



(19) 대한민국특허청(KR)
 (12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년02월14일
 (11) 등록번호 10-1363543
 (24) 등록일자 2014년02월10일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
A61B 8/00 (2006.01)
 (21) 출원번호 10-2011-0007933
 (22) 출원일자 2011년01월26일
 심사청구일자 2011년01월26일
 (65) 공개번호 10-2012-0086598
 (43) 공개일자 2012년08월03일
 (56) 선행기술조사문헌
 KR1019940000856 B1
 US5226420 A
 KR1020010083532 A
 KR100352638 B1

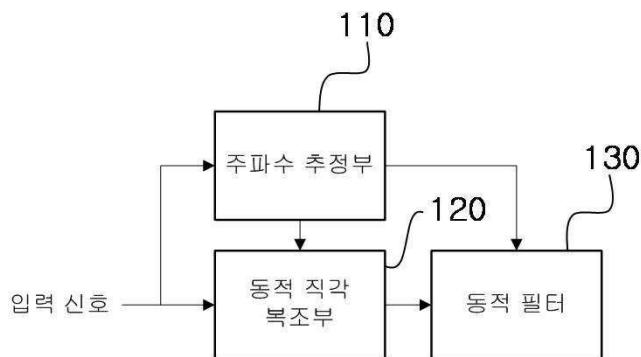
전체 청구항 수 : 총 25 항

심사관 : 박승배

- (54) 발명의 명칭 적응적 동적 직각 복조 장치 및 그 방법

(57) 요 약

본 발명은 적응적 직각 복조 장치에 관한 것으로서, 수신된 초음파 신호를 동상 성분과 직각 성분으로 분리하는 직각 복조부, 동상 성분과 직각 성분을 자기회귀 모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정하는 주파수 추정부, 및 추정된 중심 주파수를 이용하여 바이어스되어 있는 동상 성분과 직각 성분의 주파수를 보상하는 주파수 보상부를 포함하는 것을 특징으로 하며, 초음파 영상의 신호 대 잡음 비, 해상도, 및 대조도를 높일 수 있다.

대 표 도 - 도1

(72) 발명자
유양모
경기도 고양시 일산서구 후곡로 60, 후곡3단지 30
7동 101호 (일산동)

이다영

서울특별시 마포구 월드컵북로6길 88-9, 103호 (동
교동)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	10033726
부처명	지식경제부
연구사업명	기능성 초음파 영상 진단시스템 개발
연구과제명	초음파 멀티 하모닉 영상 기술
기여율	1/1
주관기관	서강대학교 산학협력단
연구기간	2009.06.01 ~ 2014.05.31

특허청구의 범위

청구항 1

수신된 초음파 신호를 자기회귀모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정하는 주파수 추정부; 및 상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 시간에 따라 동적으로 각각 복조를 수행하는 동적 각각 복조부를 포함하는 적응적 각각 복조 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 주파수 추정부는 기본 중심 주파수의 다운시프트 값을 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 각각 복조 장치.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 주파수 추정부는 고조파 중심 주파수의 다운시프트 값을 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 각각 복조 장치.

청구항 4

제 1항에 있어서,

상기 추정된 중심 주파수의 변화에 근거하여 생성된 컷오프 주파수를 이용함으로써, 동적으로 필터링을 수행하는 동적 필터를 더 포함하는 적응적 각각 복조 장치.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 자기회귀모델이 1차 자기회귀모델인 경우, 상기 수신된 초음파 신호를 힐버트 변환한 결과를 상기 1차 자기회귀모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 각각 복조 장치.

청구항 6

제 1항에 있어서,

상기 수신된 초음파 신호의 진행 깊이에 따라 상기 중심 주파수의 다운시프트가 발생하는 적응적 각각 복조 장치.

청구항 7

제 1항에 있어서,

상기 자기회귀 모델은 자신이 추정한 초음파 신호를 초음파 영상 시스템의 구동시작 후부터 초음파 신호를 추정하기 이전에 출력한 초음파 신호의 선형 결합으로 대표적인 본보기를 위해 다수의 견본이 생성되도록 모델화하는 것을 특징으로 하는 적응적 각각 복조 장치.

청구항 8

제 7항에 있어서,

상기 자기회귀 모델의 추정 오차는 상기 시스템으로부터 실제 출력된 초음파 신호와 상기 주파수 추정부가 자기회귀 모델을 이용하여 추정한 초음파 신호의 차이로부터 연산되고,

상기 자기회귀 모델의 파라미터는 상기 추정 오차의 평균값을 나타내는 평균 추정 오차로부터 상기 추정 오차의 차이를 비교하여 변량이 평균값으로부터 떨어져 있는 정도를 나타내는 분산이 0이 되어, 상기 추정 오차가 상기

평균 추정 오차에 집중되는지 여부에 따라 결정되는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 장치.

청구항 9

제 7항에 있어서,

상기 자기회귀 모델의 시스템 함수로부터 생성되는 파워 스펙트럼 상에서 최대 에너지를 갖는 주파수를 상기 중심 주파수로 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 장치.

청구항 10

제 1항에 있어서,

상기 수신된 초음파 신호를 시간을 기준으로 하여 다수의 부구간으로 나누어 상기 주파수 추정부로 입력하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 장치.

청구항 11

제 10항에 있어서,

상기 다수의 부구간에 들어가는 상기 초음파 신호가 자기회귀 모델의 추정 오차의 평균값을 나타내는 평균 추정 오차와 동일하고, 변량이 평균값으로부터 떨어져 있는 정도를 나타내는 분산이 상기 평균 추정 오차와 비교하여 동일하도록 상기 부구간 신호 길이를 결정하고,

상기 주파수 추정부는 상기 다수의 부구간별로 상기 자기회귀 모델을 적용하여 각각 중심 주파수를 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 장치.

청구항 12

제 1항에 있어서,

상기 주파수 추정부는 상기 초음파 신호의 진행 깊이 구간별로 추정된 중심 주파수들을 다항함수로 피팅하여 진행 깊이에 대응하여 중심 주파수의 변화추이를 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 장치.

청구항 13

제 4항에 있어서,

상기 필터는 저역통과 필터이고,

상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 상기 초음파 신호의 진행 깊이에 따라 동적으로 상기 필터의 통과 대역이 변화하도록 하는 적응적 직각 복조 장치.

청구항 14

수신된 초음파 신호를 자기회귀 모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정하는 단계; 및

상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 시간에 따라 동적으로 직각 복조를 수행하는 단계를 포함하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 15

제 14 항에 있어서,

상기 동적으로 직각 복조를 수행하는 단계는,

상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 동적으로 RF(radio-frequency)영역의 초음파 신호를 기저대역의 신호로 직각 복조하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 16

제 14항에 있어서,

상기 추정된 중심 주파수에 근거하여 생성된 컷오프 주파수를 이용하여 필터링을 수행하는 단계를 더 포함하는

적응적 직각 복조 방법.

