가 제거되고, 수신신호와 에코신호사이의 직교성이 유지되게 된다⁷⁾.

III. 심볼동기

A. 수신 신호를 이용한 최우도 추정 방법

송신기의 전송신호를 $s(t)$ 로 정의하고, 채널의 임펄스 응답(impulse response)을 $\delta(k-\theta)$, 전송 신호가 단지 AWGN(Additive White Gaussian Noise : $n(k)$)에 의해 영향을 받는다고 각각 가정하면, 수신 신호는 식 (5)와 같이 나타낼수 있다.

$$r(k) = s(k-\theta) + n(k) \quad (5)$$

수신된 샘플 벡터와 인덱스(index)를 정의하면,

$$N = 2N_{sc}, \quad L = N_{cp} + N_{cs} - \beta \quad (6)$$

$$r = [r(1) \dots, r(2N+L)] \quad (7)$$

$$I = \{\theta, \dots, \theta + L - 1\} \\ I = \{\theta + N, \dots, \theta + N + L - 1\} \quad (8)$$

이때, θ 는 심볼의 도착 지연시간으로 볼 수 있으며, θ 의 추정치를 구함으로써 심볼동기가 이루어진다. 임의로 선택된 $2N + N_{cp} + N_{cs} - \beta$ 개의 수신된 샘플 벡터(vector)에 $N + N_{cp} + N_{cs} - \beta$ 개의 샘플로 이루어진 1개의 심볼이 존재한다고 가정하자. 이 경우, 심볼 내의 CE에 의해 수신된 샘플 벡터는 다음과 같은 상관성을 나타내게 된다.

$$\forall k \in I : E\{r(k)r(k+m)\} \\ = \begin{pmatrix} \delta_s^2 + \delta_n^2 & m=0 \\ \delta_s^2 & m=N \\ 0 & \text{otherwise} \end{pmatrix} \quad (9)$$

이러한 상관성을 기본으로, θ 에 대한 최우도 추정

함수는 식(10)과 같이 정리된다.

$$\Lambda(\theta) = \log f(\mathbf{r}|\theta) \tag{10}$$

$$= \log \left(\prod_{k \in I} \frac{f(\mathbf{r}(k), \mathbf{r}(k+N))}{f(\mathbf{r}(k))f(\mathbf{r}(k+N))} \prod_k f(\mathbf{r}(k)) \right) \tag{11}$$

$$= C_1 + C_2 \left(\gamma(\theta) - \frac{\rho}{2} \Phi(\theta) \right) \tag{12}$$

식(12)의 $C_1, C_2 > 0$ 은 θ 에 무관한 상수이기 때문에 생략될 수 있으며, 식(14)와 같이 상관성을 나타내는 $\gamma(\theta)$, 수신신호의 신호크기와 관계있는 $\Phi(\theta)$, 상관성계수 ρ 로 최우도 추정 함수를 나타낼 수 있다⁵⁾.

$$\hat{\theta}_{ML} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \{ \Lambda(\theta) \} \tag{13}$$

$$\Lambda(\theta) = \gamma(\theta) - \frac{\rho}{2} \Phi(\theta) \tag{14}$$

$$\Phi(\theta) = \sum_{k=0}^{\theta+L-1} (\mathbf{r}(k)^2 + \mathbf{r}(k+N)^2) \tag{15}$$

$$\gamma(\theta) = \sum_{k=0}^{\theta+L-1} (\mathbf{r}(k)\mathbf{r}(k+N)) \tag{16}$$

$$\rho \equiv \left| \frac{E\{\mathbf{r}(k)\mathbf{r}(k+N)\}}{\sqrt{E\{\mathbf{r}(k)^2\}E\{\mathbf{r}(k+N)^2\}}} \right| = \frac{\delta_s^2}{\delta_s^2 + \delta_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1} \tag{17}$$

식 (14)의 경우, 하드웨어 측면에서 보면 매 샘플마다 수신된 신호의 제곱 연산을 해주어야 하기 때문에 복잡도가 문제가 된다. 이러한 복잡도를 줄이기 위해서, 식 (14)를 여러 심벌에 대해 평균을 취하는 것에 의해 식 (14)의 두번째 항 $\Phi(\theta)$ 을 상수로 가정하여 생략될 수 있다. 이 경우의 θ 의 최우도 추정 함수는 식 (18)로 정리될 수 있다.

$$\Lambda(\theta) = \gamma(\theta) = \sum_{k=0}^{\theta+L-1} \mathbf{r}(k)\mathbf{r}(k+N) \tag{18}$$

$$\hat{\theta}_{ML_corr} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \Lambda_m(\theta) \right\} \tag{19}$$

B. 수신 신호의 부호를 이용한 최우도 추정 방법
수신 신호 $\mathbf{r}(k)$ 를 사용해서 최우도 추정치를 구하는 대신, 수신 신호의 부호 $\mathbf{c}(k)$ 를 이용하여 최우도 추정치를 구하는 방법은 복잡도를 간단하게 해결

뿐만 아니라 식 (18)에 비해 심볼동기의 정확도를 높여주게 된다.

$$\mathbf{c}(k) = Q[\mathbf{r}(k)], \quad k=1, 2, \dots, 2N+L \tag{20}$$

$$Q[x] = \operatorname{sign}(x) \tag{21}$$

$$\operatorname{sign}(x) = \begin{cases} +1, & x \geq 1 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \tag{22}$$

