

주파수 체배기와 PLL을 이용한 10 GHz 생체 신호 레이더 시스템

Novel 10 GHz Bio-Radar System Based on Frequency Multiplier and Phase-Locked Loop

명성식 · 안용준 · 문준호* · 장병준** · 육종관

Seong-Sik Myoung · Yong-Jun An · Jun-Ho Moon* · Byung-Jun Jang** · Jong-Gwan Yook

요 약

본 논문에서는 주파수 체배기와 위상 동기화 회로(Phase-Locked Loop: PLL)를 이용한 주파수 합성기를 이용한 10 GHz 대역에서 동작하는 생체 신호 레이더를 제안하였다. 제안된 10 GHz 대역 생체 레이더는 2.5 GHz 전압 제어 발진기와 PLL을 이용하여 발생된 위상 잡음 특성이 매우 뛰어나고 안정적인 정현 신호를 이용하여 뛰어난 생체 신호 검출 성능을 보인다. 또한 10 GHz 대역에서 PLL을 구현하기 어려운 점을 해결하기 위하여 2.5 GHz 대역에서 PLL을 이용하여 발생된 신호를 주파수 체배기를 이용하여 10 GHz 대역 신호를 발생시키는 방법을 제안하였다. 본 논문에서는 제안된 구조의 생체 레이더의 잡음 특성을 이론적으로 분석하여 제안된 구조의 타당성을 검증하였다. 실험 결과 100 cm까지 매우 우수한 생체 신호 검출이 가능하였으며, 이로써 제안된 구조의 10 GHz 대역의 생체 레이더의 타당성을 확인하였다.

Abstract

This paper presents a novel 10 GHz bio-radar system based on a frequency multiplier and phase-locked loop(PLL) for non-contact measurement of heartbeat and respiration rates. In this paper, a 2.5 GHz voltage controlled oscillator (VCO) with PLL is employed to as a frequency synthesizer, and 10 GHz continuous wave(CW) signal is generated by using frequency multiplier from 2.5 GHz signal. This paper also presents the noise characteristic of the proposed system. As a result, a better performance and economical frequency synthesizer can be achieved with the proposed bio-radar system. The experimental results shows excellent bio-signal measurement up to 100 cm without any additional digital signal processing(DSP), and the proposed system is validated.

Key words : Bio-RADAR, Super Heterodyne, Phase-Locked Loop, Multiplier, 10 GHz

I. 서 론

최근 건강에 대한 관심이 높아지면서 IT와 BT의

융합 기술이 많은 주목을 받고 있다. 특히 도플러 효과를 이용한 비접촉 방식의 생체 레이더는 기존의 접촉 방식의 센서가 갖는 2차 감염 등의 문제점을

「본 연구는 지식경제부 대학 IT연구센터 지원사업(IITA-2009-C1090-0902-0038) 및 지식경제부 중기거점기술 개발사업(10030045), 대학 IT연구센터 지원사업(IITA-2009-C1090-0904-0002)의 연구 결과로 수행되었음.」

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

*(주)필텍(PhilTech Inc.)

**국민대학교, 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Kookmin University)

· 논문 번호 : 20091127-148

· 교신저자 : 육종관(e-mail : jgyook@yonsei.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 1월 21일

극복할 수 있는 장점이 있어 최근 많은 연구가 진행되어 왔다. Droitcour는 Budge의 연구에 기반하여 송신기와 수신기에 동일한 국부 발진기(Local Oscillator: LO)를 사용할 경우, range correlation 효과에 의하여 LO 신호의 위상 잡음이 서로 상쇄된다는 것을 보였다^{[1]-[3]}. 일반적으로 인간의 호흡 신호나 심장 박동 신호는 보통 1 Hz에서 30 Hz 수준의 매우 낮은 주파수를 가지며, 그 정도의 이격 주파수에서 LO 위상 잡음은 매우 높음에도 불구하고 range correlation 효과에 의하여 바이오 레이더는 생체 신호를 검출할 수 있게 된다. 또한 참고문헌 [4]와 [5]에서 발표된 도플러 레이더 기반의 바이오 레이더에서의 신호 대 잡음 비(Signal-to-Noise Ratio: SNR) 해석 결과에 의하면, LO의 위상 잡음의 영향은 매우 작아 무시할만한 수준이다. 이로 인해 최근 발표된 대부분의 바이오 레이더 시스템은 PLL 회로가 없는 전압 제어 발진기(Voltage Controlled Oscillator: VCO)만을 LO로 사용하는 직접 변환 구조를 기반으로 하고 있다^{[6],[7]}. 하지만 저자의 팀에 의해 연구된 결과에 의하면, 송수신 안테나간의 격리도가 충분히 높지 않은 일반적인 경우, 안테나간의 누설 전력으로 인해 LO의 위상 잡음은 기저 대역에 매우 민감한 영향을 미치게 된다^[8]. 즉, 안테나 간의 격리도가 충분히 높지 않으면 LO의 위상 잡음이 가장 지배적인 잡음원이 되고, 결과적으로 PLL을 이용한 LO의 위상 잡음은 전체 바이오 레이더 시스템의 성능의 큰 개선을 가져오게 된다^[9].

최근 ITU(International Telecommunication Union)에서는 10.45 GHz에서 10.5 GHz까지의 대역을 radio-location 서비스를 위한 대역으로 할당하였으며^[10], 이로 인해 이 대역을 motion sensing이나 레이더 용으로 큰 관심을 받고 있다. 이에 본 논문에서는 10 GHz 대역의 도플러 효과에 기반하는 바이오 레이더를 설계하였다. 그러나 10 GHz 주파수 대역은 PLL을 설계하기에는 상당히 높은 주파수이다. 이에 주파수 체배기를 이용한 슈퍼헤테로다인 구조의 바이오 레이더를 제안하였다. 또한 제안된 구조에서의 잡음 특성을 해석하여 제안된 구조의 타당성을 확인하였다.

