

논문 2010-47SP-4-13

DSP를 이용한 비 접촉식 도플러 바이오 레이더 생체신호 모니터링 시스템 임베디드 하드웨어의 개발

(DSP Embeded Hardware for Non-contact Bio-radar Heart and
Respiration Rate Monitoring System)

김진승*, 장병준**, 김기두**

(Jin-Seung Kim, Byung-Jun Jang, and Ki-Doo Kim)

요 약

본 논문에서는 비접촉식 도플러 바이오 레이더의 신호처리 시스템을 임베디드 하드웨어를 구현하였다. 실시간 처리를 빠르고 정확하게 수행할 수 있도록 DSP에 적합한 고속 알고리즘을 사용하여 구현하고 그 성능을 PC에서와 비교하였다. 영점에서 발생하는 데이터 손실 문제를 피하기 위하여 quadrature combining을 적용하였으며, 여러 가지 quadrature combining 방법 중에 DSP 실시간 연산에 적합한 알고리즘으로 arctangent combining을 선정하였다. IQ 신호의 원하는 DC 성분을 획득하면서 ADC에 다이내믹 레인지를 넘지 않도록 DC offset compensation 기법을 제안하였다. Texas Instrument 사의 C6711 DSP와 외장 12bit ADC를 사용하였고 최적화된 elliptic 필터를 설계하였으며 다양한 형태의 수신파형에서 심박수의 검출을 위하여 rate finding 블록에는 자기상관을 적용하는 알고리즘을 적용하였다. ECG와 측정값을 비교함으로써 전체 시스템의 성능을 검증 하였고, 이를 통해 상용 가능한 휴대기기로 제작할 수 있도록 측정 거리의 변화에 상관없이 신뢰할 수 있는 시스템을 구축하였다.

Abstract

In this paper, we provide an embedded type non-contact bio-radar heart and respiration rate monitoring system. We implemented the rate finding algorithm into the embedded system. The high-speed and reliable real-time signal processor is then tested. To avoid null-point data loss problem, we applied quadrature demodulation. Among several other combining techniques, we suggest arctangent demodulation for quadrature channel combining and DSP is used for real-time signal processing. We also suggest DC-offset compensation technique to preserve the wanted DC components of the IQ signals for accurate demodulation while keeping the dynamic range of the ADC lower. Using Texas Instrument C6711 series DSP and external 12Bit ADC, we implemented proper elliptic digital filter and autocorrelation detection algorithm for robust commercial hand held device.

Keywords: 비접촉식 바이오 레이더, 호흡 및 심박수 모니터링, Arctangent combining, Embedded system, DC-offset compensation

I. 서 론

고령화가 진행되고 있는 사회 환경 속에 노인들의 실

시간 건강이상 모니터링이나 접촉 감염의 우려가 있는 소아와 화상 환자의 모니터링을 위하여, 최근 전파를 이용한 비접촉식 모니터링 기술에 관한 연구가 활발히 진행 되고 있다.

* 학생회원, ** 정회원, *** 평생회원, 국민대학교 전자공학부

(School of Electronic Engineering, Kookmin University)

※ 본 연구는 국민대학교 2010년 교내연구비를 지원받아 수행되었음.

접수일자: 2009년11월13일, 수정완료일: 2010년5월23일

무선 통신 기술의 발달로 관련 RF 하드웨어의 크기와 가격이 하락하고 있고 u-헬스 케어 및 IT-BT 융합 기술에 대한 관심도도 높아지고 있다. 이런 가운데 삼성경제연구소는 u-헬스의 경제적 효과와 성장전력 보고서에서 원격 환자모니터링만으로도 연간 1.4조원의

사회적 불편익이 발생할 것으로 추정하였고 그 중 홈 모바일 헬스케어분야에서는 노인 및 만성 환자를 위한 원격 모니터링이 주요 유형이 될 것으로 예측하였다^[1].

비접촉식 모니터링 방법의 신호처리 방식에 대하여 본 논문에서 앞서 참고문헌 [2]의 연구에서는 LabVIEW 상의 시뮬레이션으로 칼만 필터를 이용한 신호처리 시스템 성능의 개선에 관한 연구를 하였고, 참고문헌 [3]의 연구에서는 combining 방법과 노이즈 레벨에 따른 success ratio 변화를 시뮬레이션 하였으며 본 논문에서는 이를 검증하고자 임베디드화 하여 구현하였다.

