

3차 PLL System에서의 Flicker Noise 분석

Flicker Noise Analysis in The Third-order of The PLL System

김형도 · 김경복 · 조형래

Hyung-Do Kim · Kyoung-Bock Kim · Hyung-Rae Cho

요 약

본 논문에서는 PLL 시스템의 보다 실제적 분석 모델인 3차 시스템을 통하여 저주파 대역에서 문제가 되는 flicker noise가 어떠한 양상을 나타내는가를 알아보려 한다. 3차에서 해석의 복잡성으로 수학적 분석이 난해하지만 최적화 된 2차 필터를 통한 pseudo-damping factor의 도입으로 3차 시스템에서의 flicker variance의 해석이 용이하도록 시도하였다.

3차에서의 flicker variance의 수식적인 유도를 보이고 이를 2차 시스템에서 발생하는 flicker noise에 대한 variance와 비교하려 한다.

Abstract

In this paper, using third-order system of the PLL, we'll analyze the aspect of flicker noise appearing troubles in the low frequency band.

Since it is difficult to analyze mathematically flicker noise in the third-order system of the PLL, introducing the concept of pseudo-damping factor using the optimized second-filter has made an ease of the access of the flicker-noise variance.

We'll show a numerical formula of flicker variance in the third-order system of the PLL which is compared with that of 1/f noise variance in the second-order system of the PLL.

I. 서 론

현대 물리학에 있어서 가장 풀리지 않는 문제가운데 하나인 flicker noise는 1925년에 Johnson에 의해 electron tubes의 전류에서 처음 발견된 이래로 신호의 변동과 물리적 변수가 상관되지 않은 system의 diversity에서 $\frac{1}{f^\delta}$ ($\delta \approx 1$)와 같이 저주파에서 집중되는 PSD에 의해 특징지어져 왔다. 그 spectrum이 그림 1에서 나타나는 바와 같이^[1] 1/f의 형태를 가지므로 1/f noise라고 불리기도 하는 이 noise는 대부분의 물리적 system에 존재하는 것으로 알려져 있다. flicker noise에 대한 분석적 해석이 어렵기 때문에 물리적인 system에서 일어나는 원인 불명의 오동작이

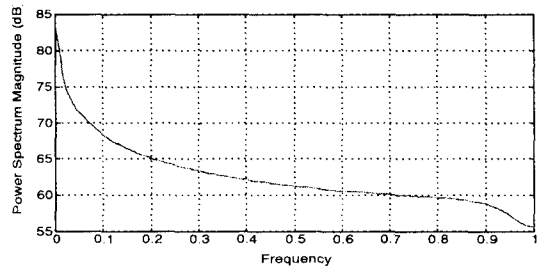


그림 1. Flicker Noise의 PSD

1/f 노이즈에 기인한 것으로 해석되어 지기도 한다^[2].

본 논문에서는 이러한 물리적인 system을 PLL로 확장하여 분석하고자 한다.

한국해양대학교(Korea Maritime University)

· 논문 번호 : 20000124-008

· 수정완료일자 : 2000년 4월 18일

일반적으로 flicker noise는 active device에서 발생되어지는데 본 논문에서 고려되어지는 시스템 역시 active filter를 채용하여 시스템의 차수를 2차에서 3차로 확장하여 3차 시스템의 노이즈가 나타내는 variance factor와 noise bandwidth와의 관계를 이용하여 3차에서의 flicker 노이즈 variance에 대하여 유추하려 한다.

II. 일반적인 PLL system에서의 노이즈

PLL system에서 가장 중요한 노이즈 발생원은 입력 단의 부가 노이즈와 VCO가 이상적이지 못하기 때문에 발생하는 phase noise로 크게 나눌 수 있다.

먼저 입력 단의 부가 노이즈에 대해 고려하면, 만일 phase error를 대부분의 시간 영역에서 조금만 발생한다 가정하면 위상검출기 모델을 선형화 할 수 있다^[3].

그림 2에서는 노이즈가 부가될 때의 선형화된 PLL 모델을 보여준다. 위의 그림에서 θ 는 Reference Input의 Phase로 정의되고 $\hat{\theta}$ 는 PLL의 Phase 추정치, Φ 는 Phase Error, K_D 는 위상 검출기 이득, $F(S)$ 는 Loop Filter의 전달함수, K_O 는 VCO의 Gain으로 정의되어진다.

