



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0059131
(43) 공개일자 2020년05월28일

- | | |
|---|---|
| <p>(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
A61B 5/024 (2006.01) A61B 5/00 (2006.01)
G01S 13/58 (2006.01)</p> <p>(52) CPC특허분류
A61B 5/024 (2013.01)
A61B 5/7235 (2013.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2019-0092153</p> <p>(22) 출원일자 2019년07월30일
심사청구일자 2019년07월30일</p> <p>(30) 우선권주장
1020180143238 2018년11월20일 대한민국(KR)</p> | <p>(71) 출원인
한국과학기술원
대전광역시 유성구 대학로 291(구성동)</p> <p>(72) 발명자
박성욱
대전광역시 유성구 대학로 291 (구성동, 한국과학기술원)</p> <p>박준형
대전광역시 유성구 대학로 291 (구성동, 한국과학기술원)</p> <p>(74) 대리인
양성보</p> |
|---|---|

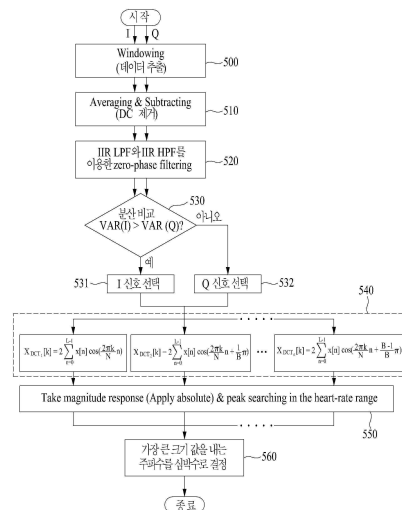
전체 청구항 수 : 총 27 항

(54) 발명의 명칭 연속파 도플러 레이더 기반 고정확도 실시간 심장 박동 수 측정 방법 및 그 레이더 시스템

(57) 요약

연속파 도플러 레이더 기반 고정확도 실시간 심장 박동 수 측정 방법 및 그 레이더 시스템이 개시된다. 본 발명의 일 실시예에 따른 심장 박동 수 측정 방법은 연속파 레이더 기반 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 있어서, 상기 연속파 레이더로 수신되는 수신 신호에 대한 I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호를 수신하는 단계; 상기 수신된 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하는 단계; 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하는 단계; 및 상기 주파수 변환에 의한 상기 기저들 각각의 크기 응답(magnitude response)에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 단계를 포함한다.

대표도 - 도5



(52) CPC특허분류

G01S 13/581 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 20180016580021001
 부처명 과학기술정보통신부
 연구관리전문기관 정보통신기획평가원
 연구사업명 정보통신 방송 연구개발사업
 연구과제명 (EZBARO)차세대 위성 핵심기술 개발(2019)
 기 여 율 1/2
 주관기관 한국과학기술원
 연구기간 2019.01.01 ~ 2019.12.31

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 20180007330022003
 부처명 과학기술정보통신부
 연구관리전문기관 정보통신기획평가원
 연구사업명 정보통신 방송 연구개발사업
 연구과제명 (EZBARO)5G 이동통신 초고속, 저지연, 초연결 지원 검증기술 개발(2019)
 기 여 율 1/2
 주관기관 한국정보통신기술협회
 연구기간 2019.01.01 ~ 2019.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

연속파 레이더 기반 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 있어서,
 상기 연속파 레이더로 수신되는 수신 신호에 대한 I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호를 수신하는 단계;
 상기 수신된 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하는 단계;
 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하는 단계; 및
 상기 주파수 변환에 의한 상기 기저들 각각의 크기 응답(magnitude response)에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 단계
 를 포함하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,
 상기 수신된 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 수행하는 단계를 더 포함하고,
 상기 선택하는 단계는
 상기 제로 위상 디지털 필터링을 수행한 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 상기 어느 하나의 신호를 선택하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,
 상기 주파수 변환을 수행하는 단계는
 상기 기저들 각각에 대한 이산 코사인 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,
 상기 심장 박동 수를 결정하는 단계는
 상기 기저들 각각의 크기 응답들 중 가장 큰 크기 응답에 대한 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,
 상기 심장 박동 수를 결정하는 단계는

상기 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 상기 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 주파수 변환을 수행하는 단계는

상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 상기 고속 푸리에 변환이 수행된 어느 하나의 신호에 대해 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 주파수 변환을 수행하는 단계는

상기 선택된 어느 하나의 신호에 대한 기저 $\cos(2\pi kn/N)$ 에 상기 위상들을 적용한 후 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 8

제1항에 있어서,

상기 주파수 변환을 수행하는 단계는

상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 각 위상들을 적용한 기저들을 곱하여 이산 변환을 수행하여 나온 주파수 스펙트럼에서 심장 박동 신호의 해상도를 높이는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 9

연속파 레이더 기반 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 있어서,

상기 연속파 레이더로 수신되는 수신 신호에 대한 I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호 중 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하는 단계; 및

상기 기저들 각각에 대한 상기 주파수 변환 결과에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 단계를 포함하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 10

제9항에 있어서,

상기 주파수 변환을 수행하는 단계는

상기 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하고, 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 11

제10항에 있어서,

상기 주파수 변환을 수행하는 단계는

상기 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 수행하고, 상기 제로 위상 디지털 필터링을 수행한 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 상기 어느 하나의 신호를 선택하며, 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 12

제10항에 있어서,

상기 심장 박동 수를 결정하는 단계는

상기 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 상기 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 13

제10항에 있어서,

상기 주파수 변환을 수행하는 단계는

상기 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 상기 고속 푸리에 변환이 수행된 어느 하나의 신호에 대해 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 방법.

청구항 14

I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호 각각에서 공통 모드 DC 성분과 공통 모드 노이즈를 제거하는 기저 대역 수신부; 및

상기 기저 대역 수신부로부터 출력되는 I 신호와 Q 신호 중 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하고, 상기 기저들 각각에 대한 상기 주파수 변환 결과에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 신호처리부

를 포함하는 레이더 시스템.

청구항 15

제14항에 있어서,

상기 기저 대역 수신부는

상기 I 신호와 Q 신호 각각을 계측 증폭기(instrumentation amplifier)에 통과시킴으로써, 상기 공통 모드 DC 성분과 공통 모드 노이즈를 제거하는 것을 특징으로 하는 레이더 시스템.

청구항 16

제14항에 있어서,

상기 신호처리부는

상기 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하고, 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 레이더 시스템.

청구항 17

제14항에 있어서,

상기 신호처리부는

상기 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 수행하고, 상기 제로 위상 디지털 필터링을 수행한 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 상기 어느 하나의 신호를 선택하며, 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 레이더 시스템.

청구항 18

제14항에 있어서,

상기 신호처리부는

상기 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 상기 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정하는 것을 특징으로 하는 레이더 시스템.

청구항 19

제14항에 있어서,

상기 신호처리부는

상기 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 상기 고속 푸리에 변환이 수행된 어느 하나의 신호에 대해 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 레이더 시스템.

청구항 20

제14항에 있어서,

상기 신호처리부는

상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 각 위상들을 적용한 기저들을 곱하여 이산 변환을 수행하여 나온 주파수 스펙트럼에서 심장 박동 신호의 해상도를 높이는 것을 특징으로 하는 레이더 시스템.

청구항 21

연속파 레이더 기반 실시간 심장 박동 수 측정 장치에 있어서,

상기 연속파 레이더로 수신되는 수신 신호에 대한 I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호를 수신하는 수신부;

상기 수신된 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하는 선택부;

상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하는 변환부; 및

상기 주파수 변환에 의한 상기 기저들 각각의 크기 응답(magnitude response)에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 결정부

를 포함하는 심장 박동 수 측정 장치.

청구항 22

제21항에 있어서,

상기 수신부는

상기 수신된 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 수행하고,

상기 선택부는

상기 제로 위상 디지털 필터링을 수행한 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 상기 어느 하나의 신호를 선택하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 장치.

청구항 23

제21항에 있어서,

상기 변환부는

상기 기저들 각각에 대한 이산 코사인 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 장치.

청구항 24

제21항에 있어서,

상기 결정부는

상기 기저들 각각의 크기 응답들 중 가장 큰 크기 응답에 대한 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 장치.

청구항 25

제21항에 있어서,

상기 결정부는

상기 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 상기 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 장치.

청구항 26

제21항에 있어서,

상기 변환부는

상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 상기 고속 푸리에 변환이 수행된 어느 하나의 신호에 대해 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 장치.

청구항 27

제21항에 있어서,

상기 변환부는

상기 선택된 어느 하나의 신호에 대한 기저 $\cos(2\pi kn/N)$ 에 상기 위상들을 적용한 후 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행하는 것을 특징으로 하는 심장 박동 수 측정 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 연속파 도플러 레이더를 이용하여 심장 박동 수(심박수)를 측정하는 기술에 관한 것으로, 보다 구체적으로는 다상의 기저들과 함께 이산 코사인 변환(discrete cosine transform, DCT)을 적용한 다상 기저 이산 코사인 변환(polyphase basis discrete cosine transform, PB-DCT)을 이용하여 짧은 길이의 창을 사용하면서도 심장 박동 수를 측정 정확도를 향상시킬 수 있는 방법 및 그 레이더 시스템에 관한 것이다.

배경 기술

[0003] 도플러 레이더를 이용하여 심폐의 움직임을 감지하고 분석하는 연구는 수십 년에 걸쳐 연구되어 왔다. 레이더의 비 접촉성 덕분에 심장 박동이나 호흡 검사 시에 몸에 측정 보조 장비를 탈 부착할 필요가 없으며, 애초에 그 장비들을 준비하고 정리할 필요가 없다. 또한, 간단한 의류의 경우, 전자기파가 통과할 때 큰 손실이 없으므로 측정 시 완전한 탈의를 할 필요가 없고, 화상이나 대상포진, 복합 부위 통증 증후군 등과 같이 접촉이 불가한 환자들의 검사에도 효과적으로 이용될 수 있다. 이러한 장점들 덕분에 도플러 레이더를 이용한 심폐 움직임 감지 및 분석에 대한 연구는 현재까지도 계속되고 있고, 의료용, 운전자 졸음 방지용 생체 신호 모니터링 센서 등과 같이, 이를 실제 산업에 적용시키고자 하는 수요도 증가하고 있다.

