

고속 Data Modem에서의 効果的인 Symbol Timing 방식에 관한 研究

(On Effective Symbol Timing in High Speed Data Modems)

張 椿 瑞*, 殷 鍾 官**

(Choon Seo Jang and Chong Kwan Un)

要 約

전송속도가 9600bps인 고속 data modem에서 効果的인 symbol timing 回路의 構成方式이 제시되었다. Symbol timing 回路에 소요되는 계산량을 줄이기 위한 방식 및 그것이 受信器의 mean square error (MSE)에 미치는 영향이 제시되었고 timing wave의 통계적 특성에 대한 理論的인 전개가 행하여졌다. Digital phase-locked loop(DPLL)에 의해서 timing wave의 side tone 成分을 억제할 수 있음을 보였고 computer simulation에 의해서 送信器의 symbol 주파수를 변화시켰을 境遇 1차 DPLL과 2차 DPLL의 動作이 比較되었다.

Abstract

In this paper, effective methods of symbol timing in a 9600 bps modem are presented. The symbol timing circuit consists of a square-law device followed by a high-Q narrow band-pass filter tuned to a symbol frequency. Also, the advantages of using a digital phase-locked loop (DPLL) to suppress side tones are described, and statistical properties of timing wave are derived. In addition, the overall performances of the symbol timing circuit are verified by computer simulation.

I. 序 論

고속 data modem에서의 symbol timing 回路는 受信된 신호의 sampling 시각을 최적화하고 송신기와 수신기간의 clock의 변동을 보상하기 위해 주파수와 위상을 연속적으로 조정하며 이러한 動作들은 受信된 신호 자체에 포함된 timing에 대한 정보를 추출하므로써 이

루어진다. Symbol timing에 使用되는 방식으로는 복조된 신호의 threshold crossing을 sampling 位相과 비교하는 방식과⁽¹⁾ sampling 순간에서의 시간에 대한 미분치를 추정된 data와 correlation시키는 방식⁽²⁾ 및 수신된 신호를 non-linear processing하여 high-Q narrow band-pass filter를 통과시키는 envelope-derived recovery 방식이 있다.⁽³⁾ 이들 방식중 envelope-derived recovery 방식은 baseband신호와 passband 신호에 대해 모두 적용할 수 있으며 디지털 신호로 처리하기 적합하다. 모든 기능이 디지털 신호로 처리되는 고속 data modem에서 sample rate는 symbol 주파수보다 상당히 높고⁽⁴⁾ symbol timing 回路는 sample rate로 動作하여야 하므로 envelope-derived

*正會員, 金烏工科大学 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kum Oh Inst. of Tech.)

**正會員, 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科
(Dept. of Electrical Eng., KAIST)

接受日字: 1984年 2月 27日

recovery 回路의 filtering 과정에서 소요되는 계산량이 수신기에서 차지하는 비중은 비교적 크다.

本 論文에서는 12bit word length로 構成되고 CCI-TT 권고 V.29에 의한 9600bps modem 수신기⁶⁾에서 symbol timing에 소요되는 계산량을 줄여 real time processing이 가능하도록 하기 위해 envelope-derived recovery 방식에서 pre-filter를 사용하지 않고 post filter로써 symbol 주파수에 공진된 high-Q narrow band-pass filter와 2차 DPLL을 사용하는 방식을 제시하였다. 이 경우 symbol timing에 소요되는 계산량을 거의 절반으로 감소시킬 수 있으며 이때에 발생하는 timing jitter의 통계적 특성을 유도하여 최적의 sampling 位相을 제시하였다. 또 DPLL이 symbol 주파수의 변화분을 감소시키는 과정을 고찰하였고 송신기의 symbol 주파수를 변화시켰을 때 symbol timing 回路에 1차 DPLL과 2차 DPLL을 각각 사용하였을 경우의 수신기 mean-square error (MSE)가 비교되었다.