하드웨어는 지향성 안테나를 사용하여 2.4GHz 대역의 연속 정현파(CW: Continuous Wave) 신호를 송수신하는 RF 하드웨어와 수신신호를 복조한 기저대역의 처리를 위한 디지털 신호처리 시스템으로 구성되었다. 임베디드 하드웨어 구현에는 TI C6711 DSP가 사용되었으며, 여러 가지 quadrature combining 방법 중에 DSP의 실시간 연산에 용이한 알고리즘으로 arctangent combining을 적용하였다. 신체 부위에 따라 형태가 변하는 수신신호에 모두 적용 가능한 rate finding 알고리즘을 적용하였으며, 실시간 처리를 보다 정확하고 빠르게 수행 할 수 있도록 최소한의 하드웨어만으로 구현하고 그 성능을 검증하였다.

II. 도플러 레이더 시스템

1. 하드웨어의 원리 및 구성

도플러 바이오 레이더는 수 GHz 대의 CW신호를 심박과 호흡에 따라 미세하게 움직이는 인체의 가슴 부위에 방사하여 그 반사파를 수신한다. 그리고 도플러 효과에 의하여 위상이 변조된 신호를 복조하여 변위를 측정하고 이를 필터링 한 후 호흡과 심박 신호를 분리해 낸다.

CW신호를 송신하고 호흡 및 심박 신호가 일정한 주기를 가지며, 인체의 순 속도가 영인 경우 반사파의 위상 $\theta(t)$ 는 도플러 효과에 의해 다음과 같이 심박과 호흡에 따라 미세하게 움직이는 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, λ 는 반송파의 파장이다. CW방식의 바이오 레이더가 단일 톤

신호를 송신한다고 가정하면 송신 신호는 다음과 같다.

$$T(t) = \cos(2\pi ft + \Phi_N(t)) \quad (2)$$

여기서 $\Phi_N(t)$ 는 발진기의 위상 잡음이다. 이제 인체까지의 거리를 d_0 라 한다면, 인체의 가슴부위 움직임을 반영한 송신기와의 거리는 $d(t) = d_0 + x(t)$ 가 되므로 수신 신호는 식 (1)을 이용하여 다음과 같이 주어진다^[4].

$$R(t) \approx \cos\left[2\pi ft - \frac{4\pi d_0}{\lambda} - \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Phi_N\left(t - \frac{2d_0}{c}\right)\right] \quad (3)$$

식 (3)으로 표현된 수신 신호를 식 (2)의 국부 발진기를 이용하여 주파수 변환하고, 이상적인 저역 통과 필터를 통과시키면 기저대역 신호는 식 (4)와 같다.

$$B(t) = \cos\left[\theta + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\Phi_N(t)\right] + n(t) \quad (4)$$

여기서 $\Delta\Phi_N(t)$ 는 식 (5)와 같이 측정거리를 반영한 위상잡음을 나타내고, θ 는 거리에 의한 위상 변화 값으로 식 (6)으로 표현된다.

$$\Delta\Phi_N(t) = \Phi_N(t) - \Phi_N\left(t - \frac{2d_0}{c}\right) \quad (5)$$

$$\theta = \frac{4\pi d_0}{\lambda} + \theta_0 \quad (6)$$

여기서 θ_0 는 송신 신호의 위상이다. 이를 식 (4)에 적용하면 $x(t)$ 에 따른 $B(t)$ 의 민감도를 얻을 수 있는데, θ 가 $\pi/2$ 의 홀수 배일 때는 복조성능이 가장 우수한 최적 위상 복조점(optimum phase demodulation point)이 되고, π 의 배수일 때는 복조성능이 가장 안 좋은 영점(null point)이 된다. 영점에서의 데이터 손실을 피하기 위해 직교 수신 단을 만들면, 복조된 신호의 I와 Q는 각각 식 (7)과 (8)로 표현된다^[4].

$$B_I(t) = A_I \sin\left[\theta + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\Phi_N(t)\right] + n(t) \quad (7)$$

$$B_Q(t) = A_Q \cos\left[\theta + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\Phi_N(t)\right] + n(t) \quad (8)$$

이 때 $n(t)$ 는 열잡음을, A_I , A_Q 는 채널간의 진폭차이를 나타낸다. 본 실험에서는 열잡음이 주 잡음원이 아니고 영향이 작으므로 무시하였다.

