

동기식 통신망에서 발생하는 위상시간에러의 컴퓨터 시뮬레이션에 관한 연구

正會員 林範鍾* 正會員 李斗鶴** 正會員 崔承國*** 正會員 金長福*

A Study on the Computer Simulation of Phase Time Error of Synchronous Network

Bum Jong Lim*, Doo Bok Lee**, Seung Kuk Choi***, Chang Bock Kim*, *Regular Members*

요 약

동기식통신망의 클럭들에서 발생하는 위상시간에러(phase time error)의 성분은 주로 플리커잡음(flicker noise) 및 랜덤워크잡음(random-walk noise)이다. 본 논문에서는 먼저 주파수 안정도에 대한 측정표준을 설명하였다. 그리고 백색잡음으로부터 플리커잡음 및 랜덤워크잡음을 디지털 컴퓨터상에서 생성시킬 수 있는 알고리즘을 소개하였는데, 특히 플리커 잡음에 대해서는 단수(stage number) N, 시정수비(time constant ratio) K와 플리커잡음생성대역폭의 관계를 예를들어 규명하였다. 동기식망에서 발생하는 위상시간에러를 실제 측정된 결과에 따라서 이 알고리즘을 이용하여 컴퓨터로 클럭의 위상시간에러를 시뮬레이션하였다.

ABSTRACT

Main components of phase time error of synchronous network are flicker noise and random-walk noise. This paper describes computer simulation of clock error characterized by a statistical model recommended as a standard measure. Flicker noise sequences are generated from white noise sequences by means of an algorithm developed by Barnes. Random-walk noise sequences are obtained by integration of a white noise sequence. Especially for flicker noise, relation between stage number N, time constant ratio K and bandwidth of flicker noise generated was defined by using some examples.

* 弘益大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Hong-Ik Univ.
** 弘益大學校 電子電算工學科
Dept. of Electronics & Computer Eng., Hong-Ik Univ.
*** 仁川大學校 情報通信工學科
Dept. of Information and Telecomm. Eng., Univ. of Incheon
論文番號 : 9469
接受日字 : 1994年 3月 7日

I. 서 론

통신망내의 모든 클럭(clock)들의 주파수 및 위상(frequency and phase)을 일치시키는 동시식 동기방법은 스타핑동기방식(stuffing synchronization technique)과 비교하여 다중화 및 역다중화가 간단하며 다중화된 신호에서 하위계위(hierarchy)의 한 신호를 직접 쉽게 역다중화 시킬 수 있어 통신망의 설치, 운영 및 보수를 원활하게 하여준다. 이에 따라 광대역 통신망의 NNI의 표준으로 동기식 디지털계층(SDH: Synchronous Digital Hierarchy)가 제정되었으며 동기식 전송장치기 상용화 되고 있다.^{[1][2]} 아울러 각 노드에서는 전송되어 온 다중화 신호를 digital cross connect 시스템이나 add drop multiplexer로 빈번하게 분리 재배치하여 다른 노드로 전송시킬 수 있게 된다. 동기식통신망의 각 노드에 있는 클럭들은 이상적인 경우 그 주파수 및 위상이 모두 동기되어 일치되어야 한다. 그러나 각 노드내 클럭들 자체의 그 주파수 및 위상이 모두 동기되어 일치되어야 한다. 그러나 각 노드내 클럭들 자체의 위상잡음과 클럭동기망의 동작장애 및 전송로 온도 변화에 따른 클럭신호의 전송속도변화등으로 인하여 각 노드내 클럭들간의 위상은 정확히 일치되지 못하므로 지터(jitter) 및 윈더(wander)가 발생된다^[3]. 어떤 한 노드의 클럭으로 형성된 데이터와 다른 노드의 클럭으로 형성된 데이터간의 위상간(phase time)차는 동기망내 존재하는 지터 및 윈더에 의해서 계속 변동하게 된다. 통신망내의 모든 클럭(clock)들의 주파수 및 위

위와같은 위상변화는 버퍼(buffer)에 입력데이터를 임시로 저장(write)한 후에 다시 노드내로 읽어(read)들이는 과정에서 슬립(slip)을 발생하게하여 투명한(transparent) 데이터 전송을 불가능하게 한다. 그러므로 동기식전송장치에서는 데이터간의 이러한 위상차 변화를 정/영/부 위치맞춤(positive/zero/negative justification)으로 보정하여 준다^[2]. 위와 같은 과정에서 큰 크기를 가지는 바이트스타핑지터가 발생되어 진다.(포인터조정지터: pointer adjustment jitter). 이때 발생하는 포인터조정지터를 분석하기 위해서는 먼저 동기식통신망 노드간에 존재하는 위상시간에러에 대한 연구가 필요하다.

우선 주파수 안정도의 측정표준에 의거하여 사용되는 정의 및 측정방법^{[6]-[9]}을 소개한 후에 이와같은 표준에 따라서 클럭간의 위상시간에러를 표시한다. 1991

년 Bellcore에서 미국의 운용중인 협대역동기식망에서 발생하는 위상시간잡음이 실제 측정되었다^{[10][11]}. 측정결과 플리커(flicker)위상시간잡음과 랜덤워크(random-walk)위상시간잡음이 주로 나타나는 것이 밝혀졌다. 플리커 위상잡음을 컴퓨터 시뮬레이션으로 발생시키는 방법은 Barnes등에 의하여 1970년대에 처음 연구되었다^{[14][15]}. Barnes등은 먼저 백색잡음을 발생시킨 후 그 잡음에서 플리커잡음을 컴퓨터에서 발생 시킬 수 있는 알고리즘을 개발하였다^[7].

