

# 호흡 및 심박수 측정을 위한 비접촉 방식의 CW 바이오 레이더 시스템의 잡음 분석 및 측정

## Noise Analysis and Measurement for a CW Bio-Radar System for Non-Contact Measurement of Heart and Respiration Rate

장병준 · 육종관\* · 나 원\*\* · 이문규\*\*

Byung-Jun Jang · Jong-Gwan Yook\* · Won Na\*\* · Moon-Que Lee\*\*

### 요 약

본 논문에서는 호흡 및 심박수 측정을 위한 CW 바이오 레이더 시스템의 잡음을 분석하고, 이 중 위상 잡음에 대한 측정 결과를 제시하였다. 바이오 레이더 시스템은 기존의 무선 통신 방식이나 RFID 시스템과 달리, 수신 신호의 주파수 및 반송파 주파수 간의 차가 수 Hz에 불과하며, 수신 신호의 레벨 역시 매우 작으므로 위상 잡음을 포함한 모든 잡음원의 영향을 분석하는 것이 매우 중요하다. 본 논문에서는 CW 방식의 바이오 레이더 시스템의 잡음을 시스템의 SNR 측면에서 그 영향을 정량적으로 분석하였고, 분석 결과로부터 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 누설 전력량에 의한 위상 잡음이 가장 큰 잡음원이 됨을 확인하였으며, 이는 위상 잡음의 거리 상관 효과의 함수임을 확인하였다. 따라서 거리 상관 효과에 따른 위상 잡음을 측정하고 이론과 비교하였다. 측정 결과, 본 논문에서 제안한 위상 잡음 측정 방식이 반송파 주파수에 근접한 위상 잡음을 측정할 수 있음을 확인하였다. 이를 통해 50 cm의 인식 거리를 가지며 1 mW의 저출력에서 동작하는 2.4 GHz에서 바이오 레이더 시스템을 PLL 회로 없이 체계적으로 설계할 수 있었다.

### Abstract

In this paper, we present a noise analysis and measurement results of a bio-radar system that can detect human heartbeat and respiration signals. The noise analysis including various phase noise effects is very important in designing the bio-radar system, since the frequency difference between the received signal and local oscillator is very small and the received power is very low. All of the noise components in a bio-radar system are considered from the point of view of SNR. From this analysis, it can be concluded that the phase noise due to antenna leakage is a dominant factor and is a function of range correlation. Therefore, the phase noise component with range correlation effect, which is the most important noise contribution, is measured using the measurement setup and compared with the calculated results. From the measurement results, our measurement setup can measure a closed-in phase noise of a free-running oscillator. Based on these results, it is possible to design a 2.4 GHz bio-radar system quantitatively which has a detection range of 50 cm and low power of 1 mW without additional PLL circuits.

Key words : Biomedical Monitoring, Bio-Radar, Doppler Radar, SNR, Phase Noise, Range Correlation, Heart Rate

### I. 서 론

최근 u-헬스 및 IT-BT 융합 기술의 발달로 전자파

「본 연구는 지식경제부 중기거점기술 개발사업의 지원으로 이루어진 것임(10030045).」

국민대학교 전자공학부(Department of Electrical Engineering, Kookmin University)

\*연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

\*\*서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부(Department of Electronic, Electrical and Computer Engineering, University of Seoul)

· 논문 번호 : 20080523-069

· 수정완료일자 : 2008년 8월 6일

를 이용하여 심박 및 호흡 신호를 측정할 수 있는 바이오 레이더 시스템에 대한 관심이 높아지고 있다. 현재 심박 및 호흡 신호를 측정하기 위해서는 전극을 몸에 부착하는 접촉식 측정법을 사용하는 것이 일반적이지만, 이는 장기간 사용이 어렵고, 소아나 화상 환자에게는 사용하기가 어려운 단점이 있다. 따라서 이러한 단점을 극복하기 위해 비접촉 방식으로 호흡 및 심박수를 측정하는 바이오 레이더 시스템이 필요하게 되었다. 바이오 레이더 시스템은 1970년대 처음으로 소개되었는데, 처음에는 시스템의 부피가 크고 측정 거리도 수 cm에 불과해 상용화하기 어려웠다. 하지만 최근 반도체, RF, 통신 기술 등의 발달로 저렴하면서 긴 측정 거리를 갖는 휴대 가능한 시스템이 활발히 연구 중에 있다<sup>[1],[2]</sup>.

바이오 레이더 시스템의 원리는 연속 정현파(CW: Continuous-Wave) 신호를 안테나로 송신하고 심장 및 허파 움직임에 의해 위상 변조된 역산란파를 수신하여, 주기적인 심박 및 호흡의 변이량을 측정하는 것으로 사람이 정지한 경우에는 심박 및 호흡 신호를 정확히 감지할 수 있다. 하지만 심박의 움직임이 수 Hz에 불과하므로 CW 신호의 위상 잡음이 시스템 성능에 미치는 영향이 매우 크다. 따라서, 위상 잡음의 효과를 줄이기 위해 송신 신호와 동일한 주파수를 수신기의 국부 발진기(LO: Local Oscillator)로 사용하는 직접 변환(Direct Conversion) 수신기를 사용하는 것이 일반적이다<sup>[3]</sup>. 직접 변환 수신기를 사용하는 경우, 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 격리도(isolation), 주파수 혼합기의 RF-LO 격리도, 심장이외의 인체의 몸에 의한 clutter 신호 등이 LO 신호와 결합되어 DC offset 성분 및 기저 대역 위상 잡음(residual phase noise)를 발생시킨다. 이러한 잡음 성분들은 바이오 레이더의 신호대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio)에 영향을 주게 되어, 측정 반경을 감소시키므로 바이오 레이더를 설계하기 위해서는 이에 대한 정확한 분석과 이를 최소화하기 위한 규격 설정이 매우 중요하다.