그림 1은 도플러 바이오 레이더의 블록도이다. 하드웨어는 크게 점선으로 표시된 부분의 RF회로부와 기저

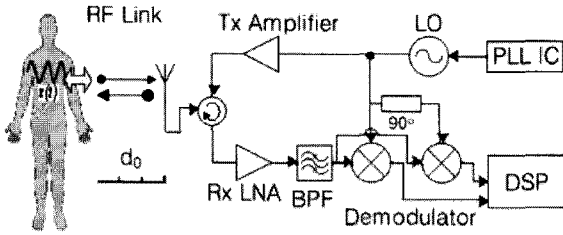


그림 1. 바이오 레이더 시스템
Fig. 1. Bio-radar system.

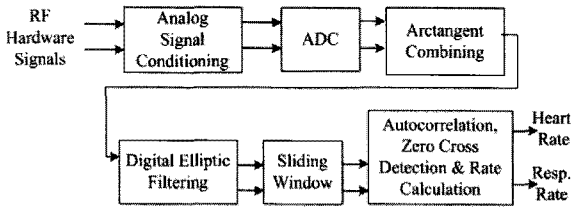


그림 2. 기저대역 신호처리 시스템
Fig. 2. Baseband signal processing system.

대역 신호처리부로 나눌 수 있는데, RF회로는 PLL 회로, LO(Local Oscillator), Tx 증폭기, 전력분배기, 커플러, 안테나, Rx LNA(Low Noise Amplifier), SAW 필터, 직교 복조기 등으로 구성되어 있다.

RF 하드웨어에서 수신된 I와 Q신호는 아날로그 신호 처리 과정을 거쳐 ADC로 입력된다. 그림 2의 기저대역 신호처리 시스템은 수신된 직교 신호의 데이터를 합하는 combining 블록과 합쳐진 신호를 심박과 호흡으로 분리하는 필터링 블록 그리고 필터링 된 데이터에서 심박수와 호흡수를 찾아내는 rate finding 블록으로 나눌 수 있다. Combining 블록은 직교 복조기에서 얻은 수신된 신호의 I 채널과 Q 채널의 데이터를 하나로 합치는 과정이다.

수신된 quadrature 신호는 arctangent 연산을 통하여 에러 없이 직접 복조될 수 있는데 이는 식 (9)로 나타낼 수 있다^[9].

$$\Phi(t) = \text{atan}\left(\frac{B_Q(t)}{B_I(t)}\right) = \text{atan}\left(\frac{\sin(\theta+p(t))}{\cos(\theta+p(t))}\right) = \theta+p(t) \quad (9)$$

여기서 $p(t)$ 는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$p(t) = \left(\frac{4\pi x(t)}{\lambda}\right) + \Delta\Phi_N(t) \quad (10)$$

이 때 quadrature 채널간의 진폭 에러와 DC offset은 I 채널과 Q채널 신호에 선형으로 작용한다고 보면 식 (9)를 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

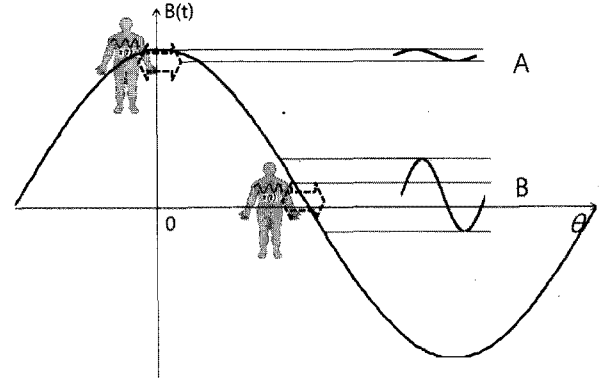


그림 3. 도플러 레이더의 위상 θ 에 따른 출력의 민감도
Fig. 3. Output sensitivity depending on the phase θ .

$$\Phi(t) = \text{atan}\left(\frac{V_Q + A_c \sin(\theta+p(t))}{V_I + \cos(\theta+p(t))}\right) \quad (11)$$

여기서 V_I 와 V_Q 는 I 채널과 Q 채널의 DC offset이고 A_c 는 채널간의 진폭 차이이다. 위상과 진폭의 에러는 Gram-Schmidt procedure로 손쉽게 정정 할 수 있으나, DC offset에는 하드웨어의 불완전성에 의한 것 뿐 아니라 대상체에 대한 정보도 들어있으므로 반드시 측정 되어야 한다^[9-10].

그림 3은 도플러 레이더의 위상 θ 에 따른 출력 $B_I(t)$ 또는 $B_Q(t)$ 의 민감도 특성의 변화를 나타낸다. I 채널의 복조점이 영점인 A에 위치할 경우 90도 위상차가 나는 Q 채널은 최적 위상 복조점인 B에 위치하여 두 채널중 적어도 한 채널에서는 의미 있는 신호를 얻을 수 있다. 따라서 측정 거리에 상관없이 영점에서 데이터 손실을 피할 수 있다.

