
주파수합성기의 Phase Noise 예측 및 3차 PLL 시스템에서의 1/f Noise Modeling

조형래* · 성태경* · 김형도**

The Phase Noise prediction and the third PLL systems on
1/f Noise Modeling of Frequency Synthesizer

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

요약

본 논문에서는 주파수합성기에서 가장 큰 잡음원인 VCO 및 각 단에서 발생하는 위상잡음의 offset 주파수에 따른 변화를 예측하기 위해 2303.15 MHz의 주파수합성기를 설계하고 Lascari의 예측방법을 이용하여 모델링하였다. 또한, VCO에서 발생하는 여러 증첩 형태로 된 위상잡음중 저주파대역에서 문제가 되는 1/f noise를 3차 시스템에서 분석하였다. 3차 시스템에서는 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 비교·분석하였다. 그 결과, tcxo의 경우 위상잡음이 루프 통과 전 10 kHz offset 주파수에서 -160dBc/Hz, 루프 통과 후 -162.6705dBc/Hz, 100 kHz offset 주파수에서 -180dBc/Hz, 루프 통과 후 -560dBc/Hz로 VCO의 위상잡음에 비해 offset 주파수에 따라 루프 통과 후 급격히 감소됨을 알 수 있었다. 2차와 3차 시스템에서의 잡음대역폭과 그 variance factor를 연관하여 3차 시스템에서의 variance가 2차 시스템의 variance보다 크게 발생함을 알 수 있었다.

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. As a result, In case of tcxo we found the reduce rapidly along the offset frequency after passed through that phase-noise was -160dBc/Hz before passed through a loop at 10kHz offset frequency and -162.6705dBc/kHz after passed through the loop, -180dBc/Hz at 100kHz offset frequency and -560dBc/kHz after passed through the loop. We can notice that the

* 한국해양대학교
접수일자 : 2001. 7. 27

** (주)벨 웨이브 기술연구소

variance of third-order system more occurs for the variance of second-order system in connection with noise bandwidth and variance factor of second-order and third-order system.

키워드 : Phase Noise, PLL system, Frequency synthesizer, Linear model

I. 서론

무선 통신 시스템에서 발생된 신호 왜곡 요소는 채널 환경과 시스템내에서 발생하여 신호에 중첩되는 위상잡음으로 크게 나눌 수 있다.

위상잡음은 디지털 통신 시스템에서는 시스템의 비트 에러에 영향을 주며 아날로그통신 시스템에서는 시스템의 신호대잡음비에 영향을 준다. 이러한 위상 잡음은 1/f noise, White noise, random walk 등이 중첩된 형태로 주파수 영역에서 표현되는데 본 논문에서는 이러한 위상잡음이 주파수합성기의 각 단에서 발생하는 형태를 보이고 그 결과 최대 잡음원인 VCO에서 발생하는 각 위상잡음 요소들 중 저주파대역에서 문제가 되는 1/f noise가 PLL을 이용한 주파수합성기의 차수가 3차일 때 2차 시스템과 비교하고 또한, 그 variance를 예측해 보고자 한다. 1/f noise는 1925년에 Johnson에 의해 전자관의 전류에서 처음 발견된 이래로 신호의 변동과 물리적 변수가 상관되지 않은 시스템의 다이버시티에서 $\frac{1}{f^\delta}$ ($\delta \approx 1$)와 같이 저주파에서 집중되는 PSD에 의해 특징지어져 왔다. 그 스펙트럼이 1/f의 형태를 가지므로 1/f noise라 불리기도 한다[1]. 또한 1/f noise에 대한 분석적 해석이 어렵기 때문에 물리적인 시스템에서 일어나는 원인 불명의 오동작이 1/f noise에 기인한 것으로 해석되기도 한다[2].

본 논문에서는 능동필터를 채용하여 시스템의 차수를 2차에서 3차로 확장하여 2차 시스템의 잡음이 나타내는 variance와 잡음대역폭과의 관계를 이용하여 3차에서의 1/f noise variance에 대하여 고찰하려한다. 2차에서 적용된 일반적인 방법으로는 시스템의 overshoot, settling time에 관계하는 댐핑 계수를 이용하여 3차 시스템의 1/f noise를 파악할 수 없으므로, J.B Encinas에 의해 표현되는 의사 댐핑 계수를 이용한 시스템의 전달함수를 이용하여 3차 시스템에서의 1/f noise의 variance를 해석하였다.