[0004] 비교적 단순한 시스템 구성에 비해 고감도의 특성을 가진 연속파 도플러 레이더는 해당 연구 분야에서 주로 사용되는 레이더 종류 중 하나이다. 연속파 도플러 레이더를 이용하여 실시간으로 심박수를 측정하려는 연구는 동 연구 분야에 있어, 가장 최근 이슈들 중에 하나이다. 평소에도 사람의 심박수는 일정하지 않고 계속해서 변하며, 신체 내적인 요인과 외적인 요인에 의해 짧은 시간에 급격한 심박수의 변동이 발생한다. 이러한 현상을 포착하여 질병과의 관계나 여러 생리적인 메커니즘을 바로 파악하기 위해서는 심박수를 실시간으로 측정해야 한다.

[0005] 레이더로 심폐움직임을 측정하여 심박수를 산출하는 신호처리 방법에는 크게 두 가지가 있다. 하나는 아크탄젠트 복조(arctangent demodulation, AD)라고 하는 방법이고, 다른 하나는 콤플렉스 신호 복조(complex signal demodulation, CSD)라고 불리는 방법이다. 두 방법 모두 quadrature demodulation을 기반으로 하고 있기 때문에, 동 연구 분야에 있는 전형적인 문제인 널 포인트(null-point) 문제를 해결할 수 있다. 또한, 두 방법 모두 주파수 도메인(frequency domain)으로 변환할 때, 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform, DFT)을 이용하여 변환 후 절대값을 취해 크기 응답(magnitude response)으로 해석했을 때, 심박수 범위에서 가장 큰 값을 가지는 주파수를 심박수로 결정하는 피크 검색(peak search) 방법을 사용한다는 공통점이 있다. 일반적으로는 어떤 방법이든지 주파수 스펙트럼 상의 해상도를 높이기 위해 10초 이상의 창 길이를 사용한다.

[0006] 창의 길이와, 스펙트럼(magnitude response)에서의 메인 로브 폭(main-lobe width, MLW), 사이드 로브 폭(side-lobe width, SLW)는 반비례 관계에 있다. 따라서 창의 길이가 길수록 스펙트럼에서 MLW와 SLW가 짧아지며 해상도가 좋아진다. 즉, 심박 신호, 호흡 신호, 그리고 이 신호들의 조화(harmonic) 성분들 및 상호 변조(intermodulation) 성분들의 MLW 및 SLW가 짧아지며 성분들 간의 구분이 확실해진다. 이와 같은 이유로, 상술한 바와 같이 동 연구 분야에서는 해상도를 높이기 위해 주로 10초 이상의 창 길이를 사용한다. 보통은 실시간 처리를 한다고 하더라도 이처럼 긴 창을 가지고 sliding-window 방법을 적용하여 수 초마다 갱신되는 심박수를 추출한다. 하지만, 이는 엄밀히 말해 실시간 측정이라고 할 수 없다. 긴 창을 적용하므로, 갱신되는 현재의 데이터보다 과거의 데이터가 더 지배적이기 때문이다. 즉, 순간적인 심박수의 변화가 있다고 하더라도, 한 창에 있는 과거 데이터량의 비율이 현재 갱신된 데이터량보다 더 지배적이기 때문에 심박수의 변화를 실시간으로 민감하게 반영할 수 없다. 그렇다고 해서 창 길이를 줄이면, 상술한 성분들의 MLW 및 SLW가 늘어나며 다시 스펙트럼의 해상도 문제가 발생하기 때문에 창 길이에 있어, 실시간 측정과 해상도(심박수 측정의 정확도) 사이에 트레이드 오프(trade-off)가 존재한다.

[0008] 따라서, 짧은 길이의 창 길이를 사용하면서도 좋은 스펙트럼의 해상도를 얻을 수 있는 기술이 필요하다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0009] 본 발명의 실시예들은, 다상의 기저들과 함께 이산 코사인 변환(discrete cosine transform, DCT)을 적용한 다상 기저 이산 코사인 변환(polyphase basis discrete cosine transform, PB-DCT)을 이용하여 짧은 길이의 창을 사용하면서도 심장 박동 수의 측정 정확도를 향상시킬 수 있는 방법 및 그 레이더 시스템을 제공한다.

과제의 해결 수단

[0011] 본 발명의 일 실시예에 따른 심장 박동 수 측정 방법은 연속파 레이더 기반 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 있어서, 상기 연속파 레이더로 수신되는 수신 신호에 대한 I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호를 수신하는 단계; 상기 수신된 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하는 단계; 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하는 단계; 및 상기 주파수 변환에 의한 상기 기저들 각각의 크기 응답(magnitude response)에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 단계를 포함한다.

[0012] 나아가, 본 발명의 일 실시예에 따른 심장 박동 수 측정 방법은 상기 수신된 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 수행하는 단계를 더 포함하고, 상기 선택하는 단계는 상기 제로 위상 디지털 필터링을 수행한 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 상기 어느 하나의 신호를 선택할 수 있다.

[0013] 상기 주파수 변환을 수행하는 단계는 상기 기저들 각각에 대한 이산 코사인 변환을 수행할 수 있다.

[0014] 상기 심장 박동 수를 결정하는 단계는 상기 기저들 각각의 크기 응답들 중 가장 큰 크기 응답에 대한 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정할 수 있다.

[0015] 상기 심장 박동 수를 결정하는 단계는 상기 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 상기 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정할 수 있다.

[0016] 상기 주파수 변환을 수행하는 단계는 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 상기 고속 푸리에 변환이 수행된 어느 하나의 신호에 대해 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.

[0017] 상기 주파수 변환을 수행하는 단계는 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대한 기저 $\cos(2\pi kn/N)$ 에 상기 위상들을 적용한 후 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.

[0018] 상기 주파수 변환을 수행하는 단계는 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 각 위상들을 적용한 기저들을 곱하여 이산 변환을 수행하여 나온 주파수 스펙트럼에서 심장 박동 신호의 해상도를 높일 수 있다.

[0020] 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 심장 박동 수 측정 방법은 연속파 레이더 기반 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 있어서, 상기 연속파 레이더로 수신되는 수신 신호에 대한 I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호 중 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하는 단계; 및 상기 기저들 각각에 대한 상기 주파수 변환 결과에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 단계를 포함한다.

[0021] 상기 주파수 변환을 수행하는 단계는 상기 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하고, 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.

[0022] 상기 주파수 변환을 수행하는 단계는 상기 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 수행하고, 상기 제로 위상 디지털 필터링을 수행한 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 상기 어느 하나의 신호를 선택하며, 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 기저들 각각에 대한 이산 변환

을 수행할 수 있다.

- [0023] 상기 심장 박동 수를 결정하는 단계는 상기 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 상기 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정할 수 있다.
- [0024] 상기 주파수 변환을 수행하는 단계는 상기 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 상기 고속 푸리에 변환이 수행된 어느 하나의 신호에 대해 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.
- [0026] 본 발명의 일 실시예에 따른 레이더 시스템은 I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호 각각에서 공통 모드 DC 성분과 공통 모드 노이즈를 제거하는 기저 대역 수신부; 및 상기 기저 대역 수신부로부터 출력되는 I 신호와 Q 신호 중 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하고, 상기 기저들 각각에 대한 상기 주파수 변환 결과에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 신호처리부를 포함한다.
- [0027] 상기 기저 대역 수신부는 상기 I 신호와 Q 신호 각각을 측정 증폭기(instrumentation amplifier)에 통과시킴으로써, 상기 공통 모드 DC 성분과 공통 모드 노이즈를 제거할 수 있다.
- [0028] 상기 신호처리부는 상기 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하고, 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.
- [0029] 상기 신호처리부는 상기 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 수행하고, 상기 제로 위상 디지털 필터링을 수행한 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 상기 어느 하나의 신호를 선택하며, 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.
- [0030] 상기 신호처리부는 상기 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 상기 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정할 수 있다.
- [0031] 상기 신호처리부는 상기 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 상기 고속 푸리에 변환이 수행된 어느 하나의 신호에 대해 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.
- [0032] 상기 신호처리부는 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 상기 각 위상들을 적용한 기저들을 곱하여 이산 변환을 수행하여 나온 주파수 스펙트럼에서 심장 박동 신호의 해상도를 높일 수 있다.
- [0034] 본 발명의 일 실시예에 따른 심장 박동 수 측정 장치는 연속파 레이더 기반 실시간 심장 박동 수 측정 장치에 있어서, 상기 연속파 레이더로 수신되는 수신 신호에 대한 I(In-phase) 신호와 Q(Quadrature) 신호를 수신하는 수신부; 상기 수신된 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택하는 선택부; 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 주파수 변환을 수행하는 변환부; 및 상기 주파수 변환에 의한 상기 기저들 각각의 크기 응답(magnitude response)에 기초하여 심장 박동 수를 결정하는 결정부를 포함한다.
- [0035] 상기 수신부는 상기 수신된 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 수행하고, 상기 선택부는 상기 제로 위상 디지털 필터링을 수행한 I 신호와 Q 신호의 크기 비교를 통해 상기 어느 하나의 신호를 선택할 수 있다.
- [0036] 상기 변환부는 상기 기저들 각각에 대한 이산 코사인 변환을 수행할 수 있다.
- [0037] 상기 결정부는 상기 기저들 각각의 크기 응답들 중 가장 큰 크기 응답에 대한 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정할 수 있다.
- [0038] 상기 결정부는 상기 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 상기 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 상기 심장 박동 수로 결정할 수 있다.
- [0039] 상기 변환부는 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 상기 고속 푸리에 변환이

수행된 어느 하나의 신호에 대해 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.

[0040] 상기 변환부는 상기 선택된 어느 하나의 신호에 대한 기저 $\cos(2\pi kn/N)$ 에 상기 위상들을 적용한 후 상기 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환을 수행할 수 있다.

발명의 효과

[0042] 본 발명의 실시예들에 따르면, 연속과 도플러 레이더에 기반한 다상 기저 이산 코사인 변환을 이용함으로써, 짧은 길이의 창을 사용하면서도 심장 박동 수의 측정 정확도를 향상시킬 수 있다. 따라서, 본 발명은 스펙트럼에서의 MLW와 SLW를 반으로 줄이고, 이를 통해 짧은 창 길이를 사용함에도 불구하고 좋은 스펙트럼 해상도를 얻을 수 있다.