수신 신호의 부호 $\mathbf{c}(k)$ 는 1 bit으로 표현되어지지만 심볼동기를 위한 충분한 정보를 지니고 있다. 수신신호의 부호로 이루어진 $2N+L$ 개의 비트열은 앞에서 본 바와 같이 N 떨어진 비트열과 상관성을 갖게 된다. 수신된 샘플 벡터와 인덱스(index)를 식 (8)과 같다고 정의하고, $\mathbf{c}(k)$ 에 대한 θ 의 최우도 추정 함수를 구해보면 다음과 같다.

$$\Lambda(\theta) = \log p(\mathbf{c}|\theta) \tag{23}$$

$$= \log \left(\prod_{k \in I} p(\mathbf{c}(k), \mathbf{c}(k+N)) \cdot \prod_{k \notin I \cup I'} p(\mathbf{c}(k)) \right) \tag{24}$$

$$= \log \left(\prod_{k \in I} \frac{p(\mathbf{c}(k), \mathbf{c}(k+N))}{p(\mathbf{c}(k))p(\mathbf{c}(k+N))} \cdot \prod_k p(\mathbf{c}(k)) \right) \tag{25}$$

$\mathbf{c}(k)$ 에 대하여, θ 의 추정값 $\hat{\theta}_{ML_sign}$ 은 식 (23)의 조건부 확률을 최대값으로 하는 θ 가 된다. $\mathbf{r}(k)$ 는 앞에서 정의한 바와 같이 영(zero)의 평균값을 갖는 가우시안(Gaussian) 프로세스(process)이므로, $k \notin I \cup I'$ 인 경우에 $p(\mathbf{c}(k))=1/2$ 가 되며, 식 (25)의 두번째 항은 상수가 되어 추정값에는 영향을 미치지 않으므로 생략될 수 있다. 결과적으로, θ 의 추정값은 식 (26)와 같이 정리될 수 있다.

$$\hat{\theta}_{ML_sign} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \{ \Lambda(\theta) \} \tag{26}$$

$$\Lambda(\theta) = \sum_{k \in I} \log p(\mathbf{c}(k), \mathbf{c}(k+N)) \tag{27}$$

$$= \sum_{k=0}^{\theta+L-1} \log p(\mathbf{c}(k), \mathbf{c}(k+N)) \tag{28}$$

$$= (g * h)(\theta) \tag{29}$$

$g(k), h(k)$ 는 각각 아래와 같이 정의 되며, 이때 *는 컨볼루션(convolution)을 의미한다.

$$g(k) = \log p(c(k), c(k+N)) \quad (30)$$

$$h(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq k < L-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (31)$$

식 (29)와 같은 최우도 추정 함수를 구현하기 위해서는 비선형 함수 $g(k)$ 와 L 구간동안의 합을 구하는 연산 $h(k)$ 가 필요하며, 비선형함수 $g(k)$ 는 식 (40)과 같이 $c(k) \cdot c(k-N)$ 를 통해서 간단하게 구현될 수 있음을 정리하였다.

$$c(k) = \text{sign}[r(k)] = a_l \Leftrightarrow r(k) \in H_l \quad (32)$$

$$H_l = \begin{cases} R^+, & l=0 \\ R^-, & l=1 \end{cases} \quad (33)$$

표 1. 함수 $g(k)$ 를 표로 정리.

$c(k) \backslash c(k-2N_{sc})$	a_0	a_1
a_0	$\log P^+$	$\log P^-$
a_1	$\log P^-$	$\log P^+$

표 2. 함수 $f[g](k)$ 를 표로 정리.

$c(k) \backslash c(k-2N_{sc})$	a_0	a_1
a_0	1	-1
a_1	-1	1

H_l , ($l=0, 1$) 은 실수 값인 수신 신호의 +, - 영역을 나타내며, 식 (30)에서의 결합 확률(joint probability) $p(c(k), c(k+N))$ 은 식 (34)로 나타낼 수 있다. 실수의, 영의 평균을 가진, 결합 가우시안 변수 x 와 y 의 대칭 특성에 의해서 비선형 함수 $g(k)$ 는 표 1로 정리된다.

$$\Pr(c(k) = a_l, c(k+N) = a_n) = \Pr(r(k) \in H_l, r(k+N) \in H_n) \quad (34)$$

$$P^+ = \Pr((x, y) \in R^+ \times R^+) = \Pr((x, y) \in R^- \times R^-) \quad (35)$$

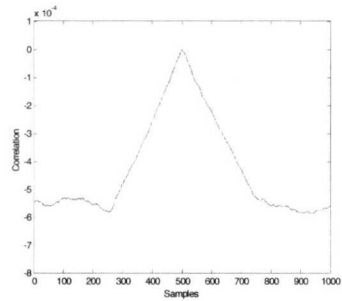
$$P^- = \Pr((x, y) \in R^- \times R^+) = \Pr((x, y) \in R^+ \times R^-) \quad (36)$$

함수 $f(x)$ 를 식 (37)로 정의하면, 함수 $f[g](k)$ 는 표 2로 정리된다.

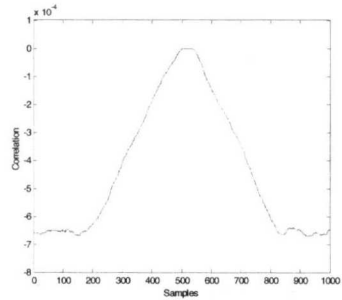
$$f(x) = \frac{2(x - \log P^-)}{\log P^+ - \log P^-} - 1 \quad (37)$$

표 2의 각각의 요소들은 $c(k)$ 와 $c(k+N)$ 의 곱셈 연산임을 알 수 있으며, 비선형함수 $g(k)$ 는 $c(k) \cdot c(k+N)$ 로서 구현됨을 알 수 있다. 최종적으로 수신된 신호의 부호만을 이용한 최우도 추정값을 구하는 방법은 식 (40)으로 정리된다.

