

주파수합성기의 Phase Noise 예측 및 1/f Noise Modeling

김형도* · 성태경* · 조형래*

*한국해양대학교 전파공학과

The Phase Noise Prediction and 1/f Noise Modeling of Frequency Synthesizer

Hyung-Do Kim* · Tae-kyung Sung* · Hyung-rae Cho*

*Dept. of radio and science engineering Korea Maritime University

E-mail : k996118@hanbada.kmaritime.ac.kr

요 약

본 논문에서는 주파수합성기에서 가장 큰 노이즈 Source인 VCO 및 각 단에서 발생하는 Phase Noise의 offset 주파수에 따른 변화를 예측하기 위해 2303.15MHz의 주파수합성기를 설계하고 Lascari의 방법을 이용해 분석하였다. 그리고 VCO에서 발생하는 여러 중첩 형태로 된 Phase Noise중 저주파대역에서 문제가 되는 1/f Noise를 3차 System에서 분석하였다.

3차 System에서는 해석이 복잡하므로 수학적 분석을 통하여 1/f Noise를 예측한다는 것이 어렵지만 pseudo-damping factor의 도입으로 3차 시스템에서의 1/f Noise variance의 해석이 용이하도록 시도하였고 이를 2차 시스템과 비교하여 분석하였다.

ABSTRACT

In this paper, we designed 2303.15MHz frequency synthesizer for the purpose of the phase noise prediction. For the modeling of phase noise generated in the designed system through introducing the noise-modeling method suggested by Lascari we analyzed a variation of phase noise as according as that of offset frequency.

Especially, for the third-order system of the PLL among some kinds of phase noise generated from VCO we analyzed the aspect of 1/f-noise appearing troubles in the low frequency band.

Since it is difficult to analyze mathematically 1/f-noise in the third-order system of the PLL, introducing the concept of pseudo-damping factor has made an ease of the access of the 1/f-noise variance.

we showed a numerical formula of 1/f-noise 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

1. 서 론

다양한 목적으로 이용되는 무선 통신 시스템에서 발생되어진 신호를 왜곡 시키는 요소는 Channel환경과 System 내에서 발생되어 신호에 중첩되는 Phase Noise로 크게 나눌 수 있다. 이러한 Phase Noise란 어떤 신호가 전기적인 특성을 지닌 시스템을 통과할 때 그 System자체에서 발생하여 원하는 출력신호에 부가하여 생기는 잡음으로 Phase Noise는 보내고자 하는 정보대역에 직접적인 침범을 할수 있으며 또 전체 System의 sensitivity에 영향을 주므로 이에 대한 고려는 매우 중요하다. Digital 통신 system에서는 System Bit-Error에 영향을 주며 Analog 통신 System에서는 System SNR에 영향을 준다. 통상 불완전 제어를 하는 통신 시스템에서는 전기회로에서 전류

나 전압이 순간적으로 흔들려 필연적으로 시스템은 이러한 전기적 잡음의 영향을 받게 된다. 이러한 위상 잡음은 1/f Noise, White Noise, Random Walk등이 중첩된 형태로 주파수 영역에서 표현되는데 본 논문에서는 이러한 Phase Noise가 주파수 합성기의 각 단에서 발생하는 형태를 보이고 각 Phase Noise요소 중 저주파대역에서 문제가 되는 1/f Noise가 PLL을 이용한 주파수 합성기의 차수가 3차일 때 그 variance를 예측해 보고자 한다. 1/f Noise는 현대 물리학에서 있어서 가장 풀리지 않는 문제 가운데 하나인데 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 특징 지어져 왔다. 그 spectrum이 그림1과 같이[1] 1/f의 형태를 가지므로 1/f Noise라고 불리기도 하는 이 noise는 대부분의 물리적 system에 존재하는 것으로 알려져 있다. 또한 1/f noise에 대한 분석적 해석이 어렵기 때문에 물리적인 system에서 일어나는 원인 불명의 오동작이 1/f 노이즈에 기인한 것으로 해석되어 지기도 한다.[2]

일반적으로 1/f noise는 active device에서 발생되어지는데 본 논문에서 고려되어지는 시스템 역시 active filter를 채용하여 시스템의 차수를 2차에서 3차로 확장하여 2차 시스템의 노이즈가 나타내는 variance와 noise bandwidth와의 관계를 이용하여 3차에서의 1/f Noise variance에 대하여 유추하려한다.

