

소형화된 1.6 GHz 단일 채널 도플러 센서를 이용한 실시간 호흡 및 심장 박동 감지기

Real-Time Respiration and Heartbeat Detector Using a Compact 1.6 GHz Single-Channel Doppler Sensor

이 현 우 · 박 일 호 · 김 동 욱

Hyun-Woo Lee · Il-Ho Park · Dong-Wook Kim

요 약

본 논문에서는 사람의 생체 신호를 감지하기 위해 1.6 GHz 단일 채널 도플러 센서와 아날로그 및 디지털 신호 처리부로 구성되어 있는 실시간 호흡 및 심장 박동 감지기를 개발하였다. 도플러 센서의 RF Front End는 발진기, 믹서, 저잡음 증폭기, 브랜치-라인 하이브리드, 그리고 패치 안테나로 구성되어 있다. 센서에 사용된 브랜치-라인 하이브리드는 기존의 하이브리드에 비해 40 % 정도 크기를 줄이면서도 상당히 유사한 성능을 가지도록 인공 전송 선로(artificial transmission line)를 사용하였다. 아날로그 신호처리부는 2차 Sallen-Key 능동 필터를 사용하여 제작되었고 디지털 신호처리부는 LabVIEW를 사용하여 컴퓨터상에서 구현되었다. 개발된 시스템은 최대 50 cm 거리에서 사람의 호흡과 심장 박동을 측정함으로써 성능을 검증하였다.

Abstract

This paper presents a real-time respiration and heartbeat detector comprised of a 1.6 GHz single-channel Doppler sensor and analog/digital signal processing block for remote vital sign detection. The RF front end of the Doppler sensor consists of an oscillator, mixer, low noise amplifier, branch-line hybrid and patch antenna. We apply artificial transmission lines(ATLs) to the branch-line hybrid, which leads to a size reduction of 40 % in the hybrid, while its performance is very comparable to that of a conventional hybrid. The analog signal conditioning block is implemented using second order Sallen-Key active filters and the digital signal processing block is realized with a LabVIEW program on a computer. The respiration and heartbeat detection is demonstrated at a distance of 50 cm using the developed system.

Key words : Heartbeat Detector, Doppler Sensor, Artificial Transmission Lines(ATLs), Branch-line Hybrid

I. 서 론

고령화 사회로 접어들면서 노인이나 만성병 환자의 수가 크게 증가하고 있다. 이로 인해 이들을 대상으로 하는 심전도나 혈압 등의 기본적인 건강 상태 관리를 포함한 다양한 고급 의료 서비스를 병원에서만 아니라 가정에서까지 지속적으로 제공할 수 있

게 하는 저 비용의 양 방향 환자 관리 시스템의 개발이 절실한 상황이다. 이러한 시스템은 직접적인 생체 신호 측정 장비와 유무선 통신 장비로 구성이 된다. 인간의 호흡과 심장 박동과 같은 생체 신호를 인식하기 위해 현재 사용되고 있는 ElectroCardiograph(ECG)와 같은 장비는 몸에 직접 부착하여 호흡이나 심장 박동 신호를 측정한다. 이러한 직접 부착식 센서는 노약

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구 결과로 수행되었음(IITA-2006-(C1090-0603-0034)).」
충남대학교 전기정보통신공학부(Division of Electrical and Computer Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20061215-154

· 수정완료일자 : 2007년 3월 13일

자 또는 유아, 특히 피부에 심한 손상을 입은 화상 환자 등의 경우에는 사용하기 힘들다. 최근에는 인간의 몸에 센서를 직접 부착하지 않고 마이크로파를 이용한 도플러 센서(doppler sensor)를 사용하여 원격으로 인간의 생체 신호를 측정하려는 시도들이 진행되고 있다^{[1],[2]}.

신호원에 대해 상대속도를 가지고 있는 물체에서 반사된 신호는 송신 신호에 대해 위상 변조된 특성을 가지게 된다는 도플러 원리를 이용하면 생체 신호를 감지해낼 수 있다. 상대적인 움직임이 큰 대상의 경우, 위상 변조된 신호는 주파수 변동을 수반하여 신호원으로 주파수 변조신호를 사용하지 않으면 대상물의 움직임에 대한 정보를 얻기가 쉽지 않다. 하지만 호흡이나 심장 박동처럼 측정 대상물의 움직임이 송신 신호의 파장보다 아주 작은 경우 주파수 변동은 발생하지 않으며, 반사된 신호의 위상 변조 성분은 대상물의 움직임에 비례하기 때문에 적절한 신호처리를 통해 측정 대상의 움직임을 추출할 수 있다^[3].

본 논문에서는 도플러 레이더 기술을 사용하여 생체 신호를 원격으로 감지해 내는 도플러 센서를 제작하고 이를 신호처리부와 함께 구현하여 사람의 심장 박동과 호흡 활동을 최대 50 cm의 거리에서 측정할 결과를 제공한다. 특히 도플러 센서에서 상당한 면적을 차지하는 브랜치-라인 하이브리드의 소형화와 센서에서 측정된 결과를 분석하기 위한 아날로그 및 디지털 신호처리부에 대해 상세히 기술한다.