본 연구에서는 연구 [10], [11]에서의 측정데이터와 같은 성질을 가지는 위상시간에러를 컴퓨터로 시뮬레이션하여 발생시킨다. 백색잡음을 먼저 발생시킨 후 Barnes에 의하여 개발된 알고리즘을 이용하여 백색잡음으로부터 플리커잡음을 발생시킨다. 랜덤워크잡음은 백색잡음을 계속 적분해 나감으로서 발생시킬 수 있다. 시뮬레이션에 의해 발생된 위상시간에러의 시간분산(TVAR: time variance) 및 전력스펙트럼밀도(power spectral density)를 계산, 분석하여 실제 측정데이터와 비교하여 시뮬레이션의 정확도를 확인한다.

II. 주파수 안정도의 측정표준

주파수 안정도의 측정에 대한 연구는 최근 30년 전부터 이루어져 왔으며 많은 논문이 발표되었다.^{[6][7][8][9]}

일반적으로 클럭신호는 전압이 정현파적으로는 변하는 시간함수로 정의 되어질 수 있다.

$$u'(t) = U_0 \sin(2\pi\nu_0 t) \tag{1}$$

이러한 클럭신호에 위상잡음(jitter)이 있는 경우, 클럭신호는 다시 다음과 같이 정의 되어진다.

$$u(t) = U_0 \sin(2\pi\nu_0 t + \phi(t)) \tag{2}$$

여기서 ω_0 는 클럭신호의 기준주파수이며 $\phi(t)$ 는 규칙적 및 불규칙적으로 변하는 위상함수(위상잡음)를 나타내게 된다. 클럭신호 $u(t)$ 의 순간주파수(instantaneous frequency) $\nu(t)$ 는 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$\nu(t) = \nu_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \tag{3}$$

식 (3)으로 부터 기준주파수 ω_0 에 대한 클럭신호

$u(t)$ 의 순시주파수편차 $Y(t)$ 는 다음과 같이 정의 되어진다.

$$Y(t) = v(t) - v_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \tag{4}$$

순시주파수편차 $Y(t)$ 를 기준주파수 v_0 로 나눔에 의해서 정규화된(normalized) 순시주파수편차 $y(t)$ 를 구할 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{2\pi v_0} \frac{d\phi}{dt} \tag{5}$$

만일 클럭이 이상적인 표준시계와 동기되었다가 $t'=0$ 인 순간부터 $t'=t$ 때까지 자유발전 (free running)했을 때 시간편차는 주파수편차를 적분함에 의해 구해진다.

$$x(t) = \int_0^t y(t') dt' = \frac{\phi(t)}{2\phi v_0} \tag{6}$$

이때 $y(t)$ 는 단위가 없고(dimensionless), $x(t)$ 는 시간의 단위를 갖고 있는데 위상시간(phase time)이라 불리우며 시간편차로 나타낸다. $t=t_k$ 인 시간부터 $t=t_k + \tau$ 인 시간까지의 평균주파수편차는 $t=t_k$ 인 순간의 시간편차와 $t=t_k + \tau$ 인 순간의 시간편차를 여러번 측정함에 의해 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\overline{Y}_k(t_k, \tau) = \frac{1}{\tau} (x(t_k + \tau) - x(t_k)) \tag{7}$$

실제 발진기는 불규칙적인 성분과 규칙적인 편차성분을 같이 포함할 수 있으므로 이를 분리하는 것이 필요하다. 충분히 긴시간 T 동안 주파수편차 $y_m(t)$ 를 측정하여 보면, 불규칙적인 편차성분에 의한 주파수편차 $y(t)$ 를 분리해낼 수 있다.

$$y_m(t) = v_0 + at + y(t) \quad 0 \leq t \leq T \tag{8}$$

여기서 v_0 는 일정한 초기편차이며, at 는 노화계수(aging coefficient) a 에 의해 일정하게증가(aging effect)하는 함수이고, $y(t)$ 는 불규칙적인 편차성분에 의

한 주파수편차이다. 불규칙적인 성분과 규칙적인(deterministic) 편차성분을 같이 포함하는 시간편차 $x_m(t)$ 는 식 (6)과 식 (8)에의해서 다음과 같이 표현되어질 수 있다.

$$x_m(t) = v_0 t + \frac{a}{2} t^2 + x(t) \tag{9}$$

식 (9)에서 주파수편차 $y(t)$ 가 ergodic하고, wide sense stationary한 경우, 자기상관함수 $Y_c(\tau)$ 는 다음과 같이 정의 되어진다.

이때 $\langle \rangle$ 는 앙상블평균(ensemble average)을 나타낸다.