바이오 레이더의 잡음 해석에 대한 연구 결과를 살펴보면, 참고문헌 [4]에서는 거리 상관 효과(range correlation effect)로 인한 위상 잡음 감소 효과를 분석하였다. 또한, 이 논문에서는 1 mW의 소출력으로 1 m 이상 떨어진 성인의 심박 및 호흡 신호를 측정할

수 있다고 발표하였으며, 지향성 안테나를 이용하면, 측정 거리가 그 이상으로 증가될 수 있음을 제시하였다. 또한 참고문헌 [5]와 [6]에서는 바이오 레이더의 잡음 신호를 열잡음, 위상 잡음 및 1/f 잡음으로 분류하여 SNR에서 각각의 비중을 분석하였다. 하지만 위상 잡음의 경우 수신기의 다양한 부분에서 발생하는 위상 잡음의 영향을 체계적으로 분석하지 못하고 있으며, 특히 참고문헌 [5]에서는 1/f 잡음에 대한 측정 결과를 주파수 혼합기의 RF-LO 격리도에 기인한 위상 잡음과 혼동하고 있다. 또한, 참고문헌 [6]에서는 다양한 위상 잡음에 의한 효과 중 인체의 정지된 부분에 의한 clutter 반사에 의한 위상 잡음만을 고려하고 있다. 따라서 본 논문에서 바이오 레이더에서 발생하는 다양한 정량적으로 잡음원을 분석하며, 특히 위상 잡음을 체계적으로 분석하여 이를 SNR 식과 결합하여 실제 시스템 설계 시 필요한 규격을 도출할 수 있도록 하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 바이오 레이더 시스템의 동작 원리 및 바이오 레이더에서 발생할 수 있는 다양한 잡음원에 대한 이론을 유도하고, 이를 SNR 측면에서 분석 결과를 제시하였다. 3장에서는 바이오 레이더 시스템에서 가장 중요한 잡음원인 기저 대역 위상 잡음을 측정하는 과정을 제시하고, 측정 결과 2장의 이론 결과와 비교하였고, 4장에서 결론을 맺었다.

## II. 바이오 레이더의 잡음 분석

### 2-1 바이오 레이더 시스템의 동작 원리 및 이론

바이오 레이더 시스템은 도플러 효과를 호흡 및 심박수 측정에 활용한 것으로 다음 그림 1에 동작 원리 및 바이오 레이더 시스템의 구성이 나타나 있

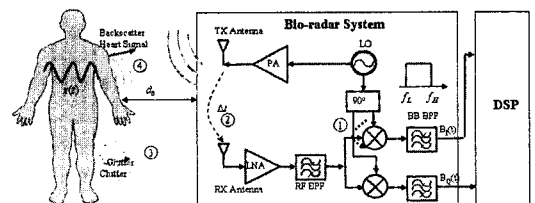


그림 1. 바이오 시스템을 이용한 인체 정보 측정  
Fig. 1. Bio signal detection using bio radar system.

다. 시스템 구성은 안테나, RF 회로, 기저 대역 회로, 디지털 신호처리부로 나뉘어져 있고, RF 회로의 기본 소자는 발진기, 저잡음 증폭기(LNA: Low Noise Amplifier) 및 I/Q 복조기로 구성된다.

인체 정보 중 호흡 및 심박 신호는 물리적인 인체 장치의 주기적인 변화를 동반하는 신호이므로 인체의 변위에 따라 반사되는 위상이 주기적으로 변하게 된다. CW 신호를 송신하고 호흡 및 심박 신호가 일정한 주기를 가지며, 순 속도(net velocity)가 영인 경우, 반사파의 위상  $\theta(t)$ 는 도플러 효과에 의해 다음과 같이 인체의 변위  $x(t)$ 에 비례한다.

$$\theta(t) = \frac{2f}{c}(2\pi x(t)) = \frac{4\pi x(t)}{\lambda} \quad (1)$$

여기서  $f$ 는 반송파 주파수이며,  $c$ 는 빛의 속도,  $\lambda$ 는 반송파의 파장이다. 이제, CW 방식의 바이오 레이더가 단일 톤 신호를 송신한다고 가정하면, 송신 신호는 다음과 같다.

$$T(t) = \cos(\omega t + \phi(t)) \quad (2)$$

여기서  $\omega$ 는 각주파수이며,  $\phi(t)$ 는 발진기의 위상 잡음이다. 이 송신 신호는 전력 증폭기(PA: Power Amplifier)와 송신 안테나를 거쳐 공기 중으로 방사된다. 이제 거리  $d_0$ 만큼 떨어진 인체가 주기적인 변위  $x(t)$ 를 갖는다면, 송신기와 인체까지의 거리는  $d(t) = d_0 + x(t)$ 가 되므로 수신 신호는 식 (1)을 이용하여 다음과 같이 주어진다.

$$R(t) = A_R \cos \left[ \omega t - \frac{4\pi d_0}{\lambda} - \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \phi \left( t - \frac{2d_0}{c} \right) \right] + A_C \cos \left[ \omega t - \frac{4\pi d_0}{\lambda} + \phi \left( t - \frac{2d_0}{c} \right) \right] \quad (3)$$

여기서 식 (1)의 두 번째 항은 고정된 인체에 의해 반사되는 clutter 신호에 해당하며,  $A_R$ 은 심장으로 부터 반사된 신호의 크기,  $A_C$ 는 인체에 의한 반사 신호의 크기,  $2d_0/c$ 는 인체까지의 전파의 왕복 지연 시간에 해당한다. 일반적으로 인체와 바이오 레이더 사이의 거리는 1 m 이하이고, 자유공간이라 가정할 수 있으므로 Friis 전파전파 공식을 사용하면  $A_R$ 과  $A_C$ 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$A_R = \sqrt{\frac{2R_0 P_{TX} G_T G_R \lambda^2 \sigma_h L_h}{(4\pi)^3 d_0^4}}, \quad (4)$$

$$A_C = \sqrt{\frac{2R_0 P_{TX} G_T G_R \lambda^2 \sigma_C L_C}{(4\pi)^3 d_0^4}}, \quad (5)$$

여기서  $R_0$ 는 바이오 레이더 수신기의 입력 저항이며,  $P_{TX}$ 는 송신기의 출력,  $G_T$ 와  $G_R$ 는 각각 송신 안테나와 수신 안테나의 이득,  $\sigma_h$ 와  $\sigma_C$ 는 심장과 인체의 RCS(Radar Cross Section), 그리고  $L_h$ 와  $L_C$ 는 각각 심장과 인체에서의 반사 손실에 해당된다.