II. 10 GHz 슈퍼 헤테로다인 생체 레이더

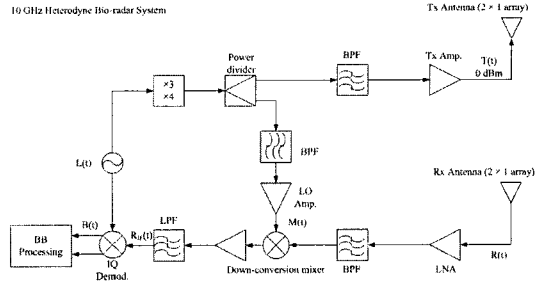


그림 1. 제안된 생체 레이더 시스템 블록도
Fig. 1. The block diagram of the proposed bio-radar system.

2-1 레이더 시스템 구조

본 논문에서 제안하는 생체 레이더는 그림 1과 같은 구조를 가지고 있다. 10 GHz 대역에서 동작하는 PLL 설계하는 것은 일반적으로 많은 비용이 발생하게 된다. 때문에 본 연구에서는 2.5 GHz 대역에서 동작하는 PLL을 설계한 후 주파수 3 체배기와 4 체배기를 이용하여 10 GHz의 위상 잡음 특성이 우수한 연속파(Continuous Wave: CW) 신호를 발생하였다. 또한 IQ 복조기의 요구 규격을 낮추기 위하여 PLL의 동작 주파수인 2.5 GHz를 중간 주파수(Intermediate Frequency: IF)로 갖는 슈퍼 헤테로다인 구조를 제안하였다. 이러한 시스템의 경우 수신된 10 GHz의 RF 신호는 3 체배기의 출력 신호인 7.5 GHz 대역의 신호와 주파수 혼합되어 PLL의 동작 주파수인 2.5 GHz의 IF 대역으로 하향 변환되며, 이 신호는 다시 2.5 GHz 대역의 PLL 출력 신호로 구동되는 IQ 복조기를 통해 기저 대역으로 주파수 하향 변환이 되게 된다. 이러한 슈퍼 헤테로다인 구조는 독립된 LO를 이용하여 주파수 변환을 하는 경우, 생체 레이더 구현 시 가장 중요한 특성인 range correlation을 만족할 수 없게 되어 심각한 성능의 열화가 발생하게 된다. 하지만 본 논문에서 제안하는 그림 1의 구조는 단 한 개의 주파수 합성기를 사용하고, 그것들의 고조파 성분들을 이용하는 형태이기 때문에 range correlation이 여전히 만족하며, LO 신호의 위상 잡음으로 인한 심각한 수준의 성능 열화가 발생하지 않는 장점이 있다. 기저 대역 신호처리는 아날로그-디지털 변환을 위한 anti-aliasing 필터와 신호 증폭을 위한 증폭기로 구성되어 있다.

그림 1의 시스템에서 LO 신호 $L(t)$ 와 그것의 4 체배 주파수 신호($T(t)$)와 3 체배 주파수 신호($M(t)$)는 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$L(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (1)$$

$$T(t) = \cos(8\pi f_c t + 4\phi(t)) \quad (2)$$

$$M(t) = \cos(6\pi f_c t + 3\phi(t)) \quad (3)$$

단, f_c 와 $\phi(t)$ 는 LO 신호의 기본 주파수(fundamental frequency)와 LO의 위상 잡음이다.

이 때, 인간의 몸에 반사되어 다시 바이오 레이더에 수신되는 신호는 인간과 바이오 레이더 사이의 거리($d(t)$)의 변화에 변조되어 다음과 같은 값을 갖는다.

$$R(t) = \cos \left(8\pi f_c \left(t - \frac{2d \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{c} \right) + 4\phi \left(t - \frac{2d \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{c} \right) \right) \quad (4)$$

단, c 는 빛의 속도이다.

이 때, 인간과 바이오 레이더 사이의 거리 $d(t)$ 는 상수인 d_0 와 호흡과 심박으로 인한 가슴 표면의 매우 미세한 변화($x(t)$)로 표현할 수 있고, 앞의 식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R(t) = \cos \left(8\pi f_c t - \frac{16\pi d_0}{\lambda} - \frac{16\pi x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{\lambda} + 4\phi \left(t - \frac{2d_0}{\lambda} - \frac{2x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{\lambda} \right) \right) \quad (5)$$

단, λ 는 LO의 기본 주파수의 파장이다.

일반적으로 심박이나 호흡 같은 생체 신호의 주

기(T_0)는 레이더에서 송신 후 수신까지의 지연 시간(d_0/c)보다 매우 크므로 위의 식은 아래와 같이 간략화 될 수 있다.

$$R(t) \approx \cos \left(8\pi f_c t - \frac{16\pi d_0}{\lambda} - \frac{16\pi x(t)}{\lambda} + 4\phi \left(t - \frac{2d_0}{\lambda} \right) \right) \quad (6)$$

따라서 IF 단의 하향 변환된 신호($R_{IF}(t)$)와 베이스 밴드 신호($B(t)$)는 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R_{IF}(t) \approx \cos \left(2\pi f_c t - \frac{16\pi d_0}{\lambda} - \frac{16\pi x(t)}{\lambda} + 4\phi \left(t - \frac{2d_0}{\lambda} \right) - 3\phi(t) + \theta_1 \right) \quad (7)$$

$$B(t) = \cos \left(\frac{16\pi d_0}{\lambda} + \frac{16\pi x(t)}{\lambda} - 4\phi \left(t - \frac{2d_0}{\lambda} - \tau_m \right) + 3\phi(t - \tau_m) + \phi(t) + \theta_1 + \theta_2 \right) \quad (8)$$

단, θ_1 과 θ_2 는 각각 LO에서 하향 변환 믹서와 IQ 복조기까지의 위상 지연이며, τ_m 은 하향 변환 믹서의 RF에서 IF단까지의 시간 지연이다.