II. 하이브리드의 소형화

2-1 기존 하이브리드의 문제점

그림 1과 같은 브랜치-라인 하이브리드와 링 하이브리드는 도플러 센서를 비롯한 다양한 RF 회로에서 광범위하게 사용되는 소자이다. 이것은 단층 구조의 회로 제작공정에서 순수하게 전송 선로만으로도 쉽게 구현할 수 있는 구조이기 때문이다^[4]. 그러나 이러한 형태의 하이브리드는 회로 상에서 매우 넓은 면적을 차지한다는 문제점을 가지고 있다. 이 때문에 하이브리드의 소형화를 위한 다양한 방안들이 연구되고 있으나^{[5]~[8]}, 여기서는 인공 전송 선로(ATLs: Artificial Transmission Lines) 기법을 적용하여 소형화된 브랜치-라인 하이브리드를 설계, 제작

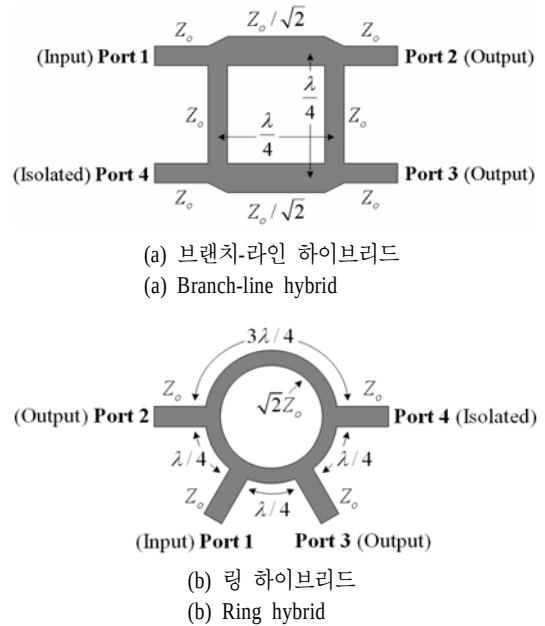


그림 1. 일반적인 하이브리드의 형태
Fig. 1. Conventional hybrids.

하고 측정 결과를 제공한다.

2-2 인공 전송 선로

전송 선로의 물리적 길이를 줄이기 위해 그림 2(a)와 같이 일정한 간격으로 병렬 커패시터를 붙여주는 방법을 사용할 수 있다. 커패시터 사이의 간격 d 가 파장보다 아주 작은 경우 이 구조는 마치 특성 임피던스 Z_{oATL} 과 위상 속도 v_{pATL} 이 아래와 같은 식으로 주어지는 전송 선로처럼 동작하게 된다.

$$Z_{oATL} = \sqrt{\frac{L}{C + \frac{C_p}{d}}}$$

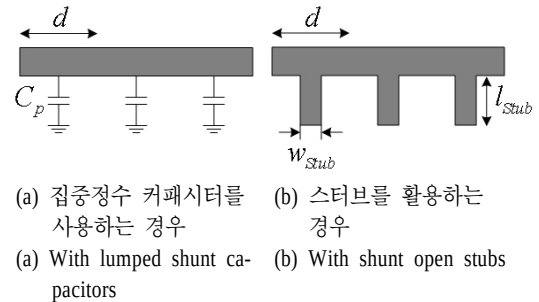


그림 2. 인공 전송 선로의 구조
Fig. 2. Artificial transmission line structures.

$$v_{pATL} = \frac{1}{\sqrt{L\left(C + \frac{C_p}{d}\right)}} \quad (1)$$

여기서 L 과 C 는 전송 선로의 고유한 분산 인덕턴스와 커패시턴스 성분이다. 또한 L 과 C 는 전송 선로의 특성 임피던스 Z_{oTL} 과 위상 속도 v_{pTL} 에 대해 아래와 같은 관계에 있다.

$$Z_{oTL} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad v_{pTL} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

식 (1)과 (2)를 살펴보면 주기적인 병렬 커패시터는 전송 선로의 유효 특성 임피던스와 위상 속도를 작게 만드는 효과가 있음을 알 수 있다. 이 특성을 이용하면 필요한 전기적 길이를 일반적인 전송 선로만을 사용할 때보다 더 짧은 물리적 길이로도 구현할 수 있게 된다.

d 간격으로 떨어진 병렬 커패시터가 N 개 반복되는 N -단 인공 전송 선로의 전기각 Φ_{ATL} 은 중심 주파수 w_o 에서 아래 식과 같이 표현된다.

$$\Phi_{ATL} = \frac{Nd w_o}{v_{pATL}} = Nd w_o \sqrt{L\left(C + \frac{C_p}{d}\right)} \quad (3)$$

식 (2)를 L 과 C 에 대하여 정리한 후 식 (1)과 (3)을 d 와 C_p 에 대하여 풀면 이 두 변수는 주어진 전송 선로의 특성인 Z_{oTL} , v_{pTL} 과 인공 전송 선로 특성인 Z_{oATL} , Φ_{ATL} 에 관한 아래 식으로 표현된다.

$$d = \frac{Z_{oATL} \Phi_{ATL} v_{pTL}}{Z_{oTL} N w_o} \quad (4)$$

$$C_p = \frac{\Phi_{ATL} (Z_{oTL}^2 - Z_{oATL}^2)}{N w_o Z_{oTL} Z_{oATL}} \quad (5)$$

일반적으로 인공 전송 선로는 그림 2(b)와 같이 병렬 스텔브로 커패시터 C_p 를 구현한다. 스텔브의 특성 임피던스와 위상 속도를 Z_{oStub} 와 v_{pStub} 라고 할 때, 스텔브의 길이 l_{Stub} 이 짧다는 가정 하에 C_p 는 근사적으로 아래 식의 형태로 주어진다^[4].