청구항 17

제 14항에 있어서,

상기 수신된 초음파 신호의 진행 깊이에 따라 상기 중심 주파수의 다운시프트가 발생하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 18

제 14항에 있어서,

상기 자기회귀 모델은 자신이 추정한 초음파 신호를 초음파 영상 시스템의 구동 후부터 초음파 신호를 추정하기 이전에 출력한 초음파 신호의 선형 결합으로 대표적인 본보기를 위해 다수의 견본이 생성되도록 모델화하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 19

제 18항에 있어서,

상기 자기회귀 모델의 추정 오차는 상기 시스템으로부터 실제 출력된 초음파 신호와 상기 주파수 추정부가 자기 회귀 모델을 이용하여 추정한 초음파 신호의 차이로부터 연산되고,

상기 자기회귀 모델의 파라미터는 상기 추정 오차의 평균값을 나타내는 평균 추정 오차로부터 상기 추정 오차의 차이를 비교하여 변량이 평균값으로부터 떨어져 있는 정도를 나타내는 분산이 0이 되어, 상기 추정 오차가 상기 평균 추정 오차에 집중되는지 여부에 따라 결정되는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 20

제 18항에 있어서,

상기 자기회귀 모델의 시스템 함수로부터 생성되는 파워 스펙트럼 상에서 최대 에너지를 갖는 주파수를 상기 중심 주파수로 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 21

제 14항에 있어서,

상기 중심 주파수를 추정하는 단계는,

상기 초음파 신호의 동상 성분과 직각 성분을 시간을 기준으로 하여 다수의 부구간으로 나누어 상기 중심 주파수를 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 22

제 21항에 있어서,

상기 다수의 부구간에 들어가는 상기 동상 성분과 상기 직각 성분은 자기회귀 모델의 추정 오차의 평균값을 나타내는 평균 추정 오차와 동일하고, 변량이 평균값으로부터 떨어져 있는 정도를 나타내는 분산이 상기 평균 추정 오차와 비교하여 동일하도록 상기 부구간 신호 길이를 결정하고,

상기 중심 주파수를 추정하는 단계는,

상기 다수의 부구간별로 상기 자기회귀 모델을 적용하여 각각 중심 주파수를 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 23

제 14항에 있어서,

상기 중심 주파수를 추정하는 단계는,

상기 초음파 신호의 진행 깊이 구간별로 추정된 중심 주파수들을 다행함수로 피팅하여 진행 깊이에 대응하여 중

심 주파수의 변화추이를 추정하는 것을 특징으로 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 24

제 16항에 있어서,

상기 필터링을 수행하는 단계는

저역 통과 필터를 이용하여 필터링을 수행하고,

상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 상기 초음파 신호의 진행 깊이에 따라 동적으로 상기 저역 통과 필터의 통과 대역이 변화하도록 하는 적응적 직각 복조 방법.

청구항 25

제 14 항 내지 제 24 항 중에 어느 한 항의 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 적응적 직각 복조 장치에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 초음파 영상의 신호 대 잡음 비, 해상도, 및 대조도를 높일 수 있는 적응적 직각 복조 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 조직 고조파 영상 기법(tissue harmonic imaging technique)은 일반적인 초음파 의료영상 기법을 통해서는 영상화가 어려운 환자들을 대상으로 새로운 임상정보를 얻기 위한 연구의 일환으로 개발된 기술로써, 매질의 비선형적인 특성 때문에 발생하는 고조파 신호를 이용하여 영상을 구성한다.

[0003] 이 기법은 기본 주파수를 이용하여 구성한 영상에 비해 해상도와 대조도의 측면에서 항상되어 조직 간의 경계가 보다 선명하게 나타남으로써 갑상선(thyroid)이나 유방(breast) 등의 진단 분야에서 중요하게 사용되고 있다. 하지만 고조파 성분은 기본 주파수 성분에 비해 상대적으로 신호 대 잡음 비가 낮기 때문에 침투도(penetration)가 제한된다는 문제점이 있다. 고조파 성분의 신호 대 잡음 비를 향상시키기 위한 방법으로는 대표적으로 바커(barker), 골레이(golay)나 쳐프(chirp) 등의 긴 코드화된 신호를 사용하는 코드화 여기 기법이 있다. 또한 수신된 신호의 정확한 복조(demodulation) 및 포락선 추출을 통해서 신호의 손실을 최대한 줄이고 잡음 성분을 제거함으로써 신호 대 잡음 비를 향상시킬 수 있다.

[0004] 한편, 일반적인 초음파 영상 시스템에서 사용하는 직각 복조기는 RF(radio frequency)영역의 초음파 신호를 기저대역으로 변환하고 기저 대역의 신호 성분만을 추출하기 위한 저역통과 필터(low-pass filter)를 동반한다. 따라서 정확한 중심주파수를 이용한 직각 복조가 이루어 지지 않을 시 저역통과 필터를 통과하는 과정에서 신호 성분들이 함께 제거되는 경우가 발생한다. 실제로 수신된 반사 신호는 주파수 의존형 감쇠(frequency-dependent attenuation) 현상을 겪어 진행 깊이에 따라 중심주파수의 감소가 일어나기 때문에 고정된 중심주파수를 이용하여 직각 복조를 수행하였을 때 완벽한 복조가 이루어지지 않아 포락선 추출 과정에서 신호 대 잡음 비의 손실이 발생하는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 따라서, 본 발명이 해결하고자 하는 첫 번째 과제는 초음파 영상의 신호 대 잡음 비, 해상도, 및 대조도를 높일 수 있는 적응적 직각 복조 장치를 제공하는 것이다.

[0006] 본 발명이 해결하고자 하는 두 번째 과제는 초음파 영상의 신호 대 잡음 비, 해상도, 및 대조도를 높일 수 있는 적응적 직각 복조 방법을 제공하는 것이다.

[0007] 또한, 상기된 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록 매체를 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

- [0008] 본 발명은 상기 첫 번째 과제를 달성하기 위하여, 수신된 초음파 신호 성분을 자기회귀 모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정하는 주파수 추정부; 및 상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 시간에 따라 동적으로 각각 복조를 수행하는 동적 각각 복조부를 포함하는 적응적 각각 복조 장치를 제공한다.
- [0009] 본 발명의 일 실시예에 의하면, 상기 주파수 추정부는 기본 중심 주파수 또는 고조파 중심 주파수의 다운시프트 값을 추정할 수 있다.
- [0010] 또한, 상기 추정된 중심 주파수의 변화에 근거하여 생성된 컷오프 주파수를 이용하여 동적으로 필터링을 수행하는 동적 필터를 더 포함할 수 있다. 이때, 상기 수신된 초음파 신호의 진행 깊이에 비례하여 상기 중심 주파수의 다운시프트가 발생한다.
- [0011] 본 발명의 다른 실시예에 의하면, 상기 자기회귀 모델은 상기 자기회귀 모델에서 추정한 초음파 신호를 과거에 출력된 초음파 신호의 선형 결합으로 모델화할 수 있다.
- [0012] 또한, 상기 자기회귀 모델의 추정 오차는 실제 출력된 초음파 신호와 상기 추정한 초음파 신호의 차이로부터 연산되고, 상기 자기회귀 모델의 파라미터는 상기 추정 오차의 분산을 최소로 만드는 과정에서 결정될 수 있다.
- [0013] 또한, 상기 자기회귀모델이 1차 자기회귀모델인 경우, 상기 수신된 초음파 신호를 힐버트 변환한 결과를 상기 1차 자기회귀모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정할 수 있다.
- [0014] 또한, 상기 자기회귀 모델의 시스템 함수로부터 생성되는 파워 스펙트럼 상에서 최대 에너지를 갖는 주파수를 상기 중심 주파수로 추정하는 것이 바람직하다.
- [0015] 본 발명의 또 다른 실시예에 의하면, 수신된 초음파 신호 성분을 다수의 부구간으로 나누어 상기 주파수 추정부로 입력할 수 있다.
- [0016] 또한, 상기 다수의 부구간에 들어가는 상기 입력 신호 성분은 동일한 통계적 특성을 갖도록 상기 부구간 신호 길이를 결정하고, 상기 주파수 추정부는 상기 다수의 부구간별로 상기 자기회귀 모델을 적용하여 각각 중심 주파수를 추정할 수 있다. 단, 1차 자기회귀 모델을 적용하여 중심 주파수를 추정하는 경우, 입력 신호는 주파수 추정부에 입력되기에 앞서 힐버트 변환(Hilbert transform)을 통하여 동상 및 직각 성분으로 변환되어야 한다.
- [0017] 또한, 상기 주파수 추정부는 상기 초음파 신호의 진행 깊이 구간별로 추정된 중심 주파수들을 다행함수로 피팅하여 중심 주파수 변화의 경향성을 추정할 수 있다.
- [0018] 상기 필터는 저역통과 필터이고, 상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 상기 초음파 신호의 진행 깊이에 따라 동적으로 상기 필터의 통과 대역이 변화하도록 하는 것이 바람직하다.
- [0019] 본 발명은 상기 두 번째 과제를 달성하기 위하여, 수신된 초음파 신호 성분을 자기회귀 모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정하는 단계; 및 상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 동적으로 RF(radio-frequency)영역의 초음파 신호를 기저대역의 신호로 각각 복조하는 단계를 포함하는 적응적 각각 복조 방법을 제공한다.
- [0020] 상기 다른 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명은 상기된 적응적 각각 복조 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록 매체를 제공한다.