II. Symbol Timing 回路

그림 1에 9600bps data modem 送信器의 構成을 보였다. Encoding된 in-phase 成分의 data a_n 과 quadrature 成分 β_n 은 각각 roll-off filtering되어 주파수 대역이 제한된 후 변조된다. 이때 CCITT 권고 V. 29에 의해서 반송 주파수는 1.7KHz이고 symbol 주파수는 2.4KHz이다. Roll-off filter는 식(1)과 같은 raised cosine 특성을 가지며,⁷⁾

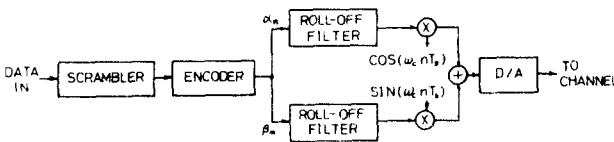


그림 1. Modem 송신기의 構成
Fig. 1. A structure of a modem transmitter.

$$H(\omega) = \begin{cases} T & \\ \frac{T}{2} \left(1 - \sin \frac{T}{2\alpha} \left(\omega - \frac{\pi}{T} \right) \right) & \\ 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} (1 - \alpha) & \\ \frac{\pi}{T} (1 - \alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} (1 + \alpha) & \end{cases} \quad (1)$$

이때의 impulse response는 다음과 같다.

$$h(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \frac{\cos \alpha \pi t/T}{1 - 4 \alpha^2 t^2/T^2} \quad (2)$$

수신기에서의 sampling 주파수는 symbol 주파수보다 높아야하므로 송신기의 roll-off filter는 interpolation

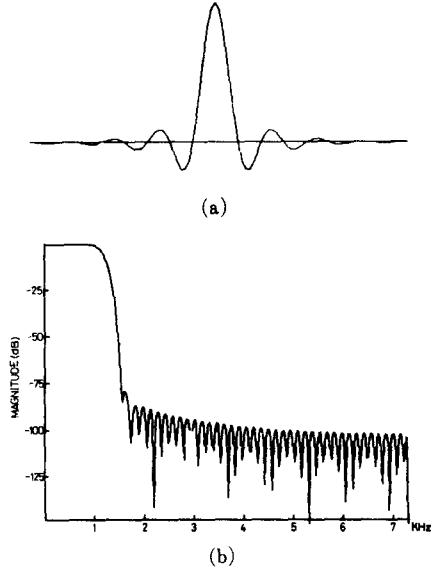


그림 2. (a) 추진력 응답
(b) 주파수 response
Fig. 2. (a) Impulse response.
(b) Frequency response.

filter로 동작하며 이때 roll-off factor α 는 대역폭을 고려하여 0.25이하여야 한다. 이 roll-off filter를 Hamming windowing 함수를 사용하여 tap 수=99, $\alpha=0.125$ 로 構成하였을 경우의 impulse response와 주파수 應答를 그림 2에 보였다. 수신된 신호를 $R(t)$ 라고 additive noise와 distortion이 없는 理想的인 전송 선을 가정하면,

$$R(t) = \sum_n \alpha_n h(t - nT_B) \cos \omega_c t + \sum_n \beta_n h(t - nT_B) \sin \omega_c t \quad (3)$$

이다. 여기서 $h(t)$ 는 roll-off filter의 impulse response이고 ω_c 는 반송주파수, T_B 는 symbol 주기이다. $R(t)$ 에서 symbol 주기를 추출하기 위한 symbol timing 回路는 그림 3과 같다.

이 回路는 passband 신호를 non-linear processing 한후 symbol 주파수에 공진되는 high-Q narrow band-pass filter로부터 timing 신호를 얻는 envelope-derived recovery 방식으로 構成되어 있다. A_n 을 $\alpha_n + j\beta_n$ 이라 하면 식(3)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R(t) = \text{Re} \left\{ \sum_n A_n h(t - nT_B) e^{j\omega_c t} \right\} \quad (4)$$

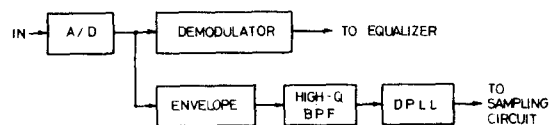


그림 3. Symbol timing 回路
Fig. 3. Symbol timing circuit.