$$C_p = \frac{l_{Stub}}{Z_{oStub} v_{pStub}} \quad (6)$$

2.3 인공 전송 선로를 적용한 브랜치-라인 하이브리드의 설계와 측정

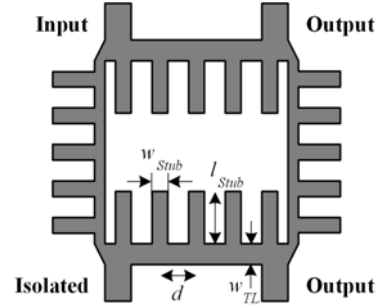


그림 3. 인공 전송 선로를 사용한 브랜치-라인 하이브리드의 구조

Fig. 3. A branch-line hybrid structure with artificial transmission lines.

35 Ω 과 50 Ω 의 특성 임피던스를 가지는 $\lambda/4$ 길이의 인공 전송 선로를 사용하여 브랜치-라인 하이브리드를 구현할 수 있다. 그러나 그 설계 과정은 사용할 전송 선로의 특성 임피던스, 스텔브의 개수와 폭, 길이 등 다양한 변수를 모두 고려해야 하는 일종의 최적화 문제로 나타난다. 일반적으로 그림 3과 같은 구조로 브랜치-라인 하이브리드를 제작하는 것이 소형화에 가장 유리하다고 알려진 바 있다^[5]. 각 선로상의 스텔브의 개수는 4~5개이며 회로 기판의 효율적인 사용을 위해 마주 보고 있는 두 인공 전송 선로의 스텔브를 구조의 안쪽 방향으로 향하게 한 것이 큰 특징이다.

1.6 GHz 도플러 센서의 제작에는 3.38의 비유전율을 가지며, 두께 $h=0.813$ mm인 RO4003C 기판을 사용하였다. 먼저 전기적 길이가 $\lambda/4$ 인 50 Ω 인공 전송 선로를 5개의 스텔브를 사용하여 설계하였다. 우선 사용할 전송 선로의 특성 임피던스, 즉 전송 선로의 폭 w_{TL} 을 결정하였다. 앞서 유도된 수식들의 관계를 살펴볼 때 사용할 전송 선로의 특성 임피던스 Z_{oTL} 이 커질수록(w_{TL} 이 작아질수록) 인공 전송 선로의 총 길이는 짧아지지만 스텔브의 길이가 길어지며, Z_{oTL} 이 작아질 때에는 반대의 현상이 일어난다는 것을 알 수 있다. $w_{TL}=0.8\sim 1.3$ mm의 범위에서 각 경우에 대한 인공 전송 선로의 설계를 마친 후 인공 전송 선로의 총 길이와 스텔브의 길이를 모두 고려해 보면 전송 선로의 폭 w_{TL} 을 1 mm(특성 임피던스 70.9 Ω)로 정하였을 때 제작될 하이브리드의 면적이 최소가 됨을 알 수 있었다.

스터브 간의 간격 d 는 식 (4)를 사용하여 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$d = \frac{(50)(84 \times \pi / 180)(3 \times 10^{-10})}{\sqrt{3.38(70.9)(5)(2\pi)(1.4 \times 10^{-9})}}$$

$$= 3.83 \text{ mm} \quad (7)$$

수식으로 계산된 결과를 이용하여 실제 회로를 설계한 후 Momentum 전자파 시뮬레이터를 사용하여 특성을 예측한 결과 전송 선로간의 간섭에 의해 이론적으로 예상한 결과와 상당한 차이가 있었다. 설계 사양에 해당하는 $\phi_{ATL} = 90^\circ$, $f_o = 1.6 \text{ GHz}$ 와 같은 값 대신 계산에 사용된 84° , 1.4 GHz 는 이러한 점을 감안하여 여러 번의 최적화 과정을 거쳐 얻어진 값이다. 원하는 위상 지연 특성을 얻기 위해 필요한 커패시턴스 C_p 는 식 (5)를 사용하여 아래처럼 구해진다.

$$C_p = \frac{(84 \times \pi / 180)(70.9^2 - 50^2)}{(5)(2\pi)(1.4 \times 10^{-9})(70.9)^2(50)}$$

$$= 0.335 \text{ pF} \quad (8)$$

스터브의 폭 w_{Stub} 는 이웃한 스텔브와의 간섭을 예방하기 위해 기판 두께의 3배에 해당하는 스텔브 간격을 확보한 후 아래와 같이 결정하였다.

$$w_{Stub} = d - 3h = 1.39 \text{ mm} \quad (9)$$

스터브의 폭이 결정되었으므로 스텔브의 특성 임피던스 $Z_{oStub} = 59.2 \Omega$ 임을 알 수 있고, 이 결과와 식 (6)을 활용하여 스텔브의 길이 l_{Stub} 를 계산하였다.

$$l_{Stub} = (0.335 \times 10^{-12})(59.2)(3 \times 10^{10})$$

$$= 3.24 \text{ mm} \quad (10)$$

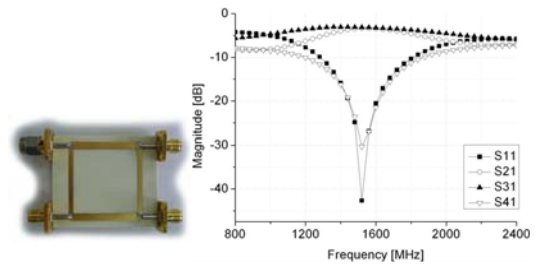
같은 방법으로 $\lambda/4$ 길이의 35Ω 인공 전송 선로는 폭 $w_{TL} = 1.5 \text{ mm}$ (특성 임피던스 56.9Ω)의 전송 선로와 $N=5$, $\phi_{ATL} = 86^\circ$, $f_o = 1.4 \text{ GHz}$, $Z_{oATL} = 35 \Omega$ 로 주어지는 값을 사용하여 설계하였다. 기판 제작 공정에 사용된 소형 브랜치-라인 하이브리드의 설계 파라미터들을 표 1에 정리하였다.