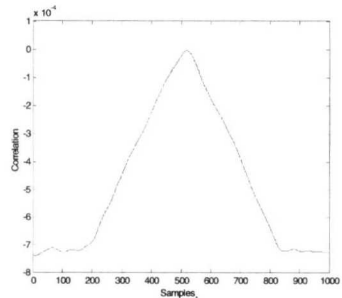
$$\hat{\theta}_{ML_sign} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \{L(\theta)\} \quad (38)$$



(a) Tx 윈도우가 없는 경우의 상관성 변화



(b) Tx 윈도우를 적용했을 경우의 상관성 변화 (정확한 최대값을 추정하기 어렵다).



(c) Tx 윈도우를 적용한 뒤, 수신단에서 가중합을 적용했을 경우의 상관성 변화.

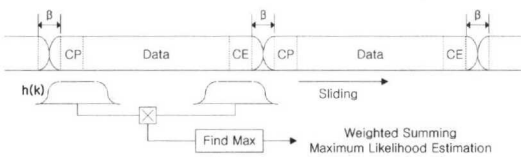
그림 3. DMT VDSL 수신신호의 상관성 변화

$$= \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \{ (\hat{f}_g] * h)(\theta) \} \quad (39)$$

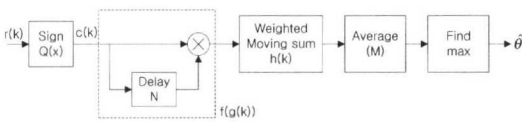
$$= \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} c(\theta + l) c(\theta + N + l) \right\} \quad (40)$$

1개의 심볼에 대해서 심볼동기를 구하는 것 보다 여러 개의 심볼값을 사용해 결합 최우도 추정값을 구하면 신뢰성있는 심볼동기를 구하게 된다. 이 경우 결합 최우도 추정 함수는 각각의 심볼에 대한 최우도 추정 함수의 합으로 나타내어지며, 식 (41)로 정리된다^[8].

$$\hat{\theta} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \Lambda(\theta) \right\} \quad (41)$$



(a) 가중합을 적용한 최우도 추정 방법.



(b) 최우도 추정 함수의 구현

그림 4. 가중합의 최우도 추정 함수를 이용한 심볼 동기.

C. 가중합을 적용한 최우도 추정 방법

송신기에서 직교 Tx 윈도우를 적용하면, 그림 3 a)와 같이 상관성의 최대치가 뚜렷하기 때문에 심볼 동기가 비교적 정확하지만, 상승 코사인Tx 윈도우를 적용할 경우, 그림 3 b)와 같이 심볼내의 CE에 의한 상관성이 2β 샘플에 걸쳐서 천천히 변화하기 때문에 최대 값이 잡음에 따라 랜덤하게 변한다. 최종적으로 제안된 가중합의 최우도 추정값을 적용할 경우, 그림 3 c)와 같이 최대값에서의 상관성의 변화가 커지게 되므로 Tx윈도우에 의한 심볼동기의 부정확성을 개선시킬 수 있다.

수신신호의 부호만을 이용하여 최우도 추정값을 구한 식 (40)에 그림 4과 같은 가중합을 적용시킬 경우 h(k)는 식 (31)에서 식 (45)로 바뀌게 된다. 식 (45)는 가중치 함수로 상승 코사인 함수를 적용시킨 경우이다.

$$\hat{\theta}_{ML_weighted} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \{ (g * h)(\theta) \} \quad (42)$$

$$= \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \{ (\hat{f}_g] * h)(\theta) \} \quad (43)$$

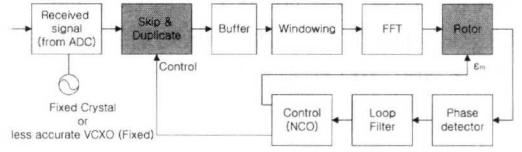


그림 5. Rotor : 주파수 영역에서의 샘플링 옵셋 보정.

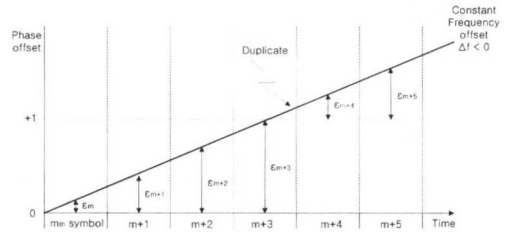


그림 6. Skip & Duplicate.

$$\hat{f}_g(k) = c(k) \cdot c(k - N) \quad (44)$$

$$h(k) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \sin(\pi(k/\beta - 0.5)) & 1 \leq k \leq \beta \\ 1 & \beta + 1 \leq k \leq L \\ 0.5 - 0.5 \sin(\pi(k - L) - 0.5)) & L + 1 \leq k \leq L + \beta \end{cases} \quad (45)$$

IV. 샘플링 동기

A. Rotor

DMT VDSL 수신기에서 시간 영역에서의 샘플링 페이즈 옵셋(sampling phase offset)은 주파수 영역에서 각 서브 채널 별로 페이즈의 회전(rotation)으로 나타난다. 샘플링 페이즈 옵셋이 0 ≤ ε < 1 라 할 때, FFT 결과의 회전은 식 (46)로 나타난다. 옵셋 ε에 대해서 서브 채널 인덱스 k 값에 비례하는 페이즈 회전이 발생하는 것을 볼 수 있다.

$$\delta(t - \epsilon) \Leftrightarrow \exp(-j2\pi k/2N_{SC}), \quad k = 0, 1, \dots, N_{SC} - 1 \quad (46)$$

이러한 Delay-Rotor 특성을 이용하면, 시간영역에서의 샘플링 옵셋에 대하여 주파수 영역에서 그림 5와 같이 Rotor를 이용하여 보정해 줄 수 있다^[9].