$\dot{n}(t)$ 는 PLL에 의해 추적되어지는 양인 phase $\theta(t)$ 만큼 발생되어지는 부가 disturbance이다. 앞에서 언급한 바와 같이 본 시스템을 선형시스템으로 취급하는 동안 중첩의 원리를 수용할 수 있는데 노이즈와 유용한 신호를 각각 분리해서 결정할 수 있으므로 $\theta=0$ 으로 가정했을 때 θ 대신에 \dot{n} 을 사용하여 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{cases} S_{\hat{\theta}}(w) = |H(w)|^2 S_{\theta}(w) & (1) \\ S_{\hat{\theta}}(w) = |H(w)|^2 S_{n'}(w) & (2) \end{cases}$$

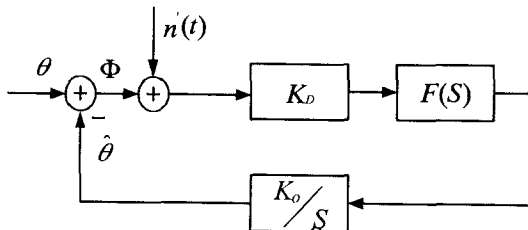


그림 2. 부가 잡음이 있을 때의 PLL 선형모델

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(w)|^2 S_n(w) dw \quad (3)$$

실제적인 대다수의 경우에 $S_n(w)$ 는 모든 주파수대에서 거의 일정한 것으로 알려져 있으므로 식 (4)와 같다.

$$S_n(w) \approx \frac{S_{n_0}(0)}{A^2} = \frac{N_0}{2A^2} \quad (4)$$

$$S_{\phi}(w) = \frac{N_0}{2A^2} |H(w)|^2 \quad (5.a)$$

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{N_0}{2A^2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(w)|^2 dw \quad (5.b)$$

식 (5.a), (5.b)을 사용하여 노이즈 대역폭 B_L 를 표현하면 시스템 내의 loop noise bandwidth B_L 은 식 (6)과 같고 이를 이용하여 phase error variance은 식 (7)로 표현된다.

$$B_L = \frac{1}{2\pi} \frac{\int_0^{\infty} |H(w)|^2 dw}{|H(0)|^2} \text{ [Hz]} \quad (6)$$

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{N_0 B_L}{A^2} \quad (7)$$

실제 system의 VCO는 제작시 우리가 예상하지 못했던 noise component를 포함하기 때문에 이를 $\sqrt{2}k\cos[w_0 t + \hat{\theta}_p + \Phi(t)]$ 로 표현하면 여기서 $\hat{\theta}_p$ 는 완전 오실레이터의 phase $\Phi(t)$ 는 내부 노이즈 소스에 기인한 random angular perturbation을 표현한다.

system에서 발생되어진 noise의 PSD는 아래의 식 (8)과 같이 표현되어진다^[4].

$$\frac{S_{\phi_{osc,n}}(f)}{f_0^2} = \frac{h_{-1}}{f^3} + \frac{h_0}{f^2} + \frac{h_1}{f} + h_2 \quad (8)$$

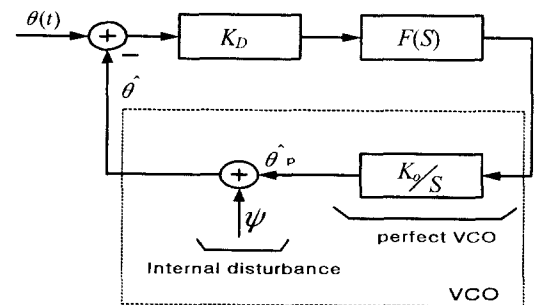


그림 3. VCO가 내부 잡음 source $\psi(t)$ 를 가졌을 때의 PLL 선형 모델 (각 단 parameter 그림 2 참조)

$$\begin{cases} h_{-1} = a_{-1}/4Q_L^2; & h_0 = a_0/4Q_L^2; \\ h_1 = a_{-1}/f_0^2; & h_2 = a_0/f_0^2; \end{cases}$$

h_a -계수는 oscillator 형태에 의존하며 일반적으로 출력의 phase noise power가 최소화 되도록 최적화 되어 설계되어진다^[3].