위 식의 베이스 밴드 신호 $B(t)$ 의 위상은 크게 다음과 같이 세 부분으로 나눌 수 있다.

$$\frac{16\pi d_0}{\lambda} + \theta_1 + \theta_2 \quad (9)$$

$$\frac{16\pi x(t)}{\lambda} \quad (10)$$

$$-4\phi \left(t - \frac{2d_0}{\lambda} - \tau_m \right) + 3\phi(t - \tau_m) + \phi(t) \quad (11)$$

위 식의 첫 번째는 상수이며, 이는 바이오 레이더 시스템의 동작에 영향을 주지 않는다. 두 번째와 세 번째는 각각 측정된 생체 신호와 하향 변환되어 베이스 밴드 내에 존재하는 LO의 위상 잡음이다. 두 번째 항은 주파수 체배기를 이용함으로 신호의 크기는 주파수 체배기의 배수만큼 커지게 됨을 의미한다. 위상 잡음 또한 체배기를 이용함으로 체배기의

배수와 비슷하게 증가하게 된다. 즉, 주파수 하향 변환기에서 발생하는 시간 지연 τ_m 가 매우 작다면 위의 위상 잡음 식은 일반적인 경우에서 주파수 체배기의 배수만큼 증가하게 된다.

2-2 잡음 해석

일반적인 직접 변환 시스템의 수신된 신호의 I-채널의 신호(S_I)는 다음과 같이 계산할 수 있다^[8].

$$S_I = \frac{2P_{Tx}G_TG_RG_{Rx}\lambda^2\sigma_hL_h\cos^2\left(\theta_h + \frac{4\pi x(t)}{\lambda}\right)}{(4\pi)^3d_0^4} \approx \frac{P_{Tx}G_TG_RG_{Rx}\lambda^2\sigma_hL_hx^2(t)}{2\pi d_0^4} \quad (12)$$

위의 식에 사용된 기호들은 표 1에 정리되어 있다. 위의 식을 이용하여 반송파 주파수가 4배 체배된 바이오 레이더의 수신된 신호의 I-채널의 신호(S_I')는 다음과 같다.

$$S_I' = \frac{2P_{Tx}G_TG_RG_{Rx}(\lambda/4)^2\sigma_hL_h\cos^2\left(\theta_h + \frac{16\pi x(t)}{\lambda}\right)}{(4\pi)^3d_0^4} \approx \frac{P_{Tx}G_TG_RG_{Rx}\lambda^2\sigma_hL_hx^2(t)}{2\pi d_0^4} \quad (13)$$

바이오 레이더 시스템의 잡음 특성을 해석하기 위해서는 베이스 밴드에 남아 있는 LO의 위상 잡음이 가장 중요한 요소이다. 일반적인 직접 변환 구조의 레이더 시스템에서 베이스 밴드의 LO의 위상 잡음($R_{\Delta\phi}(\tau)$)과 이것의 전력 밀도($S_{\Delta\phi}(f)$)는 다음과 같다^{[11],[2]}.

$$R_{\Delta\phi}(\tau) = E\{[\phi(t+\tau-\tau_d)-\phi(t+\tau)][\phi(t-\tau_d)-\phi(t)]\} = 2R_\phi(\tau) - R_\phi(\tau-\tau_d) + R_\phi(\tau+\tau_d) \quad (14)$$

$$S_{\Delta\phi}(f) = \mathfrak{F}\{R_{\Delta\phi}(\tau)\} = S_\phi(f)(4\sin^2\pi f\tau_d) \quad (15)$$

단, $S_\phi(f) = \mathfrak{F}\{\phi(t)\}$ 이며, $\tau_d = \frac{2d_0}{c}$ 이며, f 는 위상 잡음을 정의하기 위한 옹셋 주파수이다.

제안된 시스템에서의 베이스 밴드의 LO의 위상 잡음($R'_{\Delta\phi}(\tau)$)과 이것의 전력 밀도($S'_{\Delta\phi}(f)$)는 일반적인 시스템과 같은 방식으로 다음과 같이 구할

수 있다.

$$\begin{aligned} R'_{\Delta\phi}(\tau) &= E\{[4\phi(t+\tau-\tau_d-\tau_m) - 3\phi(t+\tau-\tau_m) - \phi(t+\tau)] \\ &\quad [4\phi(t-\tau_d-\tau_m) - 3\phi(t-\tau_m) - \phi(t)]\} \\ &= 26R_\phi(\tau) - 12R_\phi(\tau-\tau_d) \\ &\quad - 12R_\phi(\tau+\tau_d) - 4R_\phi(\tau-\tau_d-\tau_m) \\ &\quad - 4R_\phi(\tau+\tau_d+\tau_m) + 3R_\phi(\tau-\tau_m) \\ &\quad - 3R_\phi(\tau+\tau_m) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} S'_{\Delta\phi}(f) &= \mathfrak{F}\{R'_{\Delta\phi}(\tau)\} \\ &= S_\phi(f)(48\sin^2\pi f\tau_d + 4\sin^2\pi f(\tau_d + \tau_m) \\ &\quad + 12\sin\pi f\tau_d \cdot \sin\pi f(\tau_d + 2\tau_m)) \end{aligned} \quad (17)$$