그림 1에서처럼 수신 안테나와 송신 안테나 사이에는 상호 결합이 존재하며, 수신부 주파수 혼합기 역시 RF-LO 격리도가 완벽하지 않다면 LO 신호의 일부가 수신단에 누설되게 된다. 이러한 TX 누설 신호는 다음 식 (6)과 같이 주어진다.

$$L(t) = \sqrt{2\eta_{ANT} R_0 P_{TX} G_{RX}} \cos[\omega(t - \Delta t_1) + \phi(t - \Delta t_1)] + \sqrt{2\eta_{Mix} R_0} \cos[\omega(t - \Delta t_2) + \phi(t - \Delta t_2)], \quad (6)$$

여기서  $\eta_{ANT}$ 는 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 TX 누설 전력,  $\eta_{Mix}$ 는 주파수 혼합기에 의한 누설 전력,  $G_{rx}$ 는 수신부 이득, 그리고  $\Delta t_1$ 과  $\Delta t_2$ 는 각 신호의 지연 시간이 된다. 여기서 주파수 혼합기의 변환 손실은 1이라고 가정하였다.

이제 식 (3)으로 표현된 수신 신호 및 식 (6)에 의한 누설 신호를 식 (2)의 국부 발진기와 혼합하여 기저 대역으로 주파수 변환하고, 이상적인 저역 통과 필터를 통과시키면 기저 대역 신호는 식 (7)과 식 (8)로 주어진다.

$$B_I(t) = A_R \sqrt{G_{rx}} \cos \left[ \theta_h + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi_h(t) \right] + A_C \sqrt{G_{rx}} \cos[\theta_C + \Delta\phi_C(t)] + \sqrt{2\eta_{ANT} R_0 P_{TX} G_{rx}} \cos[\theta_{L1} + \Delta\phi_{L2}(t)] + \sqrt{2\eta_{Mix} R_0} \cos[\theta_{L2} + \Delta\phi_{L2}(t)] + n_T(t) + n_{1/f}(t) \quad (7)$$

$$B_Q(t) = A_R \sqrt{G_{rx}} \sin \left[ \theta_h + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi_h(t) \right] + A_C \sqrt{G_{rx}} \sin[\theta_C + \Delta\phi_C(t)] + \sqrt{2\eta_{ANT} R_0 P_{TX} G_{rx}} \sin[\theta_{L1} + \Delta\phi_{L2}(t)]$$

$$+ \sqrt{2\eta_{Mix} R_0} \sin[\theta_{L2} + \Delta\phi_{L2}(t)] + n_T(t) + n_{1/f}(t) \quad (8)$$

여기서,  $n_T(t)$ 는 수신부 잡음 지수를 포함한 열잡음,  $n_{1/f}(t)$ 는 능동 주파수 혼합기를 사용할 경우  $1/f$  잡음,  $\Delta\phi_h(t)$ ,  $\Delta\phi_c(t)$ ,  $\Delta\phi_{L1}(t)$  및  $\Delta\phi_{L2}(t)$ 는 각각 심장에 의한 반사파 신호(④), clutter 신호(③), TX 누설 신호(②) 및 주파수 혼합기의 RF-LO 누설 신호(①)의 기저 대역 위상 잡음에 해당한다. 그리고  $\theta_{L1}$ 과  $\theta_{L2}$ 은 각각 시간 지연  $\Delta t_1$ 과  $\Delta t_2$ 에 의한 위상 지연값,  $\theta_h$ 와  $\theta_c$ 는 반사체와의 거리에 따른 위상 지연값으로 다음 식 (9)와 같이 주어진다.

$$\theta_h \approx \theta_c = \frac{4\pi d_0}{\lambda} + \theta_0 \quad (9)$$

여기서  $\theta_0$ 는 인체의 반사면에서의 위상 지연에 해당한다. 식 (7)과 식 (8)의 기저 대역 위상 잡음은 다음 식 (10)과 식 (11)로 각각 주어진다.

$$\Delta\phi_h(t) \approx \Delta\phi_c(t) = \phi(t) - \phi\left(t - \frac{2d_0}{c}\right) \quad (10)$$

$$\Delta\phi_{L1,2}(t) = \phi(t) - \phi(t - \Delta t_{1,2}) \quad (11)$$

이제, 식 (7)과 식 (8)의 수신 신호는 AD 변환기로 디지털화되어 DSP 회로로 입력된다. DSP부는 디지털 필터를 이용해 호흡과 심박수로 분리된 뒤 자기 상관 연산을 수행하여 나온 결과 파형을 이용하여 심박수를 계산할 수 있다.