Data sequence A_n 의 주기가 N 일때 이를 discrete Fourier transform(DFT)으로 표시하면

$$A(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{-j\omega_k n T_B} \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (5)$$

이곳¹⁾ 여기서 $\Omega = \frac{2\pi}{N} T_B$ 이다. 受信된 신호 $R(t)$ 의 Fourier transform을 $R(\omega)$ 라 하면 frequency domain에서의 convolution에 의해서

$$R(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{-j\omega n T_B} H(\omega) \{ * S(\omega - \omega_c) \} \quad \omega > 0 \quad (6)$$

이다. 여기서 $H(\omega)$ 는 roll-off filter의 주파수 response이고 $*$ 는 convolution 기호이다. 식(5)의 Fourier transform pair는

$$A_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A(k\Omega) e^{j\omega_k n T_B} \quad (7)$$

이므로 $R(\omega)$ 는 다음과 같다.

$$R(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} A(k\Omega) \sum_n H(k\Omega + \frac{2\pi n}{T_B}) S(\omega - \omega_c - k\Omega - \frac{2\pi n}{T_B}) \quad \omega > 0 \quad (8)$$

이 식에서 受信된 신호 $r(t)$ 는 $\omega_c + k\Omega + 2\pi n/T_B$ 에 discrete한 spectrum 成分을 갖고 있음을 알 수 있다. 이때 식(8)은 대역폭이 제한되어 있으므로 $n=0, -1$ 에 서만 存在하고 이때의 식은 다음과 같다.

$$R(\omega) = \frac{\pi}{NT_B} \sum_{k=0}^{N-1} A(k\Omega) [H(k\Omega) S(\omega - \omega_c - k\Omega) + H(k\Omega - \frac{2\pi}{T_B}) S(\omega - \omega_c - k\Omega - \frac{2\pi}{T_B})] \quad \omega \geq 0 \quad (9)$$

이때 $R(t)$ 의 envelope $e(t)$ 는

$$e(t) = (\sum_n \alpha_n h(t - nT_B))^2 + (\sum_n \beta_n h(t - nT_B))^2 \quad (10)$$

이고 A_n 을 使用해서 표시하면 다음과 같다.

$$e(t) = (\sum_n A_n h(t - nT_B)) \cdot (\sum_n A_n^* h(t - nT_B)) \quad (11)$$

여기서 A_n^* 는 A_n 의 complex conjugate이다.

Envelope $e(t)$ 의 Fourier transform $E(\omega)$ 는 식(7)과 frequency convolution에 의해서 다음 식으로 표시된다.

$$E(\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} A(k\Omega) A^*(l\Omega) \sum_n \sum_m H(k\Omega + \frac{2\pi n}{T_B}) H(\frac{2\pi m}{T_B} - l\Omega) \times \delta\{\omega - (k-l)\Omega - (n+m)\frac{2\pi}{T_B}\} \quad (12)$$

이 식으로 부터 $(k-l)\Omega + (n+m)\frac{2\pi}{T_B}$ 에 spectrum 存在함을 알 수 있다. 이때 symbol timing 신호는 $k-l=0$ 이고 $n+m=1$ 일 때 $\frac{2\pi}{T_B}$ 에 存在하며 나머지 spectrum 成分은 모두 interference로 作用한다. Symbol 주파수에서의 spectrum power는

$$E\left(\frac{2\pi}{T_B}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} |A(k\Omega)|^2 H(k\Omega) H\left(\frac{2\pi}{T_B} - k\Omega\right) \quad (13)$$

이고 $\frac{2\pi}{T_B} + (k-l)\Omega$ 에서의 interference 成分은 다음과 같다.

$$E\left(\frac{2\pi}{T_B} + (k-l)\Omega\right) = \sum_{k=0}^{N-1} A(k\Omega) A^*(l\Omega) H(k\Omega) H\left(\frac{2\pi}{T_B} - l\Omega\right) \quad k-l = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \quad (14)$$

이식에서 interference 成分을 제거하기 위해서는 symbol 주파수에 공진된 high-Q narrow band-pass filter가 필요함을 알 수 있다. 그림 3의 構成에서 envelope를 구하기 전에 $\omega_c/2$ 에 동조된 narrow band-pass filter를 使用하면 interference의 power를 감소시킬 수 있으나 symbol timing 回路를 digital 신호로 동작시킬 경우 소요되는 계산량이 2배정도 증가하게 된다. 本 論文에서는 高速 data modem에서의 real time processing을 위해 post filter만을 使用한 후 digital phase-locked loop(DPLL)에 의해 interference 成分을 감소시킴으로써 만족한 受信器 動作을 얻을 수 있음을 제IV장에서 보았다.