II. PLL 시스템에서의 Phase Noise

PLL 시스템에서 중요한 잡음 발생원은 입력 단의 부가 잡음과 VCO가 이상적이지 못하여 발생하는 위상잡음으로 크게 나눌 수 있다.

첫째, 입력 단의 부가 잡음은 위상에러가 대부분의 시간 영역에서 조금만 발생한다고 가정하면 위상검출기 모델을 선형화 할 수 있다[3].

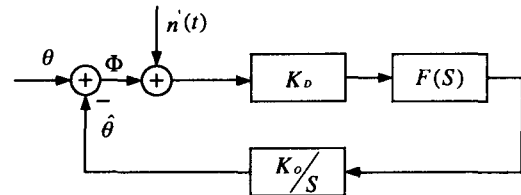


그림 1. 부가 잡음이 있을 때의 PLL 선형모델
Fig. 1. Linearizes model of PLL with additive noise.

그림 1에는 잡음이 부가될 때의 선형화 된 PLL 모델을 보인다. $\dot{n}(t)$ 는 PLL에 의해 추적되는 양인 위상 $\theta(t)$ 만큼 발생하는 부가 disturbance이다.

앞에서 언급한 바와 같이 본 시스템을 선형시스템으로 취급하는 동안 중첩의 원리를 수용할 수 있는데 잡음과 유용한 신호를 각각 분리해서 결정할 수 있으므로 $\theta=0$ 로 가정했을 때 θ 대신에 \dot{n} 을 사용하여 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

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

$$\sigma_{\hat{\theta}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(w)|^2 S_{\dot{n}}(w) dw \quad (3)$$

실제 대다수의 경우 $S_{\dot{n}}(w)$ 는 모든 주파수대에서의 일정한 것으로 알려져 있으므로 식(4)와 같다.

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

식(4)를 사용하면, 다음 식을 얻을 수 있다.

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

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

(5.a), (5.b)식을 사용하여 잡음대역폭 B_{IF} 에 대하여 표현하면 시스템내의 루프 잡음대역폭 B_L 은 식(6)과 같다.

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

따라서, 위상에러 variance는 식(7)과 같이 나타난다.

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

실제 시스템의 VCO는 제작 시 우리가 예상하지 못했던 잡음 요소를 포함하기 때문에 이를 식(8)과 같이 표현하면,

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

여기서 Imperfect 오실레이터의 위상 $\Phi(t)$ 는 내부 잡음원에 기인한 random angular perturbation을 표현한다. 그림 2에는 VCO가 내부 잡음원 $\Psi(t)$ 를 가졌을 때의 PLL 선형 모델을 보인다.

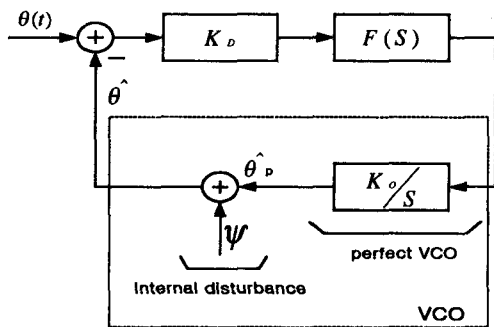


그림 2. VCO가 내부 잡음 source $\Psi(t)$ 를 가졌을 때의 PLL 선형 모델
Fig. 2. Linearizes model of the PLL when the VCO has an internal disturbance source $\Psi(t)$.

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

발생된 잡음의 PSD는 (9)식과 같이 표현된다[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 표현되고, h_a -계수는 오실레이터의 형태에 의존하며 일반적으로 출력의 위상 잡음전력이 최소화되도록 최적화되어 설계된다[3].

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

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

이와 같이 위상잡음 과정의 스펙트럼 밀도로 나타내면 다음과 같다.

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

여기서, $0 < 2\pi f_L \leq |w| \leq 2\pi f_h < \infty$

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

위상에러 $\Phi(s)$ 는 항상 $\theta(s)$ 와 그것의 추정치 $\hat{\theta}(s)$ 의 차로써 정의되므로 식(12a), 식(12b), 식(12c)로 표현된다.

$$\phi(s) = \theta(s) - \hat{\theta}(s) \quad (12a)$$

$$= \theta(s) - [\hat{\theta}(s) + \psi(s)]$$

$$\phi(s) = \theta(s) - \left[\frac{K_D K_O F(s)}{s} \phi(s) + \psi(s) \right] \quad (12b)$$

$$\phi(s) = \frac{1}{1 + [K_D K_O F(s)/s]} [\theta(s) - \psi(s)] \quad (12c)$$

그러므로 오실레이터의 불안정도에 기인한 위상에

러 variance는 식(13)과 같다.