주파수편차 $y(t)$ 의 전력스펙트럼밀도 $S_y(f)$ 는 $R_y(\tau)$ 를 푸리에변환함으로써 구할 수 있다. $S_y(f)$ 를 유한역폭수형태로 전개해서 표현하면 측정된 $S_y(f)$ 를 나타낼수 있다.

$$S_y(f) = \sum_{-1/2}^{1/2} h_n f^n = h_{-2} f^{-2} + h_{-1} f^{-1} + h_0 f^0 + h_1 f^1 \tag{10}$$

식 (7)의 평균주파수편차 $\overline{y}_k(t_k, \tau)$ 를 총 N 번 측정하여 그 평균값과 분산(variance)을 구해보면 다음과 같다.

$$\langle \overline{y}_k(t_k, \tau) \rangle_N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \overline{y}_k(t_k, \tau) \tag{12}$$

$$\sigma_{\overline{y}_k}^2(N, T, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\overline{y}_k(t_k, \tau) - \langle \overline{y}_k(t_k, \tau) \rangle_N)^2 \tag{13}$$

이때 위 측정은 매 시간 간격 T 마다 τ 시간 동안 N 번 이루어질 것을 의미한다. 그러나 실제 측정시 위의 분산값은 N, T, τ 에 따라 그 값이 달라지는 문제가 있는 것이 밝혀졌다. 그래서 IEEE^[6]나 CCIR^[5]에서는 아래와 같은 Allan variance를 측정하여 주파수 안정도를 나타내기를 권고하고 있다.

Two sample Allan variance는 측정된 데이터(평균 주파수편차)로 부터 다음과 같이 계산된다.

$$\sigma_y^2(\tau) = \left\langle \frac{(\overline{y_k}(t_k + T, \tau) - \overline{y_k}(t_k, \tau))^2}{2} \right\rangle \quad (14)$$

$T = \tau$ 일 경우 즉, $r = T/\tau = 1$ 인 경우, two sample Allan variance는 다음과 같이 간략화되어질 수 있다.

$$\sigma_y^2(\tau) = \left\langle \frac{(\overline{y_k}(t_k + \tau, \tau) - \overline{y_k}(t_k, \tau))^2}{2} \right\rangle \quad (15)$$

또는 식 (7)의 관계로 부터

$$\sigma_y^2(\tau) = \left\langle \frac{(x(t_k + 2\tau) - 2x(t_k + \tau) + x(t_k))^2}{2\tau^2} \right\rangle \quad (14)$$

Allan variance $\sigma_y^2(\tau)$ 의 또 하나의 유용한 점이 이 값에서 S_x 의 $h\alpha$ 값들을 계산할 수 있어서 결과적으로 $\sigma_y^2(\tau)$ 를 알면 S_x 를 결정할 수 있고 그 역도 가능하다는 점이다. 디지털통신망에서 발생하는 지터의 크기 및 주파수성분을 나타내기 위해서는 $y(t)$ 보다는 실제 측정가능한 시간편차를 나타내는 $x(t)$ 가 적합하다. 식 (6)에서의 관계로부터 $x(t)$ 의 전력스펙트럼밀도 S_x 는 다음과 같다.

$$S_x(f) = \frac{1}{(2\pi f)^2} S_y(f) \quad (17)$$

이에 따라 표 1에 $\sigma_y^2(\sigma)$ 및 $S_y(f)$ 와 $S_x(f)$ 의 관계가 주어졌다. 이제 시간편차 $x(t)$ 에 대한 확률통계값을 구하고자 한다. N 개의 클럭들이 t 시간 동안 자유발진 후 각각의 표준 클럭에 대한 시간편차를 $x_i(t)$ 라고 할 때 그 시간편차들의 표준편차(standard deviation)또는 지터의 실효치는 다음과 같다.

$$\sigma_x(t) = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2(t) \right)^{1/2} \quad (18)$$

α 의 값이 0, -1, -2인 경우, 스펙트럼밀도타입에 대하여 $\sigma_x(t)$ 는 $\sigma_y(t)$ 와 아래와 같은 간단한 관계가 있는 것이 밝혀졌다¹⁷⁾.

$$\sigma_x(t) = t\sigma_y(t); \quad (t = \tau) \quad (19)$$

CCITT에서는 지금까지 클럭의 안정도 및 지터를 측정하거나 그 품질을 규정하기 위하여 TIE(time interval error) $\langle x_k \rangle_N$ 을 사용하고 있다.

$$\langle x_k(\tau) \rangle_N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (x(t_k + \tau) - x(t_k)) \quad (20)$$

식 (12)과 식 (13)에서와 같이 그러나 이값은 N, T, τ 에 따라 그 크기가 달라져서 안정된 값을 얻을 수가 없는 문제가 있다.

최근 동기식전송망에서 발생하는 지터를 위한 연구가 북미 TIX1.3 연구팀들에 의해 진행되고 있으며 이때 Allan variance와 관계가 있는 TVAR(time variance) $\sigma_x^2(t)$ 로 클럭의 품질을 규정하고 측정하는 연구가 역시 수행되었다¹⁰⁾¹¹⁾¹²⁾. CCITT에서도 TIE 외에 TVAR로도 클럭의 품질을 규정하고자 현재 연구 중이다¹³⁾.