2. DSP 구현

Combining기법으로 [5]에서 소개된 selection diversity, equal ratio combining, maximal ratio combining, PCC(Principal Component Combining), arctangent combining의 5가지의 방법 중 SNR(Signal to Noise Ratio)이 가장 우수한 방법으로 PCC와 arctangent combining을 꼽을 수 있는데, 본 논문에서는 실시간 처리에 유리한 arctangent combining을 적용하였다.

필터의 구현에는 임베디드 시스템에서 실시간 처리를 위해 가장 낮은 차수로도 좋은 특성을 얻을 수 있는 elliptic 대역 통과 필터가 적용되었다. Matlab 함수를 이용하여 PC 상에서 elliptic 필터를 설계하였으며 이를

DSP에 적용하여 호흡과 심박의 주파수를 분리하는 디지털 필터를 구현하였다.

심박 신호는 피검자의 신체 구성 성분에 따른 전도 특성의 차이로 인해 신체 부위에 따라 파형이 다르게 검출 된다^[6]. 따라서 여러 가지 형태의 파형에 모두 적용 할 수 있는 rate finding 알고리즘이 필요하다. 이는 몇 가지 방법으로 구현될 수 있는데, 대역 통과 필터링 이후 자기상관을 하는 방법, FFT/IFFT방법, zero crossing 방법, FFT를 한 후 특정 주파수 대역의 peak를 찾는 방법 등을 이용 할 수 있고, 본 실험에는 여러 형태의 파형에 적합하며 연산속도가 빠른 자기상관 방법이 사용되었다.

가. ADC 환경

ADC 하드웨어로서 외장 12bit ADC인 AD7888을 사용하였다. 도플러 레이더의 RF 하드웨어 출력에는 DC offset이 발생할 수 있는데, 이는 그 원인에 따라 두 가지로 나눌 수 있다. 하나는 하드웨어의 불완전성에 의한 것으로 케환 신호와 반사 신호로 인한 DC offset이고, 다른 하나는 대상체에 기인하여 발생하는 DC 성분이다. 전자를 제거하기 위해 0.1Hz 고역통과 필터로 DC 성분을 제거하고 증폭한 채널과 후자의 대상체 정보를 받아들이기 위해 고역통과 필터링 없이 ADC의 dynamic range에 맞게 게인이 조절되는 채널로 나누어 입력하였다.

나. 디지털 필터의 구현

필터는 가장 낮은 차수로도 주어진 조건을 얻을 수 있는 elliptic 필터가 적용되었다. 호흡 신호의 필터링을 위해 LPF로서 차단 주파수를 0.5Hz, 저지대역 감쇠가 60dB인 필터를 Matlab 상에서 설계 하였다. 메모리 용량의 최적화를 위하여 호흡 신호는 별도의 배열을 선언 하지 않고 심박신호 배열에서 10번마다 한 번씩 취하여 연산하도록 설계하였다.

심박신호의 필터링을 위해 차단주파수가 0.9Hz-2.0Hz 이고 저지대역 감쇠가 60dB인 BPF를 설계하였다. 필터링 과정에서 심박 신호의 정보가 손실되지 않도록 American Heart Association의 요구 조건^[7] 내에서 실험을 통해 도플러 레이더에 최적화된 차단 주파수를 찾아내어 사용하였다.

다. Arctangent Combining의 구현

표 1. PCA와 arctangent 함수의 시간 복잡도와 공간 복잡도

Table 1. Time and Space complexity of PCA function and arctangent function.

	PCA	Arctangent
Time complexity	$O(dn_s n_c)$	$O(1)$
Space complexity	$O(dn_c)$	$O(n_c)$

Quadrature combining에는 여러 가지 방법이 있으나, 원거리에서도 SNR이 가장 높은 것으로 소개된 PCA와 arctangent combining 중^[5], 계산이 간단하여 실시간 처리에 유리한 arctangent combining을 적용하였다. PCA 함수와 Look-up table을 사용하여 구현한 arctangent 함수의 시간 복잡도와 공간 복잡도를 Big O 표기법으로 나타내면 표 1과 같다.^[8]

여기서 n_c 는 I, Q 컴포넌트의 수 d 는 변수의 개수 n_s 는 샘플 수이다. PCA는 윈도우의 크기나 샘플링율이 증가하면 필요로 하는 메모리 용량과 연산량이 급격히 늘어나 실시간 처리가 어렵다. 따라서 실시간 처리용으로 유리한 arctangent 함수를 본 실험에 적용하였다.