[0043] 즉, 짧은 창의 길이를 이용하는 경우 기존의 방법들로는 여러 주파수 성분들의 ML 및 SL들이 겹치며 해상력이 떨어지고 오차가 커지는 반면, 본 발명은 반으로 줄어든 MLW와 SLW로 인하여 주파수 성분들을 효과적으로 분리하여 오차를 줄이고, 따라서 심장 박동 수를 정확하게 측정할 수 있다.

[0044] 본 발명은 실시간 심박수 측정을 위한 거의 모든 연속과 레이더에 적용할 수 있으며, 이를 이용하여 환자의 심박수를 모니터링 하기 위한 병원 등의 의료계뿐만 아니라 운전자의 졸음방지 및 상태 체크와 관련된 분야에 적용할 수 있다. 예를 들어, 본 발명은 자동차산업, 파일럿 또는 민간항공기 조종사의 상태 체크 기술과 관련된 민/군 관련 산업, 승객의 건강 상태를 서비스하고자 하는 여러 운수업체, 재난/재해 상황에서의 인명구조 등에도 응용될 수 있다.

[0045] 이러한 본 발명은 실시간 심박 수 측정을 가능하게 하며, 디지털 신호 처리만으로도 구현될 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0046] 도 1은 본 발명에서 사용한 이산 코사인 변환의 결과로 얻은 MLW와 SLW가 이산 푸리에 변환의 결과로 얻는 MLW와 SLW를 비교한 일 예시도를 나타낸 것이다.

도 2는 수학식 18과 수학식 19의 결과에 대한 일 예시도를 나타낸 것이다.

도 3은 다상 기저 이산 코사인 변환의 개념을 설명하기 위한 일 예시도를 나타낸 것이다.

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 연속과 도플러 레이더 시스템의 구성을 나타낸 것이다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 동작 흐름도를 나타낸 것이다.

도 6은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 동작 흐름도를 나타낸 것이다.

도 7은 일반적인 상황에서의 심폐 움직임을 도플러 레이더로 측정한 경우 기존 방법들과 본 발명의 방법에 의한 스펙트럼의 결과와 오차에 대한 일 예시도를 나타낸 것이다.

도 8은 특정 상황에서의 심폐 움직임을 도플러 레이더로 측정한 경우 기존 방법들과 본 발명의 방법에 의한 스펙트럼의 결과와 오차에 대한 일 예시도를 나타낸 것이다.

도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 실시간 심장 박동 수 측정 장치에 대한 구성을 나타낸 것이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0047] 본 발명의 이점 및 특징, 그리고 그것들을 달성하는 방법은 첨부되는 도면과 함께 상세하게 후술되어 있는 실시예들을 참조하면 명확해질 것이다. 그러나, 본 발명은 이하에서 개시되는 실시예들에 한정되는 것이 아니라 서로 다른 다양한 형태로 구현될 것이며, 단지 본 실시예들은 본 발명의 개시가 완전하도록 하며, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 발명의 범주를 완전하게 알려주기 위해 제공되는 것이며, 본 발명은 청구항의 범주에 의해 정의될 뿐이다.

[0048] 본 명세서에서 사용된 용어는 실시예들을 설명하기 위한 것이며, 본 발명을 제한하고자 하는 것은 아니다. 본 명세서에서, 단수형은 문구에서 특별히 언급하지 않는 한 복수형도 포함한다. 명세서에서 사용되는 "포함한다(comprises)" 및/또는 "포함하는(comprising)"은 언급된 구성요소, 단계, 동작 및/또는 소자는 하나 이상의 다른 구성요소, 단계, 동작 및/또는 소자의 존재 또는 추가를 배제하지 않는다.

[0049] 다른 정의가 없다면, 본 명세서에서 사용되는 모든 용어(기술 및 과학적 용어를 포함)는 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 공통적으로 이해될 수 있는 의미로 사용될 수 있을 것이다. 또한, 일반적으로 사용되는 사 전에 정의되어 있는 용어들은 명백하게 특별히 정의되어 있지 않는 한 이상적으로 또는 과도하게 해석되지 않는다.

[0050] 이하, 첨부한 도면들을 참조하여, 본 발명의 바람직한 실시예들을 보다 상세하게 설명하고자 한다. 도면 상의 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 참조 부호를 사용하고 동일한 구성요소에 대해서 중복된 설명은 생략한다.

[0052] 본 발명의 실시예들은, 다상 기저들과 함께 이산 코사인 변환을 적용한 다상 기저 이산 코사인 변환을 이용하여 짧은 길이의 창을 사용하면서도 심장 박동 수의 측정 정확도를 향상시키는 것을 그 요지로 한다.

[0053] 이 때, 본 발명은 다상 기저 이산 코사인 변환을 이용함으로써, 스펙트럼에서의 MLW와 SLW를 반으로 줄이고, 이를 통해 짧은 창 길이를 사용함에도 불구하고 좋은 스펙트럼 해상도를 얻을 수 있다.

[0054] 본 발명에서 적용하는 이산 코사인 변환의 기본 기저의 형태는 일반적으로 알려진 이산 코사인 변환의 전형적인 기저 형태들이 아닌 기존 문제를 효과적으로 해결하기 위해 새롭게 정의하는 형태이다.

[0056] 이하, 본 발명의 실시예를 수학적식들과 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.

[0057] 일반적으로 이산 시간 신호 ($x[n]$)의 주파수 성분을 알아내기 위해 사용하는 N-point 이산 푸리에 변환은 아래 <수학적식 1>과 같이 나타낼 수 있다.

[0059] [수학적식 1]

[0060]
$$X_{\text{DFT}}[k] = \sum_{n=0}^{L-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi k}{N}n}$$

[0062] 여기서, L은 이산 시간 신호 샘플의 개수이며, 따라서 N-L개는 영 메우기 (zero padding)을 위한 영 샘플의 수를 의미한다. n과 k는 각각 이산 시간과 이산 주파수 영역을 나타내고, $e^{-j\frac{2\pi k}{N}n}$ 는 기저 (basis) 이며, $X_{\text{DFT}}[k]$ 는 $x[n]$ 의 N-point 이산 푸리에 변환의 결과이다. 연속파 레이더의 수신 기저부에서 심폐 움직임에 대한 정보가 실린 변조된 신호는 정현 주기 신호들의 급수로 나타낼 수 있다. 전개의 편의를 위해 $x[n]$ 을 간단한 코사인 신호로 두면, 오일러 공식에 의해 아래 <수학적식 2>와 같이 나타낼 수 있다.

[0064] [수학적식 2]

[0065]
$$X_{\text{DFT}}[k] = \sum_{n=0}^{L-1} A \frac{e^{j\omega_0 n} + e^{-j\omega_0 n}}{2} e^{-j\frac{2\pi k}{N}n}$$

[0067] 여기서, A와 ω_0 는 각각 $x[n]$ 의 진폭과 각주파수를 의미할 수 있다.

[0068] 충분한 수의 N으로 연속적인 스펙트럼에 가까운 상황을 가정하면 상기 수학적식 2는 아래 <수학적식 3>과 같이 나타낼 수 있다.

[0070] [수학식 3]

$$X_{\text{DFT}}(e^{j\omega}) = \frac{A}{2} \sum_{n=0}^{L-1} (e^{-j(\omega-\omega_0)n} + e^{-j(\omega+\omega_0)n})$$

[0073] 상기 수학식 3은 최종적으로 아래 <수학식 4>와 같이 전개할 수 있다.

[0075] [수학식 4]

$$X_{\text{DFT}}(e^{j\omega}) = \frac{A}{2} \left\{ e^{\frac{-j(\omega-\omega_0)(L-1)}{2}} \frac{\sin\left(\frac{(\omega-\omega_0)L}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega-\omega_0}{2}\right)} + e^{\frac{-j(\omega+\omega_0)(L-1)}{2}} \frac{\sin\left(\frac{(\omega+\omega_0)L}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega+\omega_0}{2}\right)} \right\}$$

[0078] 여기서, 좌측 항이 원하는 신호이며, 우측 항은 이미지 신호가 될 수 있다.

[0079] 원하는 신호를 나타내는 좌측 항의 해는 아래 <수학식 5>와 같이 나타낼 수 있다.

[0081] [수학식 5]

$$\omega = \omega_0 + \frac{2m\pi}{L}, \quad m = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

[0084] 따라서 신호를 표현하는 메인 로브의 주파수 영역 길이인 MLW와 사이드 로브의 주파수 영역 길이인 SLW는 아래 <수학식 6>과 같이 나타낼 수 있다.

[0086] [수학식 6]

$$\Delta\omega_{\text{MLW by DFT}} = \omega|_{m=1} - \omega|_{m=-1} = \frac{4\pi}{L}$$

$$\Delta\omega_{\text{SLW by DFT}} = \omega|_{m=2} - \omega|_{m=1} = \frac{2\pi}{L}$$

[0089] 상기 수학식 6을 실제 주파수 범위에서 표현하면 최종적으로 아래 <수학식 7>과 같이 나타낼 수 있다.

[0091] [수학식 7]

$$\Delta f_{\text{MLW by DFT}} = \frac{2F_s}{L} = \frac{2}{T}, \quad \Delta f_{\text{SLW by DFT}} = \frac{F_s}{L} = \frac{1}{T}$$

[0094] 여기서, F_s 는 샘플링 주파수를 의미하며, T 는 창 길이를 의미할 수 있다.

[0095] 따라서, 상술한 바와 같이 기본적으로 실시간을 추구하여 창 길이를 감소시키면 MLW와 SLW가 증가하게 된다.

[0097] 아래 <수학식 8>은 본 발명에서 정의한 이산 코사인 변환을 나타낸 것이다.

[0099] [수학식 8]

[0100]
$$X_{\text{DCT}}[k] = 2 \sum_{n=0}^{L-1} x[n] \cos\left(\frac{2\pi k}{N} n\right)$$

[0102] 상기 수학식 8에서 볼 수 있듯이, 일반적으로 알려져 있는 이산 코사인 변환에서의 기저 종류들과는 다른 새로운 형태의 기저인 $\cos\left(\frac{2\pi k}{N} n\right)$ 을 사용한다. 이산 푸리에 변환에서 MLW와 SLW를 유도했던 것과 마찬가지로 이산 시간 신호를 간단한 코사인 신호로 두고 충분한 수의 N으로 연속적인 스펙트럼에 가까운 상황을 가정하면 상기 수학식 8은 아래 <수학식 9>와 같이 나타낼 수 있다.