III. DPLL과 Timing Jitter

Digital phase-locked loop(DPLL)의 構成을 그림 4에 보았다. 그림 3의 symbol timing 回路에서 band-pass filter의 出力 $V(t)$ 에 symbol 주파수 이외의 side tone 成分이 포함되어 있다 하고 이 成分과 symbol 주파수와의 차이를 $\Delta\omega$ 라 하면 DPLL의 入力位相 $\theta_i(n)$ 은 다음과 같다.

$$\theta_i(n) = \Delta\omega \left(nT - \frac{\theta_o(n)}{\omega_o} \right) \quad (15)$$

여기서 $\theta_o(n)$ 은 DPLL clock의 出力位相이고 ω_o 는 入

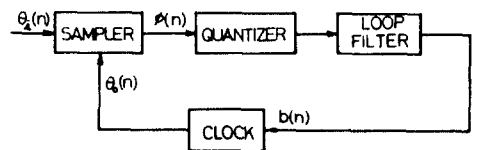


그림4. Digital phase-locked loop
Fig. 4. Digital phase-locked loop.

力位相과 出力位相 사이에 위상차가 없을 때의 clock 주파수로써 이 경우 symbol 주파수와 같다. 위상오차 $\phi(n)$ 을 다음과 같이 정의하면,

$$\phi(n) = \theta_i(n) - \theta_o(n) \quad (16)$$

DPLL의 미분방정식은 다음과 같다.

$$\phi(n+1) - \phi(n) + \Delta D(z) Q[\sin \phi(n)] = e_1(n+1) - e_1(n) \quad (17)$$

여기서 Δ 는 step size, $D(z)$ 는 loop filter 전달함수의 z -transform이고 $Q[\cdot]$ 는 quantizer에서 量子化된 값을 나타낸다. 식(15)를 식(17)에 代入하면

$$\phi(n+1) = \phi(n) - \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \Delta D(z) Q[\sin\phi(n)] + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} 2\pi \quad (18)$$

이다. DPLL이 평형상태에 있을 때의 위상오차를 ϕ_{ss} 라 하면

$$\phi(n+1) \approx \phi(n) = \phi_{ss} \quad (19)$$

이어야 하고 DPLL이 1차일 경우 $D(z) = 0$ 이므로 식(19)를 사용하면 식(18)은

$$\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \Delta Q[\sin\phi_{ss}] = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot 2\pi \quad (20)$$

이다. 이식에서 $Q[\sin\phi_{ss}]$ 를 구하면 다음과 같다.

$$Q[\sin\phi_{ss}] = \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0 + \Delta\omega}\right) N \quad (21)$$

이때 quantizer의 양극치를 $\pm L$ 이라 하면 식(21)에서 1차 DPLL이 side tone 成分 $\Delta\omega$ 에 대해서 locking할 수 있는 범위는 다음식으로 주어진다.^{9,10)}

$$\frac{N}{N+L} \omega_0 < \Delta\omega < \frac{N}{N-L} \omega_0 \quad (22)$$

여기서 N 은 위상오차 $\phi(n)$ 의 state number이다. 이식에서 $\Delta\omega$ 가 위의 범위를 벗어날 경우 1차 DPLL은 이를 따라 가지 못한다는 사실을 알 수 있으며 이때의 ϕ_{ss} 는 다음과 같다.

$$\phi_{ss} = \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0 + \Delta\omega}\right) N \quad (23)$$