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

그림 3은 위상잡음 과정의 전력스펙트럼 밀도를 보인다.

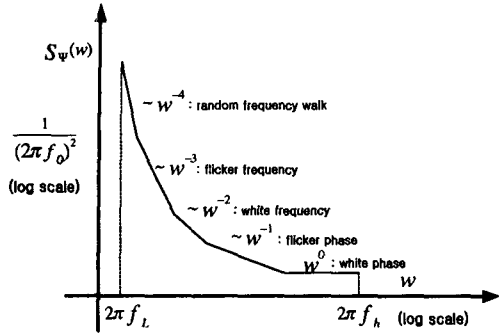


그림 3. 위상잡음 과정의 PSD
Fig. 3. PSD of phase noise process.

III. 시스템 Modeling과 분석

3-1. 주파수합성기설계 및 Phase Noise Prediction

본 논문에서는 2303.15 MHz의 국부 발진주파수를 목표로 주파수합성기를 설계하여 각 단에서 발생하는 위상잡음을 모델링하였다.

모델링 된 PLL 칩은 National사의 LMX2325, VCO는 Minicircuit사의 JTOS-3000P이다[5][6]. 시스템의 설계와 위상잡음 모델링은 Lascari의 예측기법을 이용하였다[7]. 시스템 규격은 참고문헌[8]을 따라 설계하였다. 그림 4와 그림 5는 설계된 시스템의 각 단에서 루프를 통과하기 전의 발생 잡음과 통과 후의 위상잡음을 모의 실험한 결과이다.

그림 4와 그림 5에서 알 수 있듯이 VCO의 위상잡음은 TCXO의 위상잡음이 루프를 거치면서 급격하게 감소하는 반면에 VCO에서는 offset 주파수가 3 kHz부터는 거의 루프의 영향을 받지 않고 free running 상태로 발진함을 알 수 있다. 그림 6에는 2303.15 MHz의 발진 주파수를 갖는 주파수합성기의 TCXO와 VCO에서 발생한 위상잡음이 루프통과 후 1 MHz까지의 offset 주파수에 따른 감쇠 변화를 보이고 있다. 그 결과, 주파

수 합성기의 지배적인 잡음원이 VCO임을 알았다.

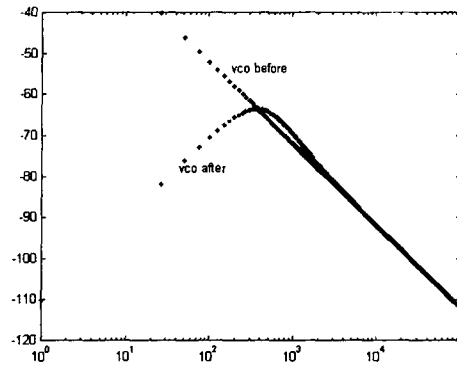


그림 4. Loop 통과 전·후의 VCO 위상잡음
Fig. 4. VCO phase noise before and after loop.

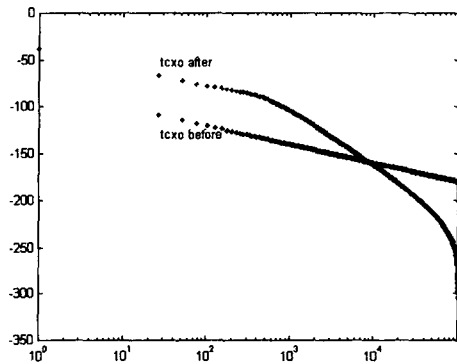


그림 5. Loop 통과 전·후의 TCXO 위상잡음
Fig. 5. TCXO phase noise before and after loop.

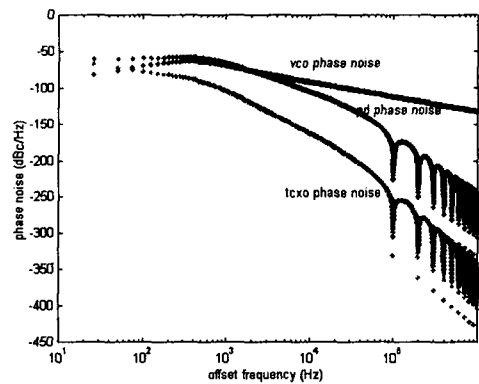


그림 6. 오프셋 주파수에 따른 위상잡음
Fig. 6. Phase noise according to offset frequency.