$$S_{\psi}(\omega) = \omega^2 S_{\phi}(\omega) \quad (9-a)$$

$$S_y(\omega) = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} S_{\psi}(\omega) = h_{-2}|\omega|^{-2} + h_{-1}|\omega|^{-1} + h_0 + h_1|\omega| + h_2|\omega|^2 \quad (9-b)$$

이와 같이 phase noise process의 spectral density로 나타내면 식 (9-c)와 같다.

$$S_{\psi}(\omega) \frac{1}{(2\pi f_0)^2} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \frac{S_{\psi}(\omega)}{\omega^2} = \frac{1}{\omega^2} (h_{-2}|\omega|^{-2} + h_{-1}|\omega|^{-1} + h_0 + h_1|\omega| + h_2|\omega|^2) \quad (9-c)$$

그림 4는 식 (9-c)에서 나타나는 phase noise process의 spectral density를 도시한 것이고 주파수 구간은 $0 < 2\pi f_L \leq |\omega| \leq 2\pi f_h < \infty$ 에서 표현되어진다.

$$\hat{\theta}_{\phi}(s) = k_D k_O \frac{F(s)}{s} \phi(s)$$

phase error $\phi(s)$ 는 항상 $\theta(s)$ 와 그것의 추정치 $\hat{\theta}(s)$ 의 차로써 정의되므로 식 (10)과 같다.

$$\phi(s) = \frac{1}{1 + [K_O K_D F(s)/s]} [\theta(s) - \hat{\theta}(s)] \quad (10)$$

그러므로 oscillator의 불안정도에 기인한 phase error variance는 식 (11)로 표현된다.

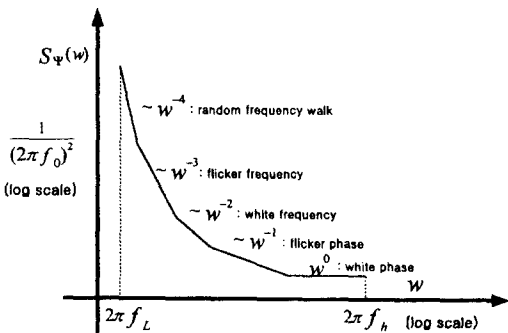


그림 4. Phase noise process의 PSD

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} |1 - H(s)|^2 S_{\phi}(\omega) d\omega \quad (11)$$

III. 시간에 의존하는 deterministic phase noise process에 대한 제거 방법

실제적으로 quartz oscillator나 maser, atomic frequency standard와 같은 정밀한 주파수 source 조차도 random하기 때문에 deterministic component로 인해 phase와 frequency instability에 영향을 받으므로 이러한 noise process에 대해 제거하는 방법으로 구조함수가 이용된다^{[3],[5]}. 먼저 이러한 불안정도의 요인은 열 또는 shot, flicker noise와 같은 noise source에 기이한 random fluctuation 등이 있는데 이는 device의 내부적 요인으로 발생되어진다. 이때, oscillator의 두 가지 type인 perfect oscillator와 보다 실제적인 imperfect oscillator의 경우에 대해 time function은 다음과 같다.

$$perfect \rightarrow T(t) = t - t_0 \quad (12-a)$$

$$imperfect \rightarrow T(t) = t - t_0 + \frac{\Delta f}{f_0} t + \frac{\Delta f}{f_0} \frac{t^2}{2} + \frac{\Psi(t) - \Psi(t_0)}{2\pi f_0} \quad (12-b)$$

이때 정의에 의해 TI(Time Interval)는

$$\Delta^1 T(t; \tau) = T(t + \tau) - T(t) \quad (12-c)$$

$$\Delta_p^1 T(t; \tau) = (t + \tau - t_0) - (t - t_0) = \tau \quad (12-d)$$

$$\Delta_f^1 T(t; \tau) = \tau + \frac{\Delta f}{f_0} \tau + \frac{\Delta f}{2f_0} (2\tau t + \tau^2) + \frac{\Delta^1 \Psi(t; \tau)}{2\pi f_0} \quad (12-e)$$

여기서 imperfect $T(t)$ 에 있어서 노이즈를 구성하는 두 요소는 deterministic term인 Δf , Δf 와 random term인 $\Psi(t)$ 로 표현되어질 수 있다.

여기서 Δf 는 oscillator frequency settability이고 Δf 는 drift rate, $\Psi(t)$ 는 oscillator random phase noise process를 나타낸다.

$\Delta^1 \Psi(t; \tau)$ 는 phase noise process의 첫 번째 증가치를 표현한다.