기존에 알려진 일반적인 하이브리드와 인공 전송 선로 기법을 적용하여 설계된 하이브리드가 함께 제작되었고, 그 측정 결과를 그림 4에 나타내었다. 그림에서 보인 바와 같이 두 가지 모두 중심 주파수 1.6 GHz 에서 삽입 손실이 $0.2 \sim 0.4 \text{ dB}$, 반사 손실과 격리

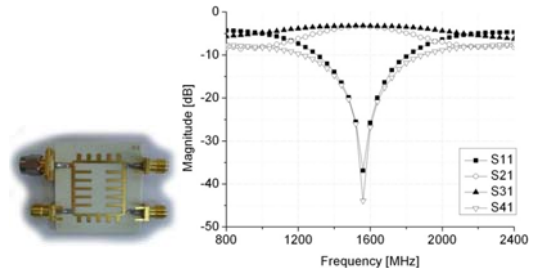
표 1. 소형화된 브랜치-라인 하이브리드의 설계 파라미터들

Table 1. Geometrical design parameters of a compact branch-line hybrid.

구분	50 Ω ATL [mm]	35 Ω ATL [mm]
w_{TL}	1.0	1.5
d	3.8	3.4
w_{Stub}	1.4	1.0
l_{Stub}	3.2	7.0



(a) 기존의 브랜치-라인 하이브리드
(a) Conventional branch-line hybrid



(b) 인공 전송 선로 기법을 적용한 소형 브랜치-라인 하이브리드
(b) Compact branch-line hybrid with ATLs

그림 4. 제작된 2가지 브랜치-라인 하이브리드와 측정 결과

Fig. 4. The fabricated and measured results of two types of the branch-line hybrids.

도가 모두 -20 dB 이하의 아주 유사한 특성을 보였으며, 인공 전송 선로를 사용한 하이브리드의 경우 40%의 크기 절감 효과를 볼 수 있었다. 두 소자의 측정 결과를 비교한 내용을 표 2에 정리하여 표시하였다.

III. 도플러 센서의 설계 및 제작

그림 5(a)는 단일 신호원과 안테나를 사용하는 단

표 2. 제작된 2가지 브랜치-라인 하이브리드의 특성 비교

Table 2. Performance comparison of two types of the branch-line hybrids.

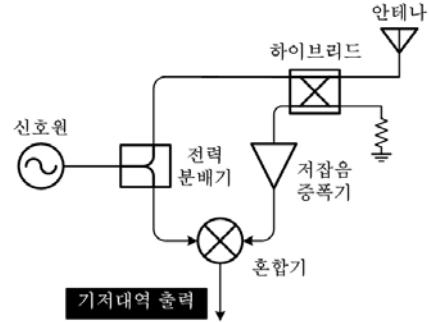
구분	기존의 형태	인공 전송 선로 적용
반사 손실	-20.5 dB	-25.8 dB
삽입 손실	0.2~0.4 dB	0.2~0.4 dB
격리도	-21.4 dB	-26.8 dB
폭×높이	30.9×33.1 mm	21.0×29.2 mm
면 적	1,022.8 mm ²	613.2 mm ²
비 율	100 %	60.0 %

일 채널 도플러 센서의 구조를 보여주고 있다. 도플러 효과에 의해 반사파는 대상의 위치를 메시지로 가지는 위상 변조된 신호가 되고, 이 신호가 복조되어 혼합기의 IF단에서 기저 대역의 신호로 출력되게 된다^[1]. 즉, $A \cos \omega t$ 의 신호원이 안테나를 통해 방사되고 대상물에서 반사되어 하이브리드를 통해 혼합기에 들어온 신호는 $B \sin(\omega t + \phi(t))$ 의 모습을 가진다. 혼합기의 IF 출력 단자에 나타나는 신호는 $C \sin \phi(t)$ 이고 이를 저역 통과 필터를 통해 걸러내면 움직이는 대상물의 거리 변동($x(t)$)에 비례하는 위상 정보 $\phi(t) \sim x(t)$ 가 얻어지게 된다.

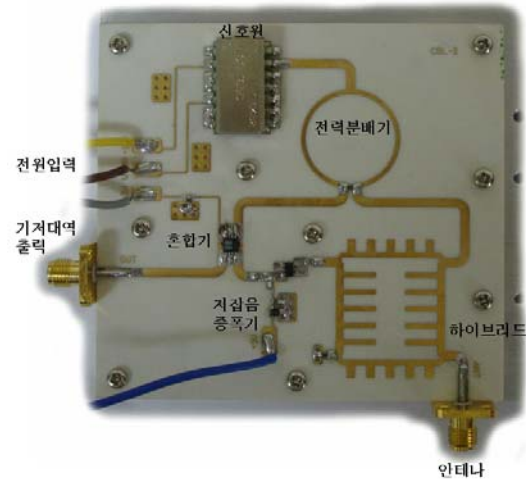
앞 장에서 제작한 소형 브랜치-라인 하이브리드를 포함하여 패치 안테나, 전력 분배기/합성기 등의 수동 소자와 발진기(Mini-Circuits, JTOS-1650), 혼합기(Hittite, HMC422MS8), 저잡음 증폭기(Hittite, HMC-374) 등의 상용 RF 소자를 사용하여 RO4003C 기판 상에 그림 5(b)와 같이 1.6 GHz 단일 채널 도플러 센서를 제작하였다. 제작된 센서의 크기는 85.6×79.2 mm²이다.