발명의 효과

- [0021] 본 발명에 따르면, 초음파 영상의 신호 대 잡음 비, 해상도, 및 대조도를 높일 수 있다. 또한, 본 발명에 따르면, 초음파의 진행 깊이에 따라 중심주파수의 다운시프트를 고려하지 않고 고정된 중심주파수를 사용하는 각각 복조를 수행했을 때 실제 중심주파수와의 오차로 인하여 바이어스되어 손실되는 기본 주파수 성분 혹은 2차 이상의 고조파 성분을 보존할 수 있다. 나아가, 본 발명에 따르면, 중심주파수의 다운시프트 정도가 정확히 추정되었을 때 동적 각각 복조한 결과, 바이어스가 된 신호 성분은 정확히 기저 대역의 신호로 변환됨으로써 각각 복조 시에 발생할 수 있는 신호의 에너지 손실을 줄일 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0022] 도 1은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따른 적응적 각각 복조 장치의 구성도이다.
도 2는 일반적인 각각 복조의 일례를 블록도로 도시한 것이다.

도 3은 본 발명의 바람직한 다른 실시예에 따른 1차 자기회귀 모델을 이용한 중심주파수 추정 과정과 이를 이용한 동적 직각 복조 과정이 추가된 적응적 직각 복조 장치의 블록도이다.

도 4는 본 발명의 바람직한 다른 실시예에 따른 2차 자기회귀 모델을 이용한 중심 주파수 추정 과정과 이를 이용한 동적 직각 복조 과정이 추가된 적응적 직각 복조 장치의 블록도이다.

도 5는 본 발명의 바람직한 다른 실시예에 따른 1차 자기회귀모델을 이용한 적응적 직각 복조 방법의 흐름도이다.

도 6은 본 발명의 바람직한 다른 실시예에 따른 2차 자기회귀모델을 이용한 적응적 직각 복조 방법의 흐름도이다.

도 7은 수신 접속된 신호의 거리에 따른 시간 파형 및 주파수 스펙트럼을 도시한 것이다.

도 8은 자귀회귀 모델을 이용한 주파수 추정부(110)에서 추정한 중심주파수의 편이를 나타내는 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0023] 본 발명에 관한 구체적인 내용의 설명에 앞서 이해의 편의를 위해 본 발명이 해결하고자 하는 과제의 해결 방안의 개요 혹은 기술적 사상의 핵심을 우선 제시한다.
- [0024] 본 발명의 일 실시예에 따른 적응적 직각 복조 장치는 수신된 초음파 신호를 자기회귀 모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정하는 주파수 추정부; 및 상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 수신된 초음파 신호를 동적으로 직각 복조하는 동적 직각 복조부를 포함한다.
- [0025] 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 본 발명을 용이하게 실시할 수 있는 바람직한 실시 예를 상세히 설명한다. 그러나 이들 실시예는 본 발명을 보다 구체적으로 설명하기 위한 것으로, 본 발명의 범위가 이에 의하여 제한되지 않는다는 것은 당업계의 통상의 지식을 가진 자에게 자명 할 것이다.
- [0026] 본 발명이 해결하고자 하는 과제의 해결 방안을 명확하게 하기 위한 발명의 구성을 본 발명의 바람직한 실시예에 근거하여 첨부 도면을 참조하여 상세히 설명하되, 도면의 구성요소들에 참조번호를 부여함에 있어서 동일 구성요소에 대해서는 비록 다른 도면상에 있더라도 동일 참조번호를 부여하였으며 당해 도면에 대한 설명시 필요 한 경우 다른 도면의 구성요소를 인용할 수 있음을 미리 밝혀둔다. 아울러 본 발명의 바람직한 실시 예에 대한 동작 원리를 상세하게 설명함에 있어 본 발명과 관련된 공지 기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명 그리고 그 이외의 제반 사항이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우, 그 상세한 설명을 생략한다.
- [0027] 덧붙여, 명세서 전체에서, 어떤 부분이 다른 부분과 '연결'되어 있다고 할때, 이는 '직접적으로 연결'되어 있는 경우뿐만 아니라, 그 중간에 다른 소자를 사이에 두고 '간접적으로 연결'되어 있는 경우도 포함한다. 또한 어떤 구성 요소를 '포함'한다는 것은, 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라, 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다.
- [0028] 초음파 의료영상장치에서 송신 접속된 신호는 인체 내부를 진행하면서 주파수 성분에 종속적으로 감쇠현상을 일으키게 된다. 그 결과 수신 접속된 신호의 주파수 대역을 보면 고주파 대역 성분의 감쇠가 상대적으로 저주파 대역 성분보다 크기 때문에 중심 주파수의 다운 시프트(Down-shift) 현상이 발생한다. 기본 주파수의 2배가 되는 2차 고조파 주파수의 경우 중심 주파수의 다운 시프트 현상이 더 크다.
- [0029] 따라서, 중심 주파수의 다운 시프트 현상을 고려하지 않고 고조파 성분을 추출할 경우 고조파 성분의 바이어스 현상이 발생한다. 그 결과 신호의 SNR(signal to noise ratio)이 저하되기 때문에 하모닉 영상의 질이 저하되는 문제점이 있다.
- [0030] 본 발명에서는 시스템 내부에서 신호의 주파수 특성에 따라 적응적으로 중심주파수를 변화시키는 적응 동적 직각 복조 방법(adaptive dynamic quadrature demodulation)을 제안한다. 제안한 방법에서는 자기회귀 모델(autoregressive model) 방법을 이용하여 초음파 신호의 진행 깊이에 따른 중심주파수의 변화를 추정하고, 추정된 중심주파수를 이용하여 동적 직각 복조 및 동적 저역통과 필터링을 수행한다.
- [0031] 도 1은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따른 적응적 직각 복조 장치의 구성도이다.

- [0032] 도 1을 참조하면, 본 실시예에 따른 적응적 직각 복조 장치는 주파수 추정부(110), 동적 직각 복조부(120), 및 동적 필터(130)로 구성된다.
- [0033] 주파수 추정부(frequency estimation unit, 110)는 자기회귀 모델을 이용하여 수신된 초음파 신호의 진행 깊이에 따른 중심 주파수의 변화를 추정한다. 도 3과 도 5를 참조하여 1차 자기회귀모델을, 도 4와 도 6을 참조하여 2차 자기회귀모델을 상세히 살펴보기로 한다.
- [0034] 동적 직각 복조부(quadrature demodulation unit, 120)는 주파수 추정부(110)가 추정한 중심 주파수의 변화를 이용하여 동적으로 직각 복조를 수행한다.
- [0035] 동적 필터(130)는 주파수 추정부(110)가 추정한 중심 주파수로부터 필터의 사양을 결정한다. 필터(130)의 사양은 저역 통과 필터의 컷오프 주파수를 포함한다.
- [0036] 도 2는 일반적인 직각 복조부의 일례를 블록도로 도시한 것이다.
- [0037] 이하에서는 도 2를 참조하여 일반적인 고정된 중심 주파수를 이용하는 직각 복조의 동작을 B-모드 영상 기법과 고조파 영상 기법 두 가지의 예를 들어 이하 설명하기로 한다. 그러나 이에 한정되지 아니하고, 수신된 반사신호로부터 동상 성분 및 직각 성분을 생성하는 다른 기법, 예를 들면 힐버트 변환을 이용하는 것도 가능할 것이다.
- [0038] B-모드 영상 시스템에서는 수신 빔 접속 후 RF(radio frequency) 영역의 신호를 복조하여 포락선을 검출한다. 기본 주파수 f_0 로 송신한 후 반사되어 돌아온 RF 신호 $r(n)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 1