표 1. 시간영역에서 측정된 two sample Allan variance $\sigma_y^2(\tau)$ 와 주파수영역에서 측정되는 $S_x(f), S_y(f)$ 의 관계¹⁶⁾

Table 1. Frequency domain - Time domain stability measure conversion chart¹⁶⁾

Time domain (Allan Variance)	
Frequency domain (Power law spectral densities)	$\sigma_y^2(\tau), r = T/\tau = 1$
white x $S_x(f) = h_0 f^0 \left(S_y(f) = \frac{h_0}{(2\pi)^2} \right)$	$H_2 \frac{3f_h}{(2\pi)^2 \tau^2}$
flicker x $S_x(f) = h_1 f^{-1} \left(S_y(f) = \frac{h_1}{(2\pi)^2} \right)$	$h_1 \frac{1}{(2\pi)^2 \tau^2} \left[\frac{9}{2} + 3 \ln(2\pi f_h \tau - \ln 2) \right]$
white y (random walk x) $S_x(f) = h_2 f^{-2} \left(S_y(f) = \frac{h_2}{(2\pi)^2} \right)$	$h_0 \frac{1}{2} \tau^{-1}$

III. 플리커잡음생성을 위한 알고리즘

백색위상시간잡음의 전력스펙트럼밀도 $S_x(f)$ 는 주파수에 관계없이 그 크기가 일정하다. 반면에 플리커위상 시간잡음의 전력스펙트럼밀도는 f 에 비례하여 그 크기가 변하여 시간영역에서 관찰하면 TVAR $\sigma_y^2(\tau)$ 는 표 1과 식 (19)에서와 같이 관측시간 τ 에 관계없이 크기가 일정하다. 백색잡음프로세서에서 플리커잡음을 생성시킬 수 있는 방법에 대한 연구가 Kartaschoff⁽⁷⁾와 Baunes⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾등에 의해 연구되었다. 플리커잡음은 아주 낮은 주파수성분까지를 가지므로 시간영역상에서는 매우 긴 시간동안 관측하여야 한다 이러한 성질의 플리커잡음을 생성하는 수학적 모델은 방대한 컴퓨터 메모리크기와 계산량을 요구한다. Branes는 작은 메모리 사용과 함께 효율적으로 플리커잡음을 생성하는 알고리즘을 제안하였는데 본 논문에서는 Branes의 알고리즘에서 단수(stage number) N , 시정수비(time constant ratio) K , 플리커잡음생성대역폭사이의 관계를 규명하여 좀더 효율적으로 플리커잡음을 인가하면 출력으로 플리커잡음이 생성될 수 있다⁽¹⁴⁾. 이러한 필터의 모델링의 차분방정식(difference equation)을 사용하여 recursive한 필터의 모델링에 차분방정식(difference equation)을 사용하여 recursive한 필터이 입출력관계를 표시하면 디지털컴퓨터로 효율적인 플리커잡음의 생성이 가능하다.

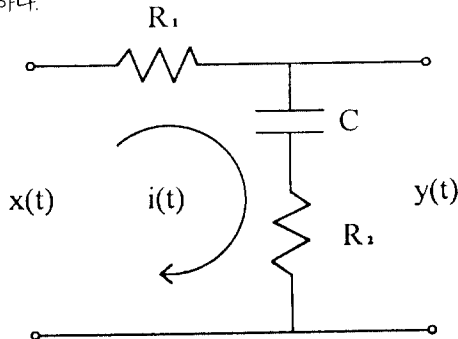


그림 1. 식 (21)에 의해 주어진 전달함수를 가지는 기본적 RC 필터

Fig. 1. Basic RC filter with voltage transfer function given by Eq. (21)

그림 1의 저역필터에서 키르히호프의 전압법칙과 푸리에변환을 이용하게 되면 다음과 같은 전압전달함수 $G(w)$ 가 구하여진다.

$$G(w) = \frac{Y(w)}{X(w)} = \frac{1 + jw\tau_2}{1 + jw(\tau_1 + \tau_2)} \tag{21}$$

이때

$$\tau_1 = R_1C, \tau_2 = R_2C, \omega = 2\pi f \tag{22}$$

이러한 필터가 N 개 직렬연결 되어 있을 때 i 번째 필터의 τ_1, τ_2 는 다음과 같이 표현되어진다.

$$\tau_1^{(i)} = (\beta)^i \tau_1^{(0)} \tag{23}$$

$$\tau_2^{(i)} = (\beta)^i \tau_2^{(0)} \tag{24}$$

여기서 β 는 $\beta < 1$ 을 만족하는 임의상수이다.

식 (21)~(24)에서 N 개의 직렬연결된 필터의 전체전압전달함수 $G(w)$ 는 다음과 같이 표현되어진다.

$$G(w) = \prod_{i=1}^N \left[\frac{1 + jw\tau_2^{(i)}}{1 + jw(\tau_1^{(i)} + \tau_2^{(i)})\beta^i} \right] \tag{25}$$

$$\beta = \left(\frac{\tau_2^{(0)}}{\tau_1^{(0)} + \tau_2^{(0)}} \right)^2 \tag{26}$$

이 때

$$\tau_1^{(0)} + \tau_2^{(0)} = K\tau_2^{(0)} \tag{27}$$

$$\theta = j\omega\tau_2^{(1)} \tag{28}$$

$$\theta = j\omega\tau_2^{(1)} \tag{28}$$

로 하면 전체전압전달함수 $G(w)$ 는 식 (24)~(26)에서 다음과 같이 구해진다.

$$G(w) = \left(\frac{\theta + 1}{K\theta + 1} \right) \left(\frac{\theta + (K^2)^1}{K\theta + (K^2)^2} \right) \left(\frac{\theta + (K^2)^2}{K\theta + (K^2)^3} \right) \dots \left(\frac{\theta + (K^2)^{N-3}}{K\theta + (K^2)^{N-2}} \right) \left(\frac{\theta + (K^2)^{N-2}}{K\theta + (K^2)^{N-1}} \right) \tag{29}$$