표 1. 실제 VCO(2.3~2.6 GHz)와 모델링된 VCO의 루프 통과 전·후의 위상잡음 값

Table 1. The measured phase noise value of VCO(2.3~2.6 GHz) and the predicted VCO phase noise value before and after loop

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

표 2. 실제 VCO(0.3~0.525 GHz)와 모델링된 VCO의 루프 통과 전·후의 위상잡음 값

Table 2. The measured phase noise value of VCO(0.3~0.525 GHz) and the predicted VCO phase noise value before and after loop.

offset freq phase noise (dBc/Hz)	1kHz	10kHz	100kHz	1MHz
ROS-535	-75	-98	-118	-138
Before Loop	-78	-98	-118	-138
After Loop	-75.7529	-97.9631	-118	-138

3-2. 2차 PLL 시스템에서의 1/f Noise Variance Modeling

본 논문에서 고려한 시스템의 루프 필터는 1차 능동필터로 실제 시스템에서 그 이득과 관계하여 흔히 사용되는 형태이다.

2차 시스템의 전달함수 $H(s)$ 는 식(14)와 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 잡음 대역폭 B_n 은 식(15)와 같다.

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

시스템의 전달함수를 이용하여 본 논문에서 고려하는 flicker 잡음 스펙트럼을 시스템의 에러 전달함수에

통과시키면 flicker 잡음 variance를 구할 수 있다 [3][9].

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

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

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

그림 7에는 2차 시스템의 잡음 대역폭을 보인다.

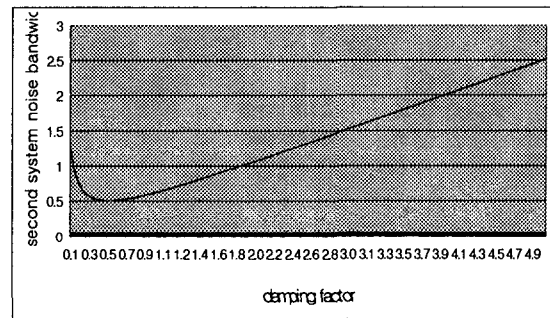


그림 7. 2차 시스템의 잡음대역폭
Fig. 7. The noise bandwidth of second-order system.

그림 7에서 알 수 있듯 댐핑계수가 0.5에서부터 잡음대역폭은 선형적인 증가를 보인다. 결국 실제 시스템 설계시 고려되는 댐핑계수 0.707에서 1 부근까지의 값을 고려 할 때 식(16)의 좌측 두 번째 항으로부터 1/f noise variance는 잡음 대역의 제곱에 반비례함을 알 수 있다.

3-3. 3차 PLL 시스템에서의 1/f Noise Variance Modeling

3차 시스템에서의 특성 함수가 물리적 의미를 가지는 w_n 과 δ 에 대해서 표현되어지지 않는다. 3차 PLL 시스템에서의 flicker 잡음 variance를 w_n 과 δ 로 표현하기 위하여 pseudo-damping factor 와 pseudo-natural 각 주파수를 도입한다. 본 논문에서 고려하는 시스템의 루프필터는 참고문헌[10]에서 제공하는 최적화된 2차 능동필터이다. 시스템의 전달함수

는 식(18)과 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 시스템의 특성함수는 식(19)와 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 angular frequency를 도입하면 특성함수를 식(20)과 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 의사를 보상하기 위해서 개루프 전달함수로부터 $\phi_M = \tan^{-1} \omega \tau_2 - \tan^{-1} \omega \tau_3$ 을 3차 시스템에서 유출해낸다[10]. 이러한 과정을 거친 최적 필터를 구성하면 다음과 같다.

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

$$\begin{aligned} \frac{1}{\tau_2^2} &= \frac{w_M^2}{(2 \cos \psi + 1)^2} \\ ; \frac{1}{\tau_2} &= R \text{로 두면} \\ w_M^2 &= R^2(2 \cos \psi + 1)^2 \\ \therefore w_M &= w_n = (a^2 + b^2)^{1/2} \end{aligned} \quad (21)$$

결국 물리적 의미를 갖지 못하던 δ 에 대한 보상이 이루어지므로 이를 3차 시스템에 대한 flicker variance로 표현하기 위하여 앞서 제공된 식들을 이용하여 noise variance를 구해보면

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

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

식(22), 식(23)으로 유도해 낼 수 있다.