[10]을 참조하면, k 번째 서브채널의 채널 특성을, $H_k e^{j\phi_k}$, i 번째 심볼의 m 번째 샘플의 샘플링 옵셋을 $\tau_{m,i}$ 으로 정의하면, i 번째 심볼의 $N+N_{CP}+N_{CS}-\beta$ 개의 샘플 벡터는 식 (47)로 나타낼 수 있다. i 번째 심볼내부의 샘플링 옵셋의 변화가 매우 작을 경우, 샘플링 옵셋은 τ_i 로 심볼내에서 일정하게 된다. i 번째 심볼의 1 번째 서브채널의 복소 값은 식 (48)로 나타내어진다.

$$r_{m,i} = \frac{2}{\sqrt{2N_{SC}}} \sum_{k=0}^{N_{SC}-1} [H_k A_{k,i} \cos(2\pi k m / N + 2\pi k \Delta f \tau_{m,i} + \phi_k) - H_k B_{k,i} \sin(2\pi k m / N + 2\pi k \Delta f \tau_{m,i} + \phi_k)] \quad (47)$$

$$R_{l,i} = H_l e^{j\phi_l} (A_{l,i} + jB_{l,i}) e^{j2\pi l \Delta f \tau_i} \quad (48)$$

채널특성에 의한 신호외국 성분은 one-tap 등화기인 FEQ (Frequency Domain Equalizer)에 의해 보정되어진다. 1 번째 서브채널에 $E\{n_{l,i}^2\} = E\{n_{Q,i}^2\} = \delta^2$ 의 복소 가우시안 랜덤 잡음 (complex Gaussian random noise)이 더해진다고 하면, 최종적인 1 번째 서브채널의 수신 값은 식 (49)로 나타내어진다.

$$S_{l,i} = (A_{l,i} + jB_{l,i}) e^{j2\pi l \Delta f \tau_i} + (n_{l,i} + jn_{Q,i}) \quad (49)$$

Rotor는 FFT 결과인 식 (49)에 1 번째 서브채널에 $e^{j2\pi l \Delta f \tau_i}$ 를 곱해줌으로써 샘플링 옵셋을 보정해주게 된다. 일정한 샘플링 클럭 옵셋이 존재할 경우, 샘플링 옵셋 $\tau_{m,i}$ 는 시간에 따라 선형적으로 증가하게 된다. 정확한 샘플링 옵셋의 보정값은 각각의 샘플마다 다르게 되지만, 주파수 영역에서 보정해주는 Rotor는 각각의 심볼에 대해서는 일정한 샘플링 옵셋 τ_i 에 대하여 보정해 주게 된다. 따라서 심볼내에 존재하는 샘플링 옵셋의 변화량에 의한 ICI에 의한 성능 감쇄가 나타난다. 심볼내에 존재하는 샘플링 옵셋의 변화량을 감안할 경우, 1 번째 서브채널의 FFT 결과는 식 (50)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{l,i} \approx H_l e^{j\phi_l} (1 + j(l/p) \phi_{eff,i}) (A_{l,i} + jB_{l,i}) + P_{ICI,i} \quad (50)$$

파일럿 채널을 p 번째 서브 채널로, 파일럿 채널의 페이즈 오차를 $\phi_{eff,i}$ 로 각각 정의하자. 샘플링 옵셋 뿐만 아니라 채널에 의해 더해지는 잡음에 의해 페이즈 오차는 가우시안 랜덤 변수가 된다. SNR이 높은 경우, 채널 잡음의 영향은 무시될 수 있으며 샘플링 옵셋에 의해 페이즈 오차가 결정된다. 식 (50)의 첫번째 항은 식 (49)와 같이 심볼내에 샘플

링 옵셋이 일정한 경우와 같게되므로 Rotor를 이용하여 보정해 줄 수 있다. 두번째 항은 $k \neq l$ 이외의 서브채널에서 1 번째 서브채널에 미치는 영향으로 서브채널간의 간섭(ICI)이다. [11]를 참조하면, 식 (51)과 같이 ICI에 의한 성능 감쇄는 서브채널 인덱스(k)의 제곱과, 샘플링 옵셋(Δf)의 제곱에 각각 비례한다.

$$D(dB) \propto 10 \log_{10}(1 + \alpha(k\Delta f)^2) \quad (51)$$

Rotor의 가장 큰 장점은 낮은 복잡도에 있다. 디지털 영역에서 샘플링 클럭 옵셋을 보정해 주는 방법 중에 보간기(interpolator)를 DMT VDSL에 적용할 경우, 복잡도 문제로 구현이 어렵게 된다. 그러나 Rotor의 단점은 심볼내의 샘플링 옵셋이 일정하다는 가정하에 보정을 해주므로, 식 (51)과 같은 ICI에 의한 성능 감쇄가 발생하게 된다는 것이다. 이 때문에 Rotor는 샘플링 클럭의 옵셋이 작은 경우에만 사용하게 되며, 매우 정확한 고정 발진기를 사용하거나, 가변 발진기를 사용하여 초기의 샘플링 클럭 옵셋을 일정수준 이하로 줄인 이후에 Rotor를 사용하게 된다.