전달함수가 $G(\omega)$ 인 필터에 전력스펙트럼밀도를 가지는 플리커잡음이 생성된다. 여기서 필터의 단수 (stage number) N 과 식 (27)에서 시정수비(time constant ratio) K 의 값은 플리커잡음 생성대역의 길이에 영향을 미치는 요소들이다. 저역필터를 직렬연결한 플리커잡음생성기에서 단수 N 의 값을 크게하면 크게할수록 주파수영역에서 긴 decade동안 f^k 에 비례하는 플리커특성을 나타나게 되며, 시정수비 K 에 대해서도 마찬가지로 특성을 나타나게 된다. 식 (29)에서 N 과 K 값을 변화시킬때 필터의 출력으로 발생하는 잡음신호의 전력스펙트럼밀도가 그림 2에 구해졌다. 그림 2에서 보듯이 N 을 증가시키는 것이 K 를 증가시키는 것보다 충실한 플리커잡음특성을 얻기위한 방법을 알 수 있다.

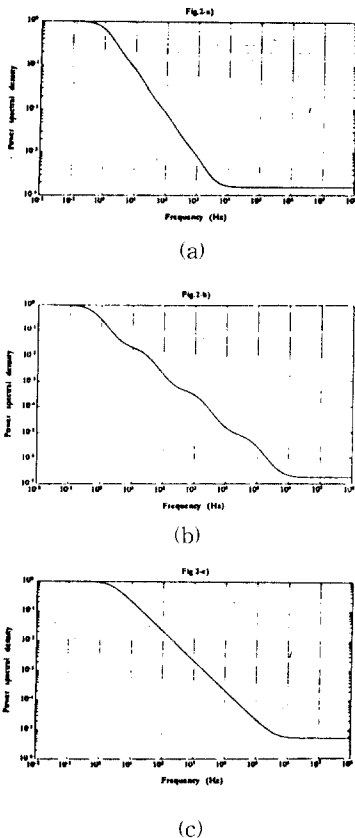


그림 2. 식 (29)의 전달함수를 가지는 필터의 출력으로 발생하는 잡음의 전력스펙트럼밀도 ((a) $N=4, K=3$; (b) $N=4, K=7$; (c) $N=15, K=1.5$;))

Fig 2. Power spectral density of filtered noise ((a) $N=4, K=3$; (b) $N=4, K=7$; (c) $N=15, K=1.5$;))

플리커잡음을 컴퓨터로 시뮬레이션하기 위하여는 이산적인 필터의 입출력관계식이 유도되어야 한다. 그림 1의 회로에 대한 이산적인 차분방정식은 다음과 같다.

$$y_{n+1} = \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_1 + \tau_2}\right) y_n + \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} x_{n+1} + \frac{\Delta t - \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} x_n \quad (30)$$

이때

$$\gamma = \Delta t \text{ over } \tau_1 + \tau_2, \quad R = \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \quad (31)$$

로 하면 식 (30)은 다음과 같이 간략화되이질 수 있다.

$$y_{n+1} = (1 - \gamma) y_n + R x_{n+1} - (R - \gamma) x_n \quad (32)$$

그림 1의 경우와 달리 1단 필터가 아닌 N 단 필터가 직렬연결된 경우 이러한 시스템의 이산적 입출력 관계는 식 (32)로부터 다음과 같이 유도되어진다.

$$\begin{aligned} x_{n+1}^{(2)} &= y_{n+1}^{(1)} = (1 - \gamma^{(1)}) y_n^{(1)} + R^{(1)} x_{n+1}^{(1)} \\ &\quad - (R^{(1)} - \gamma^{(1)}) x_n^{(1)} \\ x_{n+1}^{(3)} &= y_{n+1}^{(2)} = (1 - \gamma^{(2)}) y_n^{(2)} + R^{(2)} x_{n+1}^{(2)} \\ &\quad - (R^{(2)} - \gamma^{(2)}) x_n^{(2)} \\ x_{n+1}^{(4)} &= y_{n+1}^{(3)} = (1 - \gamma^{(3)}) y_n^{(3)} + R^{(3)} x_{n+1}^{(3)} \\ &\quad - (R^{(3)} - \gamma^{(3)}) x_n^{(3)} \\ &\dots \dots \dots \\ x_{n+1}^{(N)} &= y_{n+1}^{(N-1)} = (1 - \gamma^{(N-1)}) y_n^{(N-1)} + R^{(N-1)} x_{n+1}^{(N-1)} \\ &\quad - (R^{(N-1)} - \gamma^{(N-1)}) x_n^{(N-1)} \\ y_{n+1}^{(N)} &= (1 - \gamma^{(N)}) y_n^{(N)} + R^{(N)} x_{n+1}^{(N)} \\ &\quad - (R^{(N)} - \gamma^{(N)}) x_n^{(N)} \end{aligned} \quad (33)$$

식 (33)이 플리커잡음을 생성하기 위한 N 단 필터의 차분방정식이며 이때 $R^{(i)}, \gamma^{(i)}$ 는 다음과 같다.

$$R^{(i)} = \frac{1}{K} m, \quad \gamma^{(i)} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{K}\right)^{2N+1-2i} \quad (34)$$