## 2-2 잡음 전력 및 SNR 분석

본 절에서는 바이오 레이더 시스템을 설계하기 위하여 잡음 및 SNR 값을 정량적으로 분석한다. 이를 위해서는 인체 내부에 위치한 심장에서 반사되는 신호의 세기 및 수신기 내에 존재하는 다양한 잡음 성분을 계산하여야 한다. 먼저 인체에 의해 반사되는 신호의 크기는 참고문헌 [7]에 나타나 있으므로 그대로 사용한다. 앞 절에서 살펴본 바와 같이 바이오 레이더 수신기에 나타나는 잡음 신호로는 열잡음 (thermal noise),  $1/f$  잡음 및 위상 잡음이 있다. 먼저 위상 잡음은 그림 1에서처럼 4가지 경우에 발생할 수 있다. 참고문헌 [4]와 [6]에 의하면, 거리  $d_0$ 와 offset 주파수  $f_\Delta$ 에 대해 기저 대역 위상 잡음  $S_{\Delta\phi(t)}$

( $f_\Delta$ )은 LO의 위상 잡음  $S_{\phi(t)}(f_\Delta)$ 와 다음과 같은 관계식을 갖는다.

$$S_{\Delta\phi(t)}(f_\Delta) = S_{\phi(t)}(f_\Delta) \left[ 4 \sin^2 \left( 2\pi \frac{d_0 f_\Delta}{c} \right) \right] \quad (12)$$

이를 range correlation 효과라 부르며, 이러한 효과에 의한 위상 잡음이 낮은 LO를 사용하여도 바이오 레이더가 동작되는 기본 원리가 된다. 일반적인 바이오 레이더의 경우 offset 주파수가 1~30 Hz 근방으로 작을 뿐만 아니라  $d_0$ 가 1 m 근방이므로 식 (12)는 식 (13)으로 간략화할 수 있다.

$$S_{\Delta\phi(t)}(f_\Delta) \approx S_{\phi(t)}(f_\Delta) \left[ 16\pi^2 \frac{d_0^2 f_\Delta^2}{c^2} \right] \quad (13)$$

식 (13)은  $S_{\phi(t)}(f_\Delta)$ 가 모든 offset 주파수에 대해 주어져야 계산이 가능하지만, 일반적으로 LO의 offset 주파수가 매우 작을 경우에는 -30 dB/decade의 기울기를 가지므로 위상 잡음은 1 Hz에서 위상 잡음 값  $S_{\phi(t)}(1)$ 에 의해 식 (14)로 나타낼 수 있다.

$$S_{\phi(t)}(f_\Delta) \approx \frac{S_{\phi(t)}(1)}{(1\text{Hz})^3} f_\Delta^{-3} \quad (14)$$

식 (13)과 식 (14)를 결합하면 기저 대역 이상 잡음은 다음 식 (15)로 주어진다.

$$S_{\Delta\phi(t)}(f_\Delta) \approx S_{\phi(t)}(1) \left( \frac{f_\Delta}{1\text{Hz}} \right)^{-3} \left[ 16\pi^2 \frac{d_0^2 f_\Delta^2}{c^2} \right] \quad (15)$$

이제, 위상 잡음은 랜덤 신호이므로 잡음의 평균값은 수신된 스펙트럼을 수신 대역폭에 따라 적분하면 식 (16)과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{\Delta\phi_h(t)^2} &= \int_{f_l}^{f_H} S_{\Delta\phi(t)}(f_\Delta) df_\Delta \\ &= 16\pi^2 (1\text{Hz})^3 S_\phi(1) \frac{d_0^2}{c^2} \ln \left[ \frac{f_H}{f_l} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

이제, 심장을 맞고 돌아온 수신 신호의 기저 대역 위상 잡음 전력은 다음 식 (17)과 같이 주어진다.

$$N_{\Delta\phi_h} = \frac{A_R^2 G_{rx} \overline{\cos(\Delta\phi_h(t))^2}}{R_0}$$

$$\approx \frac{2P_{TX}G_TG_RG_{RX}\lambda^2\sigma_hL_h\overline{\Delta\phi_h(t)^2}}{(4\pi)^3d_0^4} \quad (17)$$

이제 식 (16)과 식 (17)을 결합하면 수신 신호의 기저 대역 위상 잡음 전력은 다음 식 (18)과 같이 주어진다.

$$N_{\Delta\phi_h} = \frac{P_{TX}G_TG_RG_{RX}\sigma_hL_h}{2\pi f^2} \cdot S_\phi(1) \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \frac{(R+c\Delta t/2)^2}{R^4} \quad (18)$$

마찬가지로 clutter 신호를 맞고 돌아온 신호의 경우도 계산하면 다음 식 (19)와 같다.

$$N_{\Delta\phi_c} = \frac{P_{TX}G_TG_RG_{RX}\sigma_cL_c}{2\pi f^2} \cdot S_\phi(1) \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \frac{(R+c\Delta t/2)^2}{R^4} \quad (19)$$

이제 TX-RX 안테나 누설 전력과 주파수 변환기의 RF-LO 격리도에 의한 수신 전력은 각각 식 (20)과 식 (21)로 주어진다.

$$N_{\Delta\phi_{L1}} = 32\pi^2\eta_{ANT}P_{TX}G_{RX}S_\phi(1) \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \left(\frac{\Delta t_1}{2}\right)^2 \quad (20)$$

$$N_{\Delta\phi_{L2}} = 32\pi^2\eta_{MIX}S_\phi(1) \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \left(\frac{\Delta t_2}{2}\right)^2 \quad (21)$$

이와 같이 바이오 레이더에서는 4가지 위상 잡음이 존재하게 된다. 참고문헌 [5]에서는 식 (21)을 주파수 혼합기의 1/f 잡음이라 분석하였으나, 실제로는 본 논문에서처럼 주파수 혼합기의 불완전한 RF-LO 격리도에 의해 발생하는 위상 잡음이라는 의미가 더 정확하다. 또한, 참고문헌 [5]에서는 1/f 잡음의 측정값을 1 Hz에서 -90 dBm으로 제시하였는데, 이는 계측기의 수신 감도에 해당하는 값으로 실제 잡음의 값보다 지나치게 크게 측정되어 1/f 잡음이 잡음 중에 가장 크다는 오류를 범하고 있다.