(12-e)에서 표현되는 imperfect oscillator의 시간 평균은 식 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$E[\Delta^1 T(t; \tau)] = \tau + \frac{\Delta f}{f_0} \tau + \frac{\Delta f}{2f_0} (2\tau t + \tau^2) \quad (13)$$

위의 imperfect oscillator의 식 (13)에서 나타나는 τ 는 이상적인 zero crossing에 관계한다.

다른 term들은 시간 경로 상에서 발생되어진 TI의 평균 확장 또는 수축을 특징짓는다.

여기서 첫 번째 TI의 자승에 대한 기대치를 구조 함수라 정의하면 다음 식 (14)와 같다^[5].

$$D_T^{(1)}(t; \tau) = E\{[\Delta^1 T(t; \tau)]^2\}$$

$$D_T^{(1)}(t; \tau) = \frac{D_\Psi^{(1)}(\tau)}{(2\pi f_0)^2} + E\{[\Delta^1 T(t; \tau)]^2\} \quad (14)$$

∴ TI의 variance는 식 (15)과 같고 $D_\Psi^{(1)}(\tau)$ 는 위상 잡음 과정에서 첫 번째 구조 함수이다.

$$Var[\Delta^1(t; \tau)] = \frac{D_\Psi^{(1)}(\tau)}{(2\pi f_0)^2} \quad (15)$$

여기서 TIS(Time Interval Stability)를 고려하기 위해 $\Delta^1 T(t; \tau)$ 와 $\Delta^1 T(t+\tau; \tau)$ 에 대응하는 연속적인 interval $[t, t+\tau], [t+\tau, t+2\tau]$ 에 대하여 시간에 대한 함수 $T(t)$ 의 2차 증가를 나타내기 위하여 식 (16), (17)을 이용한다.

$$\Delta^2 T(t; \tau) = \Delta^1 T(t+\tau; \tau) - \Delta^1 T(t; \tau)$$

$$= T(t+2\tau) - 2T(t+\tau) + T(t) \quad (16)$$

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{\Delta^2 T(t; \tau)}{\tau^2}$$

$$= \lim_{\tau \rightarrow 0} \left[\frac{T(t+2\tau) - 2T(t+\tau) + T(t)}{\tau^2} \right] \quad (17)$$

위의 식과 같이 limit가 존재할 때 TIS와 순시 정규화 주파수 drift는 식 (18)과 같이 정의된다.

$$\frac{1}{2\pi f_0} \frac{d^2 \Phi(t)}{dt^2} = \frac{d^2 T(t)}{dt^2} = u(t) \quad (18)$$

perfect oscillator의 T(t)의 2차 증가를 나타내기 위해 식 (16)을 이용하면 식 (19)와 같다.

$$\Delta^2 T(t; \tau) = \tau - \tau = 0 \quad (19)$$

이는 시간이 경과함에 따라서 perfect oscillator의

frequency는 drift 되지 않음을 의미한다. 그리고 발생되어진 시간 간격은 안정함을 의미한다.

(12-e)을 식 (16)에 대입하면 식 (20)과 같다.

$$\Delta^2 T(t; \tau) = \frac{\Delta f \tau^2}{f_0} + \frac{\Delta^2 \Psi(t; \tau)}{2\pi} \quad (20)$$

여기서 $\Delta^2 \Psi(t; \tau)$ 는 위상잡음 process의 2차 증가도를 나타낸다. 식 (21)과 식 (22)를 이용하여 TIS의 Variance를 식 (23)과 같이 구해낼 수 있다

$$E[\Delta^2 T(t; \tau)] = \frac{\Delta f \tau^2}{f_0} \quad (21)$$

$$D_T^{(2)}(t; \tau) = \frac{D_\Psi^{(2)}(\tau)}{(2\pi f_0)^2} + (E[\Delta^2 T(t; \tau)])^2 \quad (22)$$

$$Var[\Delta^2 T(t; \tau)] = \frac{D_\Psi^{(2)}(\tau)}{(2\pi f_0)^2} \quad (23)$$

여기서 불완전 oscillator에 있어서 TIS의 평균과 variance가 시간 t 에 의존하지 않으므로 이와 같은 전개상에서 고차 구조 함수를 Time process상에서 이용하면 노이즈 source원인 oscillator로부터 deterministic noise component들을 제거할 수 있으므로 random process로 알려진 flicker noise만을 고려할 수 있게 된다.