도플러 센서로 측정을 수행할 때 측정 대상이 아닌 주변 환경의 변동에 따른 측정 오류를 줄이기 위해 안테나는 좁은 빔 폭 특성을 얻을 수 있는 그림 6(a)와 같은 형태의 2×2 패치 어레이 형태(크기=240×240 mm²)로 제작되었고, 방사 패턴 측정 결과 전계 평면상(E-plane)에서 8.41 dBi의 최대 이득을 가지는 것으로 나타났다. 측정된 2×2 패치 어레이 안테나의 측정 결과를 단일 패치 안테나의 측정 결과와 그림 6(b)에 비교하여 나타내었다.

IV. 아날로그 및 디지털 신호처리부



(a) 단일 채널 도플러 센서의 구조
(a) A single-channel doppler sensor structure



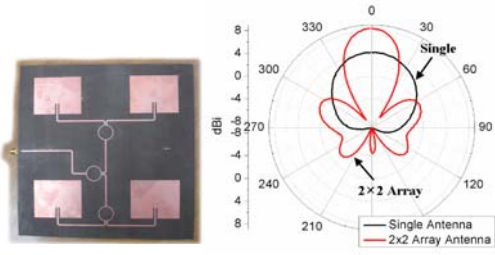
(b) 제작된 1.6 GHz 단일 채널 도플러 센서
(크기=85.6×79.2 mm²)
(b) A fabricated 1.6 GHz single-channel doppler sensor
(size=85.6×79.2 mm²)

그림 5. 주파수 직접 변환 방식 도플러 센서
Fig. 5. Frequency direct-conversion doppler sensor.

4.1 아날로그 신호처리부

도플러 센서에서 출력되는 신호는 크기가 미약하고 많은 잡음 성분이 포함되어 있기 때문에 기저 대역 신호에 대한 적절한 아날로그 신호처리 과정을 거친 후 DAQ(Data Acquisition) 장비를 통해 컴퓨터로 데이터를 수집하여 디지털 신호처리 과정을 거치게 된다. 이러한 신호처리를 위하여 그림 7과 같은 구조의 아날로그 신호처리부가 사용될 수 있다^[9].

아날로그 신호처리부는 DC 오프셋(offset)을 제거하기 위한 고역 통과 필터, 샘플링 주파수의 2배 이상의 고주파 신호를 제거함으로써 앨리어싱(aliasing)



(a) 제작된 2×2 패치 어레이 안테나
(a) A fabricated 2×2 patch array antenna
(b) 전계 평면(E-Plane) 상의 방사 패턴
(b) A E-plane radiation pattern

그림 6. 마이크로스트립 패치 어레이 안테나
Fig. 6. Microstrip patch array antenna.

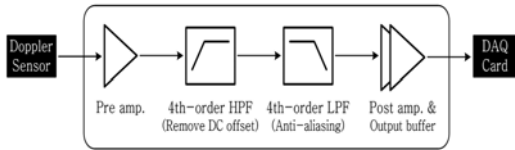


그림 7. 아날로그 신호처리부의 구성
Fig. 7. Analog signal conditioning block.

현상 및 고주파 잡음 성분을 제거하기 위한 저역 통과 필터, 그리고 이득을 높이기 위한 전단 증폭기, 후단 증폭기와 출력단 버퍼로 구성되어 있다.

그림 8(a)에 2차 Sallen-Key 능동형 저역 통과 필터의 형태를 나타내었다. 이 필터의 DC 이득은 다음과 같다.

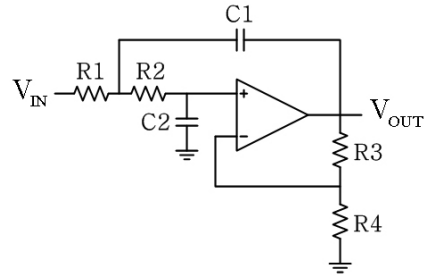
$$A_{LP} = \frac{R_3}{R_4} + 1 \quad (11)$$

또한 이 필터의 전달함수는 아래와 같은 형태로 주어진다.

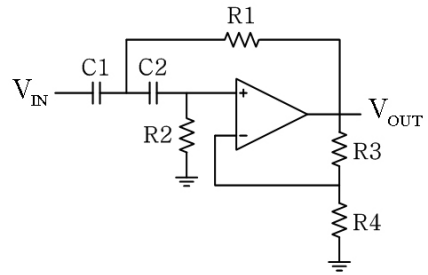
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} A_{LP}}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} - \frac{A_{LP}}{C_2 R_2} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (12)$$

그리고 일반적인 2차 저역 통과 필터의 전달함수는 아래와 같다.