샘플링 클럭 옵셋이 존재할 경우, 그림 6처럼 샘플링 옵셋은 시간에 선형적으로 증가한다. 이 때문에 심볼동기는 일정 시간이 흐른 뒤 어긋나게 된다. 송신기의 샘플링 클럭에 비해 수신기의 샘플링 클럭이 늦거나($\Delta f < 0$) 빠를 경우($\Delta f > 0$), 심볼동기를 1 샘플 늦추거나(duplicate)나 빠르게(skip) 하여 샘플 단위의 샘플링 옵셋을 보정해주며, 나머지 소수 단위의 샘플링 옵셋을 Rotor에서 보정해 주게 된다.

B. Hybrid

식 (47)에서와 같은 i 번째 심볼의 샘플 벡터에 대해서 심볼내의 샘플링 옵셋의 변화량을 Δ 라 할 때, 각 샘플의 샘플링 옵셋은 식 (52)로 나타낼 수 있다.

$$\tau_{m,i} = \tau_{0,i} + m\Delta, \quad m=0, 1, \dots, N-1 \quad (52)$$

심볼내의 샘플링 옵셋의 변화량 Δ 에 의해 ICI가 발생하는데 Rotor 구조의 샘플링 옵셋 보정기법으로는 ICI에 의한 성능감쇄가 나타난다. Hybrid는 심볼내에 동일하게 적용되는 샘플링 옵셋 $\tau_{0,i}$ 을 보정해 주기위해 Rotor를 사용하고, 심볼내의 샘플링 옵셋의 변화량 Δ 를 보정해 주기 위해 시간영역에 보간기를 사용한다^[12,13]. 일반적인 보간기는 샘플과 샘플

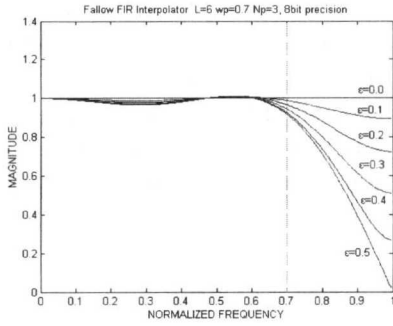


그림 7. 보간기의 입력 오프셋(ε=0.1:0.5)에 따른 주파수 응답곡선 (필터길이(L) : 6, 컷 오프 주파수(wp) : 0.7, 차수(Np) :3, 필터계수의 정확도 : 8 bits).

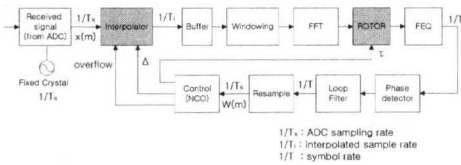


그림 8. Hybrid (보간기와 Rotor를 이용한 샘플링 오프셋 보정).

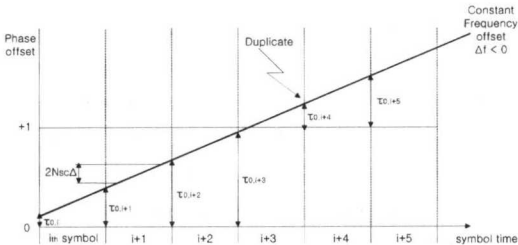


그림 9. Hybrid에 의한 샘플링 오프셋 보정 (Rotor : τ 0, 보간기 : Δ).

플 사이의 값(-0.5 ~ 0.5)을 디지털 영역에서 추정하게된다.

그림 7에서 처럼 보간기의 주파수 특성은 보정하려는 오프셋 값이 -0.5, 0.5일 때 가장 큰 오차를 나타내며, 오프셋이 0 근처일 경우에는 정확한 보정값을 구할 수 있게 된다. Hybrid에 사용되는 보간기는 변화량 Δ 만큼 보정해 주기 때문에, 보정해 주는 오프셋이 0 ~ 2NSC · Δ 샘플에 대해서만 보정해 주게 된다. 예를 들어, NSC=4096인 DMT VDSL 송·수신기 사이에 10ppm의 샘플링 클럭 오프셋이 존재한다고 하면, 보간기가 보정해주어야 하는 샘플링 오프셋은 0 ~ 0.081사이의 값을 갖게된다.

그림 8와 그림 9의 Hybrid는 초기의 송신기와 수신기사이의 샘플링 클럭의 오프셋을 VCXO를 사용하

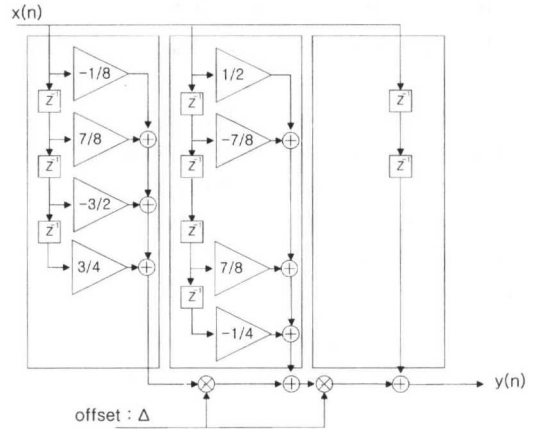


그림 10. 보간기의 입력 오프셋(0 < ε < 0.1)에 적합한 Follow 구조의 보간기.