$$r(n) = A(n) \cos(2\pi(f_0 + f_{\text{fbs}}(n))n)$$

- [0039] 여기서 n 은 표본화된 신호의 시간 지표, $A(n)$ 과 f_{fbs} 는 각각 기본 주파수 성분의 포락선과 감쇠현상에 의해 발생하는 영상 깊이에 따른 중심 주파수의 다운시프트 값을 의미한다. 수신된 반사 신호 $r(n)$ 은 복조와 포락선 검출 과정을 통하여 영상 정보를 포함하고 있는 포락선 $A(n)$ 으로 검출된다.
- [0041] 도 2를 참조하면, 직각 복조부(100)로 수신된 반사 신호 $r(n)$ 은 기본 주파수 f_0 성분을 갖는 코사인 신호와 사인 신호에 곱해짐으로써 동상 성분 및 직각 성분으로 분리된다.
- [0042] 한편, 분리된 동상 성분 및 직각 성분의 고조파 성분을 제거하는 저역 통과 필터(LPF)를 통과하여 기저 대역의 신호를 얻을 수 있다. 동상 성분 $I(n)$ 과 직각 성분 $Q(n)$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

수학식 2

$$\begin{aligned} I(n) &= \{r(n) \cdot 2 \cos(2\pi f_0 n)\} * h_{\text{lpf}}(n) \\ &= [\{A(n) \cos(2\pi(f_0 + f_{\text{fbs}})n)\} 2 \cos(2\pi f_0 n)] * h_{\text{lpf}}(n) \\ &= A(n) \cos(2\pi f_{\text{fbs}} n) \end{aligned}$$

- [0043]

수학식 3

$$\begin{aligned} Q(n) &= \{r(n) \cdot (-2) \sin(2\pi f_0 n)\} * h_{\text{lpf}}(n) \\ &= [\{A(n) \cos(2\pi(f_0 + f_{\text{fbs}})n)\} (-2) \sin(2\pi f_0 n)] * h_{\text{lpf}}(n) \\ &= -A(n) \sin(2\pi f_{\text{fbs}} n) \end{aligned}$$

- [0044]

[0045] 이때, $h_{lpf}(n)$ 은 저역 통과 필터(LPF)의 임펄스 응답이다. 수학식 2와 수학식 3에 따르면 직각 복조부(100)를 거친 출력은 시간 지표 n 에 따라 f_{fds} 만큼의 주파수 바이어스가 일어난 기저대역 신호가 된다. 이 출력에 대하여 저역통과 필터링을 하게 되면, 신호 성분이 일부 손실된 포락선을 검출하게 된다. 신호 성분이 일부 손실되는 문제점은 고조파 영상 기법에서 고조파 신호에 대한 직각 복조 시에도 해당된다. 고조파 신호는 기본 주파수 신호에 비해 상대적으로 신호 대 잡음 비가 더 낮기 때문에 직각 복조에서 발생하는 신호 성분 손실의 영향을 더 크게 받게 된다.

[0046] 따라서, 본 발명의 실시예에 따른 직각 복조부(100)는 저역 통과 필터(LPF)의 통과 대역을 수신 신호의 특성에 따라 동적으로 변화시키는 것이 바람직하다.

[0047] B-모드 영상 기법은 기본주파수 성분을 이용하나 고조파 영상 기법은 고조파 성분을 이용한다.

[0048] 이하에서는 고조파 영상 기법을 상세히 살펴보기로 한다.

[0049] 고조파 영상 기법에서 수신된 반사 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 4

$$r(n) = A(n) \cos(2\pi(f_0 + f_{fds}(n))n) + B(n) \cos(2\pi(2f_0 + f_{sds}(n)))$$

[0050] 여기서 $A(n)$ 과 $B(n)$ 은 각각 기본주파수 성분과 2차 고조파 성분의 포락선이고, f_{fds} 와 f_{sds} 는 각각 기본 주파수 성분과 2차 고조파 성분의 감쇠현상에 따른 중심 주파수의 다운시프트 값을 의미한다. 2차 고조파 성분의 포락선 검출을 위한 수신된 반사 신호 $r(n)$ 의 직각 복조 결과는 다음과 같다.

수학식 5

$$\begin{aligned} I(n) &= \{r(n) \cdot 2 \cos(2\pi 2f_0 n)\} * h_{lpf}(n) \\ &= \{A(n) \cos(2\pi(f_0 + f_{fds})n) \cdot 2 \cos(2\pi 2f_0 n) + B(n) \cos(2\pi(2f_0 + f_{sds})n) \cdot 2 \cos(2\pi 2f_0 n)\} * h_{lpf}(n) \\ &= B(n) \cos(2\pi f_{sds} n) \end{aligned}$$

수학식 6

$$\begin{aligned} Q(n) &= \{r(n) \cdot -2 \sin(2\pi 2f_0 n)\} * h_{lpf}(n) \\ &= \{A(n) \cos(2\pi(f_0 + f_{fds})n) \cdot -2 \sin(2\pi 2f_0 n) + B(n) \cos(2\pi(2f_0 + f_{sds})n) \cdot -2 \sin(2\pi 2f_0 n)\} * h_{lpf}(n) \\ &= -B(n) \sin(2\pi f_{sds} n) \end{aligned}$$

[0054] 2차 고조파 성분의 포락선 검출 과정에서도 역시 시간 지표 n 에 따라 중심주파수의 다운시프트되는 값인 f_{sds} 에 의해 신호 성분의 바이어스가 발생하면서 완전한 포락선 $B(n)$ 을 추출해 낼 수 없다. 이러한 신호 성분의 손실을 줄이기 위하여 시간에 따라 동적 직각 복조부(120)의 중심 주파수를 변화시켜줄 필요가 있다.

[0055] 즉, 주파수 의존형 감쇠 현상에 의한 고조파 중심 주파수의 다운 시프트 현상 때문에 고정 직각 복조를 하였을 때에는 SNR이 저하된다는 문제점이 있다. 따라서 고조파 주파수 성분을 검출함에 있어 동적 직각 복조가 필요하다.

[0056] 이하에서는 주파수 추정부(110)가 자기회귀 모델을 이용하여 초음파 신호의 진행 깊이에 따른 중심 주파수의 변

화를 추정하는 방법에 대하여 보다 상세하게 살펴보기로 한다.

[0057] 파라미터를 이용한 모델링(parametric modeling) 방법은 복잡한 시스템을 다수의 파라미터(parameter)들의 조합으로 간략히 수학적 모델화하는 방법이다. 대표적으로는 자기회귀 모델(autoregressive model) 방법이 있는데 이는 수학식 7과 같이 시간 t 에서의 시스템 출력 추정값 $s(t)$ 를 과거에 출력된 값들의 선형 결합으로 모델화한다.

수학식 7

$$s(t) = -\sum_{i=1}^P a_i y(t-i)$$

[0058] 이때 실제 시스템의 출력 값인 $y(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 8

$$y(t) = s(t) + e(t) = -\sum_{i=1}^P a_i y(t-i) + e(t)$$

[0060] 여기서 $e(t)$ 는 모델화한 시스템의 추정 오차(error)이고, 최적의 모델 파라미터 a_i ($i=1, 2, \dots, P$) 는 $e(t)$ 의 분산을 최소로 만드는 값이다. 모델 파라미터 a_i 는 다음과 같은 전개를 통하여 구할 수 있다.