IV. 시스템 Modeling과 분석

4-1 2차 PLL System에서의 Flicker Noise Variance Modeling

본 논문에서 고려한 system의 Loop filter는 1차 Active filter이다. 실제 system에서 그 이득과 관계하여 흔히 사용되어지는 형태이다.

2차 시스템의 전달함수 $H(s)$ 는 식 (24)와 같이 주어진다.

$$H(S) = \frac{2\delta w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\delta w_n s + w_n^2} \quad (24)$$

시스템의 noise bandwidth B_n 은 식 (25)와 같다.

$$B_n = \frac{w_n}{8\delta} (1 + 4\delta^2) \quad (25)$$

시스템의 전달함수를 이용하여 본 논문에서 고려하는 flicker noise spectrum을 system의 error 전달함수에 통과시키면 flicker noise variance를 구할 수 있게 된다^{[3],[6]}.

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{w_0^2 h_{-1}}{4\pi(2B_n)^2} r(\delta) = \frac{w_0^2 h_{-1}}{4\pi w_n^2} f(\delta)$$

$$r(\delta) = (\delta + 1/4)^2 f(\delta) \quad (26)$$

$$f(\delta) = \begin{cases} \frac{1}{4\delta\sqrt{\delta^2-1}} \ln \frac{2\delta^2-1+2\delta\sqrt{\delta^2-1}}{2\delta^2-1-2\delta\sqrt{\delta^2-1}} & (\delta > 1) \\ \frac{1}{2\delta\sqrt{1-\delta^2}} \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{2\delta^2-1}{2\delta\sqrt{1-\delta^2}} \right] & (\delta < 1) \\ 1 & (\delta = 1) \end{cases} \quad (27)$$

2차 시스템의 Noise BandWidth를 도시하면 그림 5와 같다.

도시된 그래프에서 알 수 있듯이 Damping Factor가 0.5로부터 Noise BandWidth는 선형적인 증가를 보인다. 결국 실제 시스템 제작시 고려되는 Damping Factor 0.707로부터 1근방까지의 값을 고려할 때 26식의 좌측의 두 번째항으로부터 Flicker Noise Variance는 잡음 대역의 제공에 역비례함을 알 수 있다.

4-2. 3차 PLL System에서의 Flicker Noise Variance Modeling

3차 system에서의 특성 함수가 물리적 의미를 가지는 w_n 과 δ 에 대해서 표현되어지지 않는다. 3차 PLL system에서의 Flicker Noise Variance를 w_n 과 δ 로 표현하기 위하여 pseudo-damping factor와 pseudo-

natural 각 주파수를 도입한다. 본 논문에서 고려하는 시스템의 Loop Filter는 [7]에서 제공하는 최적화된 2차 Active Filter이다. 시스템의 전달함수는 다음과 같이 표현된다.

$$H(s) = \frac{(K_v \frac{\tau_2}{\tau_1 \tau_3})(s + 1/\tau_2)}{s^3 + (1/\tau_3)s^2 + (K_v \tau_2 / \tau_1 \tau_3)s + K_v / \tau_1 \tau_3} \quad (28)$$

이때 system의 특성함수는 다음과 같다.

$$s^3 + \frac{1}{\tau_3} s^2 + \frac{K_v \tau_2}{\tau_1 \tau_3} s + \frac{K_v}{\tau_1 \tau_3} = 0 \quad (29)$$

여기서 최적화된 2차 필터의 pseudo-damping factor와 pseudo-natural 각 주파수를 도입하면 특성함수를 다음과 같은 형태로 쓸 수 있다.

$$s^3 + w_n(1+2\delta)s^2 + w_n^2(1+2\delta)s + w_n^3 = 0 \quad (30)$$

물리적 의미가 없는 의사 w_n 을 보상하기 위해서 개 루프 전달함수로부터

$\Phi_M = \arctan \omega \tau_2 - \arctan \omega \tau_3$ 를 3차 system에서 유출해낸다^[7]. 이러한 과정을 거친 최적 필터를 구성