라. DC offset의 보정

그림 4는 DC offset의 측정을 위하여 2개의 ADC 채널을 별도로 할당하도록 구성한 블록도이다. 실험에 사용된 RF 하드웨어에는 quadrature 복조기의 출력에 별도의 기저대역 증폭기를 포함하고 있다. DC offset의 유무에 따른 별개의 입력을 갖는 구성은 ADC를 포화 시키는 일 없이 심박 신호를 충분히 증폭 시킬 수 있으며 동시에 DC offset에 실린 대상체의 정보를 획득할 수 있게 해 준다.

그림 5는 TI DSP C6711 위에 구현된 하드웨어이다.

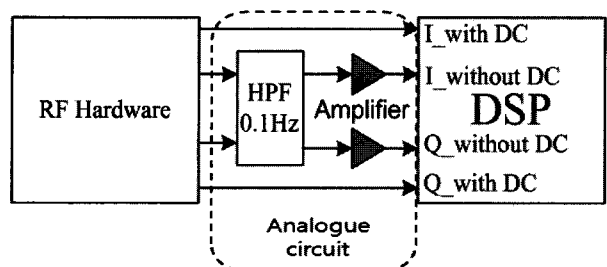


그림 4. DC offset 측정을 위한 블록도
Fig. 4. Block diagram for measuring DC offset.

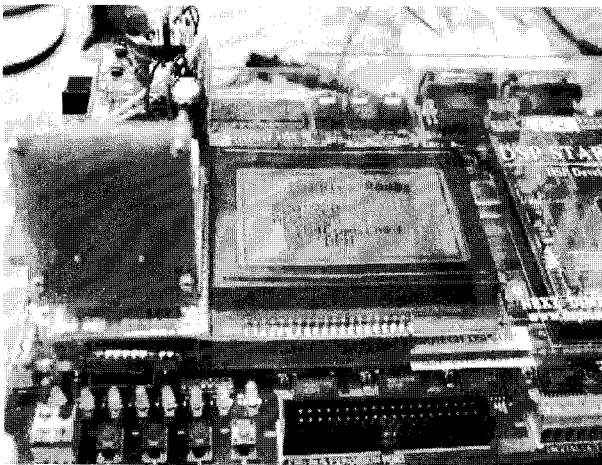


그림 5. TI DSP C6711 위에 구현된 하드웨어
Fig. 5. Hardware implementation using TI DSP C6711.

III. 실험 결과

그림 6은 ADC의 DC offset이 제거된 채널과 포함된 채널의 값을 B_I , B_Q 로 나타낸 그래프이다. DC offset이 있는 데이터에서는 위상을 복조할 수 있으나 DC를 제거한 입력에서는 원점 위에 있을 경우가 발생하고 위상 정보가 정확히 복구 될 수 없다.

그림 7은 하드웨어에서 획득한 arctangent combining 데이터와 ADC 값을 그대로 PC로 전송하여 이를 Matlab 상에서 arctangent combining 연산한 동일 조건의 데이터를 비교한 것이다. DSP 결과에 대하여 PC 상의 연산 결과의 진폭을 비교하였을 때 평균 3% 정도

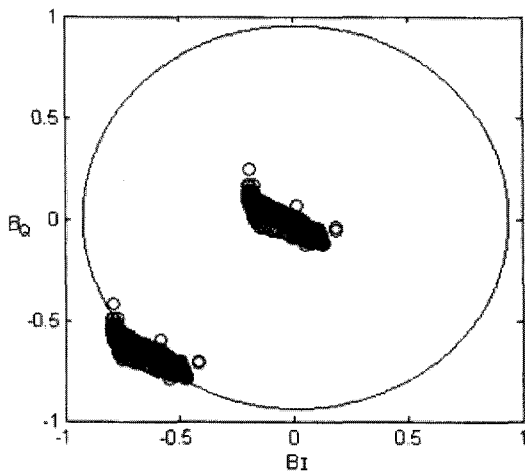
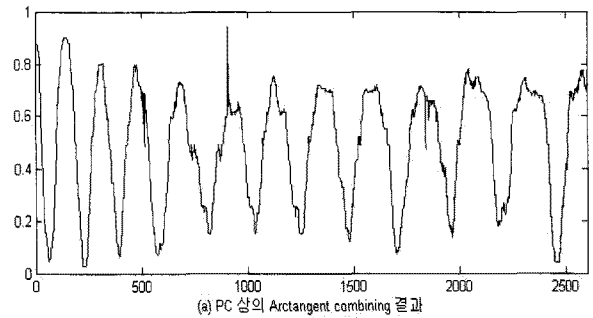
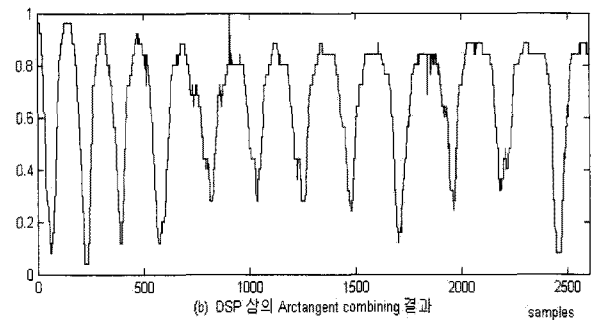