만일 레이더의 송수신 간의 지연에 비해 주파수 하향 변환기에서의 지연이 상대적으로 매우 작을 경우($\tau_m \ll \tau_d$) 위의 식은 아래와 같이 간략화 된다.

$$S'_{\Delta\phi}(f) \approx 64\sin^2\pi f\tau_d \quad (18)$$

위 식의 위상 잡음은 일반적인 경우에 비하여 16배 증가한 값으로 이는 주파수 체배기에 의하여 주파수가 4배 체배되었기 때문이다.

도플러 효과를 이용한 바이오 레이더의 주요한 잡음원은 열잡음(N_T), 안테나 누설에 의한 위상 잡음($N_{\Delta\phi_{11}}$), 클러터 반사로 인한 위상 잡음($N_{\Delta\phi_c}$), 인체에서의 반사로 인한 위상 잡음($N_{\Delta\phi_h}$), 하향 변환 주파수 혼합기의 누설로 인한 위상 잡음($N_{\Delta\phi_{12}}$), 그리고 IQ 복조기의 누설로 인한 위상 잡음($N_{\Delta\phi_{13}}$)이다^[8]. 참고문헌 [8]에 의하면 이상의 잡음원을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$N_{\Delta\phi_h} = \frac{2P_{Tx}G_TG_RG_{Rx}(\lambda/4)^2\sigma_hL_h\overline{\Delta\phi(t)^2}}{(4\pi)^3d_0^4} \quad (19)$$

$$N_{\Delta\phi_c} = \frac{2P_{Tx}G_TG_RG_{Rx}(\lambda/4)^2\sigma_cL_c\overline{\Delta\phi(t)^2}}{(4\pi)^3d_0^4} \quad (20)$$

$$N_T = G_{Rx} \cdot kTB \cdot NF \quad (21)$$

위 식에서 사용된 기호들은 표 1에 정리되어 있

표 1. 제안된 시스템과 일반적인 시스템의 레이더 파라미터

Table 1. Simulation parameter of the proposed and conventional bio-radar systems.

Parameter	Symbol	Value
Fundamental frequency of LO	f_c	2.5 GHz
LO phase noise at 1 Hz	$S_{\phi(f)}(1)$	+58 dBc/Hz
Carrier frequency of LO	-	10 GHz
Filter low-cutoff frequency	f_L	0.5 Hz
Filter high-cutoff frequency	f_H	30 Hz
Receiver gain	G_{Rx}	10 dB
Tx antenna gain	G_T	8 dBi
Rx antenna gain	G_R	8 dBi
Output power	P_{Tx}	0 dBm
Heart RCS	σ_h	6.8e-3
Body clutter RCS	σ_c	0.5
Hear reflectivity	L_h	-60 dB
Human body reflectivity	L_c	-3 dB
Receiver noise figure	NF	6.0 dB
Antenna leakage	η_a	-20 dB
Mixer RF-LO isolation	η_m	-50 dB
IQ-demodulator isolation	η_{IQ}	-50 dB

다. 위의 식에서 $\overline{\Delta\phi(t)^2}$ 는 위상 잡음의 전력으로 전력 밀도 함수를 적분함으로 구할 수 있다.

$$\overline{\Delta\phi(t)^2} = \int_{f_L}^{f_H} S'_{\Delta\phi}(f) df \quad (22)$$

일반적인 경우, 주파수 혼합기와 안테나에서의 지연은 수 nano-second의 수준인데 반하여 생체 신호의 주파수가 존재하는 주파수 f 는 수 Hz이므로 식 (17)의 $S'_{\Delta\phi}(f)$ 는 다음과 같이 간략화 될 수 있다.

$$\begin{aligned} S'_{\Delta\phi}(f) &\approx S_{\phi}(f) \left(48(\pi f \tau_d)^2 + 4(\pi f (\tau_d + \tau_m))^2 \right. \\ &\quad \left. + 12(\pi f \tau_d)^2 \cdot (\tau_d^2 + 2\tau_m) \right) \\ &= S_{\phi}(f) \left(64\pi^2 f^2 \tau_d^2 + 32\pi^2 f^2 \tau_d \tau_m \right. \\ &\quad \left. + 4\pi^2 f^2 \tau_m^2 \right) \end{aligned} \quad (23)$$

또한 매우 작은 이격 주파수에서 위상 잡음은 -30 dB/decade의 기울기를 가지므로 위의 식은 식 (24)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} S'_{\Delta\phi}(f) &= S_{\phi}(f) \left(\frac{f}{1\text{Hz}} \right)^{-3} \left(64\pi^2 f^2 \tau_d^2 \right. \\ &\quad \left. + 32\pi^2 f^2 \tau_d \tau_m + 4\pi^2 f^2 \tau_m^2 \right) \end{aligned} \quad (24)$$

최종적으로 베이스 밴드에 잔류된 위상 잡음의 전력은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{\Delta\phi_h(t)^2} &= S_{\phi}(f) (1\text{Hz})^3 \pi^2 \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \\ &\quad \left(64\tau_d^2 + 32\tau_d \tau_m + 4\tau_m^2 \right) \end{aligned} \quad (25)$$