바이오 레이더에서는 이러한 4가지 위상 잡음 이외에 열잡음과 믹서 자체의 1/f 잡음이 존재하는 데, 이는 다음과 같다. 먼저, 열잡음은 다음 식 (22)와 같이 주어진다.

$$P_{N,thermal} = 4kTB \quad (22)$$

여기서,  $k$ 는 Boltzman 상수이며,  $T$ 는 절대 온도, 그리고  $B$ 는 수신 대역폭에 해당한다. 일반적으로 바이오 레이더 시스템의 수신 대역폭은 수십 Hz로 작으므로 열잡음 전력 역시 매우 작다. 예를 들어 심박수는 0.83에서 1.5 Hz(분당 50에서 90회)를 가지므로 신호 대역폭이 10 Hz라고 가정하면 열잡음은 -164 dBm이 된다. 이제 수신기의 잡음 지수와 이득을 고려해서 식을 정리하면 열잡음은 다음 식 (23)과 같이 주어진다.

$$N_T = 8G_{RX} \cdot kTB \cdot NF \quad (23)$$

마지막으로 1/f 잡음은 믹서 출력에서 발생하는 데, 일반적으로 수동 믹서를 사용하는 경우 이는 zero가 된다. 만약 능동 믹서를 사용하는 경우, 다음 식 (24)와 같이 주어진다.

$$N_{1/f} = \int_{f_L}^{f_H} P_{1/f}(1) f^{-1} df = P_{1/f}(1) \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \quad (24)$$

여기서,  $P_{1/f}(1)$ 은 믹서의 1 Hz에서 잡음 전력이 된다. 이상의 결과를 모두 이용하여 바이오 레이더의 수신기의 SNR을 표시하면 다음 식 (25)와 같이 주어진다.

$$SNR = \frac{S_I}{N_{1/f} + N_T + N_{\Delta\phi_h} + N_{\Delta\phi_c} + N_{\Delta\phi_{L1}} + N_{\Delta\phi_{L2}}} \quad (25)$$

### 2.3 바이오 레이더 시스템 잡음 시뮬레이션

식 (25)을 이용하면, 다양한 바이오 레이더 규격 및 이격 거리에 따른 이론적인 바이오 레이더의 SNR 값을 계산할 수 있다. 먼저 표 1과 같은 바이오 레이더 시스템을 가정한다.

표 1의 데이터는 별도의 전력 증폭기 없이 0 dBm LO 출력을 바로 송신 안테나에 연결하고, 수신부의 경우 2.4 GHz 대역에서 상용 부품으로 구성할 수 있는 부품을 가정한 경우이다<sup>[7]</sup>. LO는 최악의 위상 잡음을 가정하기 위하여 Hittite사의 MMIC VCO인 HMC-38LP4를 별도의 PLL 회로 없이 사용하였다. 저잡음 증폭기는 NEC사의 2SC5508 트랜지스터를 이용하여 자체 설계한 결과, 12 dB 이득에 3.5 dB 잡음 지수가

표 1. 바이오 레이더 시스템 시뮬레이션 파라미터  
Table 1. Simulation parameter of bio-radar system.

System specification	Parameter
Operating frequency	2.4 GHz ISM band
Filter low-cutoff frequency( $f_L$ )	0.5 Hz
Filter high-cutoff frequency( $f_H$ )	30 Hz
Receiver gain( $G_{RX}$ )	10 dB
Antenna gain( $G_T = G_R$ )	0 dBi
Output power( $P_{TX}$ )	0 dBm
Heart parameters( $\sigma_h$ )	6.8e-3
Body clutter parameters( $\sigma_c$ )	0.5
Reflectivity( $L_h, L_c$ )	-3 dB
Receiver noise figure	6.0 dB
LO phase noise at 1 Hz( $S_{\phi(f)}(1)$ )	58 dB/Hz
Antenna leakage( $\eta_{ANT}$ )	-20 dB
Mixer RF-LO isolation( $\eta_{Mix}$ )	-50 dB

측정되어 이 값을 사용하였고, RF 필터는 SWANICS사의 SA2441AM SAW 필터를, I/Q 복조기는 SKYWORKS사의 sky73009의 규격을 사용하였다. 기저대역 필터는 National Semiconductor사의 LMV321을 이용하여 LPF와 HPF를 설계한 값을 사용하였다.

이러한 설계 사양을 이용하여 SNR 분석을 수행한 결과가 그림 2에 나타나 있다. 다양한 잡음원 중에서 기저대역  $1/f$  잡음과 주파수 혼합기의 불안정한 RF-LO 격리도에 의한 잡음은 열잡음보다 작은 값이 계산되므로 그림에 표현하지 않았다. 그림에서 알 수 있듯이 측정 반경이 30 cm 이하인 경우는 clutter에 의한 위상 잡음이 전체 SNR에 영향을 주지만, 30 cm 이상에서는 clutter에 의한 반사량이 작아지므로 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 누설 전력에 의한 위상 잡음이 SNR값에 영향이 커짐을 알 수 있다.

이상의 결과로부터 바이오 레이더는 위상 잡음 특성이 낮은 VCO를 PLL 회로 없이 사용하여도 심박수를 측정할 수 있음을 알 수 있으며, SNR 성능을 높이기 위해서는 송신 안테나와 수신 안테나의 격리도를 높여 잡음의 크기를 줄이는 것이 중요함을 알 수 있다. 그림 3은 송신 안테나와 수신 안테나의 격리도를 -40 dB로 높인 경우 SNR 특성을 보여

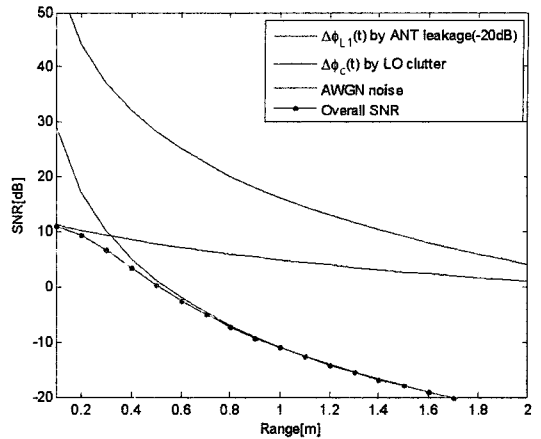


그림 2. 바이오 레이더 시스템에서 이격 거리에 따른 SNR(-20 dB 누설 전력)  
Fig. 2. SNR value of bio-radar system with respect to target distance(-20 dB leakage).