그림 6. DC offset 유무에 따른 B_I , B_Q
Fig. 6. B_I and B_Q depending on the existence of DC offset.



(a) PC 상의 Arctangent combining 결과



(b) DSP 상의 Arctangent combining 결과

그림 7. DSP 하드웨어와 PC 상에서의 연산 비교
Fig. 7. Results under DSP hardware and PC simulation.

의 오차가 발생하였으며, 이는 DSP에 구현된 arctangent 함수에서 Look-up table에 따라 근사화 될 때 발생하는 오차에 의한 것이다.

그림 8은 20cm에서 하드웨어 측정값과 시뮬레이션 결과를 그래프로 나타낸 것이다. 그림 8(a), (b)는 각기 I, Q채널의 원래 신호를 보여주고 (c)는 DSP의 arctangent combining 결과를 나타내는데, 자세히 살펴 보면 호흡 신호에 실린 심박 신호가 관찰된다. 그림 8(d)는 PC 상에서의 필터링 결과이고, (e)는 DSP 하드웨어의 필터링 결과이다. 윈도우 함수가 채워지는 처음 10초(625샘플) 이후 필터링된 심박 신호와 ECG 기준 신호 (f)의 주기가 동일하므로 무선으로 측정된 데이터에서 심박 신호가 정확히 추출되었음을 알 수 있다.

그림 9는 그림 8의 (d), (e), (f)의 심박수를 비교한 그래프이다. PC 시뮬레이션 결과와 하드웨어 측정결과가 유사하게 기준 신호를 따라 움직이며, 시뮬레이션 결과와 같이 DSP에 구현된 하드웨어에서 심박 신호의 검출이 정확히 이루어짐을 확인 할 수 있다.

그림 10은 40cm 거리에서 I 채널이 영점에 있을 때 측정된 그래프이다. I 채널에서는 심박과 호흡의 파형이 거의 관찰되지 않으나, Q 채널과 arctangent combining 된 신호 에서는 θ 값의 변화에 상관없이 항상 유효한 정보를 획득 할 수 있음을 알 수 있다.