수학식 9

$$a_i = \min_{a_i} E\{e^2(t)\}$$

수학식 10

$$e(t) = y(t) + \sum_{i=1}^P a_i y(t-i) = \sum_{i=0}^P a_i y(t-i) \quad \text{with } a_0 = 1$$

수학식 11

$$\frac{\partial}{\partial a_j} E\{e^2(t)\} = 2E\left\{e(t) \frac{\partial e(t)}{\partial a_j}\right\} = 0, \quad j = 1 \dots P$$

수학식 12

$$\frac{\partial e(t)}{\partial a_j} = \frac{\partial}{\partial a_j} \left(\sum_{i=0}^P a_i y(t-i) \right) = y(t-j)$$

[0065]

수학식 13

$$E\{e(t)y(t-j)\} = 0$$

[0066]

[0067] 수학식 13에서 도출된 바와 같이 최적의 시스템 파라미터를 결정하기 위해서는 $e(t)$ 와 $y(t)$ 가 직각 조건 (Orthogonality condition)을 만족해야 한다. N 자연을 갖는 $y(t)$ 의 자기 상관 함수를 $R_y(N)$ 이라고 할 때 a_i 는 다음과 같이 구해진다.

수학식 14

$$E \left\{ \sum_{i=0}^P a_i y(t-i) y(t-j) \right\} = \sum_{i=0}^P a_i E\{y(t-i)y(t-j)\} = 0$$

[0068]

수학식 15

$$\sum_{i=1}^P a_i R_y(i-j) = -R_y(j)$$

[0069]

수학식 16

$$\begin{bmatrix} R_y(0) & R_y(1) & \cdots & R_y(P-1) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ R_y(P-2) & \cdots & \cdots & R_y(1) \\ R_y(P-1) & R_y(P-2) & \cdots & R_y(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{P-1} \\ a_P \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_y(1) \\ \vdots \\ R_y(P-1) \\ R_y(P) \end{bmatrix}$$

[0070]

수학식 17

$$\therefore \hat{\mathbf{a}} = \mathbf{R}_y^{-1} \mathbf{r}_y, \quad \mathbf{R}_y \in \mathcal{R}^{P \times P} \text{ and } \mathbf{r}_y \in \mathcal{R}^{P \times 1}$$

[0071]

[0072] 자기회귀 모델을 이용하여 모델화한 시스템 함수가 $H(z)$ 라고 할 때, 그 시스템의 파워 스펙트럼(power spectrum)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 18

$$[0073] |H(\omega)|^2 = H(z)H(z^{-1}) = \frac{1}{1+a_1z^{-1}+\dots+a_pz^{-p}} \cdot \frac{1}{1+a_1z+\dots+a_pz^p} \Big|_{z=e^{j\omega}}$$

- [0074] 수학식 18을 이용해 추정된 파워 스펙트럼 상에서 최대 에너지를 갖는 주파수 성분을 중심 주파수로 정한다. 자기회귀모델의 차수가 높을수록 추정하는 주파수 스펙트럼의 정확성이 증가하는 반면에 이에 따라 계산의 복잡도 역시 증가하기 때문에 해당 신호 특성에 맞게 적절한 차수를 결정해야 한다.

- [0075] 이하에서는 의료용 초음파 신호의 주파수 스펙트럼의 특성을 고려하여 1차와 2차 자기회귀 모델을 이용하여 중심 주파수를 추정하는 예를 상세하게 설명하기로 한다.

- [0076] 1차 자기회귀 모델을 이용하여 주파수를 추정하는 방법은 다음과 같다.

- [0077] 수신된 초음파 신호가 수학식 1과 같을 때 시간 지표 n 일 때의 1차 자기회귀 모델에서 추정한 신호 $\tilde{r}(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

수학식 19

$$[0078] \tilde{r}(n) = -a_1 r(n-1)$$

- [0079] 각각 조건에 의해서 1차 자기회귀 모델 파라미터 a_1 은 다음과 같이 구할 수 있다.

수학식 20

$$[0080] a_1 = -\frac{R_r(1)}{R_r(0)}$$

- [0081] 이때 수학식 18과 같이 나타나는 파워 스펙트럼의 최대 에너지 주파수는 다음과 같다.

수학식 21

$$[0082] f_{\max} = \frac{f_s}{2\pi} \arg(-a_1)$$

- [0083] 수학식 21에서 연산되는 f_{\max} 로부터 주파수 추정부(110)는 기본 중심 주파수의 다운시프트 값을 추정할 수 있을 것이다.

- [0084] 한편, 2차 자기회귀 모델을 이용하여 주파수를 추정하는 방법은 다음과 같다.

- [0085] 시간에 따라서 수신 접속된 신호의 2차 고조파 주파수를 추정하고, 이 추정치를 적용하여 동적 직각복조를 수행함으로써 신호의 SNR을 높이는 효과를 얻을 수 있고, 영상의 해상도를 향상시킬 수 있다.

- [0086] 하지만 기본 주파수 성분과 고조파 성분의 대역이 겹쳐있을 때 제대로 제거되지 않은 기본주파수 성분은 고조파 주파수를 추정하는 데에 오차를 발생시킨다.

- [0087] 따라서 본 발명에서는 완전히 제거되지 않은 기본주파수 성분과 고조파 성분이 함께 존재하는 신호를 2개의 극

을 갖는 2차 자기회귀 모델로 나타내고, 추정된 2개의 극으로부터 중심 주파수 성분을 추정하는 것이다.

[0088] 특히, 2차 자기회귀 추정기를 이용할 경우 1차 자기회귀 추정시 시 필요한 많은 계산량을 요구하는 힐버트 변환을 사용할 필요가 없다는 장점이 있다.

[0089] 2차 자기회귀 모델에서의 시간 n에서 추정한 신호 $\tilde{r}(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

수학식 22

$$\tilde{r}(n) = -a_1 r(n-1) - a_2 r(n-2)$$

[0090] 즉, 시간 n에서 추정한 신호 $\tilde{r}(n)$ 은 지난 두 개의 신호들의 선형 조합으로 계산된다. 각각 조건을 만족할 때 2차 자기회귀 모델 파라미터 a_1, a_2 는 다음과 같이 구할 수 있다.

수학식 23

$$a_1 = \frac{\tilde{R}_r^*(1)\tilde{R}_r(2) - \tilde{R}_r(0)\tilde{R}_r(1)}{\tilde{R}_r(0)^2 - |\tilde{R}_r(1)|^2}, a_2 = \frac{\tilde{R}_r(1)^2 - \tilde{R}_r(0)\tilde{R}_r(2)}{\tilde{R}_r(0)^2 - |\tilde{R}_r(1)|^2}$$

[0091] 수학식 23에서 구한 a_1, a_2 의 함수로 표현되는 파워 스펙트럼 상에서 최대 에너지를 갖는 중심주파수 f_{\max} 는 파워 스펙트럼 함수인 수학식 24를 ω 에 대하여 미분하여 구할 수 있다.

수학식 24

$$|H(\omega)|^2 = H(z)H(z^{-1}) = \frac{1}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}} \cdot \frac{1}{1+a_1z+a_2z^2} \Big|_{z=e^{j\omega}}$$

[0092] 추정하는 파워 스펙트럼에서 가장 지배적인 에너지 성분을 갖는 중심 주파수는 수학식 25와 같이 계산할 수 있다.

수학식 25

$$f_{\max} = \frac{f_s}{2\pi} \cos^{-1} \left(\frac{-a_1}{4} \left(1 + \frac{1}{a_2} \right) \right)$$

[0093] 이때, f_s 는 $r(n)$ 의 샘플링 주파수이다. 수학식 25에서 연산되는 f_{\max} 로부터 주파수 추정부(110)는 고조파 중심 주파수의 다운시프트 값을 추정할 수 있다.

[0094] 이상에서 살펴본 바와 같이, 1차 및 2차 자기회귀 모델을 이용하여 수신된 초음파 신호의 파워 스펙트럼상에서의 최대 에너지 주파수 성분을 추정할 수 있다. 이러한 추정 방법을 이용하여 초음파의 진행 깊이에 따라 동적으로 변화하는 초음파 신호의 중심 주파수를 추정한다.

[0095] 도 3은 본 발명의 바람직한 다른 실시예에 따른 1차 자기회귀 모델을 이용한 중심주파수 추정 과정과 이를 이용한 동적 직각 복조 과정이 추가된 적응적 직각 복조 장치의 블록도이다.