IV. 동기식통신망에서 발생하는 위상시간에러의 컴퓨터 시뮬레이션

통신망의 동기에는 기준클럭(master clock)의 타이밍정보가 전송로를 따라 하위노드로 전달되고, 하위노드에서는 지터전달대역폭이 0.001 Hz정도인 PLL을 사용하여 자신의 클럭(slave clock)을 기준클럭에 동기시키는 모양의 master-slave 동기방식이 주로 사용되고 있다⁽⁵⁾. 각 노드내 클럭들자체에도 위상시간에러가 존재하며 이중 PLL 대역폭보다 작은 저주파의 지터성분은 감쇄되지 아니하고 하위노드로 계속 통과하여 그 지터의 크기는 증가한다. 타이밍정보가 전송로를 따라 전송될때 전송로의 하루간격 또는 일년간격의 주기적인 온도변화로 인하여 그 전송속도가 달라지므로 하루 또는 일년 주기의 저주파원더가 존재하여 노드간 최대 18μs의 원더가 발생될 수 있다⁽⁸⁾. 타이밍 정보가 전송되는 전송로에 burst에러가 발생되어 장애가 생기면 하위노드에 공급되는 다른 타이밍정보쪽으로 타이밍동기원이 절체되는 과정에서 동기망에 위상시간에러가 발생된다.

1986년 Hartmann과 Steiner에 의해서 수백 km 이상 떨어진 노드들에서 발생하는 위상시간에러가 (X)일 동안 실제 현장에서 측정되었다. 측정결과 타이밍정보의 전송장애등의 원인으로 랜덤위크위상시간에러가 발생하는 것이 관찰되었다⁽⁵⁾. 1991년 Bellcore에서 미국에서 실제 운용중인 동기망에서 발생하는 위상시간에러의 time variance가 자세히 측정되었다⁽¹⁰⁾. 그림 3의

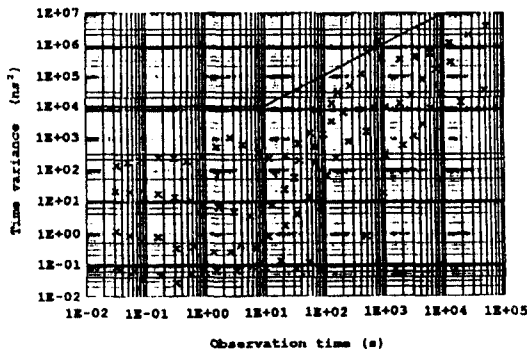


그림 3. Bellcore에 의해 측정된 미국내 동기망에서 발생하는 위상시간에러의 time variance⁽¹⁰⁾

Fig 3. Time variance of phase time error measured by Bellcore in U.S.A.⁽¹⁰⁾

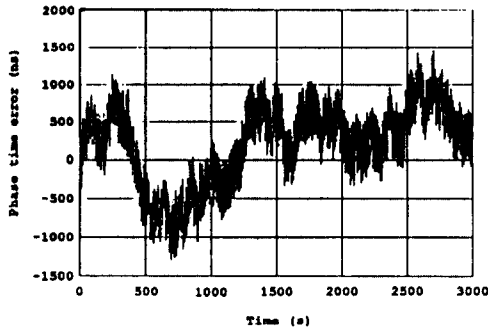
측정결과에서와 같이 관찰주기 τ가 10초보다 작을때는 플리커위상시간잡음이 많이 발생하고, 10초보다 클 때에는 랜덤위크위상시간잡음이 주로 발생하는 것을 알 수 있다. 이 측정결과에서 최대허용마스킹(mask)가 제시되었다.

실제 현장에서 측정된 클럭의 위상시간에러(그림 3)를 대상으로 시간에러를 시뮬레이션한다. 그림 3의 최대허용마스킹에서 나타낸 것과 같이 플리커위상시간잡음성분은 그 TVAR의 크기가 10⁴ns²으로 관측시간 τ에 관계없이 항상 일정하다. 반면에 랜덤위크 위상시간잡음성분은 그 TVAR의 크기가 관측시간 τ에 비례하여 증가한다. 먼저 최대허용마스킹의 특성을 가지는 위상시간에러를 시뮬레이션하여 발생시켰다. 그림 3에서와 같이 실제 발생하는 위상시간에러는 그 크기가 마스크에 의한 값보다 훨씬 작은 값을 가진다. 따라서 플리커잡음성분은 TVAR 크기가 10과 10²ns²의 값을 가지는 위상시간에러를 각각 생성시켰다.

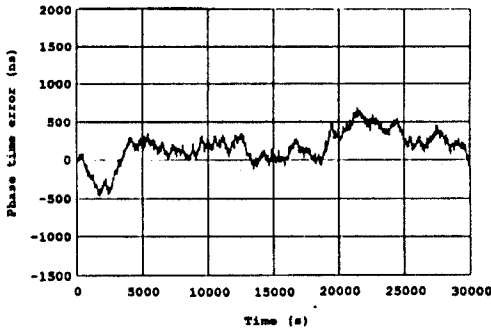
위와 같은 위상시간에러의 생성을 위하여 C subroutine의 백색잡음생성기가 이용되었다. 이 백색잡음으로부터 앞장에 설명된 Barnes의 알고리즘을 이용하여 플리커잡음을 생성하였다. 그리고 백색잡음 프로세스가 적분기를 통하면 그 적분기의 출력에는 랜덤위크프로세스가 나타나게 된다⁽⁹⁾. 따라서 랜덤위크위상잡음은 백색잡음발생기의 출력신호를 계속 적분해 나감으로써 만들어질 수 있다. 이 랜덤위크위상잡음을 플리커위상잡음과 적절히 더하여 동기망에서 발생하는 위상시간잡음을 시뮬레이션하였다. 그림 4에 플리커잡음성분의 TVAR의 크기가 10, 10², 10⁴ ns²인 위상시간에러의 시간적인 변화가 시뮬레이션되어 도시되었다. 모든 경우에 시간이 경과함에 따라 플리커잡음성분보다 랜덤위크잡음성분의 크기가 우세하게 나타나는 것을 볼 수 있으며, 이러한 경향은 플리커잡음성분의 TVAR이 작을수록 더욱 심하다.