보통 $\Delta\omega$ 는 ω_0 에 비해 충분히 작으므로 1차 DPLL에서의 ϕ_{ss} 는 $\Delta\omega$ 에 비례함을 알 수 있다. 2차 DPLL의 경우 loop filter의 전달함수 $D(z)$ 는 다음과 같다.

$$D(z) = \frac{Z(1-a) + (a-1)}{Z-1} \quad (24)$$

여기서 a 는 DPLL이 acquisition 시간을 결정하는 상수이다. 식(18)과 식(24)로부터 위상오차 $\phi(n)$ 의 Z -transform $\phi(z)$ 를 구하면

$$\phi(z) = \frac{2\pi\Delta\omega(z-1)}{(z-1)^2 + \left(\frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0}\right) \Delta \{Z(1+a) + (a-1)\}} \quad (25)$$

이다. 이식에서 ϕ_{ss} 를 구하면

$$\phi_{ss} = \lim_{n \rightarrow \infty} \phi(n) = \lim_{z \rightarrow 1} (Z-1) \phi(z) = 0 \quad (26)$$

이다. 따라서 symbol timing 回路에서 2차 DPLL을 사용하는 것이 有利함을 알 수 있으며 1차 DPLL과의 동작비교가 제IV장에 제시되어 있다.

Symbol timing 回路에서 timing jitter는 전송도중 파형이 겹쳐지거나 narrow band-pass filter의 mistuning 및 진폭이 位相에로의 변환등에 의해 발생한다.

Symbol timing 回路에서 narrow band-pass filter의 出力 신호 $V(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V(t) = \sum_n \sum_m A_n A_{n+m}^* y_m(t-nT_B) \quad (27)$$

여기서 $Y_m(t) = x_m(t) * h_B(t)$, $x_m(t) = h(t)h(t-nT_B)$ 이고, $h_B(t)$ 는 band-pass filter의 impulse response이다. 이때 $V(t)$ 의 평균치 $E(V(t))$ 는 다음과 같다.¹¹⁾

$$E(V(t)) = \sum_n \sum_m E(A_n A_{n+m}^*) y_m(t-nT_B) \quad (28)$$

여기서 $E(A_n A_{n+m}^*)$ 를 K 라 하면 식(28)은

$$E(V(t)) = \sum_n \sum_m k y_m(t-nT_B) \quad (29)$$

이고 이식을 Fourier series로 전개하면

$$E(V(t)) = \frac{1}{T_B} \sum_l \sum_m k Y_m\left(\frac{l}{T_B}\right) e^{j\frac{2\pi lt}{T_B}} \quad (30)$$

이다. 여기서 $Y_m(f) = X_m(f) \cdot H_B(f)$ 이고 $H_B\left(\frac{l}{T_B}\right)$ 은 $l = \pm 1$ 일 때만 값을 가지므로 식(30)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E(V(t)) = \frac{K}{T_B} \left\{ H_B\left(\frac{1}{T_B}\right) X_m\left(\frac{1}{T_B}\right) e^{-j\frac{2\pi t}{T_B}} + H_B\left(-\frac{1}{T_B}\right) X_m\left(-\frac{1}{T_B}\right) e^{-j\frac{2\pi t}{T_B}} \right\} \quad (31)$$

이 식을 정리하면 symbol timing 回路에서의 mean timing wave는 다음과 같이 sinusoidal한 파형으로 주어진다.

$$E(V(t)) = \frac{K}{T_B} K' \cos\left(\frac{2\pi t}{T_B} + \phi\right) \quad (32)$$

여기서 K' 와 ϕ 는 $H_B(f)$ 와 $Y_m(f)$ 成分에 의한 진폭과 位相이다. 다음 $V(t)$ 의 variance를 구하기 위해 $V^2(t)$ 의 평균치를 계산하면

$$E(V^2(t)) = \sum_n \sum_m \sum_l \sum_r E(A_n A_{n+m}^* A_{n+l} A_{n+r}^*) y_m(t-nT_B) \times y_l(t-nT_B-lT_B) \quad (33)$$