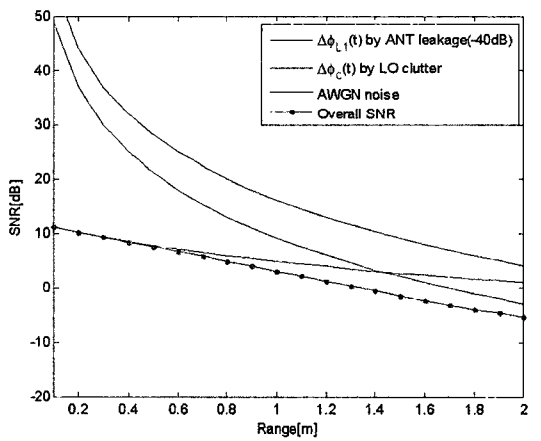


그림 3. 바이오 레이더 시스템에서 이격 거리에 따른 SNR(-40 dB 누설 전력)  
Fig. 3. SNR value of bio-radar system with respect to target distance(-40 dB leakage).

준다.

### III. 위상 잡음 측정 및 실험

2장에서 바이오 레이더 시스템에서 발생할 수 있는 다양한 잡음원을 분석하였고, 시스템의 SNR에서 각 잡음원이 미치는 영향을 살펴보았다. 2장의 분석 결과로부터 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 누설 전력량에 의한 위상 잡음이 가장 큰 잡음원이 됨을

확인하였으며, 이는 위상 잡음의 거리 상관 효과의 함수임을 확인하였다. 본 장에서 이러한 위상 잡음을 측정하는 방법에 대해 고찰하고, 측정 결과를 제시한다.

### 3-1 기저 대역 위상 잡음의 측정

그림 4는 기저 대역에서 range correlation에 의한 위상 잡음을 측정하기 위한 장치 구성도이다. 측정하고자 하는 발진기는 Hittite사의 HMC38LP4를 사용하였고, 동작 주파수는 2.45 GHz 대역에서 최대 3 dBm이다. 이 LO 신호는 Xinger사의 전력 분배기 PD2328J550S2를 사용하여 전력을 분배시켜 LO 신호와 송신 신호로 사용하였다. LO와 RF 두 개의 경로 중 RF는 49.05 ns의 딜레이(delay) 라인, 위상 천이기(phase shifter)를 통과하여 주파수 혼합기의 RF 입력 단자에 입사되고 LO 신호는 전력 분배기를 통하여 IQ 복조기의 LO 입력 단자에 입사된다. 이때 딜레이 라인 및 위상천이기의 손실을 보상하기 위하여 HP11975A 증폭기를 사용하였다. IQ 복조기는 출력이 differential 구조이므로 최종적으로 이득이 1인 Differential-Single OPAMP를 통과한 출력을 Agilent 89441A VSA를 사용하여 측정하였다. 위상이 정확히 90° 차이가 나면 식 (26)과 같이 DC 출력이 사라지므로 이를 이용하여 위상을 보정하였다.

$$\begin{aligned}
 V_{measured} &= K' A_{LO} \cos(\omega t + \phi(t)) \\
 &\quad \times A_{RF} \sin(\omega t + \phi(t - \tau_{delay})) \\
 &= \frac{1}{2} K' A_{LO} A_{RF} [\sin(2\omega t + \phi(t) + \phi(t - \tau_{delay})) \\
 &\quad + \sin(\phi(t) - \phi(t - \tau_{delay}))] \\
 &= K \sin(\phi(t) - \phi(t - \tau_{delay})) \\
 &\approx K[\phi(t) - \phi(t - \tau_{delay})] \quad (26)
 \end{aligned}$$

위의 수식에서  $K'$ 은 주파수 혼합기의 변환 계수

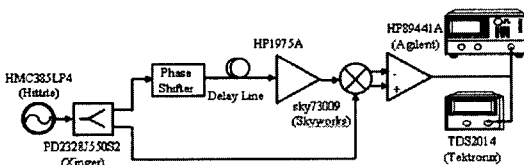


그림 4. 기저 대역 위상 잡음 측정 장치의 구성도  
Fig. 4. Measurement setup for range correlation verification.

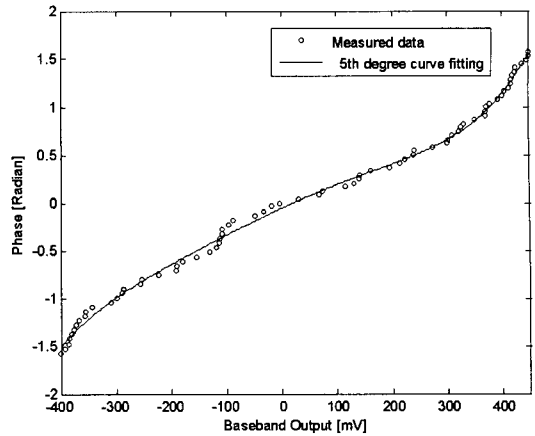


그림 5. 위상-전압 변환 상수의 그래프  $K=\text{rad/mV}$   
Fig. 5. Graph for phase-voltage conversion coefficients  $K=\text{rad/mV}$ .

와 OP-AMP의 변환 계수를 곱한 값이다.  $A_{LO}$ 는 주파수 혼합기의 LO 입력으로 입사되는 진폭이며,  $A_{RF}$ 는 RF 입력으로 입사되는 진폭이다. 위의 회로는 기본적으로 위상차를 전압으로 바꾸어주는 회로이다. 회로의 특성을 보정해 주기 위하여 먼저 이 변환 상수  $K$ 의 값을 구하여야 한다. 본 연구에서는 서로 다른 위상 값을 갖도록 위상 천이기를 조절하여 72번 측정된 뒤에 이를 5차 curve fitting하여 함수를 구하였다. 그 그래프를 그림 5에 도시하였다. 이후 측정된 전압을 radian으로 구해야 하기 때문에 x축을 전압으로, y축을 radian으로 표시하였다. 즉, 측정된 전압에 위의  $K$ 값을 곱함으로써 위상 값으로 환산 가능하다.