시뮬레이션된 위상시간잡음을 주파수영역에서 분석하기 위하여 스펙트럼이 vector radix 고속알고리즘을 이용한 이산퓨리에변환기를 통해 구해졌다(그림 5). 1에서 플리커위상시간잡음의 전력스펙트럼밀도의 크기는 f⁻¹에 비례하고 랜덤위크잡음의 경우 f⁻²에 비례한다. 그림 5의 결과에 의해서도 스펙트럼의 크기는 저주파성분은 f⁻¹에 비례하는 랜덤위크잡음이 고주파성분은 f⁻²에 비례하는 플리커잡음이 역시 발생된 것을 알 수 있다. 그림 6에 시뮬레이션 위상시간잡음의 TVAR이 계산되어 도시되었으며 관찰시간 간격 10초를 경계로 하

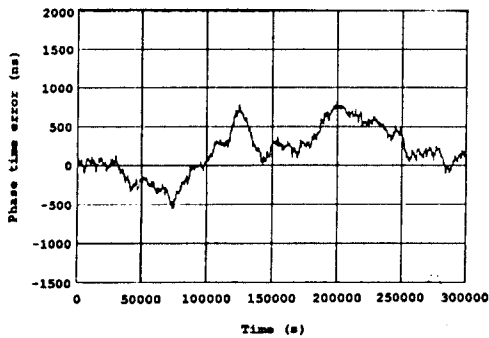
여 특성의 플리커 및 랜덤워크 위상시간잡음이 생성된 것이 확인된다.



(a)



(b)



(c)

그림 4. 컴퓨터시뮬레이션된 위상시간에러의 시간적인 변화 (a) $10^4 ns^2$, (b) $10^2 ns^2$, (c) $10 ns^2$)

Fig. 4. Sample function of the computer simulated phase time error (TVAR of flicker noise : (a) $10^4 ns^2$, (b) $10^2 ns^2$, (c) $10 ns^2$)

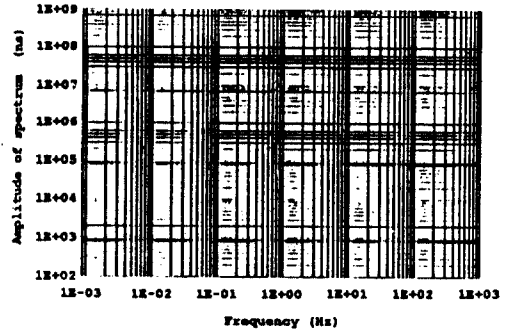


그림 5. 컴퓨터시뮬레이션된 이상시간에러의 주파수 스펙트럼 (플리커잡음성분의 TVAR이 $10^4 ns^2$ 인 경우)

Fig 5. Amplitude spectrum of the simulated phase time error (In case of TVAR of the flicker noise : $10^4 ns^2$)

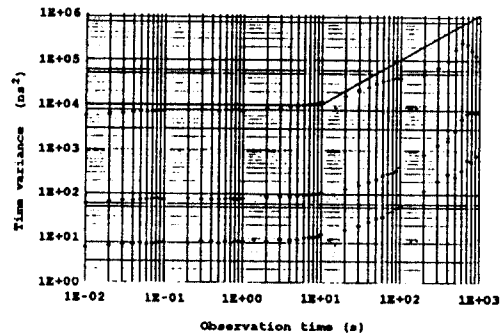


그림 6. 컴퓨터시뮬레이션된 위상시간에러의 time variance

Fig 6. Time variance of the simulated phase time error.

V. 결 론

본 논문에서 우선 주파수안정도에 대하여 IEEE, CCIR, CCITT등에서 권고하고 있는 측정표준을 제시하였다. 위상시간에러 또는 지터에 대하여 CCITT에서 사용되어 오던 측정표준인 TIE보다 시간영역에서는 Allan variance나 time variance가 주파수 영역에서는 전력밀도스펙트럼이 더 좋은 측정방법인 것을 소개하였다. 동기식통신망에서 발생하는 위상시간에러는 주로 플리커잡음과 랜덤워크잡음성분인 것이 실제 측정결과 밝혀졌다⁽¹⁰⁾. 동기식통신망에서의 위상시간에러는 저주파주파수성분을 가지고 있어서 시간적으로 매우 긴 관측측정시간이 필요하다. 이와같은 위상시간에러를 컴퓨

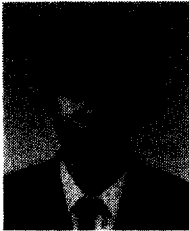
터로 시뮬레이션하면 신속하게 특성을 변화시키면서 발생시킬 수 있는 장점이 있다.