여 줄여준 뒤에, Rotor를 사용하여 주파수 영역에서 샘플링 오프셋을 보상해준다. 이때 피할 수 없는 ICI를 제거하기 위해 복잡도가 간단한 보간기를 사용하여 심볼내의 샘플링 오프셋의 변화량을 보상해 주게 된다. 복잡도가 간단한 보간기를 구현하기 위해서, Follow 구조의 보간기를 고려하였다^[14]. Nsc=4096 DMT VDSL의 경우, 서브 채널간의 주파수 간격이 4.3125MHz이기 때문에 샘플링 클럭의 주파수는 35.328Ms/s가 된다. 실제로 VDSL 시스템에서 사용하는 대역은 최대 12MHz까지 사용하기 때문에, Nyquist 샘플링을 가정하여도 약 1.4배 오버 샘플링(over sampling)의 효과가 있다. 결과적으로, 보간기의 컷 오프 주파수(cut-off frequency)는 0.7이 된다. Hybrid에서 사용되는 보간기에서 10ppm의 송·수신기 사이의 오프셋을 고려할 경우, 최대 0.1 샘플의 오프셋만을 보정해 주면 되기 때문에 그림 10과 같이 간단한 구조로 구현된다.

V. 모의 실험

A. 심볼동기

모의 실험을 위한 DMT VDSL 심볼은 Nsc=4096 (8196-FFT/IFFT), L=640, β=64의 구조로 이루어져있으며, 식 (5)와 같이 AWGN이 더해진 이상적인 지연시간을 가진 채널을 가정하였다. 채널에 의한 이상적인 지연시간(θ)과 최우도 추정 함수에 의한 심볼 시작의 추정 값(θ̂)의 차이에 대한 분산값을 심볼동기의 성능 평가 기준으로 사용했다.

$$\sigma_{\theta}^2 = E\{(\theta - \hat{\theta})^2\} \quad (53)$$

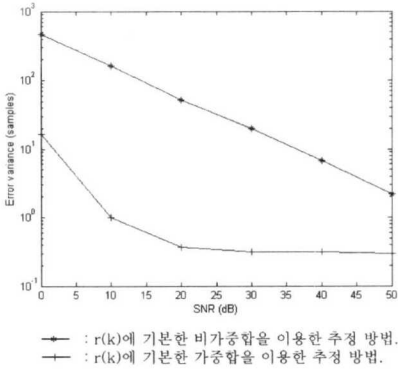


그림 11. 가중합을 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 오차 분산의 분포

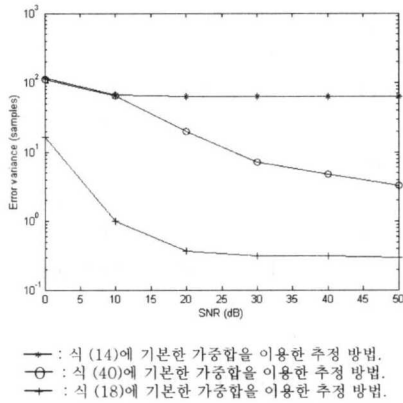


그림 12. 심볼 동기 추정 방법에 따른 성능 비교

송신기에서의 상승 코사인 Tx 윈도우를 사용할 경우, 수신기의 심볼동기를 위해 식 (14)의 최우도 추정 함수를 기본으로 하여 가중합을 이용한 경우와 가중합을 이용하지 않은 경우의 오차 분산 값(σ^2)이 그림 11에 보여진다. 가중합을 이용하지 않은 경우에는 상관성 합 구간(L)을 576샘플로 정의하며, 가중합을 사용한 경우는 상관성 합 구간(L)을 704 샘플로 확장한 뒤 상승 코사인의 가중치를 양 끝에 β 샘플 두었다. 가중합을 이용한 경우 채널의 SNR이 20dB이상의 채널의 경우 1 샘플 이내의 오차 분산 값을 나타낸다. 가중합을 사용하지 않으면 채널의 SNR에 따라서 심볼동기 오차 분산 값이 수 샘플에서 SNR이 낮아짐에 따라 수십 샘플의 오차 분산 값을 나타낸다.

식 (14)는 수신신호를 기본으로 최우도 추정 함수를 이용하여 심볼동기를 구하는 방식으로 오차 분산 값이 가장 작으나 복잡도가 크다는 단점이 있다. 식 (18)은 복잡도를 줄이기 위해 식 (14)의 첫

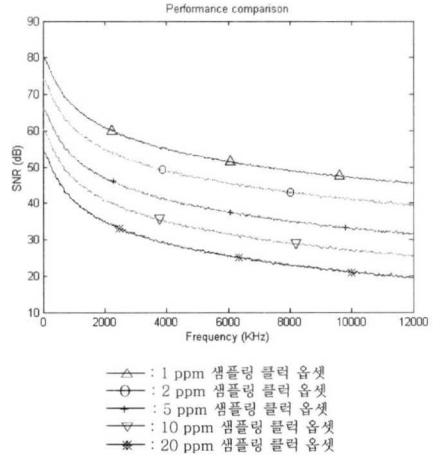
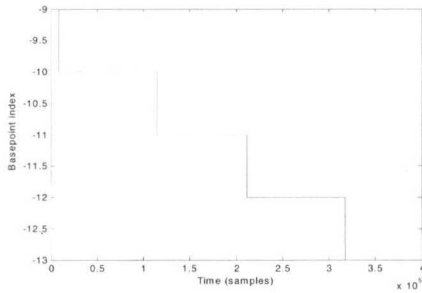