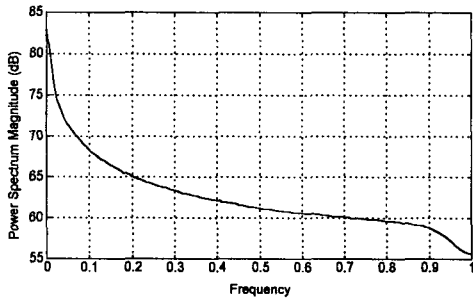


그림 1. 1/f Noise의 PSD

II. PLL System에서의 Phase Noise

본 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 선형화할 수 있다.[3]

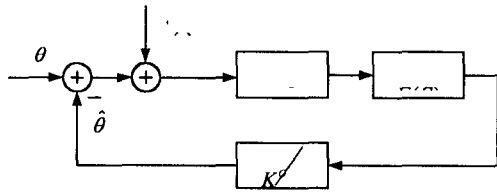


그림 2. 부가 잡음이 있을 때의 PLL 선형모델

그림에서는 노이즈가 부가될 때의 선형화된 PLL 모델을 보여준다.

$\dot{n}(t)$ 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 $\theta=0$ 로 가정했을 때 θ 대신에 \dot{n} 을 사용하여 다음 식으로 표현 할 수 있다.

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

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

실제적인 대다수의 경우에 $S_n(w)$ 는 모든 주파수대에서 거의 일정한 것으로 알려져 있으므로 다음 식과 같다.

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

(4)식을 사용하면

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

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

(5.a), (5.b)식을 사용하여 노이즈 대역폭 B_{IF} 에 대하여 표현하면 system 내의 loop noise bandwidth B_L 은

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

으로 표현되므로 phase error variance은

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

(7)식과 같이 나타내진다.

실제 system의 VCO는 제작 시 우리가 예상하지 못했던 noise component를 포함하기 때문에 이를

$$\sqrt{2}k\cos[w_0 t + \hat{\theta}_p + \Phi(t)] \quad (8)$$

로 표현하면 여기서 $\hat{\theta}_p$ 는 완전 오실레이터의 phase $\Phi(t)$ 는 내부 노이즈 소스에 기인한 random angular perturbation을 표현한다.

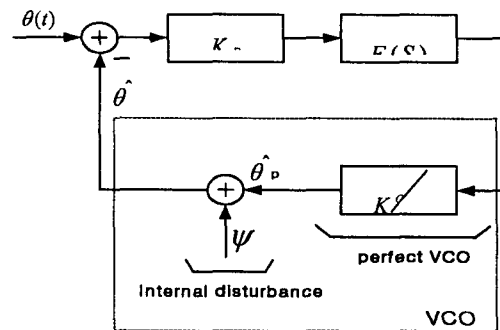


그림 3. VCO가 내부 잡음 source $\Psi(t)$ 를 가졌을 때의 PLL 선형 모델

$$\frac{S_{\phi_{osc,n}}(f)}{f_0^2} = \frac{h_{-1}}{f^{\beta}} + \frac{h_0}{f^{\beta}} + \frac{h_1}{f} + h_2 \quad (9)$$

발생되어진 noise의 PSD는 위의 (9)식과 같이 표현되어 진다.[4] 여기서,

$$\begin{cases} h_{-1} = a_{-1}/4Q_L^2; & h_0 = a_0/4Q_L^2; \\ h_1 = a_{-1}/f_0^2; & h_2 = a_0/f_0^2; \end{cases} \quad (10)$$