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A_{LP} w_c^2}{s^2 + s \left(\frac{w_c}{Q} \right) + w_c^2} \quad (13)$$



(a) 저역 통과 필터
(a) Low pass filter



(b) 고역 통과 필터
(b) High pass filter

그림 8. Sallen-Key 능동형 필터
Fig. 8. Sallen-Key active filters.

식 (12)와 (13)을 비교하면 아래와 같은 관계식이 구해진다.

$$w_c^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (14)$$

$$\frac{w_c}{Q} = \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} - \frac{A_{LP}}{C_2 R_2} \quad (15)$$

필터 설계 과정에 복잡한 계산을 피하기 위해 $w_c = w_n = 1$ rad/s, $C_1 = C_2 = C_n = 1$ F로 정규화한 후 이 값을 식 (14)와 (15)에 대입하여 다음의 관계식을 얻는다.

$$R_1 = \frac{1}{R_2} \quad (16)$$

$$R_2 = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4Q^2(2 - A_{LP})}}{2Q} \quad (17)$$

또한 입력이 0일 경우, 즉 $V^+ = V^-$ 일 때의 DC 오프셋을 최소화하기 위해서 반전 입력단과 비반전 입력단에서 바라본 저항을 같도록 만든다.

$$R_1 + R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (18)$$

식 (11)과 (18)로부터 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$R_3 = (R_1 + R_2) A_{LP} \quad (19)$$

$$R_4 = \left(\frac{A_{LP}}{A_{LP} - 1} \right) (R_1 + R_2) \quad (20)$$

그리고 C_1 과 C_2 는 일반적으로 아래처럼 구해진다.

$$C_1 = C_2 = \frac{10}{f_c} \mu F \quad (21)$$

앞에서 전개한 수식을 바탕으로 $A_{LP}=1.5$, $Q=1$, $f_c=25$ Hz의 특성을 갖는 저역 통과 필터를 설계한 내용은 다음과 같다. 식 (21)에서 필요한 C_1 과 C_2 의 값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_1 = C_2 = \frac{10}{25} \mu F = 400 \text{ nF} \quad (22)$$

또한 식 (16)~(20)으로부터 다음을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{1n} &= 1 \Omega, \quad R_{2n} = 1 \Omega, \\ R_{3n} &= 3 \Omega, \quad R_{4n} = 6 \Omega \end{aligned} \quad (23)$$

위에서 구한 저항 값은 $w_c = w_n = 1$ rad/s, $C_1=C_2=1$ F로 정규화한 값이므로 이를 아래와 같은 관계를 이용해 실제 값으로 바꿀 수 있다.

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = R_{1n} \times \frac{C_n w_n}{C_1 w_c} = 15.9 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= R_{3n} \times 15.9 \times 10^3 = 47.7 \text{ k}\Omega \\ R_4 &= R_{4n} \times 15.9 \times 10^3 = 95.4 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (24)$$

같은 방법으로 $A_{HP}=1.5$, $Q=1$, $f_c=0.02$ Hz의 특성을 갖는 그림 8(b)와 같은 구조의 고역 통과 필터를 설계할 수 있다. 실제 사용 가능한 소자 값을 고려하여 설계를 완료한 저역 통과 필터와 고역 통과 필터의 설계 파라미터들을 표 3에 정리하였다.

실제 회로는 앞에서 설계된 2차 Sallen-Key 능동 필터의 구조를 바탕으로 저역 통과 필터와 고역 통과 필터를 2개씩 사용하여 4차 필터 형태로 만들었다. 연

표 3. 2차 Sallen-Key 능동형 저역 및 고역 통과 필터의 설계 파라미터들

Table 3. The design parameters of 2nd order Sallen-Key active low pass/high pass filters.

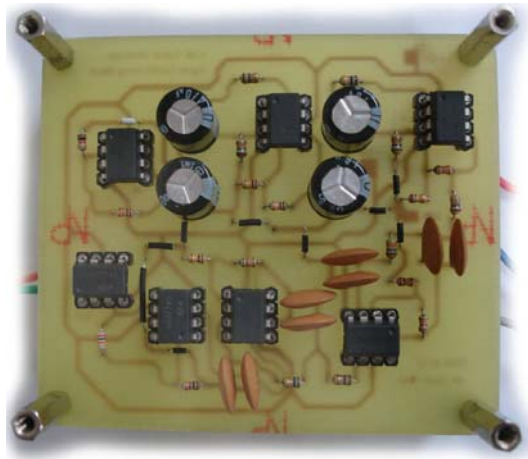
구분	저역 통과 필터	고역 통과 필터
C_1, C_2	400 nF	470 μ F
R_1, R_2	15 k Ω	15 k Ω
R_3	56 k Ω	56 k Ω
R_4	100 k Ω	100 k Ω

산 증폭기로는 HA17741를 이용하였으며 2개의 증폭단은 비반전 증폭기, 출력 버퍼는 voltage follower로 구현하여 전체 아날로그 신호처리부의 회로를 그림 9(a)와 같이 제작하였다. 제작된 아날로그 신호처리부의 주파수 응답 특성을 측정한 결과 0.02~20 Hz의 통과 대역에서 60 dB의 전력 이득을 가지며, 통과 대역 밖에서는 80 dB/decade의 감쇄 특성을 보였다.