백색잡음과 랜덤워크잡음은 발생시키기가 용이하나 플리커잡음의 컴퓨터시뮬레이션방법은 잘 알려지지 않았다. 본 논문에서는 백색잡음으로부터 플리커잡음을 생성시킬 수 있는 Barnes⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾의 알고리즘을 분석하여 응용하였다. 이 알고리즘에서 단위 N과 시정수 비 K가 생성되는 지터의 대역폭에 미치는 영향을 비교하였다. 실제 측정된 동기식망의 위상시간에러⁽¹⁰⁾를 대상으로 플리커 잡음과 랜덤워크잡음성분을 조합하여 그 시간 에러를 시뮬레이션하였으며 시뮬레이션된 위상시간에러의 주파수특성과 time variance가 계산되어 그 결과가 확인되었다. 동기식통신망의 각 노드내 클럭간의 위상시간에러는 앞으로 사용할 SDH 동기식전송장치에서는 정/영/부 위치맞춤으로 그 에러를 보정하여 준다. 본 논문에서 개발된 위상시간에러발생기를 이용하여 이때 발생하는 포인터 조정지터를 분석하는 연구가 현재 진행중이다⁽²⁰⁾.

본 논문은 한국전기통신공사 연구개발단 장기기초 연구사업의 수행결과입니다.

참 고 문 헌

1. CCITT Recommendation, G.707 and G.709, Blue Book, 1988.
2. CCITT Revised Recommendation, G.707, G.708 and G.709, 1992.
3. 국경복, 신성문, 이종협, "유럽 각국의 광대역 통신서비스 진화방안 분석", 전자통신동향분석, 한국전자통신연구소, 제8권 3호, pp.127-141., 1993.10.
4. 황성문, "한국통신의 광통신기술 발전전략", 한국통신학회지, 제9권 8호, pp.5-13, 1992.8.
5. Hartmann H.L. and Steiner #., "Synchronization Techniques for Digital Networks", IEEE J. Select. Areas on Commun., Vol. SAC-4, No.4, pp.506-513, July 1986.
6. Barnes J.A. et. al., "Characterization of Frequency Stability", IEEE Trans Instrum. Meas., Vol. IM-20, pp. 105-120, May 1971.
7. Kartaschoff P., "Computer Simulation of the Conventional Clock Model", IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol IM-28, No. 3, pp. 193-197, Sept. 1979.
8. Rutmann J., "Characterization of Phase and Frequency Instabilities in Precision Frequency Sources : Fifteen Years of Progress", Proc. IEEE, Vol. 66, No. 9, pp.1048-1075, Sept. 1978.
9. CCIR Report 580 and New Recommendation, Kyoto, 1978.
10. Johnson W.B., Brown R., "A New Network Synchronization Phase Noise Simulator", Contribution to T1 standards project TIX1.3/91-074.
11. Cataltepe T., Near C.D., "Proposal for a New DS-1 TVAR Mask for SOET Simulations", Contribution to T1 Standards Project TIX1.3 / 92-134.
12. Mahon K.K., "Measured Phase Stability of Network Signals", Contribution to T1 Standards Project.
13. CCITT draft Recommendation G.81s "Timing Characteristics of Slave Clocks Suitable for Operation in SDH Equipments", 1992.
14. Barnes J.A. and Jarvis S., "Efficient Numerical and Analog Modeling of Flicker Noise Processes", NBS Tech. Note 604, June 1971.
15. Barnes J.A., "Models for the Interpretation of Frequency Stability Measurements", NBS Tech. Note 683, Aug. 1976.
16. John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis, "Digital Signal Processing", Macmillan, 1988.
17. CCITT recommendation, G.783M, 1992.
18. CCITT draft Revised Recommendation G.823, "The Control of Jitter and Wander within Digital Networks which are based on the 2048 kbit/s Hierarchy", 1992.
19. Papoulis A., "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", McGraw-Hill, 1987.
20. 김장복, "화상전송을 위한 광대역동기식망에서 발생하는 지터에 관한 연구", 한국통신연구개발단, '93 장기기초 연구과제 최종보고서, 1993.12.



林 秉 鍾 (Bum Jong Lim) 정회원
 1969년 : 홍익대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 : 홍익대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1991년 ~ 현재 : 홍익대학교 부설 과학기술연구소연구원

*주관심분야 : 영상처리, 영상압축 및 네트워크 분야

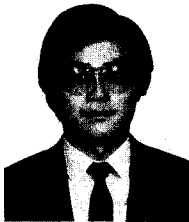


崔 承 勳 (Seung Kuk Choi) 정회원
 1974년 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1981년 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
 1988년 ~ 독일 Braunschweig 공과대학 전자공학과(공학박사)

1978년 ~ 1981년 : 한국전자통신연구소 연구원

1989년 ~ 현재 : 인천대학교 정보통신공학과 부교수

*주관심분야 : 디지털통신시스템, 동기(synchronization)



李 斗 馥 (Du Bok Lee) 정회원
 1971년 : 연세대학교 전기공학과 (공학사)
 1986년 : 연세대학교 대학원 전기공학과(공학박사)
 1975년 · 1989년 : 홍익전문대학 전자과 교수

1981년 ~ 1982년 : 미국 미시건 주립대학 연구원

1989년 ~ 현재 : 홍익대학교 전자전산공학과 교수

*주관심분야 : 디지털 시스템, 컴퓨터응용 및 통신시스템



金 長 福 (Chang Bock Kim) 정회원
 1974년 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1976년 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1983년 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)

1987년 ~ 1988년 : 독일 Braunschweig 공과대학 박사후과정

1979년 ~ 현재 : 홍익대학교 전자공학과 교수

*주관심분야 : 디지털 신호처리 및 데이터 통신망 분야