위의 식을 이용하여 인체 가슴에서 반사와 클러터에 반사로 인해 수신된 위상 잡음의 전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} N_{\Delta\phi_h} &= \frac{P_{Tx} G_T G_R G_{Rx} \sigma_h L_h}{\pi^2} S_{\phi}(1) (1\text{Hz})^3 \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \\ &\quad \left(\frac{1}{2d_0^2} + \frac{c}{8d_0^3} \tau_m + \frac{c^2}{128d_0^4} \tau_m^2 \right) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} N_{\Delta\phi_c} &= \frac{P_{Tx} G_T G_R G_{Rx} \sigma_c L_c}{\pi^2} S_{\phi}(1) (1\text{Hz})^3 \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \\ &\quad \left(\frac{1}{2d_0^2} + \frac{c}{8d_0^3} \tau_m + \frac{c^2}{128d_0^4} \tau_m^2 \right) \end{aligned} \quad (27)$$

같은 과정으로 바이오 레이더의 성능에 가장 지배적인 영향을 주는 안테나의 누설에 의한 위상 잡음 전력은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} N_{\Delta\phi_{l1}} &= 2\pi^2 \eta_a P_{Tx} S_{\phi}(1) (1\text{Hz})^3 \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \\ &\quad \left(256 \left(\frac{\tau_a}{2} \right)^2 + 64 \frac{\tau_a \tau_m}{2} + 4 \left(\frac{\tau_m}{2} \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (28)$$

위 식에서 τ_a 와 τ_m 은 일반적으로 수 nano-second 수준의 값을 가지며, 이는 전체 잡음의 양을 크게 감소시키게 된다. 이로 인해 제안된 구조에서도 range correlation을 만족하며, 계산된 잡음의 양은 체배기를 사용하지 않은 저주파 바이오 레이더에 비해 위상 잡음이 약 4배 정도 증가한 결과이다. 이로 인해 전체 SNR은 체배기를 사용하지 않은 저주파 바이오 레이더에 비해 주파수 체배로 인한 4배가 감소하게

된다. 하지만 일반적인 VCO의 위상 잡음이 발진 주파수에 비례함을 고려할 때, 제안된 낮은 주파수의 주파수 합성기와 주파수 체배기를 이용한 구조는 고주파 대역의 주파수 합성기와 직접 변환 구조를 이용한 바이오 레이더 시스템과 비교할 때 정확히 동일한 성능을 갖게 된다. 또한 낮은 주파수의 주파수 합성기를 이용함으로써 PLL 구현이 훨씬 용이하며, 슈퍼헤테로다인 구조로 인해 IF 대역 필터링 등과 같은 추가적인 신호 처리가 가능하게 된다.

주파수 하향 변환기에 의한 잡음은 주파수 변환에 의해 IF 단에서 이미 DC로 주파수 변환되게 된다. 이는 필터링 후 다시 IQ 복조기에 의해 다시 한번 주파수 변환되므로 시스템의 성능에 영향을 미치지 않는다. 마지막으로 IQ 복조기의 누설에 의한 위상 잡음은 주파수 체배를 전혀 거치지 않기 때문에 아래 식과 같이 기존의 주파수 변환기의 누설에 의한 경우와 동일하다.

$$N_{\Delta\phi_{L3}} = 32\pi^2 \eta_{IQ} S_{\phi}(1)(1\text{Hz})^3 \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \cdot \left(\frac{\tau_{IQ}}{2}\right)^2 \quad (29)$$

이렇게 계산된 식을 종합하여 전체 SNR은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\text{SNR} = \frac{S_I}{N_T + N_{\Delta\phi_h} + N_{\Delta\phi_e} + N_{\Delta\phi_{L1}} + N_{\Delta\phi_{L3}}} \quad (30)$$

표 1의 값을 바탕으로 시뮬레이션한 SNR은 그림 2와 같다. 이는 동일한 반송파 주파수를 갖고 위상 잡음이 4배 큰 LO를 사용하는 기존의 직접 변환 시스템과 비교하여 클러터 효과와 안테나 누설 효과까지 고려한 결과로, 결과적으로 동일한 전체 SNR 특성을 가지고 있다. 즉, 제안된 구조는 기존의 직접 변환 구조와 비교하여 동일하게 range correlation을 만족하며, 낮은 주파수에서의 PLL 구성과 IF 대역 필터링 등 구현 상의 이점을 가질 수 있음을 이상의 잡음 해석 과정을 통하여 증명하였다.

III. 실험 결과

제안된 구조의 바이오 레이더 시스템의 타당성을 확인하기 위하여 상용 소자들을 이용하여 제안된 10 GHz 슈퍼헤테로다인 구조의 바이오 레이더 시스템

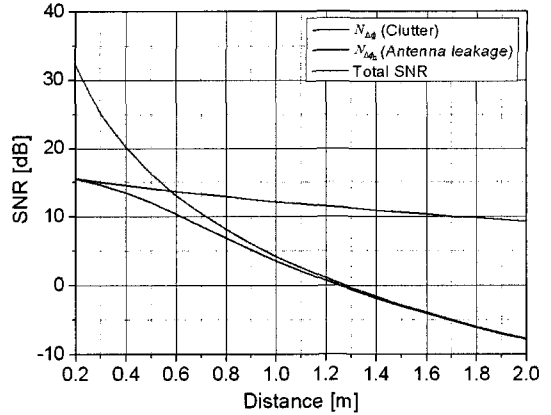


그림 2. 시뮬레이션된 안테나 누설과 클러터 반사로 인한 SNR 영향

Fig. 2. The simulated SNR with respect of antenna leakage and clutter scattering in the proposed bio-radar system.