그림 13. 샘플링 클럭 오프셋이 존재할 경우 Rotor를 통해 얻을 수 있는 최대 SNR

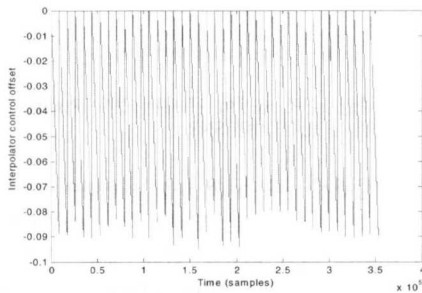
번째 항인 상관성 부분($\gamma(\theta)$)을 사용하여 각각 심볼동기를 구하는 방식으로 두번째 항 ($\phi(\theta)$)을 여러 개의 심볼에 걸쳐 평균을 취함으로써 상수로 만들어 주게 된다. 하지만 DMT VDSL 시스템의 경우 두번째 항이 무시될 수 없기 때문에, 그림 12처럼 성능 감쇄가 발생한다. 본 논문에서 제안하는 방식인 가중합의 수신신호의 부호 (c(k))를 기본으로 심볼동기를 구할 경우에는 식 (40)처럼 부호의 상관성을 구하는 것이 최우도 추정 함수가 된다. 이 경우 식 (18)에서 복잡도 문제로 생략해 버린 $\phi(\theta)$ 에 의한 성능 감쇄가 발생하지 않기 때문에, 식 (40)에 의한 방식이 식 (18)보다 복잡도는 줄어들면서 성능은 개선되는 것을 알 수 있다.

B. 샘플동기

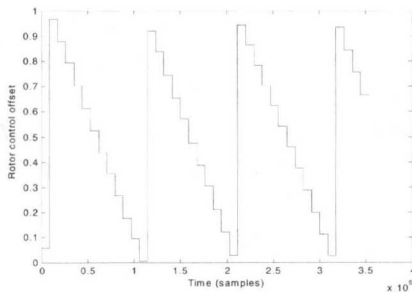
앞에서 설명한 바와 같이 Rotor는 송·수신기 사이에 샘플링 클럭 오프셋이 존재할 경우 심볼 내에서의 샘플 오프셋의 변화량(Δ) 때문에 ICI에 의한 성능 감쇄가 발생한다. 이러한 성능 감쇄는 식 (51)과 같이 서브채널 인덱스(k)의 제곱과, 샘플링 오프셋(Δf)의 제곱에 각각 비례한다. 그림 13은 송·수신기 사이의 샘플링 클럭 오프셋이 1ppm ~ 10ppm 존재할 경우의 Rotor를 통하여 얻을 수 있는 최대 SNR을 나타낸다. 오프셋이 10ppm 존재할 경우 채널 SNR이 좋은 경우에도 샘플동기에 의한 성능 감쇄로 4MHz 이상에는 30dB이상의 SNR을 얻을 수 없게 된다. 그림 13를 보면, 식 (51)에서 구한 결과처럼 ICI에 의한 성능 감쇄가 인덱스의 제곱과 샘플링 오프셋의 제곱에 비례하는 것을 볼 수 있다. 결과적으로



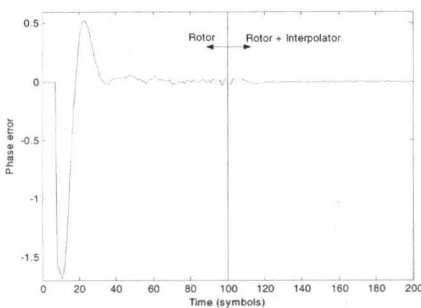
a) skip & duplicate (심볼동기 인덱스)



b) 보간기의 옵셋 입력 : Δ



c) Rotor 옵셋 입력 : τ



d) 파일럿 톤의 페이즈 오차 (Phase detector output)

그림 14. Hybrid의 PLL 루프 특성.

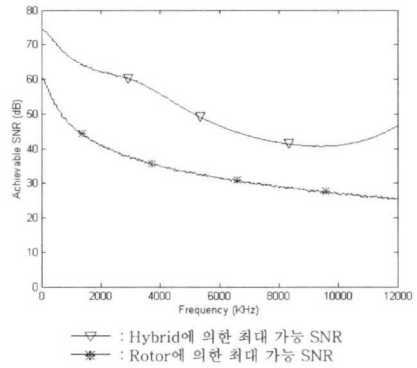


그림 15. Hybrid를 통해 얻을 수 있는 최대 SNR 비교 (10ppm 샘플링 클럭 옵셋).

Rotor를 통해서서는 대략 2ppm 이내의 샘플링 옵셋에 대해서만 12MHz까지 전대역에 걸쳐서 40dB이상의 SNR을 얻을 수 있게 된다. Rotor는 복잡도가 낮다는 장점이 있지만 샘플링 클럭의 옵셋에 따라 성능이 제한되는 단점이 있다.

그림 8과 같이 Hybrid는 심볼내 옵셋의 변화량 (Δ)는 시간영역에서 보간기를 이용해 보정해주며, 1 샘플에 해당하는 페이즈 옵셋은 skip&duplicate에서, 심볼내 일정한 옵셋(τ)에 대해서는 Rotor에서 보정해 준다.

그림 14 a)는 skip&duplicate 회로의 입력을 나타내는 것으로 샘플링 클럭의 옵셋에 의해 시간에 대해 선형적으로 증가하는 페이즈 옵셋에 대해서 시간에 따라 심볼동기 인덱스를 skip&duplicate회로에 의해 바꾸어 주는 것을 보여준다. 그림 14 b)에서 10ppm 샘플링 클럭 옵셋이 존재할 경우, Hybrid에 적용되는 보간기의 옵셋 입력 값이 0.1이하 임을 알 수 있다. 그림 14 c)는 Rotor의 옵셋 입력 값이 각각의 심볼에 대해서 0~1사이의 값을 갖는 것을 볼 수 있다. 그림 14 d)는 PLL회로에서 사용되는 파일럿 톤의 페이즈 오차 값을 나타낸다. Hybrid에서 100심볼 이내에서는 Rotor만 동작시키다가 100심볼 이후에는 보간기와 Rotor를 동시에 사용해서 샘플 동기를 맞추었다. 100심볼 이후에는 ICI에 의한 성능 감쇄가 줄어들기 때문에 페이즈 오차가 줄어드는 것을 볼 수 있다.