이다. 이때 $E(A_n A_{n+m}^* A_{n+l} A_{n+r}^*)$ 의 성립조건을 사용하면 식(33)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E(V^2(t)) = [E(|A_n|^4) - 3|E(|A_n|^2)|^2] \sum_n y_0^2(t-nT_B) + |E(|A_n|^2)|^2 \sum_n \sum_m y_m^2(t-nT_B) + \sum_n \sum_m y_m(t-nT_B) y_{-m}(t-nT_B-mT_B) + |E(|A_n|^2)|^2 \cdot \sum_n y_0(t-nT_B) \quad (34)$$

$V(t)$ 의 variance $\text{Var} V(t)$ 는

$$\text{Var} V(t) = E(V(t)^2) - |E(V(t))|^2 \quad (35)$$

이므로 식(34)를 정리하면 $\text{Var} V(t)$ 는 다음과 같다.

$$\text{Var} V(t) = [E(|A_n|^4) - 3|E(|A_n|^2)|^2] \sum_n y_0^2(t-nT_B) + 2|E(|A_n|^2)|^2 \sum_n \sum_m y_m^2(t-nT_B) \quad (36)$$

이식을 Fourier series로 전개하면

$$\text{Var} V(t) = \frac{1}{T_B} \left\{ (a-3b^2) \sum_r \omega\left(\frac{r}{T_B}\right) e^{j\frac{2\pi rt}{T_B}} \right.$$

$$+2b^2 \sum_r z \left(\frac{r}{T_B} \right) e^{j \frac{2\pi r t}{T_B}} \quad (37)$$

이다. 여기서 $a = E(|A_n|^4)$, $b = E(|A_n|^2)$, $z(t) = \sum_m y_m^2(t)$, $\omega(t) = y_m^2(t)$ 이고 $W(f)$ 와 $Z(f)$ 는 각각 $\omega(t)$ 와 $Z(t)$ 의 Fourier transform이다. 이때 U_r 을

$$U_r \triangleq \frac{1}{T_B} | (a - 3b^2) W \left(\frac{r}{T_B} \right) + 2b^2 Z \left(\frac{r}{T_B} \right) | \quad (38)$$

와 같게 놓고 filter의 대역폭 제한조건을 적용시키면 식(37)에서 timing wave의 variance는 다음식과 같이 상수 U_0 에 sinusoidal 파형이 중첩된 형태가 된다.

$$\text{Var} V(t) = U_0 + 2|U_2| \cos \left(\frac{4\pi t}{T_B} + \phi' \right) \quad (39)$$

여기서 ϕ' 는 U_2 의 位相이다. 식(32)와 식(39)로부터 $V(t)$ 의 zero crossing에서 variance가 최소로 되므로 이 부분을 sampling 位相으로 잡아야 有利함을 알 수 있다.

IV. Computer Simulation 및 檢討

Symbol timing 回路의 high-Q narrow band-pass filter는 sampling rate로 動作하므로 filtering에 소요되는 계산량에 있어 有利한 IIR filter로 설계하였다. 공진주파수 ω_0 인 2pole analog band-pass filter의 전달함수 $H(s)$ 를 bilinear transform에 의해 digital filter의 전달함수 $H(z)$ 로 변환시킨다. 이때 주파수 warping을 보상하기 위해 $\bar{\omega}_0 = \tan \frac{\omega_0 T}{2}$ 라하면 $H(z)$ 는 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{\bar{\omega}_0 (z-1)/(z+1)}{Q \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^2 + \frac{\bar{\omega}_0 (z-1)}{z+1} + \bar{\omega}_0^2} \quad (40)$$

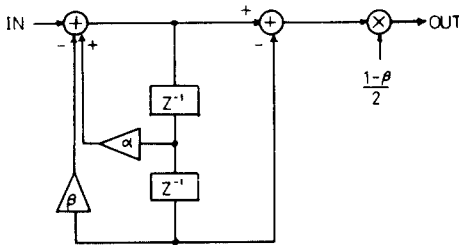


그림5. Symbol timing 디지털 filter
Fig. 5. Symbol timing digital filter.