[0104] [수학식 9]

[0105]
$$X_{\text{DCT}}(e^{j\omega}) = \frac{A}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \left(e^{j(\omega+\omega_0)n} + e^{-j(\omega-\omega_0)n} + e^{j(\omega-\omega_0)n} + e^{-j(\omega+\omega_0)n} \right)$$

[0107] 상기 수학식 9는 최종적으로 아래 <수학식 10>과 같이 나타낼 수 있다.

[0109] [수학식 10]

[0110]
$$X_{\text{DCT}}(e^{j\omega}) = A \left\{ \frac{\cos\left(\frac{(\omega-\omega_0)(L-1)}{2}\right) \sin\left(\frac{(\omega-\omega_0)L}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega-\omega_0}{2}\right)} + \frac{\cos\left(\frac{(\omega+\omega_0)(L-1)}{2}\right) \sin\left(\frac{(\omega+\omega_0)L}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega+\omega_0}{2}\right)} \right\}$$

[0112] 여기서, 좌측 항이 원하는 신호이며, 우측 항이 이미지 신호가 될 수 있다.

[0113] 원하는 신호를 나타내는 좌측 항의 해는 아래 <수학식 11>과 같이 나타낼 수 있다.

[0115] [수학식 11]

[0116]
$$\omega = \begin{cases} \frac{(2m+1)\pi}{L-1} + \omega_0, & m = \text{All integers} \\ \frac{2n\pi}{L} + \omega_0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \end{cases}$$

[0118] 따라서, 신호를 표현하는 메인 로브의 주파수 영역 길이인 MLW와 사이드 로브의 주파수 영역 길이인 SLW는 아래 <수학식 12>와 같이 나타낼 수 있다.

[0120] [수학식 12]

$$\Delta\omega_{\text{MLW by DCT}} = \omega|_{m=0} - \omega|_{m=-1} = \frac{2\pi}{L-1} \cong \frac{2\pi}{L}$$

$$\Delta\omega_{\text{SLW by DCT}} = \omega|_{n=1} - \omega|_{m=0} = \frac{2\pi}{L} - \frac{\pi}{L-1} \cong \frac{\pi}{L}$$

[0121]

[0123] 상기 수학적 식 12를 실제 주파수 범위에서 표현하면 최종적으로 아래 <수학적 식 13>과 같이 나타낼 수 있다.

[0125] [수학적 식 13]

$$\Delta f_{\text{MLW by DCT}} = \frac{F_s}{L} = \frac{1}{T}, \quad \Delta f_{\text{SLW by DCT}} = \frac{F_s}{2L} = \frac{1}{2T}$$

[0126]

[0128] 상기 수학적 식 7과 상기 수학적 식 13을 비교했을 때, 본 발명에서 새롭게 정의한 이산 코사인 변환으로 인한 MLW, SLW가 이산 푸리에 변환으로 인한 MLW, SLW에 절반이 됨을 수학적으로 증명할 수 있다.

[0130] 도 1은 본 발명에서 사용한 이산 코사인 변환의 결과로 얻은 MLW와 SLW가 이산 푸리에 변환의 결과로 얻는 MLW와 SLW를 비교한 일 예시도를 나타낸 것으로, x축은 주파수(Hz)에 60을 곱하여 분 당 비트 수(beats per minute)인 BPM으로 변환한 것이고, 사용한 샘플링 주파수는 100 Hz, 창 길이는 3 초이며, 진폭이 1이고 주파수가 1 Hz, 즉, 60 BPM인 코사인 신호에 대해 상기 수학적 식 1과 수학적 식 8의 결과에 절대값을 취하고 y축을 진폭 크기 값으로 나타내고자 적절한 상수를 곱한 결과를 나타낸 것이다.

[0131] 도 1에서 알 수 있듯이, 이산 푸리에 변환의 경우 MLW와 SLW가 각각 약 40 BPM, 20 BPM인 반면, 본 발명에서의 이산 코사인 변환의 경우 MLW와 SLW가 각각 약 20 BPM, 10 BPM으로, 이산 푸리에 변환에서보다 절반으로 줄은 것을 알 수 있다. 피크 검색(Peak-search) 방법을 적용하여, 각 변환의 magnitude response 값이 최대인 점이 나타내는 BPM 정보를 보면, 이산 푸리에 변환보다 발명한 이산 코사인 변환에서 더 정확한 값을 갖는 것을 확인할 수 있다. 이는 줄어든 SLW 덕분에 이미지 신호의 사이드 로브들이 원하는 신호의 메인 로브에 덜 영향을 주기 때문이다.

[0132] 본 발명의 이산 코사인 변환과 일반적인 이산 푸리에 변환 사이에 아래 <수학적 식 14>와 같은 관계를 도출해낼 수 있다.

[0134] [수학적 식 14]

$$X_{\text{DCT}}[k] = 2 \sum_{n=0}^{L-1} x[n] \cos\left(\frac{2\pi k}{N} n\right)$$

$$= \sum_{n=0}^{L-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi k}{N} n} + \sum_{n=0}^{L-1} x[n] e^{j\frac{2\pi k}{N} n}$$

$$= X_{\text{DFT}}[k] + X_{\text{DFT}}^*[k] = 2 \text{Re}\{X_{\text{DFT}}[k]\}$$

[0135]

[0137] 이산 푸리에 변환은 실제 구현 시, 빠른 연산의 강점을 얻고자 주로 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform, FFT)을 통해 구현된다. 상기 수학적 식 14에 의하면, 본 발명의 이산 코사인 변환은 이산 푸리에 변환에 실수 부분을 취하고 인수 2를 곱함으로써 구현이 가능하므로, 본 발명의 이산 코사인을 실제 구현할 시에도, 고속 푸리에 변환의 빠른 연산을 활용함으로써 고속으로 구현하는 것이 가능하다.

[0138] 심폐음직임에 대한 정보를 담고 있는 신호를 레이더로 수신하여 최종적으로 창에 수집하게 되면 그 때의 위상은 항상 임의적이기 때문에 실제 심박수 산출에 적용하는 상황을 고려하면, 본 발명의 이산 코사인 변환은 아래 <수학적 식 15>와 같이 적용될 수 있다.

[0140] [수학식 15]

$$X_{\text{DCT}}[k] = 2 \sum_{n=0}^{L-1} A \cos(\omega_0 n + \alpha) \cos\left(\frac{2\pi k}{N} n + \beta\right)$$

[0143] 여기서, α 는 최종적으로 창에 입력되는 신호의 위상을 의미하며, β 는 설계자가 정하게 되는 코사인 기저의 위상을 의미할 수 있다.

[0144] 최종적으로 상기 <수학식 15>는 아래 <수학식 16>과 같이 나타낼 수 있다.

[0146] [수학식 16]

$$X_{\text{DCT}}(e^{j\omega}) = A \left\{ \frac{\cos\left(\frac{(\omega-\omega_0)(L-1)}{2} + \beta - \alpha\right) \sin\left(\frac{(\omega-\omega_0)L}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega-\omega_0}{2}\right)} + \frac{\cos\left(\frac{(\omega+\omega_0)(L-1)}{2} + \beta + \alpha\right) \sin\left(\frac{(\omega+\omega_0)L}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega+\omega_0}{2}\right)} \right\}$$

[0149] 여기서, 좌측 항은 원하는 신호이며, 우측 항은 이미지 신호가 될 수 있다. 원하는 신호를 나타내는 좌측 항의 해는 아래 <수학식 17>과 같이 나타낼 수 있다.

[0151] [수학식 17]

$$\omega = \begin{cases} \frac{(2m+1)\pi - 2(\beta - \alpha)}{L-1} + \omega_0, & m = \text{All integers} \\ \frac{2n\pi}{L} + \omega_0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \end{cases}$$

[0154] 또한, 좌측 항에서 입력 신호의 주파수(ω_0)에서의 크기 값은 아래 <수학식 18>과 같이 나타낼 수 있다.

[0156] [수학식 18]

$$\left| X_{\text{DCT}}(e^{j\omega_0}) \right| = AL \left| \cos(\beta - \alpha) \right|$$

[0159] 즉, α 와 β 에 따라 스펙트럼의 형태가 바뀔 수 있으며, 심박수 값에 오차가 생길 수 있다. 따라서 단순히 이산 코사인 변환을 적용하는 것으로부터 실시간 심박수 산출에 개선을 얻기는 힘들다.

[0160] 상기 수학식 18에 따르면, 아래 <수학식 19>의 수학적 조건이 성립할 때 입력 신호의 주파수에서 크기 값이 최대가 될 수 있다.

[0162] [수학식 19]

$$\beta - \alpha = m\pi, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

[0165] 도 2는 수학식 18과 수학식 19의 결과에 대한 일 예시도를 나타낸 것으로, 도 1에서와 같은 신호 상황을 적용한 것이고, 입력 주파수에서의 크기(magnitude) 값이 수학식 18을 따르도록 스케일링(scaling)을 별도로 하지 않은

것을 나타낸 것이다.