로 표현되어지고, h_a -계수는 oscillator 형태에 의존하며 일반적으로 출력의 phase noise power가 최소화되도록 최적화 되어 설계되어진다.[3]

$$S_{\psi}(w) = w^2 S_{\varphi}(w) \quad (11.a)$$

$$S_{\psi}(w) = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} S_{\varphi}(w) = h_{-2}|w|^{-2} +$$

$$h_{-1}|w|^{-1} + h_0 + h_1|w| + h_2|w|^2 \quad (11.b)$$

이와 같이 phase noise process의 spectral density로 나타내면

$$\begin{aligned} S_{\varphi}(w) \frac{1}{(2\pi f_0)^2} &= \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \frac{S_{\psi}(w)}{w^2} \\ &= \frac{1}{w^2} (h_{-2}|w|^{-2} + h_{-1}|w|^{-1} + h_0 + h_1|w| \\ &\quad + h_2|w|^2) \end{aligned} \quad (11.c)$$

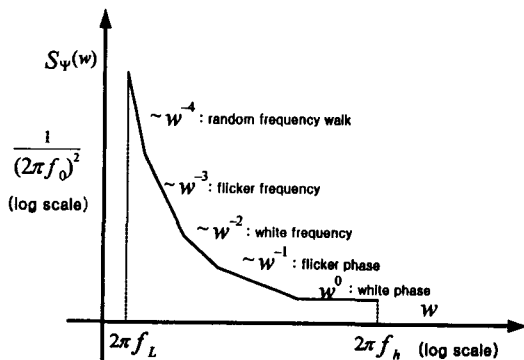


그림 4. phase noise process의 PSD
여기서, $0 < 2\pi f_L \leq |w| \leq 2\pi f_h < \infty$

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

phase error $\Phi(s)$ 는 항상 $\theta(s)$ 와 그것의 추정치 $\hat{\theta}(s)$ 의 차로써 정의되므로,

$$\begin{aligned} \phi(s) &= \theta(s) - \hat{\theta}(s) \\ &= \theta(s) - [\hat{\theta}(s) + \phi(s)] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\text{이는 } \phi(s) = \theta(s) - \left[\frac{K_D K_O F(s)}{s} \phi(s) + \phi(s) \right]$$

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

그러므로 oscillator의 불안정도에 기인한

phase error variance는 다음과 같다.

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} |1 - H(s)|^2 S_{\phi}(w) dw \quad (13)$$

III. 시스템 Modeling과 분석

3-1. 주파수합성기설계 및 Phase Noise Prediction

본 논문에서는 2303.15 MHz의 국부 발진주파수를 target으로 정하고 주파수합성기를 설계하여 이의 각단에서 발생하는 Phase Noise를 Modeling하였다. Modeling된 PLL칩은 National사의 LMX2325, VCO는 Minicircuit사의 JTOS-3000P이다.[5][6] 시스템의 설계와 Phase Noise Modeling은 Lascari의[7] 예측기법을 이용하였다. System 규격은 [8]을 따라 설계하였다. 그림5와 6은 설계된 System의 각 단에서 Loop를 통과하기 전의 발생 노이즈와 Loop를 통과한 후의 Phase Noise를 모의 실험해 본 결과이다.