한다. $w_M^2 = \frac{1}{\tau_2 \tau_3}$ 로 둘 때 τ_3 을 제거하여

$$\frac{1}{\tau_2^2} = \frac{w_M^2}{(2 \cos \Psi + 1)^2} ; \frac{1}{\tau_2} = R \text{로 두면,}$$

$$w_M^2 = R^2 (2 \cos \Psi + 1)^2 \quad (31)$$

$\therefore w_M = w_n = (a^2 + b^2)^{1/2}$ 결국 물리적 의미를 갖지 못하던 δ 에 대한 보상이 이루어지므로 이를 3차

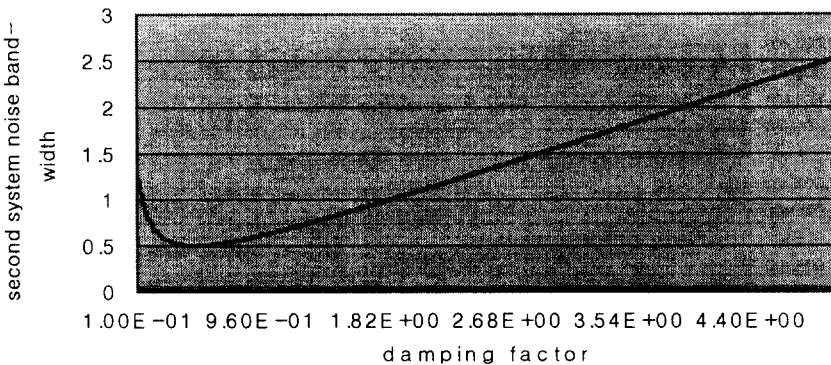


그림 5. 2차 시스템의 Noise bandwidth

system에 대한 flicker variance로 표현하면 앞서 제공 되어진 식들을 이용하여 flicker variance를 구해 보면

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{h_{-1} w_0^2}{4\pi w_n^2} f(\delta) \quad (32)$$

$$f(\delta) = \begin{cases} \frac{1}{2(1-\delta^2)^{1/2}} \left(\frac{1}{\delta} + 2 + 2\delta \right) \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{2\delta^2 - 1}{2\delta(1-\delta^2)^{1/2}} \right) \right], & \delta < 1 \text{ 일 때} \\ 5, & \delta = 1 \text{ 일 때} \\ \left| \frac{1}{4\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}} \left[\left(\frac{\delta(2\delta^2 - 1)}{\delta - 1} \right) \cdot \ln \left| \frac{(2\delta^2 - 1) + 2\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}}{(2\delta^2 - 1) - 2\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}} \right| + \left((1 + 2\delta)^2 + \frac{\delta}{\delta - 1} \right) \cdot \ln \left| \frac{(2\delta^2 - 1) - 2\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}}{(2\delta^2 - 1) + 2\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}} \right| \right] \right|, & \delta > 1 \text{ 일 때} \end{cases} \quad (33)$$

의 식으로 유도해 낼 수 있다.

이때 3차 system에서의 noise bandwidth는 식 (34)

와 같이 표현된다^[7].

$$B_n = \frac{w_n}{2\pi} \int_0^\infty \frac{1 + (1 + 2\delta)^2 x^2}{(1 + x^2)[(1 - x^2)^2 + 4\delta^2 x^2]} dx \quad (34)$$

이제 3차 시스템에서의 noise bandwidth를 도시해 보면 다음 그림 6과 같다.

도시된 그림 6에서 알 수 있듯이 Damping Factor 0.707부근에서부터 선형적인 감소를 보이고 있음을 알 수 있다.

4-3 2차와 3차 PLL 시스템의 Flicker Variance 분석

그림 7은 식 (27)과 J.B.Encinas에 의해 표현되어진^[7] pseudo-damping factor를 이용하여 본 논문에서 유도해낸 식 (33)의 Flicker Noise Variance를 도시하여 비교한 것이다. 유도되어진 결과를 보면 2차에서 3차로 시스템의 차수가 증가할수록 Flicker Noise