여기서 ω_0 는 symbol 주파수와 같다. 이식을 정리하면

$$H(z) = \frac{1-\beta}{2} \frac{1-z^{-2}}{1-\alpha z^{-1} + \beta z^{-2}} \quad (41)$$

이고 여기서 $\alpha = \frac{2(\bar{\omega}_0^2 - 1)}{\bar{\omega}_0^2 + \bar{\omega}_0 + 1}$, $\beta = \frac{\bar{\omega}_0^2 - \bar{\omega}_0 + 1}{\bar{\omega}_0^2 + \bar{\omega}_0 + 1}$ 이다.

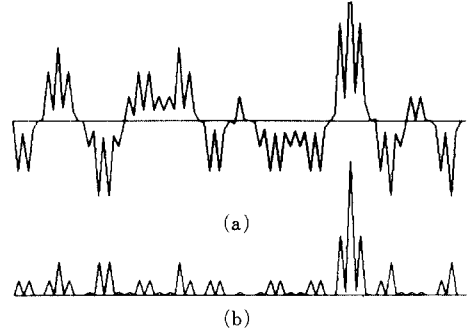


그림6. (a) 수신된 신호
(b) Envelope 파형
Fig. 6. (a) Received signal.
(b) Envelope waveform.

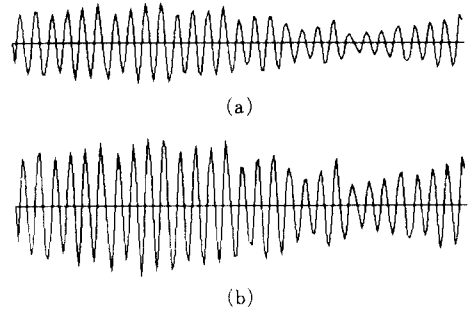


그림7. (a) Q=80일 때의 출력파형
(b) Q=40일 때의 출력파형
Fig. 7. (a) Output signal waveform when Q=80.
(b) Output signal waveform when Q=40.

그림 5 에 식(41)을 構成한 결과를 보였다. 전체 시스템은 12bit의 word length로 構成되었으며 data 전송속도를 9600bps, symbol 주파수를 2.4KHz라 할 때 그림 6 에 受信된 신호와 envelope 파형을 보였다. Random data에 대한 30개 symbol을 처리했을 때의 symbol timing filter의 파형을 Q=80일 때와 Q=40일 때 각각에 대해서 그림 7 에 보였다. 9600bps의 data가 simulation된 전송선을 통과했을 때 symbol timing 回路의 動作에 의한 수신기 mean-square error (MSE) 값을

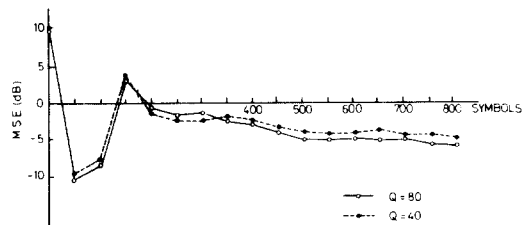


그림8. Symbol timing 回路 動作에 의한 수신기 MSE
Fig. 8. MSE of receiver with symbol timing circuit.

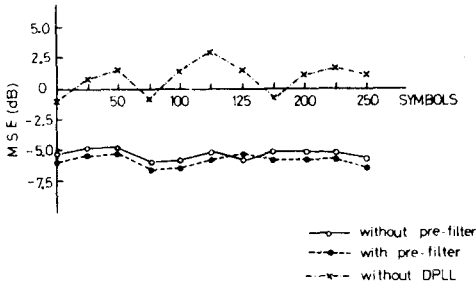


그림9. 수신기 MSE(pre-filter를 사용하지 않았을 경우)

Fig. 9. MSE of receiver (with pre-filter and without pre-filter).