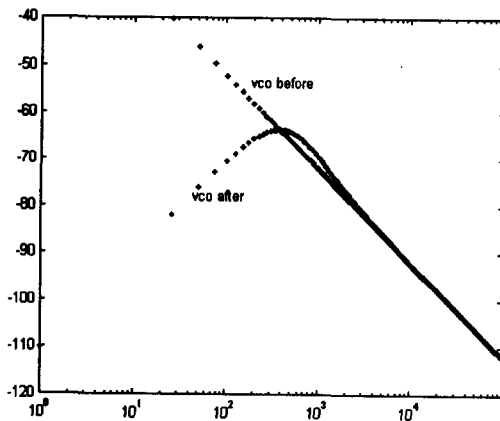


그림 5. Loop통과 전과 후의 VCO Phase Noise

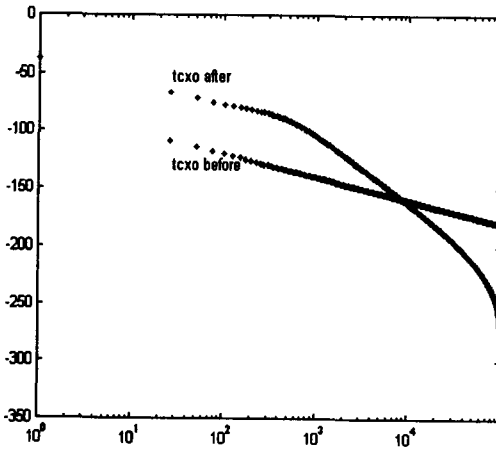


그림 6. Loop통과 전과 후의 TCXO Phase Noise

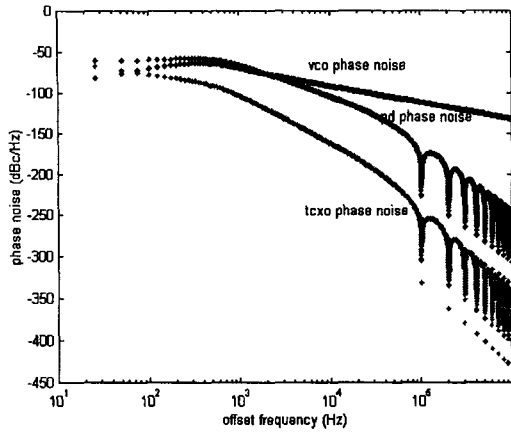


그림 7. 주파수 offset에 따른 Phase Noise
그림 5와 6의 비교에서 알 수 있듯이 VCO의 위상 잡음은 TCXO의 위상잡음이 Loop를 거치면서 급격하게 감소하는 반면에 VCO에서는 offset frequency가 3kHz부터는 거의 Loop의 영향을 받지않음을 알 수 있다. 그림 7에서는 2303.15 MHz의 발진 주파수를 갖는 주파수 합성기의 TCXO와 VCO에서 발생된 Phase Noise가

표1. 실제 VCO와 모델링된 VCO의 루프통과 전·후의 Phase Noise Value

offset freq phase noise (dBc/Hz)	1kHz	10kHz	100kHz	1MHz
JTOS-3000P	-65	-92	-112	-132
Before Loop	-72	-92	-112	-132
After Loop	-69.494	-91.953	-112	-132

Loop 통과 후 1 MHz까지의 주파수 Offset에 따른 감쇄 변화를 보이고 있다. 따라서 그림 7을 통하여 주파수 합성기의 지배적 Noise Source가 VCO임을 알 수 있다.

3-2. 2차 system에서의 1/f 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 (14)식과 같이 주어진다. [9]

$$H(S) = \frac{2\delta w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\delta w_n s + w_n^2} \quad (14)$$

시스템의 Noise bandwidth B_n 은 (15)식과 같다.

$$B_n = \frac{w_n}{8\delta} (1 + 4\delta^2) \quad (15)$$

시스템의 전달함수를 이용하여 본 논문에서 고려하는 flicker noise spectrum을 system의 error 전달함수에 통과시키면 flicker noise variance를 구할 수 있게된다.[3][9]

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

$$r(\delta) = (\delta + 1/4)^2 f(\delta) \quad (16)$$

$$f(\delta) = \begin{cases} \frac{1}{4\delta\sqrt{\delta^2-1}} \ln \frac{2\delta^2-1+2\delta\sqrt{\delta^2-1}}{2\delta^2-1-2\delta\sqrt{\delta^2-1}} & (\delta > 1) \\ \frac{1}{2\delta\sqrt{1-\delta^2}} \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{2\delta^2-1}{2\delta\sqrt{1-\delta^2}} \right] & (\delta < 1) \\ 1 & (\delta = 1) \end{cases} \quad (17)$$

2차 시스템의 Noise BandWidth를 도시하면 그림 8과 같다.