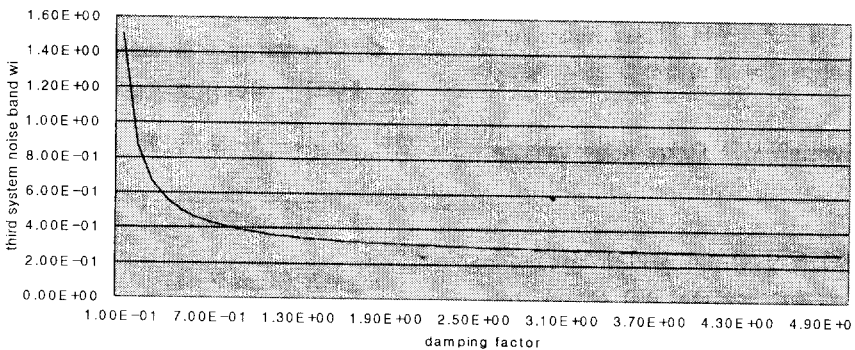


그림 6. 3차 시스템에서의 Noise bandwidth

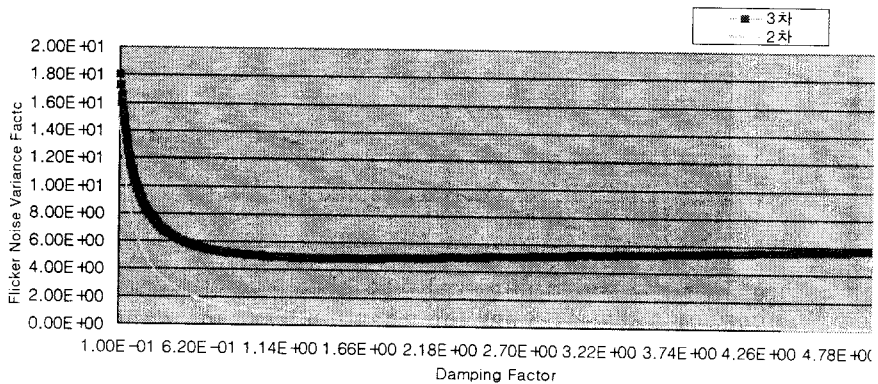


그림 7. 2차와 3차 시스템에서의 Flicker Variance Factor

Variance Factor는 증가함을 알 수 있다. 이러한 차수에 따른 Flicker Variance Factor간의 관계와 Noise BandWidth간의 관계를 이용하여 시스템 전체의 Variance를 비교하기 위하여 2차 시스템의 전체 Noise Variance 즉 입력단의 부가 잡음과 Imperfect oscillator의 Phase Noise에 의한 전체식을 도입하면 식 (7)과 식 (27)을 합한 형태로 다음과 같이 표현되어진다.

$$\sigma_{\phi}^2(\omega_n, \delta) = \frac{N_0}{2A} \left(\frac{1+4\delta^2}{4\delta} \right) + \frac{\omega_0^2 h}{4\pi(2B_n)^2} r(\delta) \quad (35)$$

시스템 전체 Noise Variance의 식에서 입력 부가 잡음은 Noise BandWidth에 비례하며 Imperfect oscillator의 Phase Noise에 의해서 시스템내에서 발생되어지는 Noise Variance는 Noise BandWidth의 제곱에 역비례하고 Flicker Noise Variance Factor에 비례한다. 따라서 2차 시스템에 보상회로가 추가된 3차 PLL 시스템은 도시된 그림 6에서 알 수 있듯이 2차 시스템에서의 Noise BandWidth보다 대역폭이 작으므로 입력 부가 잡음은 줄어들지만 Flicker Noise Variance Factor가 증가하므로 Imperfect oscillator의 Phase Noise에 의해서 시스템내에서 발생하는 Noise Variance는 2차 시스템에 비해 더 증가하게 된다.

따라서 정밀한 PLL 시스템의 설계시 설계자는 Flicker Noise를 고려한 안정한 시스템을 구성하기 위해서는 이러한 영향들에 대해 고려하여 입력부가 잡음과 시스템 내에서 발생하는 Noise Variance들에 대한 절충이 필요로 할 것이다. 2차와 3차의 Variance Factor의 관계식을 최소자승법을 통하여 computer상에서 구한 근사식은 다음과 같다.

$$T = (-0.008791) S^3 + (0.196334) S^2 + (-0.213857) S + (5.27416) \quad (36)$$

T: 3차 flicker variance factor S: 2차 flicker variance factor

근사식 (36)은 981개의 Sample Data를 이용하여 근사화하였고 Damping Factor 0.001에서 5사이의 구간범위에서 2.3×10^{-3} %의 평균 오차를 가진다. 따라서 위의 식 (36)을 이용하여 2차 Flicker Noise Variance Factor에 관한 정보를 알고 있다면 시스템

을 동일한 필터 형태(Active Type)와 Damping Factor를 가지는 3차 PLL시스템으로 확장했을 때의 발생 Flicker Noise Variance Factor를 추산할 수 있다.