이제 그림 4의 측정 방법으로 기저 대역에서 위상 잡음을 측정하고, 이를 식 (12)를 이용하여 RF 위상 잡음으로 변환하면 그림 6과 같이 주어진다. 실제 RF 잡음의 경우, 스펙트럼 분석기로는 1 Hz 근방의 위상 잡음은 측정이 불가능하지만, 본 연구에서 제안한 방식을 사용하는 경우 기저 대역 잡음을 바로 측정할 수 있으며, 이를 RF 위상 잡음으로 환산함으로써 offset 주파수가 아주 작은 경우에도 위상 잡음을 예측할 수 있음을 알 수 있다. VSA 측정 결과, 1 Hz offset에서 위상 잡음 효과에 의해 발진기는 -110 dBm/Hz가 측정되었으며, 이를 위상 잡음을 고려하여 원래 위상 잡음으로 환산한 결과 58 dB/Hz로 계산되었다. 이는 참고문헌 [4]와 [7]에서 제시한 위상

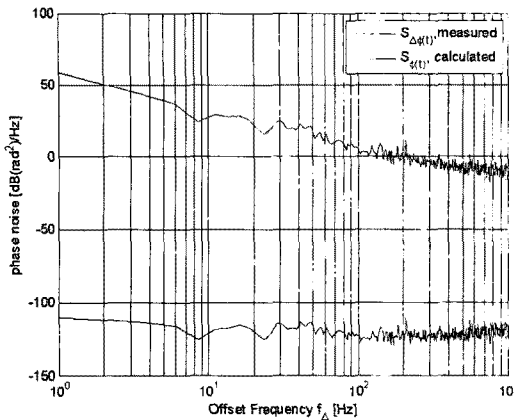


그림 6. 측정된 기저 대역 위상 잡음과 계산된 RF 위상 잡음  
Fig. 6. Baseband residual noise and calculated phase noise.

잡음 특성이 나쁜 PLL 회로 없는 CMOS 국부 발진기의 위상 잡음값과 유사한 레벨이며, 일반적으로 MM-IC로 구성된 국부 발진기가 CMOS와 유사한 위상 잡음 특성을 가지는 것을 감안할 때 신뢰할 수 있는 수준이다. 이러한 측정 결과를 이용하여 SNR 분석을 마무리할 수 있으며, 각각의 시스템을 구성하는 개별 부품의 규격을 결정할 수 있다.

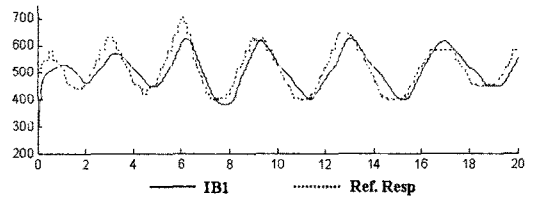
### 3-2 바이오 레이더 시스템 구성 및 측정 결과

앞에서 측정한 위상 잡음의 측정 결과를 2장의 SNR에 대한 이론에 대입하여 전체 시스템의 SNR 특성을 분석할 수 있었다. 이러한 이론을 바탕으로 설계된 바이오 레이더 시스템의 구성이 그림 7에 나타나 있다. 설계된 바이오 레이더는 소형화를 위해

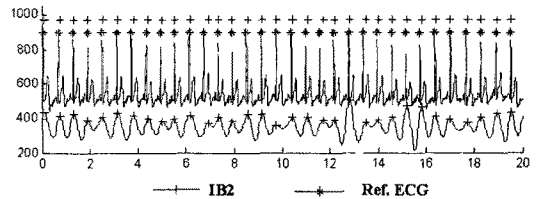


그림 7. 제작된 2.4 GHz 바이오 레이더  
Fig. 7. 2.4 GHz bio-radar system.

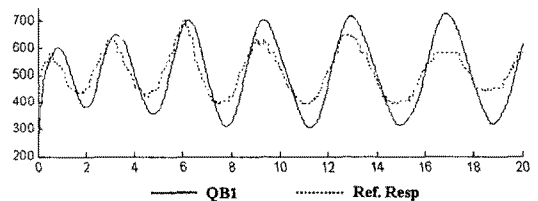
두 개의 안테나를 PCB 기판 상에서 설계하였으며, 네트워크 분석기로 송수신 안테나의 누설량을 측정 한 결과 -20 dB 근방임을 확인하였다. 이러한 측정 값과 그림 6의 PLL이 없는 국부 발진기를 사용한 경우 그림 2에서처럼 50 cm의 인식 거리가 최대로 계산되었다. 따라서 비록 사람에 따라 심장의 크기가 차이가 있지만 적어도 50 cm 정도의 인식 거리를 갖는다면 본 논문의 해석 결과가 맞음을 간접적으로 확인할 수 있다. 이러한 바이오 레이더 시스템으로 50



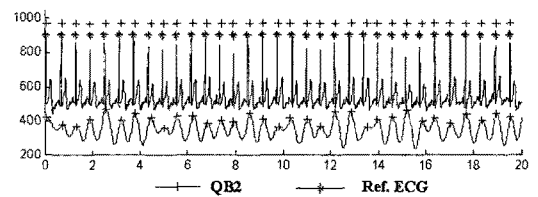
(a) I 채널 호흡 신호  
(a) Respiration signal of I channel



(b) I 채널 심박 신호  
(b) Heartbeat of I channel



(c) Q채널 호흡 신호  
(c) Respiration signal of Q channel



(d) Q채널 심박 신호  
(d) Heartbeat of Q channel

그림 8. 바이오 레이더 시스템 측정 결과  
Fig. 8. Measurement results of bio-radar signal.