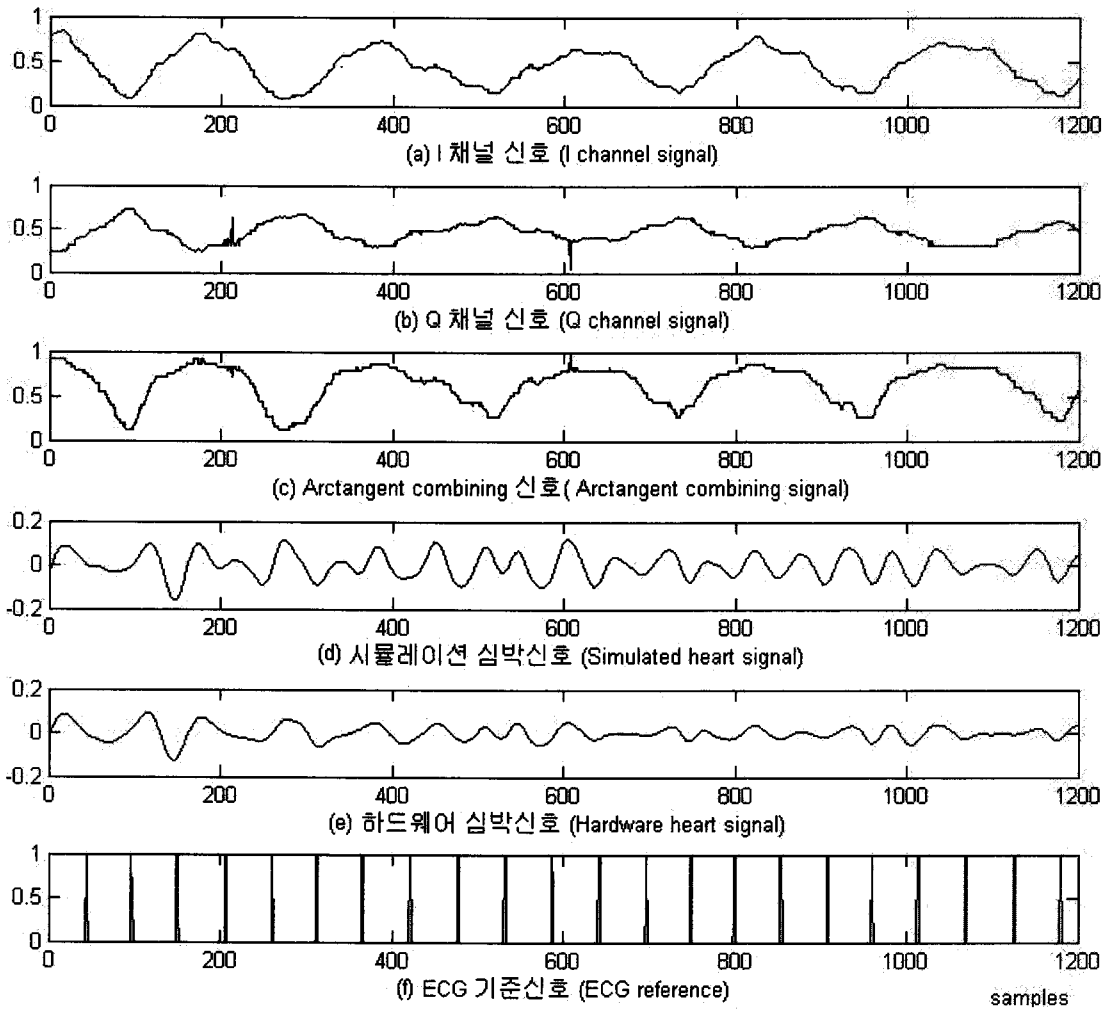


그림 8. 구현 하드웨어와 PC 상에서의 연산 비교

Fig. 8. Comparison between hardware implementation and PC simulation.

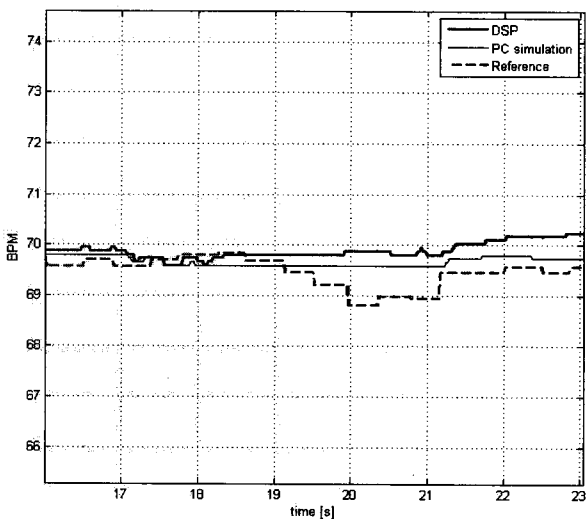


그림 9. 시뮬레이션과 하드웨어의 심박수 비교

Fig. 9. Comparison of Heart rates between hardware implementation and PC simulation.

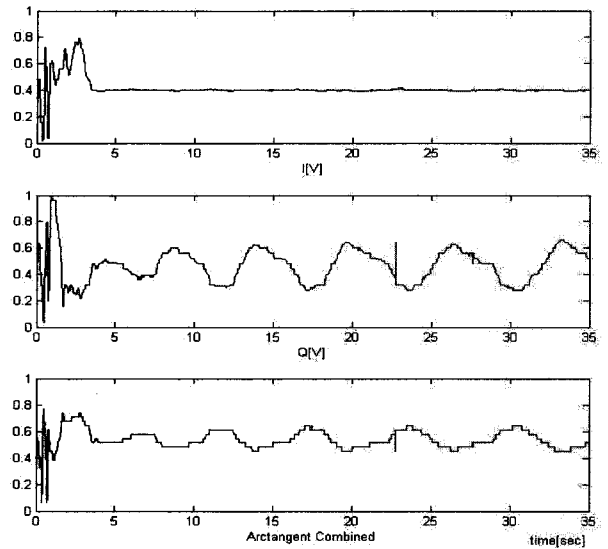


그림 10. I 채널이 영점에 있는 경우의 측정값

Fig. 10. Measured values when I-channel is located in null position.