을 구현하였다. 구현된 바이오 레이더의 송신부는 2.5 GHz 대역의 PLL과 주파수 체배기, 전력 분배기, 대역 통과 필터, 송신 증폭기, 송신 안테나로 구성되어 있다. 상용 VCO의 1 Hz 이격 주파수에서 측정된 위상 잡음은 +58 dBc/Hz이며, 19.2 MHz TCXO를 레퍼런스로서 삼는 Fraction-N 형태의 PLL을 구현하였다. 주파수 3 체배기와 4 체배기는 시스템의 소형화를 위하여 한 개의 능동 소자를 이용하여 구현되었으며, 주파수 변환 손실은 2.5 GHz에서 10 GHz와 7.5 GHz로 각각 13 dB와 12 dB이다. 전력 분배기는 3체배 주파수와 4체배 주파수를 포함하는 윌킨슨 전력 분배기 형태로 설계하였다. 송신 전력은 0 dBm이며, 송수신 안테나는 사각형의 패치 안테나의 2x1의 배열 구조를 이용하였다. 7.5 GHz와 10 GHz 대역 통과 필터는 combline 필터로 구현하였다. 그림 3은 제작된 바이오 레이더의 사진이다. 제작된 바이오 레이더는 3층 구조를 가지며, 가장 위 층에는 송수신 안테나, 두 번째 층은 RF단, 세 번째 층은 IF단과 베이스 밴드 단으로 구성되어 있다.

그림 4는 송수신 안테나의 삽입 손실과 두 안테나 간의 격리도를 측정하는 것이다. 안테나는 10.25 GHz 대역에서 약 -30 dB의 삽입 손실 값을 가지며, 이때의 두 안테나 간의 격리도는 20 dB이며, 이는 앞에서 시뮬레이션한 것과 같은 값이다. 측정된 안테나의 방사 이득은 약 8 dBi이다.

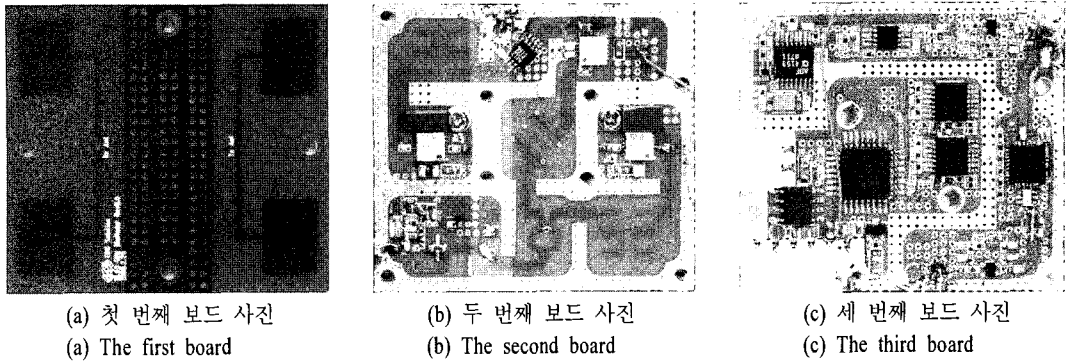


그림 3. 제작된 생체 레이더 시스템 사진
Fig. 3. The photographs of the fabricated bio-radar system.

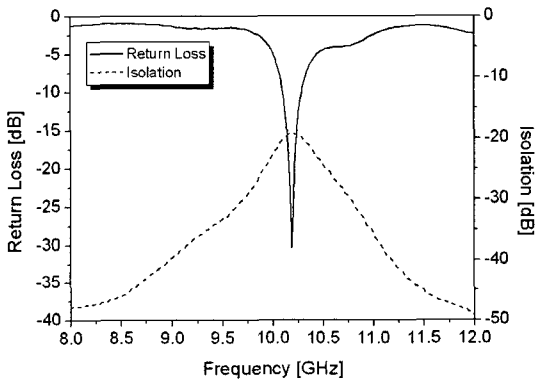


그림 4. 제작된 안테나의 삽입 손실과 격리도
Fig. 4. The measured return loss and isolation of the fabricated antenna.

그림 5는 7.5 GHz 대역과 10 GHz 대역의 대역 통과 필터의 측정 결과이다. 10 GHz 대역 필터는 안테나와 동일한 10.25 GHz에서 최적의 성능을 보이며, 주파수 체배기의 출력에서 각각 다른 고조파 성분을 제거하기 위해 10 GHz 필터와 7.5 GHz 필터의 7.5 GHz와 10 GHz에서의 스킷 특성은 -47 dB와 -45 dB의 매우 우수한 결과를 보여주고 있다. 측정된 삽입 손실은 10 GHz와 7.5 GHz 대역에서 각각 약 4 dB와 3 dB이다.