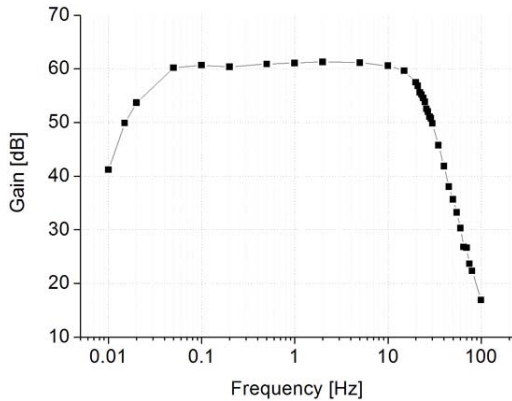
4-2 디지털 신호처리부

아날로그 신호처리부를 거친 후 DAQ 카드를 통해 최종적으로 샘플링된 데이터에는 호흡 신호와 심장 박동 신호 그리고 여러 잡음들이 섞여 있다. 이렇게 혼합된 신호로부터 심장 박동과 호흡을 서로 분리해내기 위해서 호흡과 심장 박동 수가 가지는 일반적인 주파수 대역만을 통과시키는 디지털 필터가 사용될 수 있다^[9]. 본 실험에서 사용된 DAQ 카드는 National Instrument사의 PCI-6221 DAQ 카드로써 PC에 직접 장착되어 사용되었다. 이 카드는 16 bits의 분해능을 가지며, 최대 250 ksa/s의 샘플링 속도를 지원한다. 필터를 통과한 신호는 고속 푸리에 변환을 통하여 주파수 영역에서 관찰할 수 있게 된다.

그림 10에 디지털 신호처리부의 신호 흐름도를 나타내었다. DAQ 카드를 통해 수집된 신호는 별도의 파일로 기록이 되며, 디지털 필터를 통과하면서 호흡 신호와 심장 박동 신호로 분리된다. 분리된 신호는 시간 영역에서 그 파형이 출력되며, 고속 푸리에 변환을 통해 스펙트럼 분석이 이루어진다. 또한 스펙트럼 분석 결과, 가장 높은 전력이 감지되는 주파수를 찾아 그 값을 이용해 분당 호흡수와 심장 박동수를 계산하여 화면에 표시하였다. 이러한 디지털 신호처리부는 LabVIEW 상용 프로그램으로 컴퓨터상에서



(a) 제작된 아날로그 신호처리부
(a) A fabricated analog signal conditioning block



(b) 아날로그 신호처리부의 주파수 응답 특성
(b) The measured frequency response

그림 9. 아날로그 신호처리부와 주파수 응답 특성
Fig. 9. The analog signal conditioning block and its frequency response.

구현되었다.

제작된 시스템의 측정대상인 사람의 심장 박동 신호와 호흡 신호는 일반적으로 0.3~3.0 Hz의 대역 폭을 가지므로 샘플링을 할 때 앨리어싱 현상을 예방하기 위해서는 Nyquist 이론에 따라 6 Hz 이상으로만 수행하면 되지만 자세한 관찰을 위해 실제로는 2 kHz의 속도로 샘플링을 수행하였다.

V. 측정 결과

그림 11에 실제 사람의 호흡 신호와 심장 박동 신호

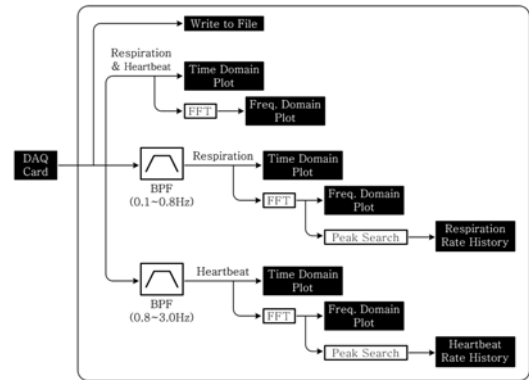


그림 10. 디지털 신호처리부의 구성
Fig. 10. Digital signal processing block.

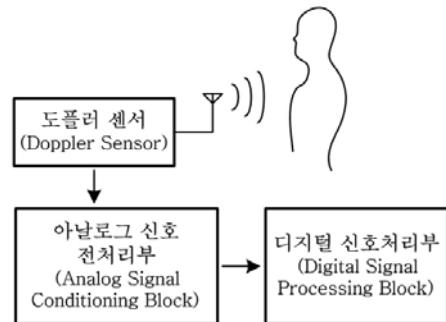
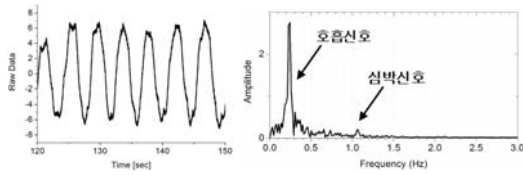


그림 11. 실시간 호흡 및 심박 감지기의 구성
Fig. 11. Test set up for real-time respiration and heartbeat detection.

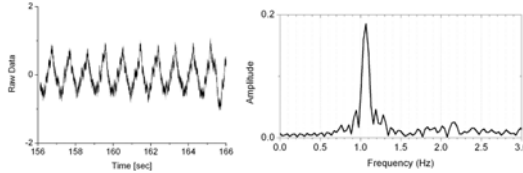
를 측정하기 위한 시스템의 구성도를 나타내었다. 도플러 센서에서 출력되는 기저 대역의 출력 신호는 아날로그 신호처리부를 거쳐서 DAQ 카드에서 수집된다. 수집된 데이터는 LabVIEW에서 작성된 프로그램에 의해 디지털 신호처리가 이루어져 사용자에게 최종 정보를 제공하게 된다.