IV. 결 론

본 논문에서는 비접촉식 도플러 바이오 레이더 시스템을 시뮬레이션 한 후, 시뮬레이션 결과를 바탕으로 임베디드 하드웨어로 구현하고 그 성능을 PC와 비교 검증하였다. Quadrature 신호의 combining을 위하여 연산속도와 메모리 용량 면에서 DSP 실시간 연산에 적합한 arctangent combining 알고리즘을 선정하였다. 시뮬레이션 결과를 바탕으로 하드웨어에서 획득한 심박 신호에 최적화된 elliptic 필터를 설계하였고 다양한 형태의 수신과형에서 심박수의 검출을 위하여 rate finding 블록에는 자기상관 알고리즘을 적용하여 ECG 기준 신호와 측정값을 비교함으로써 전체 시스템의 성능을 검증 하였다.

실험결과 40cm거리까지는 안정적인 심박 신호 추출이 가능하였고, 50cm 이후는 심박 신호의 크기가 작아져 대상체의 움직임이 있을 때 심박 신호가 부정확하였다. 이는 심박 신호의 에너지가 움직임의 고조파에 가려지기 때문이라고 생각해 볼 수 있는데, 대상체의 움직임 성분을 보상해 주어서 오차를 줄일 수 있을 것으로 사료된다.

향후 본 연구를 바탕으로 로봇에 장착된 도플러 레이더 시스템의 본체 움직임을 보상하는 방법, 대상의 움직임에 따른 노이즈를 제거하는 방법에 관하여 연구하고자하며, 이를 이용한 감시용 로봇 등 다양한 분야의 적용이 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] 강성욱, 이성호, "유헬스의 경제적 효과와 성장전략," 삼성경제연구소, Issue paper 2007년 7월.
- [2] Mohammad Shaifur Rahman, Byung-Jun Jang, and Ki-Doo Kim, "Quadrature Channel Combining for Doppler Radar Cardiopulmonary Monitoring System," UKC2008, San Diego, August 2008.
- [3] Mohammad Shaifur Rahman, Jin-Seung Kim, Byung-Jun Jang, and Ki-Doo Kim, "A New Digital Signal Processor for Doppler Radar Cardiopulmonary Monitoring System," ICECE 2008, Dhaka, December 2008.
- [4] Yong-Jin Lee, Byung-Jun Jang, Jong-Gwan Yook, "호흡 및 심박수 측정을 위한 비 접촉 방식의 2.4 GHz 바이오 레이더 시스템," 한국전자공학회 논문지, 제 19 권, 제 2 호, pp. 191-198, 2008년 2월.
- [5] A. D. Droitcour, "Non-contact measurement of heart and respiration rates with a single-chip microwave doppler radar," Ph.D Dissertation, Stanford University, 2006.
- [6] J. Muehlsteff, J. Thijs, R. Pinter, G. Morren, G. Muesch, "A handheld device for simultaneous detection of electrical and mechanical cardiovascular activities with synchronized ECG and CW-Doppler Radar," IEEE EMBS Cité Internationale, Lyon, France August 23-26, 2007.
- [7] American Heart Association, "Heart beat signal recognition," US Patent 20090043216.
- [8] John C. Lindon, Jeremy K. Nicholson, Elaine Holmes, "The handbook of metabonomics and metabolomics," Elsevier, p. 203, 2007.
- [9] Byung-Kwon Park, O. B. Lubecke and V. M. Lubecke, "Arctangent Demodulation With DC Offset Compensation in Quadrature Doppler Radar Receiver Systems," IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 5, pp. 1073-1079, MAY 2007.
- [10] R. Moraes and D. H. Evans, "Compensation for phase and amplitude imbalance in quadrature Doppler signals," Ultrasound Med. Biol., vol. 22, pp. 129-137, 1996.

저 자 소 개



김진승(학생회원)
 2008년 2월 국민대학교
 전자공학과 학사졸업
 2010년 2월 국민대학교
 전자공학과 석사
 <주관심분야 : 바이오레이더, 통
 신, 신호처리>



김기두(평생회원)
 국민대학교 전자공학부 교수
 대한전자공학회 논문지
 제 44권 TC편 7호 참조



장병준(정회원)
 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
 무선방송 연구소
 2003년 10월~2005년 8월 정보통신 연구 진흥원
 2005년 9월~현재 국민대학교 전자공학부 교수
 <주관심분야 : 마이크로파/밀리미터파회로
 (MMIC, Hybrid), 무선통신시스템, RFID/USN>