V. 결 론

Flicker Noise는 그 Spectrum의 모양으로써 규정지어지는 $1/f$ 의 형태 이 외에는 분석적 접근이 어렵고 Long-Term Noise로 알려져 있기 때문에 물리적 system에서 분석되어지지 않는 오동작이나 에러에 대하여 짐작으로만 예측되는 경우가 많다. 이러한 물리 시스템을 PLL로 확장하여 보다 실제적인 system인 3차로 접근하여 해석하였다. 본 논문에서는 3차 시스템의 해석을 위해 2차 시스템에서 적용되어진 방법과 같은 일반적인 방법으로는 3차 System에서 발생되어지는 Flicker Noise Variance를 Damping Factor와 Natural 각 주파수로는 해석할 수 없으므로 [7]에서 제공하는 pseudo-damping factor와 pseudo-natural 각 주파수를 적용하여 시스템에서 발생하는 Flicker Noise Variance에 대해 시스템 설계시 가장 중요한 Parameter들 중의 하나인 Damping Factor와 Natural 각 주파수를 이용한 수학적 modeling을 가능하도록 하였다. 분석 결과 2차 시스템에 1차의 LPF가 부가된 3차 PLL시스템의 Error 전달함수에 중첩의 형태로 표현된 Noise중 Flicker Noise만을 통과시켰을 그 Variance는 도시된 그림 7에서 알 수 있듯이 Damping Factor의 증가에 따라 Noise Variance가 증가하여 나타남을 알 수 있었다. 3차 시스템의 Variance가 2차 시스템의 Variance 보다 크게 발생하는 것은 2차와 3차에서의 Noise BandWidth와 그 Variance Factor와 연관하여 생각할 수 있다. 그림 5와 6에서 알 수 있듯이 2차에 비해 3차에서의 Noise BandWidth가 상대적으로 작음을 알 수 있다. 유도되어진 수식을 근거로 모의 실험을 하였을 때 실제 시스템의 설계시 관심의 대상이 되는 Damping Factor 1근방에서 2차에 비해 3차에서 5배 정도 Variance Factor가 크게 발생함을 알 수 있었다. 결국 정밀한 시스템 설계시 시스템 내에서 발생되어지는 잡음과 입력단에서 부가되어지는 잡음의 Variance가 역비례 관계에 있으므로 적절한 절충이 필요할 것이다. 이러한 접근을 통해 고차 PLL system에 있어서 Flicker

에 대한 해석과 보다 advance되어서 제안되어 지고 있는 Fn-PLL system내에서도 보다 체계적인 noise의 분석이 병행되어야 할 것으로 생각한다.

참 고 문 헌

[1] <http://spib.rice.edu/spib/select-noise.html>
 [2] B. Kaulakys and T. Meskukas, "Modeling 1/f noise", *Physical Review E*, vol. 58, pp. 7013-7014, Dec., 1998.
 [3] Heinrich Meyr and Gerd Ascheid, *Synchronization in Digital Communication*, John Wiley & Sons,

vol. 1, pp. 100-150, 1990.
 [4] Venceslav F. Kpoupa, "Noise Properties of PLL Systems", *IEEE Trans. Comm30*, pp. 22-48, no. 10, Oct., 1982.
 [5] William C. Lindsey, "Theory of Oscillator Instability Based Upon Structure Functions", *Proc. IEEE*, vol. 64, no. 12, pp. 1652-1654, 1976.
 [6] Floayd M. Gardner, *Phaselock Techniques*, Wiley interscience 2nd Ed, pp. 32-106, 1979.
 [7] J. B. Encinas, *Phase Locked Loops*, Chapman & Hall, pp. 35-100, 1993.

김 형 도



1999년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
 1999년 3월~현재: 한국해양대학교 대학원 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 이동통신 및 동기화 시스템

조 형 래



1982년: 광운대학교 응용전자공학과 (공학사)
 1984년: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 1993년: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
 1984~1990년 6월: (주)LG전자연구소 선임연구원

1996년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 조교수
 [주 관심분야] 대역확산통신, 해상이동통신

김 경 복



1999년 2월: 동의대학교 전자통신공학과 (공학사)
 1999년 3월~현재: 한국해양대학교 대학원 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 이동통신 및 대역확산방식