cm 떨어진 성인 남성의 심박수를 측정 한 결과가 그림 8에 나타나 있다. 그림에서 바이오 레이더 시스템의 정확도를 판별하기 위해 인체에 전극식 ECG 센서와 호흡 센서를 부착하여 결과를 비교하였다. 그림에서 알 수 있듯이 PLL 회로 없이 위상 잡음 특성이 나쁜 MMIC VCO를 사용하는 경우에도 호흡 및 심박수를 정확히 예측할 수 있음을 확인할 수 있었다. 이는 그림에서 ECG 센서와 호흡 센서에서 보여주는 생체 신호의 주파수가 바이오 레이더에서 측정 한 주파수와 거의 동일함을 통해 확인할 수 있다. 자세한 개별 부품의 설계 및 측정 결과는 참고문헌 [7]에 수록되어 있다. 실제 호흡 및 생체 신호의 변이량은 사람에 따라 크기가 다르고, clutter 신호 역시 사람에 따라 다르지만, 본 논문에서 제시한 이론은 개별 부품의 성능이 시스템에 미치는 상대적인 영향을 판단하는 데는 무리가 없으므로 바이오 레이더 시스템의 체계적인 설계 프로세스를 정립할 수 있을 것으로 사료된다.

#### IV. 결 론

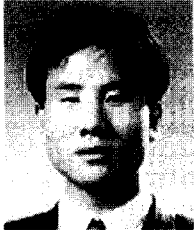
본 논문은 심박 및 호흡수를 측정하기 위한 바이오 레이더 시스템의 잡음원을 분석하였고, 가장 중요한 잡음원인 위상 잡음의 측정법을 제안하였다. 바이오 레이더 시스템은 기존의 무선 통신 방식이나 RFID 시스템과 달리, 수신 신호의 주파수 및 반송파 주파수 간의 차가 수 Hz에 불과하며, 수신 신호의 레벨 역시 매우 작으므로 정확한 잡음 특성을 분석하는 것이 매우 중요하다. 하지만 아직까지도 바이오 레이더 시스템의 체계적인 잡음 분석이 이루어지지 않고 있었다. 본 논문에서는 바이오 레이더 시스템의 잡음식을 유도하고, 이를 SNR식과 연계하여 시스템 설계 시 다양한 파라미터들이 시스템 성능에 영향을 주는 정도를 분석할 수 있도록 하였다. 이를 통해 바이오 레이더 시스템을 체계적으로 설계할 수 있었다. 또한, 바이오 레이더 시스템의 중요한 잡음원인 위상 잡음을 측정하는 방법을 제안하고, 이를 통해 기존의 스펙트럼 분석기로는 측정할 수 없었던

1 Hz 근방의 위상 잡음을 측정할 수 있었다. 이상의 연구 결과로부터 바이오 레이더 시스템의 체계적인 설계 프로세스를 정립할 수 있었다.

#### 참 고 문 헌

- [1] 장병준, "Trend on BAN with bio-sensor for early detection", *The 15th Korea Internet Conference*, pp. 80-93, 2007년 6월.
- [2] J. C. Lin, "Non-invasive microwave measurement of respiration", *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 10, p. 1530, 1975.
- [3] B. -K. Park, S. Yamada, V. M. Lubecke, and O. Boric-Lubecke, "Single-channel receiver limitations in Doppler radar measurements of periodic motion", *IEEE Radio and Wireless Symposium*, San Diego, CA, USA, pp. 99-102, 2006.
- [4] A. D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, J. Lin, and G. T. A Kovac, "Range correlation and I/Q performance benefits in single-chip silicon Doppler radars for non-contact cardiopulmonary monitoring", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 838-848, Mar. 2004.
- [5] D. Nguyen, S. Yamada, B. -K. Park, V. M. Lubecke, O. Boric-Lubecke, and A. H. Madsen, "Noise considerations for remote detection of life signs with microwave Doppler radar", *Proceedings of the 29<sup>th</sup> Annual International Conference of the IEEE EMBS*, pp. 1667-1670, Aug. 2007.
- [6] A. Droitcour, "Non-contact measurement of heart and respiration rates with a single-chip microwave Doppler radar", *Ph.D. Thesis, Stanford University*, Jun. 2006.
- [7] 이용진, 장병준, 육종관, "호흡 및 심박수 측정을 위한 비 접촉 방식의 2.4 GHz 바이오 레이더 시스템", *한국전자과학회논문지*, 19(2), pp. 191-199, 2008년 2월.

장 병 준



1990년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1992년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1997년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1995년 3월~1999년 1월: LG전자(주)  
 1999년 1월~2003년 9월: 한국전자통신연구원 무선방송연구소  
 2003년 10월~2005년 8월: 정보통신연구진흥원  
 2005년 9월~현재: 국민대학교 전자공학부 교수  
 [주 관심분야] 마이크로파/밀리미터파 회로(MMIC, Hybrid), 무선통신시스템, RFID/USN

나 원



2006년 8월: 서울시립대학교 물리학과 (이학사)  
 2006년 9월~현재: 서울시립대학교 전자전기 컴퓨터공학부 (공학석사)  
 [주 관심분야] 초고주파 회로설계

육 중 관



1987년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1989년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1996년 2월: University of Michigan (공학박사)  
 1997년 1월~1998년 10월: 미국 University of Michigan (Research Fellow)  
 1998년 11월~1999년 2월: Qualcomm Inc. Senior Engineer  
 1999년 3월~2000년 2월: 광주과학기술원 정보통신과 교수  
 2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수  
 [주 관심분야] 마이크로파 소자 및 안테나, 초고주파 통신 시스템, 전자파 환경(EMI/EMC), 수치 해석, RF MEMS 설계, 병렬컴퓨팅

이 문 규



1992년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)  
 1994년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1999년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)  
 2002년 2월: 한국전자통신연구원 선임연구원  
 2002년 3월~현재: 서울시립대학교 공과대학 전자전기컴퓨터공학부 부교수  
 [주 관심분야] 마이크로파 시스템 및 부품 설계, RFIC