- [0100] 도 3과 같이 힐버트 변환 후의 동상 및 직각 성분 신호는 다수의 부 구간으로 나뉘어 주파수 추정부(310)로 입력된다. 자기회귀 모델에서는 입력 신호를 안정성향(wide-sense stationary)의 랜덤(random) 신호로 가정하기 때문에 한 구간에 들어가는 신호들이 동일한 통계적 특성을 가질 수 있도록 구간당 신호 길이를 결정할 필요가 있다. 다 구간의 신호를 입력을 받은 주파수 추정부(310)에서는 각 구간에 대하여 1차 자기회귀 모델을 적용하고 중심 주파수를 추정한다.
- [0101] 힐버트 변환부(300)는 수신된 초음파 신호를 동상 성분과 이상성분으로 변환하여 주파수 추정부(310)로 입력한다.
- [0102] 주파수 추정부(310)는 자기회귀 파라미터 추정부(311), 다향함수 피팅부(312), 및 필터 계수 룩업 테이블(313)로 구성된다.
- [0103] 자기회귀 파라미터 추정부(311)는 자기회귀 모델 파라미터를 추정한다. 수학식 20에 1차 자기회귀 모델 파라미터를 구하는 식이 나타나 있다.
- [0104] 다향함수 피팅부(312)는 잡음 성분이 존재하는 실제 신호의 특성상 추정 결과는 일정 폭의 변동 범위를 가지게 되기 때문에 다향함수로의 피팅(fitting)을 통하여 중심주파수 변화의 경향성을 추정할 수 있도록 한다. 따라서, 어느 일정한 깊이에 대응하는 중심 주파수를 추정할 수 있다.
- [0105] 필터 계수 룩업 테이블(313)은 중심 주파수로부터 필터 계수를 결정한다.
- [0106] 동적 직각 복조부(320, dynamic quadrature demodulation unit)는 다운시프트된 중심주파수 추정치인 f_{SHIFT} 를 이용하여 RF영역에 있는 신호를 기저대역으로 변환하는 직각 복조를 동적으로 수행한다.
- [0107] 이러한 동적 직각 복조 후의 동상 및 직각 성분은 다음과 같이 표현된다.

수학식 26

$$\begin{aligned}
 I'(n) &= r(n) \cdot \cos(2\pi f_{SHIFT} n) * h_{lpf}(n) \\
 &= A(n) \cos(2\pi(f_0 + f_{fds})n) \cos(2\pi f_{SHIFT} n) * h_{lpf}(n) \\
 &= \left\{ \frac{A(n)}{2} \cos(2\pi(f_0 + f_{fds} + f_{SHIFT})n) + \frac{A(n)}{2} \cos(2\pi(f_0 + f_{fds} - f_{SHIFT})n) \right\} * h_{lpf}(n) \\
 &= \frac{A(n)}{2} \cos(2\pi(f_0 + f_{fds} - f_{SHIFT})n)
 \end{aligned}$$

[0108]

수학식 27

$$\begin{aligned}
 Q'(n) &= r(n) \cdot -\sin(2\pi f_{SHIFT} n) * h_{lpf}(n) \\
 &= A(n) \cos(2\pi(f_0 + f_{fds})n) (-\sin(2\pi f_{SHIFT} n)) * h_{lpf}(n) \\
 &= \left\{ -\frac{A(n)}{2} \sin(2\pi(f_0 + f_{fds} + f_{SHIFT})n) + \frac{A(n)}{2} \sin(2\pi(f_0 + f_{fds} - f_{SHIFT})n) \right\} * h_{lpf}(n) \\
 &= \frac{A(n)}{2} \sin(2\pi(f_0 + f_{fds} - f_{SHIFT})n)
 \end{aligned}$$

[0109]

수학식 28

$$I'(n) = \frac{A(n)}{2}, Q'(n) = 0$$

- [0111] 초음파의 진행 깊이에 따라 중심주파수의 다운시프트를 고려하지 않고 고정된 중심주파수를 사용하는 직각 복조를 수행했을 때 실제 중심주파수와의 오차로 인하여 바이어스되는 현상을 막기 위해 신호에 대한 중심 주파수

추정을 통하여 기본 주파수 성분 혹은 2차 이상의 고조파 성분에 대해 동적 직각 복조하는 과정은 이상에서 살펴본 바와 같다. 중심주파수의 다운시프트 정도가 잘 추정되면 신호 성분은 정확히 기저 대역의 신호로 변환됨으로써 직각 복조 시에 발생할 수 있는 신호의 에너지 손실을 줄일 수 있다.

[0112] 필터(330)는 f_{SHIFT} 를 이용하여 동적 직각 복조 후 수행되는 저역통과 필터의 사양을 결정함으로써 각 구간별 적응 동적 저역통과 필터링을 수행하게 된다.

[0113] 다시 말하면, 직각 복조 후 수행되는 동적 저역통과 필터의 사양을 추정된 중심 주파수를 이용하여 결정함으로써 실제 신호 성분의 특성에 맞는 필터링을 취할 수 있다.

[0114] 초음파 신호 성분은 주파수 의존형 감쇠 현상을 겪으면서 중심주파수가 다운시프트 되는 동시에 대역폭 (bandwidth)도 함께 감소한다. 따라서 중심주파수 보상 과정 이후에 직각 복조 시 발생하는 2차 고조파 성분을 제거하기 위해 수행하는 저역통과 필터는 초음파의 진행 깊이에 따라 동적으로 통과 대역이 변화하도록 하는 것이 일반적이다. 추정된 중심 주파수를 이용한 저역 통과 필터의 컷오프 주파수는 수학식 29와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 29

$$f_{cutoff}(n) = \frac{BW_{-6dB}}{2} (f_0 - f_{SHIFT}(n))$$

[0115] 이 때, BW_{-6dB} 는 송신 신호의 $-6dB$ 대역폭이다.

[0116] 본 발명에서는 중심주파수의 다운시프트와 대역폭이 감소되는 정도가 비례한다고 가정하고, 추정한 중심주파수 변동의 경향성을 동적 저역통과 필터의 특성을 결정하는 데에 사용한다. 신호의 주파수 특성을 고려하여 동적 저역통과 필터링을 수행함으로써 신호 성분을 잃지 않되 잡음 성분을 효과적으로 제거할 수 있기 때문에 신호 대 잡음 비의 향상에 효과가 있다.

[0117] 도 4는 본 발명의 바람직한 다른 실시예에 따른 2차 자기회귀 모델을 이용한 중심주파수 추정 과정과 이를 이용한 동적 직각 복조 과정이 추가된 적응적 직각 복조 장치의 블록도이다. 도 4를 참조하면 주파수 추정부(410)로 입력되는 신호 성분이 복소 신호가 아닌 실수 신호 그대로를 입력한다는 점에서 도 3과 차이가 있다. 그 외의 부분은 도 3에서와 같다.

[0118] 도 5는 본 발명의 바람직한 다른 실시예에 따른 1차 자기회귀모델을 이용한 적응적 직각 복조 방법의 흐름도이다.

[0119] 도 5를 참조하면, 본 실시예에 따른 적응적 직각 복조 방법은 도 3에 도시된 적응적 직각 복조 장치에서 시계열적으로 처리되는 단계들로 구성된다. 따라서, 이하 생략된 내용이라 하더라도 도 3에 도시된 적응적 직각 복조 장치에 관하여 이상에서 기술된 내용은 본 실시예에 따른 적응적 직각 복조 방법에도 적용된다.

[0120] 510 단계에서 적응적 직각 복조 장치는 수신된 초음파 신호를 헬버트 변환하여 동상 성분과 직각 성분으로 분리한다. 자기회귀 모델의 차수에 따라서 흐름에 차이가 있다. 1차 자기회귀 모델의 경우 400 단계에서 수신된 초음파 신호에 헬버트 변환을 수행하여 동상 성분과 직각 성분으로 분리하고, 2차 자기회귀 모델의 경우 수신된 초음파 신호를 그대로 2차 자기회귀 모델의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정한다.