- [0166] 도 2를 통해 알 수 있듯이, 수학적 식 18로부터 나올 수 있는 크기 응답(magnitude response)의 주기성 덕분에, $\beta - \alpha$ 의 차이가 π 만큼 나는 경우 크기 응답이 동일한 것을 알 수 있다. 또한, 수학적 식 19와 관련하여 해석한대로, $\beta - \alpha$ 가 0과 π 일 때 입력 신호의 주파수에서 크기 값이 최대에 가장 가까움을 확인할 수 있다. 이 때, 스펙트럼 모양에 왜곡이 없고, 오차도 0에 가까워지는데, 본 발명에서의 다상 기저 이산 코사인 변환은 이러한 특징들을 이용할 수 있다.
- [0168] 도 3은 다상 기저 이산 코사인 변환의 개념을 설명하기 위한 일 예시도를 나타낸 것으로, 실시간으로 심박수 산출이 이루어질 때, 짧은 길이의 창에 입력된 신호에 대해 서로 다른 위상을 가지는 기저들에 각각 이산 코사인 변환을 수행한다.
- [0169] 즉, 도 3에 도시된 바와 같이, 입력 신호 $x[n]$ 에 대한 기저($\cos(2\pi kn/N)$)에 위상(phase)을 다상(polyphase) 예를 들어, $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 등으로 적용하여 $x[n]$ 에 이 기저들을 기반으로 병렬적으로 이산 코사인 변환($X_{DCT1}, X_{DCT2}, X_{DCT3}$ 등)을 수행하며, DCT 결과의 샘플들을 표현해주기 위한 표에서 맨 윗줄에 왼쪽 첫번째 칸은 $X_{DCT1}[1]$ 이 되고, 그 다음 칸은 $X_{DCT1}[2]$ 가 된다. 마찬가지로 두 번째 줄에 왼쪽 첫번째 칸은 $X_{DCT2}[1]$ 이 되고, 그 다음 칸은 $X_{DCT2}[2]$ 가 된다. 이와 같이, 본 발명은 본 발명에서 정의한 기저 즉, $\cos(2\pi kn/N)$ 에 대한 다상 이산 코사인 변환을 수행한다.
- [0171] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 연속파 도플러 레이더 시스템의 구성을 나타낸 것으로, 심폐 움직임을 측정하기 위한 연속파 도플러 레이더 시스템의 구성을 나타낸 것이다.
- [0172] 도 4를 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 연속파 도플러 레이더 시스템은 기저 대역 신호 발생부(101)에서 연속파 신호를 발생시키면 전력 분배기(102)를 통해 한 출력 포트는 업컨버터(103)로 연결되어 실질적으로 연속파 신호를 송신할 RF 주파수 대역으로 변환되고, 다른 한 출력 포트는 수신된 신호가 하향 변환 된 후 기저 대역으로 최종 변환 될 때 사용된다. 업컨버터(103)를 통과한 신호는 Circulator(104)를 거쳐 안테나(105)를 통해 측정 대상 예를 들어, 피측정자의 흉부를 향해 송신된다.
- [0173] 심폐 움직임에 대한 정보가 담긴 반사된 신호는 다시 안테나(105)를 통해 수신되고, 수신된 신호는 LNB(low noise block)(106)을 거쳐 로우 노이즈(low noise)의 특성과 함께 대폭 증폭 되어 수신단 전체의 노이즈 피겨(noise figure)를 낮추며, 주파수 하향 변환까지 진행된다. 직교 복조기(107)는 전력 분배기의 다른 한 포트에서 출력된 신호와 LNB(106)를 통해 출력된 신호를 직교 복조하여 기저 대역으로 하향 변환하는 동시에 I 신호와 Q 신호를 출력한다. 그리고 기저 대역 수신부(108)는 I 신호와 Q 신호 각각을 계측 증폭기(instrumentation amplifier)를 통과시킴으로써, 수신된 불필요한 공통 모드(common mode) DC 성분, 공통 모드 노이즈를 제거함과 동시에 필요한 신호를 증폭한다. 이후 능동 로우 패스 필터(active LPF)를 거쳐 고주파 노이즈들이 감쇄된 후 ADC/DAQ(109)로 인해 샘플링 되어 데이터로써 저장된다. 최종적으로, 신호처리부(110)는 본 발명에 따른 방법을 통해 실시간으로 심박수를 산출한다.
- [0174] 구체적으로, 신호처리부(110)는 무한 듀레이션 임펄스 응답(infinite-duration impulse response, IIR) 로우 패스 필터(low pass filter, LPF)와 IIR 하이 패스 필터(high pass filter, HPF)로 제로 위상 디지털 필터링(Zero-phase digital filtering)을 적용하여 고주파 노이즈 및 호흡 신호를 감쇄시키고, 널 포인트 문제를 해결하기 위해 I 신호와 Q 신호의 분산(또는 크기)을 비교하여 큰 쪽의 신호를 선택한 후 선택된 신호에 각기 다른 위상을 가지는 기저들로 다상 기저 이산 코사인 변환을 수행하고, 그 크기 응답(magnitude response)(또는 스펙트럼)들을 비교하여 가장 큰 값을 지니는 주파수를 최종 산출된 심박수로 결정한다.
- [0175] 이러한 신호처리부(110)에 대한 동작에 대해 도 5와 도 6에서 상세히 설명한다.
- [0177] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 동작 흐름도를 나타낸 것이고, 도 6은 본 발명의 다른 일 실시예에 따른 실시간 심장 박동 수 측정 방법에 동작 흐름도를 나타낸 것으로, 도 4의 신호처리부(110)에서의 동작 흐름도를 나타낸 것이다.
- [0178] 여기서, 도 5는 다상 기저 이산 코사인 변환을 효과적으로 적용하기 위한 전체 처리 알고리즘을 나타낸 것이고,

도 6은 다상 기저 이산 코사인 변환을 실제 구현할 때 고속 처리의 이점을 얻을 수 있는 알고리즘을 나타낸 것이다.

- [0179] 도 5와 도 6을 참조하면, 본 발명의 실시예들에 따른 실시간 심장 박동 수 측정 방법은 윈도우(500, 600)을 통해 실시간으로 처리 중인 어느 한 순간에 데이터를 창에 받게 되면 평균을 취하고 그 값을 데이터에서 빼냄으로써 데이터의 DC 성분을 제거(510, 610)한다.
- [0180] 단계 510, 610에 의해 DC 성분이 제거된 후 IIR LPF와 IIR HPF로 zero-phase digital filtering을 적용(520, 620)하여 고주파 노이즈 및 호흡 신호를 필터링한다. 이 때, IIR 필터는 finite-duration impulse response(FIR) 필터에 비해 동일 성능 대비 적은 차수로 구현될 수 있고, zero-phase digital filtering을 이용하여 지연되거나 위상이 왜곡되는 현상을 막을 수 있다. 동 연구 분야에서는 안테나와 흉부 사이의 거리에 종속적으로 신호의 세기가 크게 감쇄되는 전형적인 문제인 널 포인트(null-point) 문제가 존재한다. 하지만 I 신호와 Q 신호 중 어느 한 신호가 널 포인트에 가까워져서 크게 감쇄하면 다른 신호는 optimum-point에 가까워져 최대의 세기를 낼 수 있는 특징이 있다.
- [0181] 본 발명에서는 이를 이용하여 I 신호와 Q 신호의 세기를 비교하여 큰 쪽을 택함으로써 널 포인트 문제를 해결한다. 구체적으로 본 발명에서는 I 신호의 분산과 Q 신호의 분산을 비교(530, 630)하여 I 신호와 Q 신호의 세기를 비교하고, 큰 쪽의 신호를 선택(531, 631 또는 532, 632)한다.
- [0182] 여기서, 단계 530, 630은 신호의 분산이 곧 그 신호의 AC 전력임을 이용하여 분산 비교를 수행하고, 비교를 통해 I 신호의 세기가 크면 I 신호를 선택(531, 631)하며, Q 신호의 세기가 크면 Q 신호를 선택(532, 632)할 수 있다.
- [0183] 크기 비교를 통해 I 신호 또는 Q 신호가 선택되면 선택된 신호에 상술한 바와 같이, 각기 다른 위상을 가지는 다상의 기저들로 다상 기저 이산 코사인 변환을 수행(540)한다.
- [0184] 여기서, 단계 540은 단계 640과 같이 각 기저마다 일일이 이산 코사인 변환을 수행할 필요 없이 먼저 고속 푸리에 변환을 수행(641)하고, 그 결과에 결정해 둔 위상들을 복소 지수 함수에 실어 곱하며, 실수 부분만 추출(642)함으로써 다상 기저 이산 코사인 변환을 고속으로 구현(640)할 수 있다.
- [0185] 이 때, 본 발명은 선택된 신호에 대해 각 위상들을 적용한 기저들을 곱하여 이산 변환을 수행하여 나온 주파수 스펙트럼에서 심장 박동 신호의 해상도를 높일 수 있다.
- [0186] 수학적 식 18에서의 주기성 덕분에 $\beta - \alpha$ 의 차이가 π 만큼 나는 경우 크기 응답(magnitude response)이 동일하므로, 기저들을 선택할 때 0부터 $2^{\frac{N}{2}}$ 까지의 범위에서 고려할 필요 없이 0부터 π 까지만 고려할 수 있게 된다. 입력 신호의 위상이 완전히 임의적이므로, 기저들은 0부터 π 까지의 범위에서 등 간격으로써 둘 때 가장 신뢰성 있게 심박수를 결정할 수 있다. 기저의 수는 많을수록 더 정확한 결과를 얻을 수 있겠지만, 단계 540과 640은 신호처리기의 처리 성능을 고려하여 실시간 처리에 가장 적합한 수(B개) 만큼 두는 것이 적합하다.
- [0187] 단계 540과 640의 결과로 나오게 되는 각 이산 코사인 변환의 결과들에 절댓값을 취하여 크기 응답(magnitude response)들을 획득하고, 각 크기 응답들에서 심박 주파수 범위 중 크기 검색(peak searching)을 통해 최대의 크기 값과 그 값을 내는 주파수 정보를 모은다(550, 650). 예를 들어 다상 기저로 둔 기저들이 총 8개라고 하면, 이산 기저 코사인 변환을 각각 수행하고 절댓값을 취하여 총 8개의 크기 응답(magnitude response)을 얻게 되는 것이다.
- [0188] 이렇게 해서 모아진 각 크기 응답에서 심박 주파수 범위에서 피크 검색(peak searching)을 통해 모은 최대의 크기 값과 그 값을 내는 주파수의 정보들 중에서도 가장 큰 크기 값을 가지게 하는 주파수 값을 최종적으로 산출하는 심박수로 결정한다(560, 660). 이는 도 2에 도시된 바와 같이, 크기 값이 가장 클 때 주파수의 오차가 최소가 되는 사실에 기초한다.
- [0190] 도 7은 일반적인 상황에서의 심폐 움직임을 도플러 레이더로 측정한 경우 기존 방법들과 본 발명의 방법에 의한 스펙트럼의 결과와 오차에 대한 일 예시도를 나타낸 것이다.
- [0191] 도 7a와 도 7b에 도시된 바와 같이, 기존 방법들의 경우 짧은 창 길이 때문에 MLW와 SLW가 넓어서, 심박 신호가 호흡 신호의 조화 성분과 심박-호흡 신호의 상호 변조 신호들에 겹치는 모습을 볼 수 있다. 이로 인해, 기존 방법들은 오차가 크게 발생하고, 신호들 간 구분이 어렵다. 반면, 도 7c에 도시된 바와 같이 본 발명에 따른 방법

은 기존의 방법들보다 MLW와 SLW를 반으로 줄이기 때문에 해상도가 커지고 각 성분들이 잘 구분되어 산출되는 심박수의 오차가 작음을 확인할 수 있다. 여기서, 도 7의 상황에서 심박수의 참값은 75.29 BPM일 수 있다.