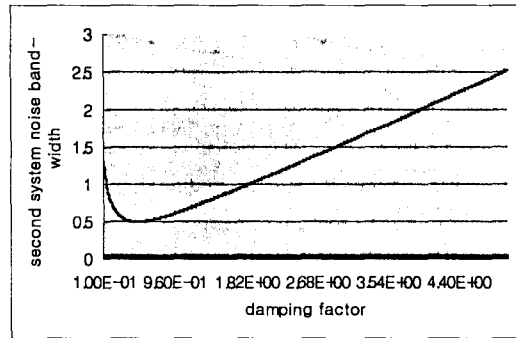


그림 8. 2차 시스템의 Noise bandwidth

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 고려 할 때 16식의 좌측의 두 번째항으로부터 1/f Noise Variance는 잡음 대역의 제곱에 역 비례함을 알 수 있다.

3-3. 3차 PLL System에서의 1/f 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 factor 와 pseudo-natural 각 주파수를 도입한다. 본 논문에서 고려하는 시스템의 Loop Filter는 [10]에서 제공하는 최적화된 2차 Active Filter이다. 시스템의 전달함수는 다음과 같이 표현된다.

$$H(s) = \frac{(K_v \frac{\tau_2}{\tau_1 \tau_3})(s + 1/\tau_2)}{s^3 + (1/\tau_3)s^2 + (K_v \tau_2 / \tau_1 \tau_3)s + K_v / \tau_1 \tau_3} \quad (18)$$

이때 system의 특성함수는 다음과 같다.

$$s^3 + \frac{1}{\tau_3} s^2 + \frac{K_v \tau_2}{\tau_1 \tau_3} s + \frac{K_v}{\tau_1 \tau_3} = 0 \quad (19)$$

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

$$s^3 + w_n(1+2\delta)s^2 + w_n^2(1+2\delta)s + w_n^3 = 0 \quad (20)$$

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.[10] 이러한 과정을 거친 최적 필터를

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

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

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

$$\therefore w_M = w_n = (a^2 + b^2)^{1/2} \quad (21)$$

결국 물리적 의미를 갖지 못하던 δ 에 대한 보상이 이루어지므로 이를 3차 system에 대한 flicker variance로 표현하기 위하여 앞서 제공되었던 식들을 이용하여 Noise Variance를 구해보면

$$\sigma_\theta^2 = \frac{h_{-1} w_0^2}{4\pi w_n^2} f(\delta) \quad (22)$$

$$f(\delta) = \begin{cases} \frac{1}{2(1-\delta^2)^{1/2}} \left(\frac{1}{\delta} + 2 + 2\delta \right) \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{2\delta^2 - 1}{2\delta(1-\delta^2)^{1/2}} \right) \right], & \delta < 1 \text{일때} \\ 5, & \delta = 1 \text{일때} \\ \left| \frac{1}{4\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}} \left[\frac{\delta(2\delta^2 - 1)}{(\delta - 1)} \right] \right| \cdot \ln \left| \frac{(2\delta^2 - 1) + 2\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}}{(2\delta^2 - 1) - 2\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}} \right| + \left((1+2\delta)^2 + \frac{\delta}{\delta - 1} \right) \ln \left| \frac{(2\delta^2 - 1) - 2\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}}{(2\delta^2 - 1) + 2\delta(\delta^2 - 1)^{1/2}} \right|, & \delta > 1 \text{일때} \end{cases} \quad (23)$$

의 식으로 유도해 낼 수 있다.