그림 6은 2.5 GHz PLL 출력 신호와 10 GHz 체배된 신호의 스펙트럼을 측정한 결과이다. 그림 6에서 보는 바와 같이 PLL은 매우 잘 locking 되어 동작하고 있으며, PLL로 인해 낮은 음색 주파수에서 위상 잡음이 크게 개선된 것을 볼 수 있다. 측정된 위상잡음은 2.5 GHz 신호의 경우, 1 MHz와 100 Hz 음색 주파수에서 각각 -75 dBc/Hz와 -112 dBc/Hz이며,

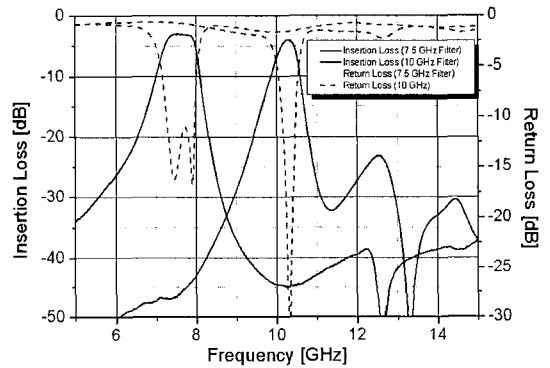


그림 5. 측정된 필터의 삽입 손실 및 반사 손실
Fig. 5. The measured return and insertion losses.

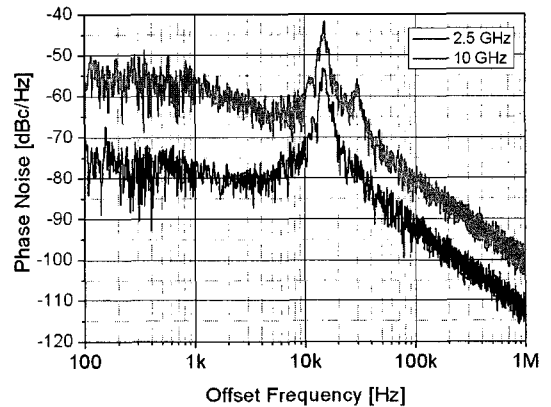


그림 6. 측정된 LO 스펙트럼
Fig. 6. The measured LO spectrum.

10 GHz 신호는 같은 음색 주파수에서 각각 -55 dBc/Hz와 -100 dBc/Hz이다. 두 신호의 위상 잡음 차이는 1 MHz에서는 약 12 dB로 이론적인 값과 매우 잘 일치하고 있지만 100 Hz에서는 이보다 큰 20 dB의

차이를 보이고 있다. 이는 주파수 체배기에서 발생하는 잡음이 추가적인 영향을 미친 것으로 판단된다.

그림 7은 제작된 바이오 레이더를 이용하여 측정된 생체 신호이다. 측정은 두 가지 방법으로 진행되었다. 먼저 정상적으로 호흡을 하는 피실험자의 생체 신호를 측정하고, 다음으로는 호흡을 멈추고 동일한 실험을 반복하였다. 첫 번째 실험의 결과는 그림 7의 $I(Res.)$ 와 $Q(Res.)$ 로 이 신호들에는 피실험자

의 호흡 신호와 심박 신호를 모두 포함하고 있다. 일반적으로 심박 신호에 비해 호흡 신호의 크기가 매우 크고 호흡 신호의 고조파 성분에 심박 신호가 가려지는 현상이 있기 때문에, 일반적으로 추가적인 신호 처리 과정을 거쳐야만 심박 신호를 정확히 분리할 수 있다. 본 연구에서는 이러한 추가적인 신호 처리 과정 없이 심박 신호의 측정을 하기 위하여 호흡 없이 동일한 측정을 반복하였으며, 그 결과는 그림 7의 $I(Non-res.)$ 와 $Q(Non-res.)$ 이다. 생체 신호를 측정하기 위한 설정은 참고문헌 [8]과 동일하다. 그림 7과 같이 피실험자와 생체 레이더 사이의 측정 거리 50 cm와 100 cm에서 모두 매우 선명한 호흡 신호를 볼 수가 있다. 또한 50 cm에서 측정된 심박 신호 또한 매우 선명함을 알 수 있다. 100 cm는 심박 신호가 약해지고 있기는 하나 ECG로 측정된 심박 신호와 비교했을 때, 측정된 심박 신호의 피크의 개수와 위치가 매우 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 이는 이미 언급한 바와 같이 아무런 추가적인 신호 처리 과정을 거치지 않은 결과로 본 논문에서 제안된 바이오 레이더의 타당성을 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 10 GHz 대역의 바이오 레이더를 낮은 주파수 대역의 PLL을 이용한 주파수 합성기와 주파수 합성기를 이용한 구조를 이용하였다. 구조적으로는 슈퍼헤테로다인 구조를 제안하였다. 본 논문에서 제안된 구조는 낮은 주파수에서 안정적인 PLL을 이용하여 신호를 발생하고, 이를 주파수 체배기를 이용하여 고주파를 생성하는 방식이며, 동일한 PLL 출력의 다른 고조파 성분을 이용하여 IF 대역으로 하향 변환하고, 다시 베이스 밴드로 변환하는 형태를 사용하여 range correlation이 여전히 만족될 수 있게 설계하였다. 제안된 구조는 10 GHz 대역의 VCO를 이용하여 직접 변환하는 방식에 비해 동일한 SNR 특성을 보이면서도, 구현의 용이성과 IF 대역에서의 추가적인 신호 처리의 가능성이 있는 구조이다. 본 논문에서는 제안된 구조에서의 잡음 특성을 해석하여 제안된 구조의 타당성을 확인하였다. 제안된 바이오 레이더는 상용 소자들을 이용하여 구현되었으며, 실험 결과 100 cm까지 추가적인 신호 처