- [0193] 도 8은 특정 상황에서의 심폐 움직임을 도플러 레이더로 측정할 경우 기존 방법들과 본 발명의 방법에 의한 스펙트럼의 결과와 오차에 대한 일 예시도를 나타낸 것으로, 심박수가 50~60 BPM 정도로 낮은 상황에서의 심폐 움직임을 도플러 레이더로 측정할 경우 기존 방법들과 본 발명의 방법에 의해 처리된 스펙트럼의 결과와 오차를 나타낸 것이다.
- [0194] 이러한 낮은 심박수 상태는 운동선수들에게 주로 나타나며, 밤에 누워서 측정하는 경우 일반인들에게도 자주 나타난다.
- [0195] 도 8a와 도 8b에 도시된 바와 같이, 기존의 방법들의 경우 심박 신호가 원하지 않는 신호들과 겹쳐 심박수 범위 밖으로 밀려나 버린다. 50 BPM 이하인 범위에서 호흡 신호 자체는 최대한 감쇄할 수 있지만 HPF의 한계로 호흡의 두 번째 조화 성분과 심박-호흡 간 상호 변조 신호($f_h - f_r$)는 영향력이 있을 수 있다. 따라서 50 BPM 이하로 벗어나 버리면, 심박 신호라고 확정하기 어렵다. 더욱이, 심박수가 낮은 경우엔 심박 신호의 두 번째 조화 성분이 정상 심박 범위에 존재하기 때문에 실제 적용 시에는 이 심박 신호의 두 번째 조화 성분을 심박 신호라고 판단하게 될 수도 있다. 이와 같이, 기존 방법들의 경우 오차가 매우 커질 수 밖에 없다. 반면, 도 8c에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 방법의 경우 반으로 줄어든 MLW와 SLW로 인하여 도 7에서와 마찬가지로 신호 성분들이 겹치지 않고 잘 구분 되어 산출되는 심박수의 오차가 작음을 확인할 수 있다. 여기서, 도 8의 상황에서 심박수의 참값은 55.65 BPM일 수 있다.
- [0197] 도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 실시간 심장 박동 수 측정 장치에 대한 구성을 나타낸 것으로, 도 4의 신호 처리부(110)에 대한 구성을 나타낸 것이다.
- [0198] 도 9를 참조하면, 본 발명의 실시예에 따른 실시간 심장 박동 수 측정 장치(900)는 수신부(910), 선택부(920), 변환부(930) 및 결정부(940)를 포함한다.
- [0199] 수신부(910)는 연속파 레이더로 수신되는 수신 신호에 대한 I 신호와 Q 신호를 수신한다.
- [0200] 여기서, 수신부(910)는 도 4의 기저 대역 수신부와 ADC/DAQ를 통해 출력되는 I 신호와 Q 신호를 수신할 수 있다.
- [0201] 이 때, 수신부(910)는 수신된 I 신호와 Q 신호에 대한 제로 위상 디지털 필터링을 수행할 수도 있다.
- [0202] 선택부(920)는 수신부(910)로 수신되는 I 신호와 Q 신호의 크기 비교 예를 들어, 분산 비교를 통해 어느 하나의 신호를 선택한다.
- [0203] 변환부(930)는 선택된 어느 하나의 신호에 대해 미리 설정된 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 변환 예를 들어, 이산 코사인 변환을 수행한다.
- [0204] 이 때, 변환부(930)는 선택된 어느 하나의 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하고, 고속 푸리에 변환이 수행된 어느 하나의 신호에 대해 위상들을 가지는 기저들 각각에 대한 이산 코사인 변환을 수행할 수 있다.
- [0205] 결정부(940)는 이산 변환에 의한 기저들 각각의 크기 응답에 기초하여 심장 박동 수를 결정한다.
- [0206] 이 때, 결정부(940)는 기저들 각각의 크기 응답들 중 가장 큰 크기 응답에 대한 주파수를 심장 박동 수로 결정할 수 있으며, 구체적으로 기저들 각각의 크기 응답들을 추출하고, 미리 설정된 심장 박동 수 범위에서 피크 검색을 통해 최대 값과 주파수 정보를 모으며, 최대 값들 중 가장 큰 값을 가지는 주파수를 심장 박동 수로 결정할 수 있다.
- [0208] 비록, 도 9의 장치에서 그 설명이 생략되었더라도, 도 9를 구성하는 각 구성 수단은 도 1 내지 도 8에서 설명한 모든 내용을 포함할 수 있으며, 이는 이 기술 분야에 종사하는 당업자에게 있어서 자명하다.
- [0210] 본 발명의 방법, 시스템 및 장치에 대하여 다상 기저들과 이산 코사인 변환으로 설명하였지만, 이에 한정되지

않으며 다상 기저들과 결합하여 이산 변환을 수행할 수 있는 모든 이산 변환을 포함할 수 있다. 나아가, 본 발명의 방법, 시스템 및 장치에 대하여 이산 변환으로 한정되지 않으며 다상 기저들과 결합하여 주파수 변환을 수행할 수 있는 모든 주파수 변환을 포함할 수 있다.

[0212] 이상에서 설명된 시스템 또는 장치는 하드웨어 구성요소, 소프트웨어 구성요소, 및/또는 하드웨어 구성요소 및 소프트웨어 구성요소의 조합으로 구현될 수 있다. 예를 들어, 실시예들에서 설명된 시스템, 장치 및 구성요소는, 예를 들어, 프로세서, 콘트롤러, ALU(arithmetic logic unit), 디지털 신호 프로세서(digital signal processor), 마이크로컴퓨터, FPA(field programmable array), PLU(programmable logic unit), 마이크로프로세서, 또는 명령(instruction)을 실행하고 응답할 수 있는 다른 어떠한 장치와 같이, 하나 이상의 범용 컴퓨터 또는 특수 목적 컴퓨터를 이용하여 구현될 수 있다. 처리 장치는 운영 체제(OS) 및 상기 운영 체제 상에서 수행되는 하나 이상의 소프트웨어 애플리케이션을 수행할 수 있다. 또한, 처리 장치는 소프트웨어의 실행에 응답하여, 데이터를 접근, 저장, 조작, 처리 및 생성할 수도 있다. 이해의 편의를 위하여, 처리 장치는 하나가 사용되는 것으로 설명된 경우도 있지만, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자는, 처리 장치가 복수 개의 처리 요소(processing element) 및/또는 복수 유형의 처리 요소를 포함할 수 있음을 알 수 있다. 예를 들어, 처리 장치는 복수 개의 프로세서 또는 하나의 프로세서 및 하나의 콘트롤러를 포함할 수 있다. 또한, 병렬 프로세서(parallel processor)와 같은, 다른 처리 구성(processing configuration)도 가능하다.

[0213] 소프트웨어는 컴퓨터 프로그램(computer program), 코드(code), 명령(instruction), 또는 이들 중 하나 이상의 조합을 포함할 수 있으며, 원하는 대로 동작하도록 처리 장치를 구성하거나 독립적으로 또는 결합적으로(collectively) 처리 장치를 명령할 수 있다. 소프트웨어 및/또는 데이터는, 처리 장치에 의하여 해석되거나 처리 장치에 명령 또는 데이터를 제공하기 위하여, 어떤 유형의 기계, 구성요소(component), 물리적 장치, 가상 장치(virtual equipment), 컴퓨터 저장 매체 또는 장치, 또는 전송되는 신호 파(signal wave)에 영구적으로, 또는 일시적으로 구체화(embody)될 수 있다. 소프트웨어는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템 상에 분산되어서, 분산된 방법으로 저장되거나 실행될 수도 있다. 소프트웨어 및 데이터는 하나 이상의 컴퓨터 판독 가능 기록 매체에 저장될 수 있다.

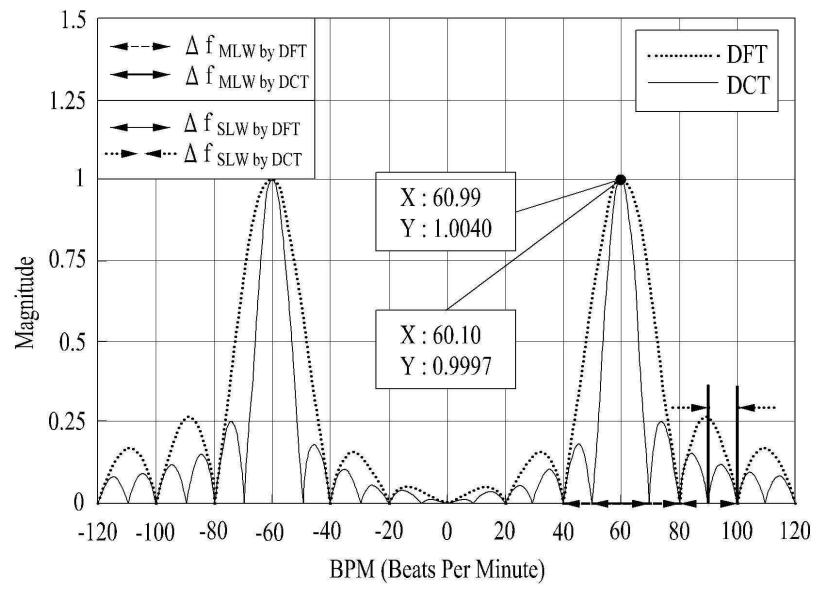
[0214] 실시예들에 따른 방법은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 실시예를 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체(magnetic media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(optical media), 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical media), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다. 상기된 하드웨어 장치는 실시예의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

[0215] 이상과 같이 실시예들이 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 상기의 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 예를 들어, 설명된 기술들이 설명된 방법과 다른 순서로 수행되거나, 및/또는 설명된 시스템, 구조, 장치, 회로 등의 구성요소들이 설명된 방법과 다른 형태로 결합 또는 조합되거나, 다른 구성요소 또는 균등물에 의하여 대치되거나 치환되더라도 적절한 결과가 달성될 수 있다.