[0121] 520 단계에서 적응적 직각 복조 장치는 상기 동상 성분과 상기 직각 성분을 1차 자기회귀 모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수를 추정한다.

[0122] 530 단계에서 적응적 직각 복조 장치는 상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 동적 직각 복조를 수행한다.

[0123] 540 단계에서 적응적 직각 복조 장치는 상기 추정된 중심 주파수에 근거하여 생성된 컷오프 주파수를 이용하여 필터링을 수행한다.

- [0125] 도 6은 본 발명의 바람직한 다른 실시예에 따른 2차 자기회귀모델을 이용한 적응적 직각 복조 방법의 흐름도이다.
- [0126] 도 6을 참조하면, 본 실시예에 따른 적응적 직각 복조 방법은 도 4에 도시된 적응적 직각 복조 장치에서 시계열적으로 처리되는 단계들로 구성된다. 따라서, 이하 생략된 내용이라 하더라도 도 4에 도시된 적응적 직각 복조 장치에 관하여 이상에서 기술된 내용은 본 실시예에 따른 적응적 직각 복조 방법에도 적용된다.
- [0127] 610 단계에서 적응적 직각 복조 장치는 수신된 초음파 신호를 2차 자기회귀모델에의 입력으로 이용하여 중심 주파수 또는 다운시프트 값을 추정한다.
- [0128] 620 단계에서 적응적 직각 복조 장치는 상기 추정된 중심 주파수를 이용하여 동적 직각 복조를 수행한다.
- [0129] 630 단계에서 적응적 직각 복조 장치는 상기 추정된 중심 주파수에 근거하여 생성된 컷오프 주파수를 이용하여 필터링을 수행한다.
- [0130] 이상에서 제시한 본 발명의 실시예에 따른 적응적 직각 복조 장치를 시뮬레이션한 결과가 도 7과 도 8에 도시되어 있으며, 시뮬레이션 환경은 다음의 표 1과 같다.

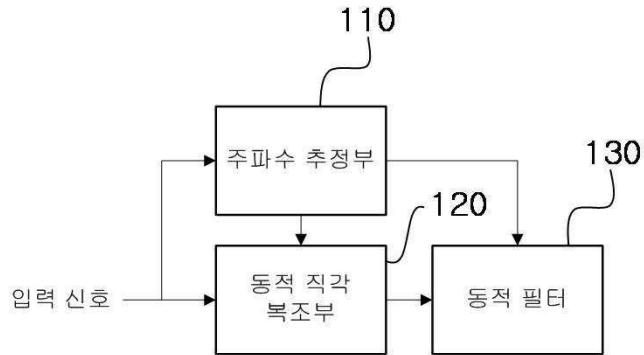
표 1

시뮬레이션 환경	
중심 주파수	4MHz
샘플링 주파수	32MHz
주파수 의존형 감쇠	있음(Beta = 0.5dB/cm/MHz)

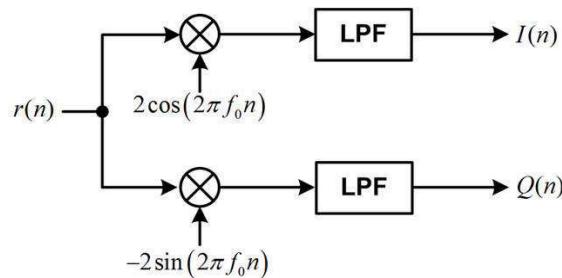
- [0132] 도 7은 수신 접속된 신호의 거리에 따른 신호의 시간 파형 및 주파수 스펙트럼을 도시한 것이다.
- [0133] 도 8은 자기회귀 모델을 이용하여 주파수 추정부(110)에서 추정한 중심주파수의 편이를 나타내는 그래프이다. 도 8a는 1차 자기회귀 모델을 이용한 중심 주파수 추정 그래프이고, 도 8b는 2차 자기회귀 모델을 이용한 중심 주파수 추정 그래프이다. 도 8을 참조하면, 깊이가 깊어질수록 중심 주파수의 편이가 커지는 것을 알 수 있다.
- [0134] 본 발명의 실시예들은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 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 본 발명을 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 룸(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 위해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다. 상기된 하드웨어 장치는 본 발명의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.
- [0135] 이상과 같이 본 발명에서는 구체적인 구성 요소 등과 같은 특정 사항들과 한정된 실시예 및 도면에 의해 설명되었으나 이는 본 발명의 보다 전반적인 이해를 돋기 위해서 제공된 것일 뿐, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 본 발명이 속하는 분야에서 통상적인 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 따라서, 본 발명의 사상은 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니되며, 후술하는 특허청 구범위뿐 아니라 이 특허청구범위와 균등하거나 등가적 변형이 있는 모든 것들은 본 발명 사상의 범주에 속한다고 할 것이다.