이때 3차 system에서의 noise bandwidth는 (24)식과 같이 표현된다.[10]

$$B_n = \frac{w_n}{2\pi} \int_0^\infty \frac{1 + (1+2\delta)^2 x^2}{(1+x^2)[(1-x^2)^2 + 4\delta^2 x^2]} dx \quad (24)$$

이제 3차 시스템에서의 noise bandwidth를 도시해 보면 다음 그림 9과 같다.

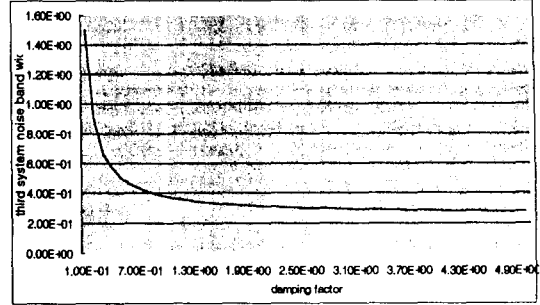


그림 9. 3차 시스템에서의 Noise bandwidth 도시된 그림 9에서 알 수 있듯이 Damping Factor 0.707부근에서부터 선형적인 감소를 보이고 있음을 알 수 있다.

4 2차와 3차 PLL 시스템의 1/f Noise Variance 분석

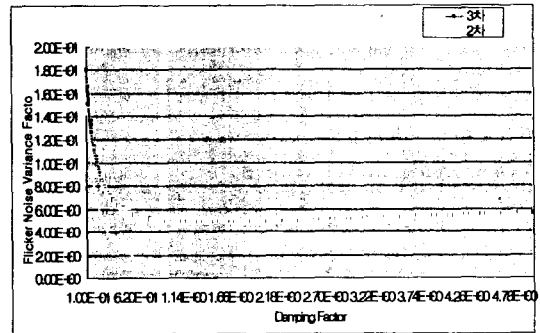


그림 10. 2차와 3차 시스템에서의 1/f Noise Variance Factor

그림 10은 (17)식과 J.B.Encinas에 의해 표현되어진[7] pseudo-damping factor를 이용하여 본 논문에서 유도해낸 (23)식의 1/f Noise Variance를 도시하여 비교한 것이다. 유도되었던 결과를 보면 2차에서 3차로 시스템의 차수가 증가할수록 1/f Noise Variance Factor는 증가함을 알 수 있다. 이러한 차수에 따른 1/f Noise 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 (7)식과 (17)식을 합한 형태로 다음과 같이 표현되어진다.

$$\sigma_\theta^2(\omega_n, \delta) = \frac{N_0}{2A} \left(\frac{1+4\delta^2}{4\delta} \right) + \frac{\omega_0^2 h}{4\pi(2B_n)^2} r(\delta) \quad (25)$$

시스템 전체 Noise Variance의 식에서 입력 부가 잡음은 Noise BandWidth에 비례하며 Imperfect oscillator의 Phase Noise에 의해서 시스템 내

에서 발생되어지는 Noise Variance는 Noise BandWidth의 제곱에 역비례하고 1/f Noise Variance Factor에 비례한다. 따라서 2차 시스템에 보상회로가 추가된 3차 PLL 시스템은 도시된 그림 9에서 알 수 있듯이 2차 시스템에서의 Noise BandWidth보다 대역폭이 작으므로 입력 부가 잡음은 줄어들지만 1/f Noise Variance Factor가 증가하므로 Imperfect oscillator의 Phase Noise에 의해서 시스템내에서 발생하는 Noise Variance는 2차 시스템에 비해 더 증가하게 된다. 식(26)은 2차와 3차의 Variance Factor의 관계식을 최소화방법을 통하여 구한 근사식은 다음과 같다.

$$T = (-0.008791) S^3 + (0.196334) S^2 + (-0.213857) S + (5.27416) \quad (26)$$

T: 3차 1/f Noise variance factor

S: 2차 1/f Noise variance factor

근사식(26)은 981개의 Sample Data를 이용하여 근사화하였고 Damping Factor 0.001에서 5사이의 구간범위에서 $2.3 \times 10^{-3}\%$ 의 평균 오차를 가진다. 따라서 위의 (26)식을 이용하여 2차 1/f Noise Variance Factor에 관한 정보를 알고 있다면 시스템을 동일한 필터 형태(Active Type)와 Damping Factor를 가지는 3차 PLL시스템으로 확장했을 때의 발생하는 1/f Noise Variance Factor를 추산할 수 있다.