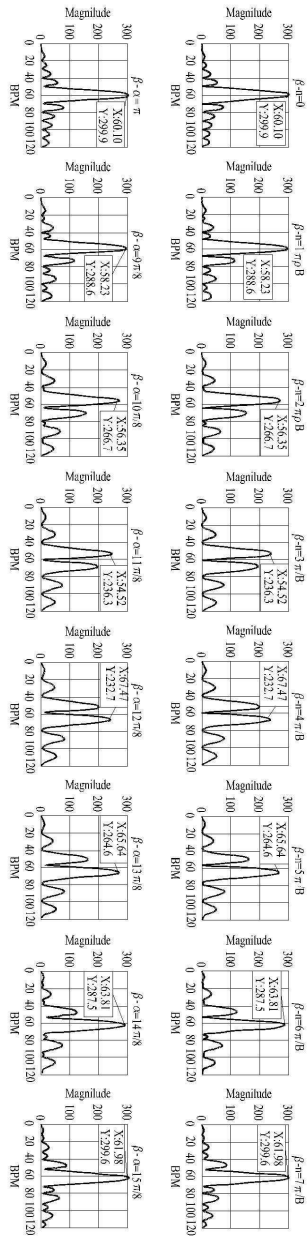
[0216] 그러므로, 다른 구현들, 다른 실시예들 및 특허청구범위와 균등한 것들도 후술하는 특허청구범위의 범위에 속한다.