그림 15에는 송·수신기 사이의 샘플링 클럭 옵셋이 10ppm 존재할 경우, Rotor와 Hybrid를 이용한 동기회로에서의 최대도 도달 가능한 SNR이 나타나 있다. 시간영역에서 그림 10의 보간기를 이용해서 ICI에 의한 성능 감쇄를 줄인 결과, 전대역에 걸쳐서

10dB이상의 SNR 개선 효과를 얻을 수 있었다.

VI. 결론

본 논문에서는 DMT VDSL시스템에서 필요한 심볼동기와 샘플동기처리 기법을 연구하였다. DMT VDSL 모뎀 초기화과정중 수신된 데이터들을 심볼단위로 구분해주기 위해서 샘플동기 이전에 심볼동기가 이루어져야 한다. 수신된 신호에 대하여 심볼의 시작점 θ 에 대한 몇가지 최우도 추정값을 유도하여 심볼동기의 복잡도와 정확도를 개선시키는 기법을 제안하였다. 최종적인 심볼동기를 위한 방법은 수신신호의 부호를 기본으로한 가중합을 적용한 추정 함수가 제안되었다. 수신신호의 부호만을 이용하여 수신신호의 크기와는 무관한 심볼동기를 구하게 되므로 복잡도가 낮아지며, 정확도가 개선되었다. 또한 가중합을 이용하면 Tx원도우에 의한 심볼동기의 성능 감쇄를 개선시켜준다. 초기의 심볼동기 값은 0.5샘플 이내의 정확한 심볼동기가 아니며, 샘플동기를 거쳐 최종적인 심볼동기를 맞추게 된다.

샘플동기는 송신기의 D/A와 수신기의 A/D사이의 샘플링 클럭 옵셋이 존재할 경우 이를 보정해 주는 기법을 말한다. 일반적인 VCXO를 사용할 경우, DMT VDSL 특성상 페이즈 오차 값을 매 심볼마다 구하게 되므로, 매우 정확한 VCXO의 사용과 VCXO를 구동하는 높은 해상도의 D/A가 필요하다. 이에 반해 디지털영역에서 비교적 낮은 복잡도를 가지는 Rotor를 사용하여 샘플링 옵셋을 보정해 줄 경우, 낮은 정확도의 VCXO를 사용하여 초기 송·수신기사이의 샘플링 옵셋을 대략 1ppm 이내로 줄여주면 전대역에 걸쳐 50dB 이상의 SNR을 얻을 수 있게 된다. Rotor만을 사용하면 심볼내의 샘플링 옵셋의 변화량에 의한 ICI를 피할 수 없게 된다. 이산 시간영역에서 낮은 복잡도의 보간기를 사용하여 심볼내의 옵셋의 변화량만을 보정해 줄 경우 ICI에 의한 성능 감쇄를 줄일 수 있게되어 10ppm 이내의 샘플링 옵셋에 대해서 50dB이상의 SNR을 얻을 수 있게 된다. 본 논문에서 제안된 심볼동기 및 샘플동기 기법은 DMT VDSL시스템에서 낮은 복잡도와 높은 정확도를 가지는 동기회로에 적용될 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. 5-14, May 1990.

[2] G. H. Im and J. J. Werner, Bandwidth-efficient digital transmission over unshield twisted pair wiring , IEEE J. Select. Area Commun., vol.13, no.9, pp. 1643-1655, Dec. 1995.

[3] G. H. Im and K.M. Kang, "Performance of a Hybrid decision feedback equalizer structure for CAP-based DSL systems," IEEE Trans. on Signal Processing, vol.49, no.8, pp.1768 -1785, Aug. 2001.

[4] G. H. Im and D.H. Kim, "All digital timing recovery and programmable gain amplifier controller for VDSL transmission," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 47, no. 4, pp. 743-752, Nov. 2001.

[5] J-J van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, ML Estimation of time and frequency offset in OFDM systems , IEEE Trans. sig. proc., vol.45, no.7, pp. 1800-1805, July 1997.

[6] F. Sjöberg, The Zipper Duplex Method in Very High-Speed Digital Subscriber Lines , Lulea Tekniska Universitet, Doctoral thesis, 2000.

[7] F. Sjöberg, R.Nilsson, M.Isaksson, P.Odling, and P.O.Borjesson, Asynchronous Zipper, in Proc. International Confernece on Communications ICC99, (Vancouver, Canada), pp.231-235, Jun. 1999.

[8] J-J van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, Low-complex symbol synchronization in OFDM systems , IEEE Int. Conf., pp. 982-986, Nov. 1995.

[9] Pollet T. and M. Peeters, Synchronization with DMT modulation, IEEE Commun. Mag., pp. 80-86, April 1999.

[10] T. N. Zogakis and J. M. Cioffi, The Effect of Timing Jitter on the performance of a Discrete Multitone System , IEEE Tran. Commun., vol.44, no.7, pp. 799-808, July 1996.

[11] Pollet T., Spruyt P., and Moeneclaey M., The BER Performance of OFDM Systems using Non-synchronized sampling, Globecom94, San Francisco, pp. 253-257, 1994.

[12] T. Laakso et al., Splitting the unit Delay :