그림 8에 보였다. 여기서 560symbol까지는 CCITT 권고 V.29에 의한 동기신호이고 $a=0.5$ 의 2차 DPLL을 사용하였다. 그림 9는 symbol timing 회로에서 1.2KHz에 동조되는 pre-filter를 사용했을 경우와 2.4KHz에 공진되는 high-Q narrow band-pass filter만 사용했을 경우 및 DPLL을 사용하지 않았을 때 각각에 대한 MSE를 비교한 결과이다. DPLL을 사용하면 pre-filter

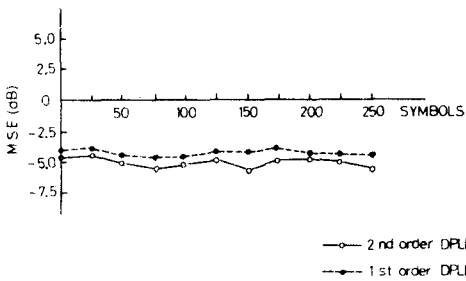


그림10. 1차 DPLL과 2차 DPLL에 의한 수신기 MSE(symbol 주파수 0.4% 변화시)

Fig. 10. MSE of receiver with 1st order DPLL and 2nd order DPLL(0.4% variation of symbol frequency).

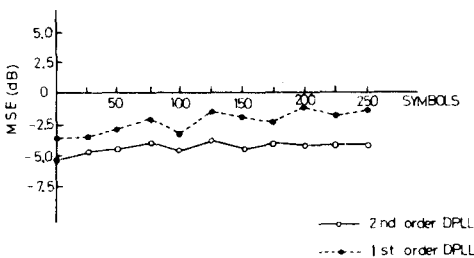


그림11. 1차 DPLL과 2차 DPLL에 의한 수신기 MSE(symbol 주파수 0.8% 변화시)

Fig. 11. MSE of receiver with 1st order DPLL and 2nd order DPLL(0.8% variation of symbol frequency).

ter없이도 side-tone成分이 감소되어 충분한 symbol timing 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 송신기에서 symbol 주파수를 0.4%와 0.8% 변화시켰을 때 symbol timing 회로에 1차 DPLL과 2차 DPLL을 사용했을 경우에 대한 MSE값을 그림10과 그림11에 각각 보였다. 그림9, 10, 11의 값은 동기신호가 끝난후 부터의 측정치이다. 그림10과 그림11에서 symbol 주파수의 변화량이 비교적 클 경우에는 2차 DPLL을 사용하여 수신기 MSE를 감소시킬 수 있음을 알 수 있다.

V. 結 論

Envelope-derived recovery 방식에 의해構成한 9600bps modem의 symbol timing 회로에서 pre-filter없이 symbol 주파수에 공진된 high-Q narrow band-pass filter와 2차 DPLL에 의해서 만족한 수신기의 MSE 값을 얻을 수 있었으며 따라서 symbol timing에 소요되는 계산량을 크게 감소시킬 수 있음을 확인하였다. 송신기에서 symbol 주파수를 0.4%와 0.8%로 각각 변화시켰을 때 symbol timing 회로에 2차 DPLL을 사용하여 1차 DPLL의 경우에 비해 수신기의 MSE 값을 감소시킬 수 있음을 확인하였다.

參 考 文 獻

- [1] B.R. Salzberg, "Timing recovery for synchronous binary data transmission", *BSTJ*, vol.46, pp. 593-622, Mar. 1967.
- [2] H. Kobayashi, "Simultaneous adaptive estimation and decision algorithm for carrier modulated data transmission system," *IEEE Trans.*, vol. COM-19, pp. 268-280, June 1971.
- [3] R.D. Gitlin and J. Salz, "Timing recovery in PAM systems," *BSTJ*, vol. 50, pp. 1645-1669, May-June 1971.
- [4] Kurt. H. Mueller and M. Muller, "Timing recovery in digital synchronous data receivers", *IEEE Trans.*, vol. COM-24, pp. 516-530, May 1976.
- [5] R.D. Gitlin and J.F. Hayes, "Timing recovery and scramblers in data communication," *BSTJ*, vol.54, pp. 569-593, Mar. 1975.
- [6] 장춘서, 은종관, "9600 bps Modem의 복조기와 Equalizer에 관한 연구", 전자공학회지 제20권 제 4 호, pp. 10~15, 7. 1983.
- [7] R.W. Lucky, J. Salz, and E.J. Weldon, *Principles of Data Communication*. pp. 43-79, N.Y. McGraw-Hill, 1968. *