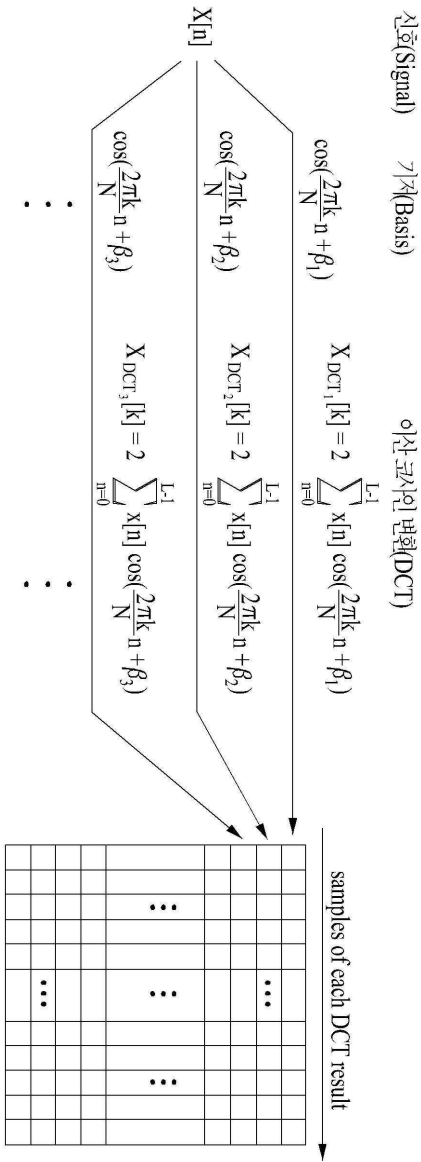
도면

도면1



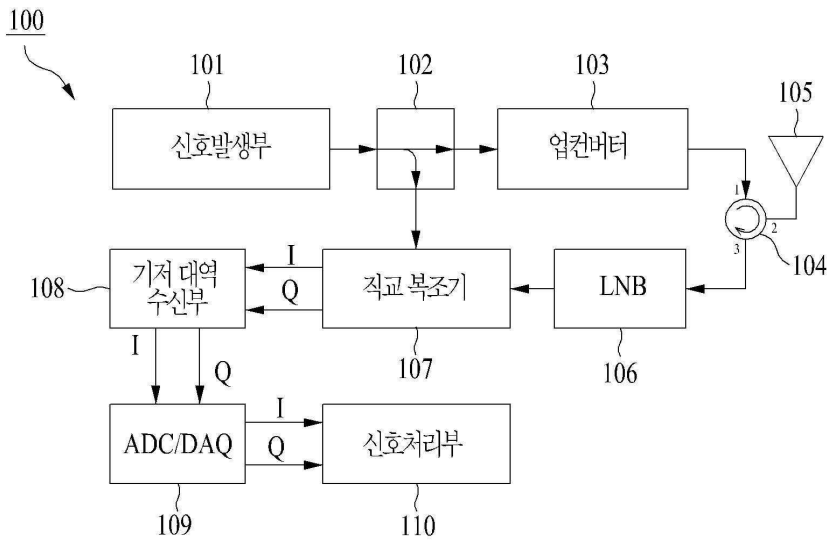
도면2



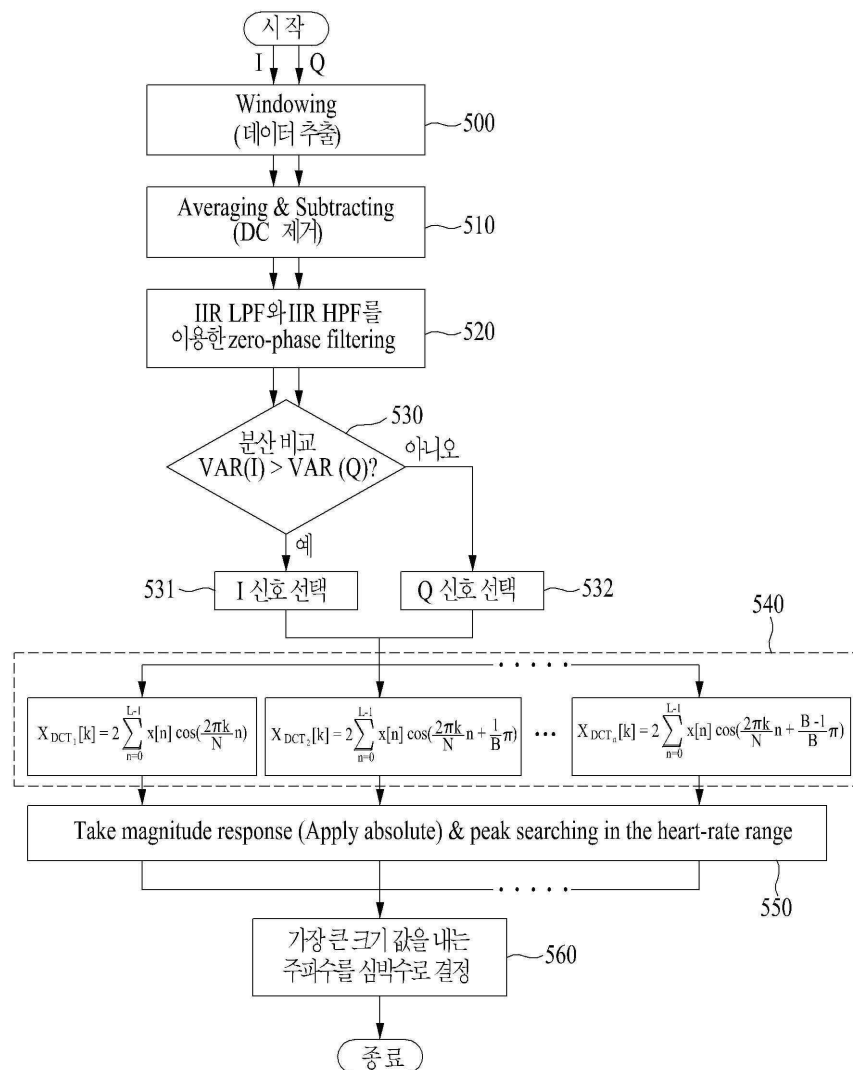


도면3

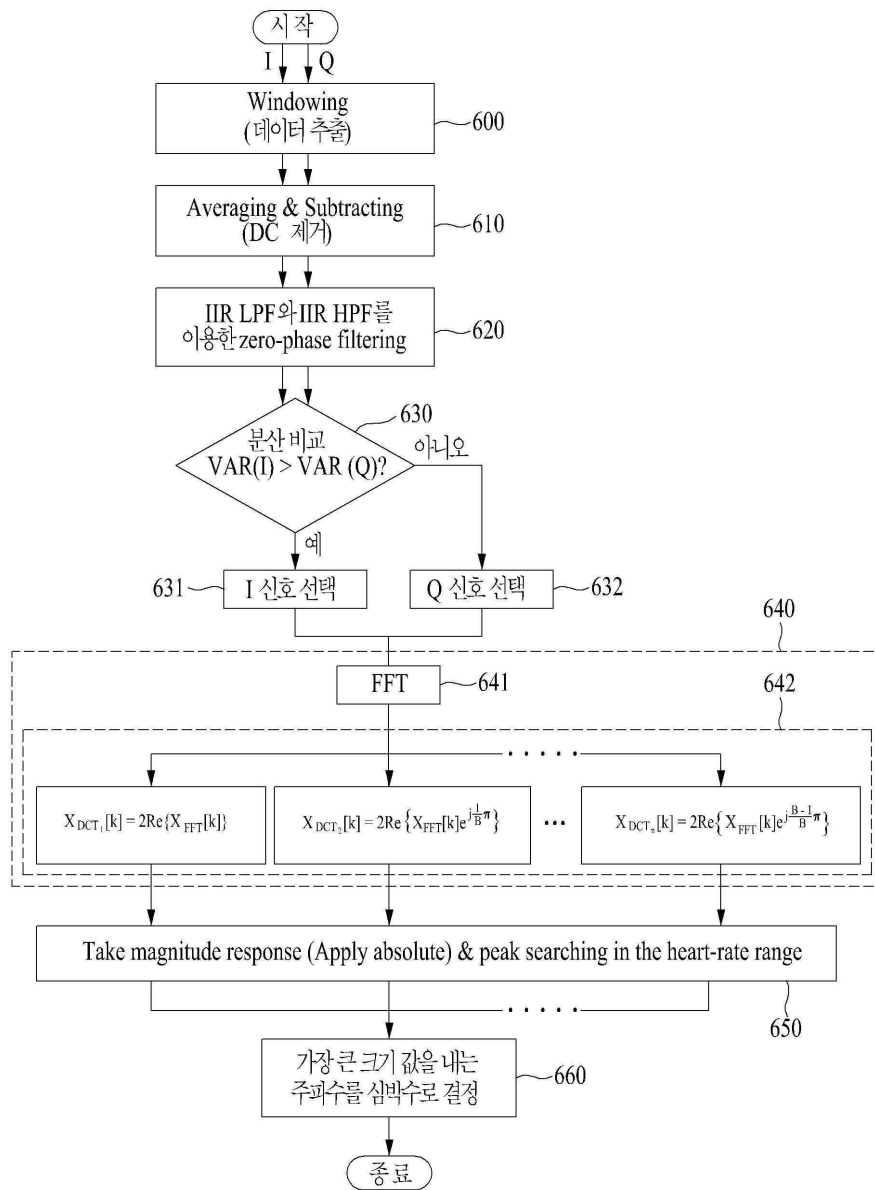
도면4



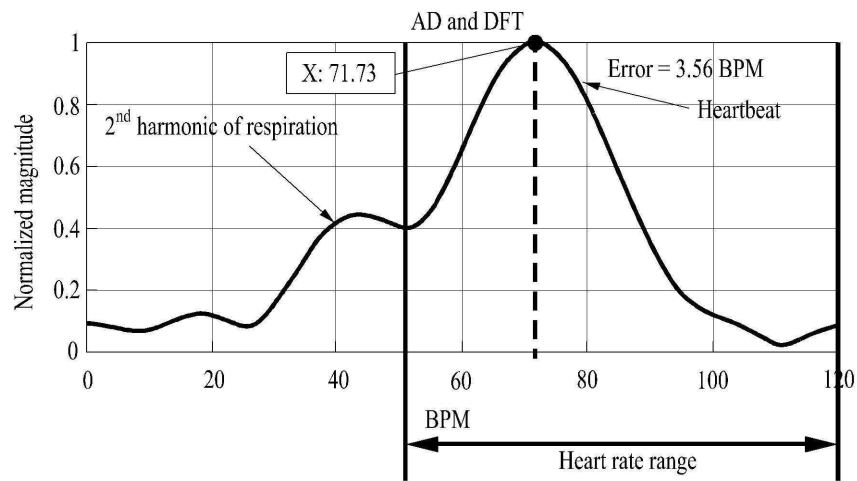
도면5



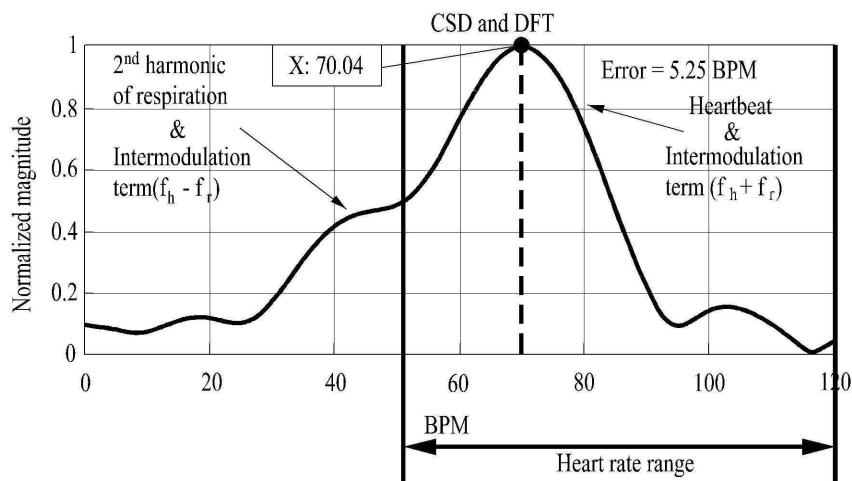
도면6



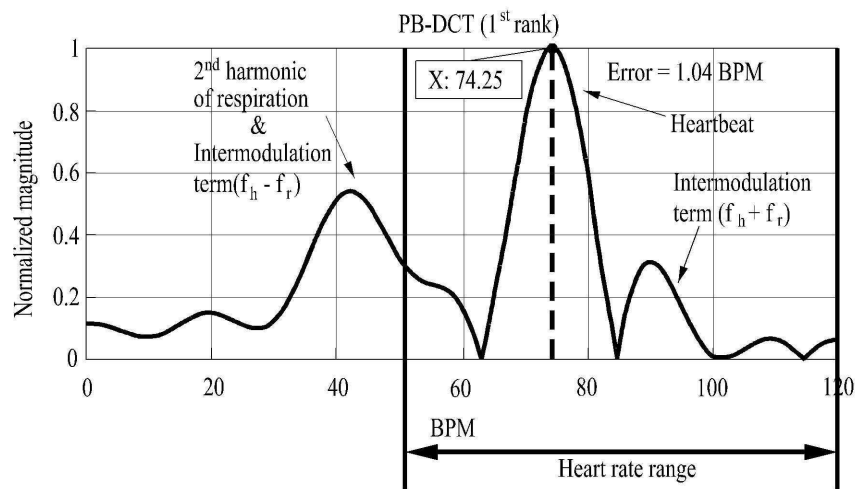
도면7a



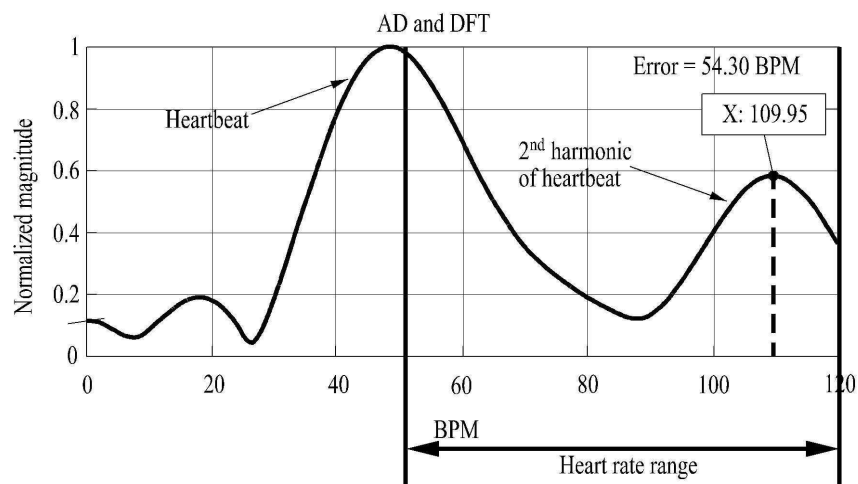
도면7b



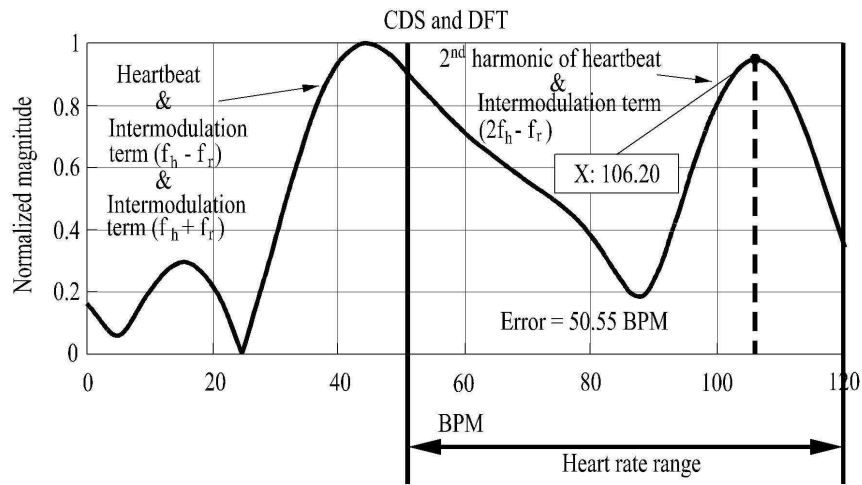
도면7c



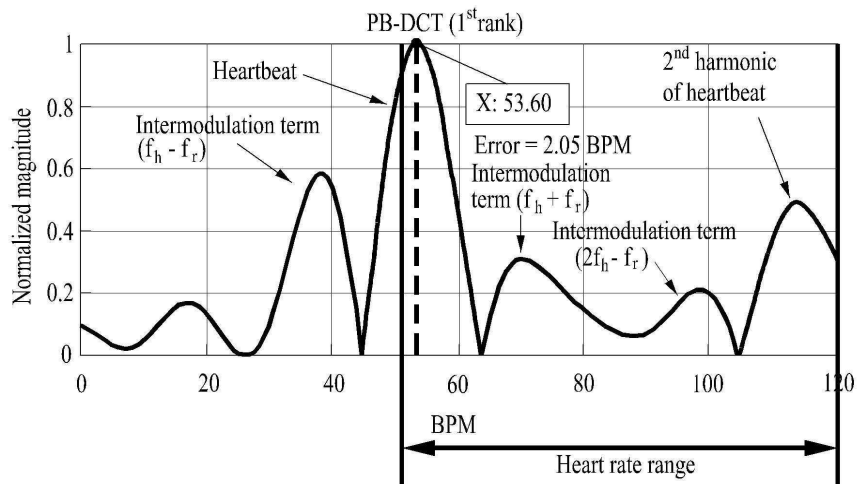
도면8a



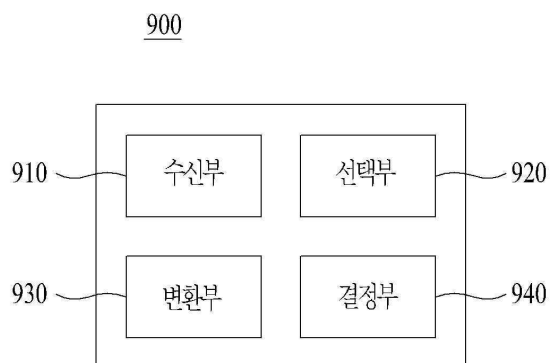
도면8b



도면8c



도면9



专利名称(译)	基于连续多普勒雷达的高精度实时心率测量方法及雷达系统		
公开(公告)号	KR1020200059131A	公开(公告)日	2020-05-28
申请号	KR1020190092153	申请日	2019-07-30
[标]申请(专利权)人(译)	韩国科学技术院		
申请(专利权)人(译)	科学与韩国高等科技研究院		
[标]发明人	박성욱 박준형		
发明人	박성욱 박준형		
IPC分类号	A61B5/024 A61B5/00 G01S13/58		
CPC分类号	A61B5/024 A61B5/7235 G01S13/581		
代理人(译)	培训.		
优先权	1020180143238 2018-11-20 KR		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

公开了一种基于连续波多普勒雷达的高精度实时心率测量方法及其雷达系统。根据本发明的实施例的心率测量方法是基于连续波雷达的实时心率测量方法。接收; 通过比较接收到的I和Q信号的幅度来选择任何一个信号; 对所选信号的具有预设相位的每个基站执行频率转换; 并且, 通过频率变换, 基于各个基准的大小响应来确定心率。