도면

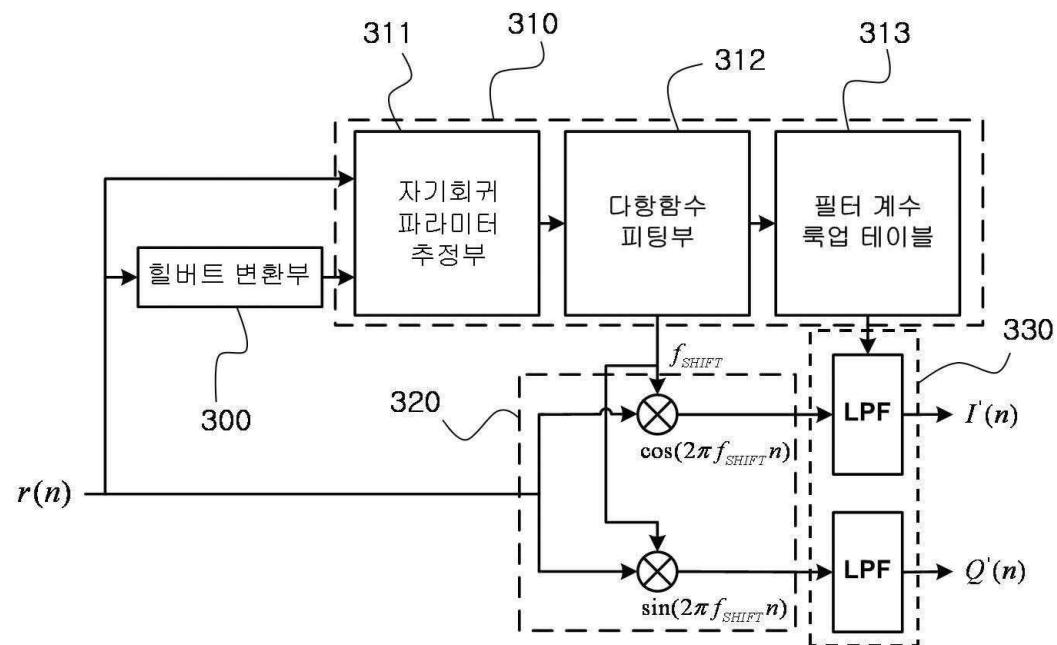
도면1



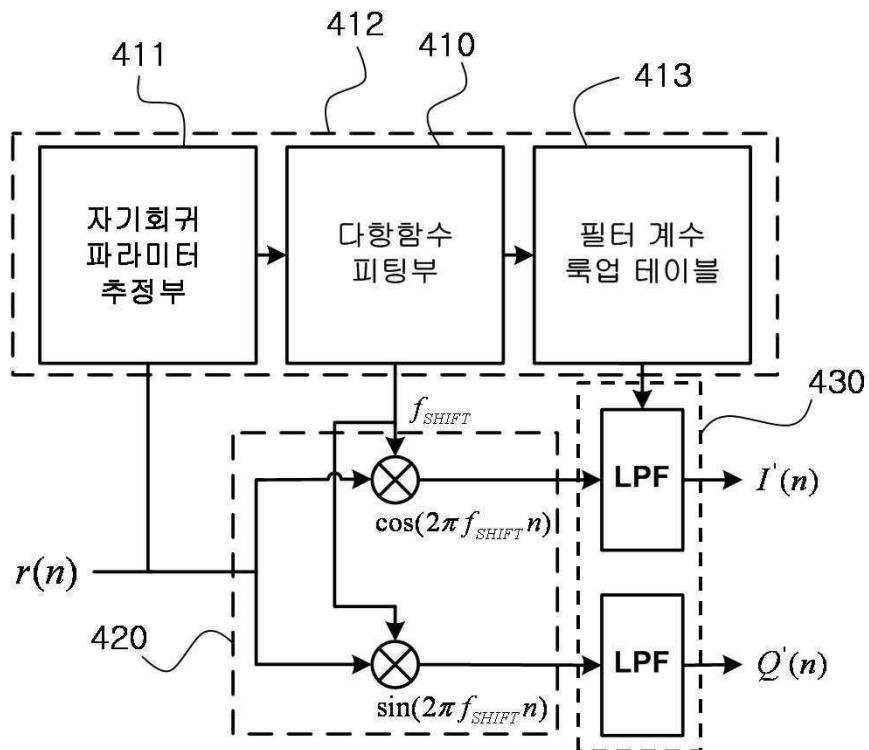
도면2



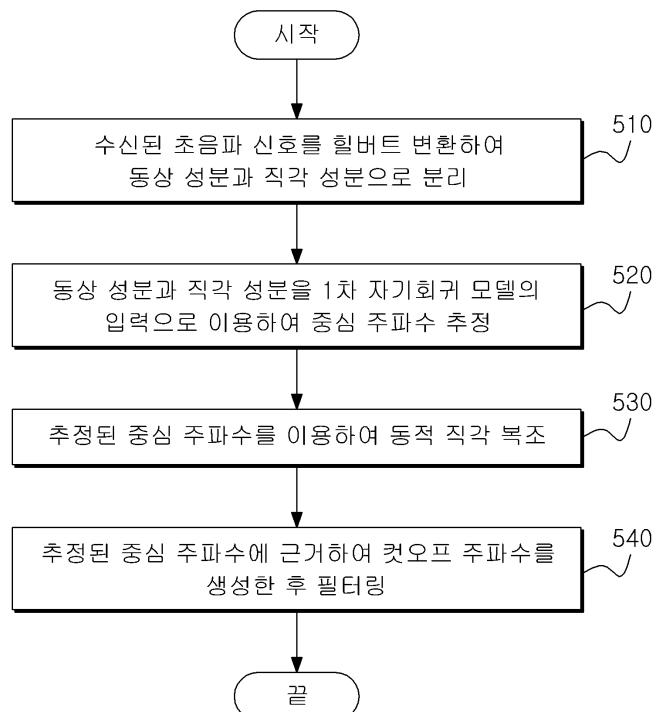
도면3



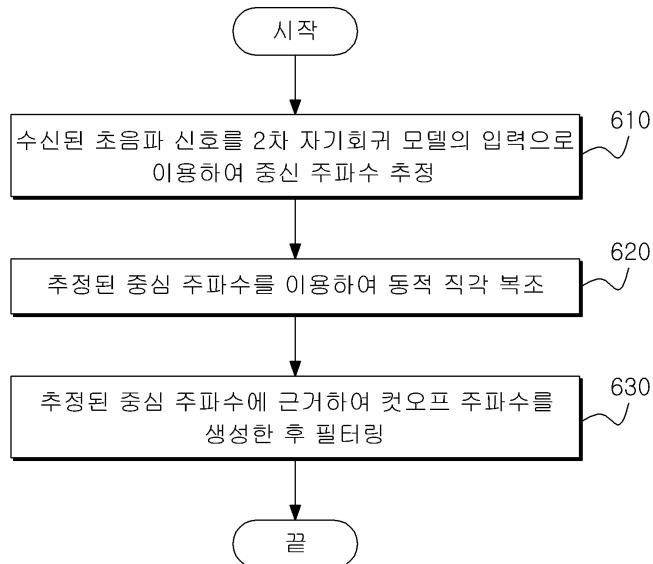
도면4



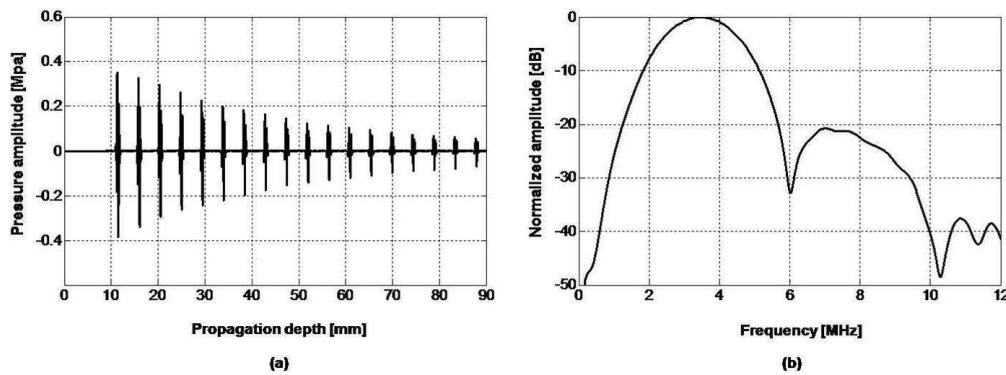
도면5



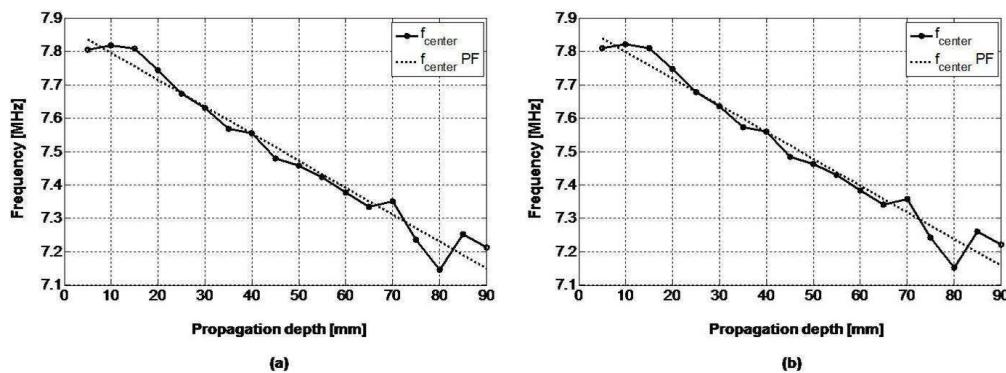
도면6



도면7



도면8



专利名称(译)	标题 : 自适应动态正交解调装置和方法		
公开(公告)号	KR101363543B1	公开(公告)日	2014-02-14
申请号	KR1020110007933	申请日	2011-01-26
[标]申请(专利权)人(译)	서강대학교산학협력단		
申请(专利权)人(译)	서강대학교산학협력단		
当前申请(专利权)人(译)	서강대학교산학협력단		
[标]发明人	CHANG JIN HO 장진호 SONG TAI KYONG 송태경 YOO YANG MO 유양모 LEE DA YEONG 이다영		
发明人	장진호 송태경 유양모 이다영		
IPC分类号	A61B A61B8/00		
CPC分类号	A61B8/52 G01S19/24		
其他公开文献	KR1020120086598A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

自适应正交解调器本发明涉及一种自适应正交解调器，更具体地说，涉及一种自适应正交解调器，它将接收到的超声信号分离成一个 - 正交解调部分使用同相和正交分量作为自回归模型的输入来估计中心频率，并且通过使用估计的中心频率来补偿同相分量和正交分量的频率的频带以及超声图像的信噪比，分辨率和对比度。代表人物 - 图1 Isa Young