이때 3차 시스템에서의 잡음 대역폭은 식(24)와 같이 표현된다[10].

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

3차 시스템에서의 잡음대역폭을 도시하면 그림 8과 같다.

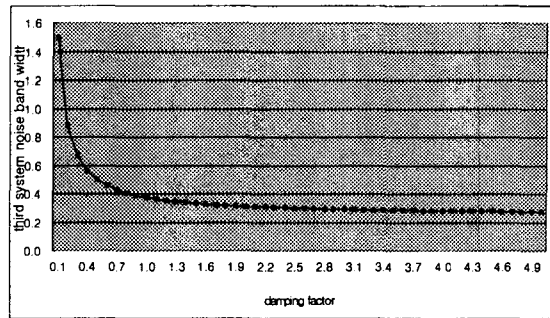


그림 8. 3차 시스템에서의 잡음대역폭
Fig. 8. The noise bandwidth third-order system.

그림 8에서 알 수 있듯이 댐핑계수 0.707부근에서부터 선형적인 감소를 보이고 있음을 알 수 있다.

N. 2차 PLL 시스템과 3차 PLL 시스템의 1/f noise variance 분석

그림 9는 식(17)과 J.B. Encinas에 의해 표현된

pseudo-damping factor를 이용하여 본 논문에서 유도해낸 식(23)의 1/f noise variance를 도시하여 비교한 것이다. 유도된 결과를 보면 2차에서 3차로 시스템의 차수가 증가할수록 1/f noise variance factor가 증가함을 알 수 있다. 이러한 차수에 따른 1/f noise variance factor간의 관계와 잡음대역폭간의 관계를 이용하여 시스템 전체의 variance를 비교하기 위하여 2차 시스템의 전체 noise variance 즉, 입력단의 부가 잡음과 Imperfect 오실레이터의 위상잡음에 의한 전체식을 도입하면 식(7)과 식(17)을 합한 형태로 식(25)와 같이 표현된다.

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

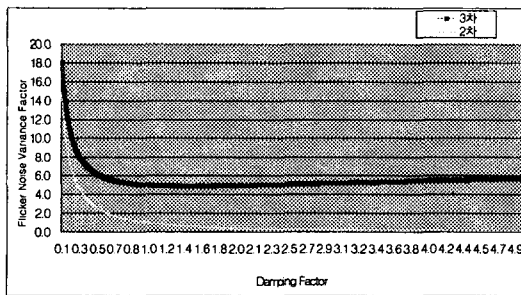


그림 9. 2차와 3차 시스템에서의 1/f noise variance factor
Fig. 9. 1/f noise variance factor in the second-order PLL and in the third-order PLL.

시스템 전체 noise variance의 식에서 입력 부가 잡음은 잡음대역폭에 비례하며 Imperfect 오실레이터의 위상잡음에 의해서 시스템 내에서 발생하는 noise variance는 잡음대역폭의 제곱에 반비례하고 1/f noise variance factor에 비례한다. 따라서 2차 시스템에 보상회로가 추가된 3차 PLL 시스템은 그림 9에서 알 수 있듯이 2차 시스템에서의 잡음대역폭보다 대역폭이 작으므로 입력 부가 잡음은 줄어들지만 1/f noise variance factor가 증가하므로 Imperfect 오실레이터의 위상잡음에 의해서 시스템 내에서 발생하는 noise variance는 2차 시스템에 비해 더욱 증가하게 된다. 식(26)은 2차와 3차의 variance factor의 관계식을 최소자승법을 통하여 구한 근사식으로 식(26)과 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