제작된 도플러 센서와 신호처리부를 사용하여 실제 측정이 안테나와 50 cm 거리에서 수행되었고, 그 결과를 그림 12에 나타내었다. 그림 12(a)에서 보인 바와 같이 정상적으로 숨을 쉬고 있을 경우 0.2 Hz 부근에서 호흡 신호가 두드러지게 나타났고, 1.1 Hz 부근에서는 미약하게 심장 박동 신호가 관찰되었다. 반면 그림 12(b)와 같이 호흡을 멈추었을 때에는 시간 영역과 주파수 영역 모두에서 심장 박동 신호만 명확하게 관찰됨을 확인할 수 있었다.



(a) 호흡 중일 경우의 신호

(a) Respiration and heartbeat signals



(b) 호흡을 멈추었을 경우의 신호

(b) Heartbeat signal

그림 12. 측정된 호흡과 심장 박동 신호의 시간 영역 및 주파수 영역 측정 결과

Fig. 12. Measured respiration and heartbeat detection signals in the time domain and frequency domain.

VI. 결 론

도플러 센서와 신호처리부를 제작하고 이를 활용한 실시간 원격 호흡 및 심장 박동 감지기를 개발하였다. 도플러 센서를 구성하는 소자 중 브랜치-라인 하이브리드의 소형화를 위해 인공 전송 선로 기법을 적용하여 기존의 하이브리드와 유사한 특성을 가지면서도 40 %의 크기 절감 효과를 가지는 소형 하이브리드를 제작하였다. 또한 도플러 센서에서 출력되는 신호를 DAQ 장비로 샘플링하기 전에 필터링과 증폭 작업을 수행하는 아날로그 신호처리부는 연산 증폭기 HA17741을 사용하여 Sallen-Key 능동형 필터 구조로 제작하였다. 제작된 아날로그 신호처리부는 2개의 증폭단, 4차 저역 및 고역 통과 필터 그리고 출력 버퍼로 구성되었고, 0.02~20 Hz의 통과 대역에서 60 dB의 전력 이득을 가지는 것으로 측정되었다. 도플러 센서, 아날로그 신호처리부와 LabVIEW 프로그램 상에서 구현된 디지털 신호처리부로 구성된 실시간 호흡 및 심장 박동 감지기의 성능은 실제 사람의 호흡과 심장 박동을 50 cm 거리에서 측정하여 결과를 분석함으로써 확인하였다.

제작된 시스템은 시공간에 제약을 받지 않는 저비용 양방향 환자 관리 시스템의 개발 외에도 사고

현장에서의 인명 구조 활동, 무인 감시 시스템, 군사 작전 등의 다양한 목적으로 응용이 가능할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Olga Boric-Lubecke, Amy D. Droitcour, Victor M. Lubecke, Jenshan Lin, and Gregory T. A. Kovacs, "Wireless IC doppler radars for sensing of heart and respiration activity", *TELSIKS 2003 6th International Conference*, vol. 1, pp. 337-344, Oct. 2003.
- [2] Yimin Yin, Jian Qian, Junfeng Lu, and Yong Huang, "On the operation mechanism of the microwave sensor for measuring human heartbeat and respirations", *Proceedings of IEEE International Conference on Sensors*, pp. 565-568, Oct. 2003.
- [3] Amy D. Droitcour, Olga Boric-Lubecke, Victor M. Lubecke, Jenshan Lin, and Gregory T. A. Kovacs, "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] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third Ed., John Wiley & Sons, Inc., p. 308, 2005.
- [5] Kimberley W. Eccleston, Sebastian H. M. Ong, "Compact planar microstripline branch-line and rat-race couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, no. 10, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
- [6] A. Mohra, A. F. Sheta, and S. F. Mahmoud, "A small size 3 dB 0°/180° microstrip ring coupler", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 17, no. 5, pp. 707-718, May 2003.
- [7] Mohamed H. Awida, Amr M. E. Safwat, and Hadia El-Hennawy, "Compact rat-race hybrid coupler using meander space-filling curves", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 3, pp. 606-609, Jan. 2006.
- [8] T. Hirota, A. Minakawa, and M. Masahiro, "Reduced-size branch-line and rat-race hybrids for uniplanar MMIC's", *IEEE Trans. Microwave Theory*

and Tech., vol. 38, no. 3, pp. 270-275, Mar. 1990.

- [9] Jeong-Geun Kim, Sang-Hoon Sim, Sanghoon Cheon, and Songcheol Hong, "24 GHz circularly po-

larized doppler radar with a single antenna", *The Proceedings of 2005 European Microwave Conference*, vol. 2, pp. 4-7, Oct. 2005.

이 현 우



2007년 2월: 충남대학교 전기정보통신공학부 (공학사)
2007년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 아날로그 회로 및 시스템 설계

김 동 욱



1990년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학사)
1992년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1996년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1991년 8월~2000년 5월: LG종합기술원 선임연구원
2000년 6월~2002년 8월: 텔레포스(주) 연구소장
2002년 9월~2004년 9월: 에스원기술연구소 응용기술팀장
2004년 10월~현재: 충남대학교 전기정보통신공학부 교수
[주 관심분야] 초고속 반도체 소자, 초고주파 집적회로, 원격탐지용 초고주파 집적회로 및 모듈

박 일 호



2007년 2월: 충남대학교 전기정보통신공학부 (공학사)
2007년 3월~현재: 충남대학교 전기정보통신공학부 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 회로 및 시스템, 고출력 전력합성 및 분배회로