V. 결 론

1/f Noise는 그 Spectrum의 모양으로써 규정되어지는 1/f의 형태 이 외에는 분석적 접근이 어렵고 Long-Term Noise로 알려져 있기 때문에 물리적 system에서 분석되어지지 않는 오 동작이나 에러에 대하여 짐작으로만 예측되는 경우가 많다. 이러한 물리 시스템을 주파수합성기로 확장하여 보다 실제적 system인 3차로 접근하여 해석하였다. 먼저 2303.15MHz에서 발진하는 주파수합성기를 설계하고 발진주파수의 조건을 만족하도록 VCO의 Phase Noise를 Lascari의 예측법을 이용하여 modeling하였다. 결과 주파수 합성기에서 발생하는 Phase Noise가 tcxo의 경우 Loop 통과 전 10kHz offset frequency에서 -160dBc/Hz, 통과 후 -162.6705dBc/Hz, 100kHz offset에서 통과 전 -180dBc/Hz, 통과 후 -560dBc/Hz로 표1에서 보이는 VCO의 Phase Noise에 비해 offset frequency에 따라 루프 통과후 급격히 감소되어짐을 볼 수 있다. 따라서 주파수 합성기에서 발생하는 Noise Source들 중 VCO를 주파수 합성기의 지배적인 노이즈원으로 파악할 수 있다. 이러한 VCO의 Phase Noise를 구성하는 여러 Phase Noise들 중 3차 시스템에서 1/f Noise해석을 위해서는 2차 시스템에서 적용되어진 방법과 같은 일반적인 방법으로는 3차 System에서 발생되어지는 1/f Noise Variance를 Damping Factor와 Natural 각 주파수로 해석할 수 없으므로 [10]에서 제공하

는 pseudo-damping factor와 pseudo-natural 각 주파수를 적용하여 시스템에서 발생되는 1/f 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 전달 함수에 중첩의 형태로 표현된 Noise중 1/f Noise만을 통과 시켰을 그 Variance는 도시된 그림 10에서 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 8와 9에서 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 5배정도 Variance Factor가 크게 발생함을 알 수 있었다. 결국 정밀한 시스템 설계시 시스템 내에서 발생되어지는 잡음과 입력단에서 부가되어지는 잡음의 Variance가 역 비례 관계에 있으므로 적절한 절충이 필요할 것이다. 이러한 접근을 통해 고차 PLL system에 있어서 1/f Noise에 대한 해석과 보다 advance되어서 제안되어 지고 있는 Fn-PLL system내에서도 보다 체계적인 noise의 분석이 병행되어야 할 것으로 생각한다.

참고문헌

- [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. Comm, pp.22-48, NO.10, Oct, 1982.
- [5] National semiconductor Inc. , LMX2325 Data-sheet, 1996.
- [6] Mini-Circuits Inc. , RF/IF Designer's Guide, pp.184, 2000.
- [7] Lance Lascari, "Accurate Phase Noise Prediction in PLL Synthesizers", Applied, Microwave & Wireless, vol.12, pp30~38, April, 2000
- [8] 한국전자통신연구원, CDMA 단말기 경쟁력 강화 인력양성 기술교육, 1999
- [9] Floyd M. Gardner, Phaselock Techniques, Wiley interscience 2nd Ed, pp32-106, 1979.
- [10] J.B Encinas, Phase Locked Loops, Chapman & Hall, pp.35-100, 1993.