식(26)은 981개의 표본 데이터를 이용하여 근사화하였고 댐핑계수 0.001에서 5사이의 구간범위에서 $2.3 \times 10^{-3}\%$ 의 평균 오차를 가진다. 따라서 위의 식(26)을 이용하여 2차 1/f noise variance factor에 관한 정보를 알고 있다면 시스템을 동일한 필터 형태(Active Type)와 댐핑계수를 가지는 3차 PLL 시스템으로 확장했을 때의 발생하는 1/f noise variance factor를 추산할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 물리적 시스템에서 분석되지 않는 오 동작이나 에러에 대하여 짐작으로만 예측되는 물리적 시스템을 주파수합성기로 확장하여 보다 실제적 시스템인 3차로 접근하여 해석하였다. 먼저 2303.15 MHz에서 발진하는 주파수합성기를 설계하고 VCO의 위상잡음을 Lascari의 예측법을 이용하여 모델링하였다. 결과로 주파수합성기에서 발생하는 위상잡음이 tcxo의 경우 루프 통과 전 10 kHz offset 주파수에서 -160 dBc/Hz, 통과 후 -162.6705 dBc/Hz, 100 kHz offset에서 통과 전 -180 dBc/Hz, 통과 후 -560 dBc/Hz로 표 1에서 보이는 VCO의 위상잡음에 비해 offset 주파수에 따라 루프 통과 후 급격히 감소됨을 볼 수 있다. 따라서 주파수 합성기에서 발생하는 잡음원들 중 VCO를 주파수 합성기의 지배적인 잡음원으로 파악할 수 있다. 이러한 VCO의 위상잡음을 구성하는 여러 위상잡음들 중 3차 시스템에서 1/f noise 해석을 위해서는 2차 시스템에서 적용되는 방법과 같은 일반적인 방법으로는 3차 시스템에서 발생하는 1/f noise variance를 댐핑계수와 natural angular 주파수로는 해석할 수 없으므로 참고문헌 [10]에서 제공하는 pseudo-damping factor와 pseudo-natural angular 주파수를 적용하여 시스템에서 발생하는 1/f noise variance에 대해 수학적 모델링이 가능하도록 하였다. 분석 결과 2차 시스템에 1차의 LPF가 추가된 3차 PLL 시스템의 에러 전달함수에 중첩의 형태로 표현된 잡음중 1/f noise만을

통과 시켰을 때의 variance는 그림 9에 보이듯이 댐핑 계수의 증가에 따라 noise variance가 증가함을 알 수 있었다. 3차 시스템의 variance가 2차 시스템의 variance 보다 크게 발생하는 것은 2차와 3차 시스템에서의 잡음대역폭과 variance factor와 연관하여 생각할 수 있다. 그림 7과 그림 8에서 알 수 있듯이 2차에 비해 3차에서의 잡음대역폭이 상대적으로 작음을 알 수 있다. 유도된 수식을 근거로 모의 실험을 하였을 때 실제 시스템의 설계시 관심의 대상이 되는 댐핑계수 1 부근에서 2차에 비해 3차 시스템에서 5배정도 variance factor가 크게 발생함을 알 수 있었다. 결국 정밀한 시스템 설계시 시스템 내에서 발생하는 잡음과 입력단에서 부가되는 잡음의 variance가 반비례 관계에 있으므로 적절한 절충이 필요할 것이다.

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. Comm30, 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] 한국전자 통신연구원, "CDMA단말기 경쟁력 강화 인력양성 기술교육", 1999.
- [9] Floayd M. Gardner, "Phaselock Techniques", Wiley interscience 2nd Ed, pp32-106, 1979.
- [10] J.B Encinas, "Phase Locked Loops", Chapman & Hall, pp.35-100, 1993.



조형래(Hyung-Rae Cho)

1982년 2월 광운대학교 전자공학과 (공학사)

1984년 2월 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1993년 2월 연세대학교 전자공학과 (공학박사)

1984년~1990년 LG 전자연구소 선임연구원

1996년3월~현재 한국해양대학교 전파공학과 부교수

1997년 7월~2000년 한국해양정보통신학회 상임이사

* 주관심분야 : 대역확산통신, 해상이동통신



성태경(Tae-Kyung Sung)

1996년 2월 동의대학교 전자통신공학과(공학사)

1999년 2월 동의대학교 전자공학과 (공학석사)

1999년 3월~현재 한국해양대학교 전파공학과 박사과정

1999년 3월~현재 동의대학교 전산정보원 겸임교수

* 주관심분야 : IMT-2000, Bluetooth, Home RF, SDR 등

김형도(Hyung-Do Kim)

1999년 2월 한국해양대학교 전파공학과(공학사)

2001년 2월 한국해양대학교 전파공학과(공학석사)

2000년 11월 ~ 현재 (주)벨웨이브 기술연구소 연구원

* 주관심분야 : IMT-2000, Bluetooth, 대역확산통신 등