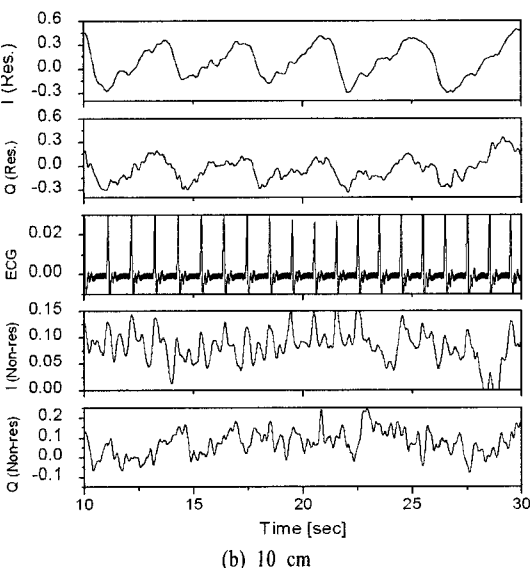
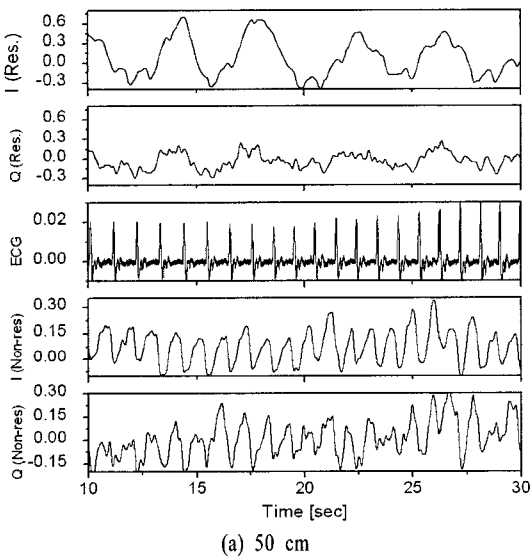


그림 7. 측정된 생체 신호
Fig. 7. The measured bio-signal.

리 없이도 매우 깨끗한 심박 신호를 검출할 수 있었으며, 이러한 결과를 통해 제안된 구조의 타당성을 확인할 수 있었다. 제안된 구조는 향후 IT 분야에서 가장 큰 각광을 받는 바이오 레이더뿐만 아니라 도플러 효과를 이용한 다양한 레이더 구조에도 응용이 가능할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] M. C. Budge Jr., M. P. Burt, "Range correlation effects in radars", *Record of the 1993 IEEE National Radar Conference*, pp. 212-216, Apr. 1993.
- [2] M. C. Budge Jr., M. P. Burt, "Range correlation effects on phase and amplitude noise", *Proceedings of IEEE Southeastcon*, p. 5, 1993.
- [3] 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 noncontact cardiopulmonary monitoring", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 838-848, Mar. 2004.
- [4] N. Dung, S. Yamada, B. K. Park, V. Lubecke, O. Boric-Lubecke, and A. Host-Madsen, "Noise considerations for remote detection of life signs with microwave Doppler radar", *Proceedings of Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 1667-1670, 2007.
- [5] A. Droitcour, "Non-contact measurement of heart and respiration rates with a single-chip microwave doppler radar", Ph.D. Thesis, Stanford University, 2006.
- [6] A. D. Droitcour, V. M. Lubecke, J. Lin, and O. Boric-Lubecke, "A microwave radio for Doppler radar sensing of vital signs", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 175-178, May 2001.
- [7] Yanming Xiao, J. Lin, O. Boric-Lubecke, and M. Lubecke, "Frequency-tuning technique for remote detection of heartbeat and respiration using low-power double-sideband transmission in the Ka-band", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 2023-2032, May 2006.
- [8] Byung-Jun Jang, Sang-Hyuk Wi, Jong-Gwan Yook, Moon-Que Lee, and Kyoung-Joung Lee, "Wireless bio-radar sensor for heartbeat and respiration detection", *Progress in Electromagnetic Research(PIER) C*, vol. 5, pp. 149-168, 2008.
- [9] Seong-Sik Myoung, Byung-Jun Jang, Jae-Hyung Park, and Jong-Gwan Yook, "2.4 GHz bio-radar system with improved performance by using phased-locked loop", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2009(submitted).
- [10] Frequency allocations of amateur satellite service, International Telecommunication Union, 2009.

명 성 식



2002년 2월: 숭실대학교 전자공학과 (공학사)
 2004년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
 2009년 8월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학박사)
 2007년 1월~2008년 8월: Georgia

Institute of Technology 연구원

2009년 9월: 삼성전자주식회사 책임연구원

[주 관심분야] 초고주파 집적 회로, 초고주파 시스템 설계 및 분석

안 용 준



2009년 2월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학사)
 2009년 2월~현재: 연세대학교 석박사 통합과정
 [주 관심분야] RF 시스템 및 회로

문 준 호



1994년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1996년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 1월~1998년 4월: 현대전자산업(주) 위성사업단연구소
 1998년 5월~1999년 4월: 현대전자

산업(주) 단말기연구소

1999년 4월~2000년 7월: Agilent Technologies EEsof팀
 2000년 7월~2003년 3월: (주)VSWR
 2003년 3월~2007년 10월: (주)Pantech
 2007년 11월~현재: (주)필텍
 [주 관심분야] RF/마이크로파 소자 및 System/Subsystem, 위성 통신 시스템, VSAT

육 중 관

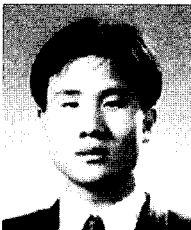


1987년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1989년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 2월: University of Michigan (공학박사)
 1997년 1월~1998년 10월: 미국 Uni-

versity 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

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] RF/마이크로파 회로 및 시스템, 무선 통신 시스템, RFID/USN, 에너지-IT 융합, 바이오-RF 융합