



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2012-0125076
(43) 공개일자 2012년11월14일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

G06T 1/00 (2006.01) A61B 8/00 (2006.01)

G01N 29/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2011-0043149

(22) 출원일자 2011년05월06일

심사청구일자 2011년05월06일

(71) 출원인

서강대학교산학협력단

서울특별시 마포구 백범로 35 (신수동, 서강대학교)

(72) 발명자

장진호

서울특별시 양천구 신목로2길 11, 101동 302호 (신정동, 청구아파트)

송대경

서울특별시 종로구 세검정로 438, 106동 402호 (평창동, 평창동 롯데캐슬 로잔)

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

특허법인충현

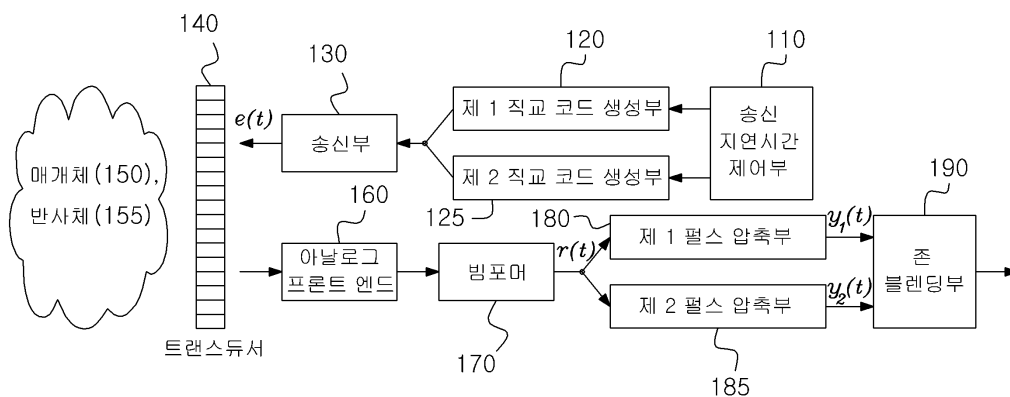
전체 청구항 수 : 총 25 항

(54) 발명의 명칭 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명은 초음파 영상 생성 방법에 관한 것으로서, 서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하고, 송신된 N개의 직교 비선형 코드가 반사되어 수신된 수신신호를 서로 다른 송신 집속점에 대응하는 N개의 수신신호로 분리한 다음, 분리된 N개의 수신신호를 송신 집속 구간에 따라 합성하는 것을 특징으로 하며, 프레임율을 희생시키지 않으면서도 측방향 해상도의 저하를 최소화하고, 측방향 해상도를 개선할 수 있다.

대표도 - 도1



(72) 발명자

유양모

경기도 고양시 일산서구 후곡로 60, 후곡3단지
307동 101호 (일산동)

윤창한

서울특별시 용산구 청암동 158 201호

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 10033726

부처명 지식경제부

연구사업명 산업원천기술개발사업

연구과제명 초음파 멀티 하모닉 영상 기술

주관기관 서강대학교 산학협력단

연구기간 2009.06.01 ~ 2010.05.31

특허청구의 범위

청구항 1

서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하는 단계;

상기 송신된 N개의 직교 비선형 코드가 반사되어 수신된 수신신호를 상기 서로 다른 송신 집속점에 대응하는 N개의 수신신호로 분리하는 단계; 및

상기 분리된 N개의 수신신호를 송신 집속 구간에 따라 합성하는 단계를 포함하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

트랜스듀서의 대역폭을 상기 N개의 대역으로 분할하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 N개의 수신신호로 분리하는 단계는,

압축 필터를 이용하여 상기 분리된 N개의 수신신호를 압축하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 압축 필터는 비정합 필터이고,

상기 직교 비선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선과 상기 직교 비선형 코드를 임의의 비정합 필터 계수를 이용하여 압축한 후 얻은 포락선의 차이가 가장 작도록 하는 비정합 필터 계수를 상기 비정합 필터의 필터 계수로 하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 직교 비선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선은 선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선인 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 6

제 4 항에 있어서,

상기 직교 비선형 코드와 상기 직교 비선형 코드의 트랜스포즈의 곱은 상기 비정합 필터의 필터 계수와 상기 비정합 필터의 필터 계수의 트랜스포즈의 곱과 동일한 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하는 단계는,

동시에 상기 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하는 단계인 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 직교 비선형 코드는 2차 직교 처프 신호인 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 9

제 1 항에 있어서,

상기 서로 다른 송신 집속점의 깊이가 서로 다른 경우, 상기 깊이에 대응하는 직교 비선형 코드의 주파수를 다르게 하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

깊이가 깊은 송신 집속점은 높은 주파수 서브 밴드에 대응하고, 깊이가 얕은 송신 집속점은 낮은 주파수 서브 밴드에 대응하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 11

제 9 항에 있어서,

깊이가 깊은 송신 집속점은 낮은 주파수 서브 밴드에 대응하고, 깊이가 얕은 송신 집속점은 높은 주파수 서브 밴드에 대응하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 12

제 1 항에 있어서,

상기 N이 2인 경우, 주파수 스윙 방향이 반대인 두 개의 직교 비선형 신호를 이용하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법.

청구항 13

서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하는 트랜스듀서;

상기 송신된 N개의 직교 비선형 코드가 반사되어 수신된 수신신호를 상기 서로 다른 송신 집속점에 대응하여 N개의 수신신호로 분리하면, 각각의 분리된 수신신호를 압축하는 펄스 압축부; 및

상기 분리된 N개의 수신신호를 송신 집속 구간에 따라 합성하는 존 블렌딩부를 포함하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 14

제 13 항에 있어서,

상기 펄스 압축부는 압축 필터를 이용하여 상기 분리된 N개의 수신신호를 압축하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 15

제 14 항에 있어서,

상기 압축 필터는 비정합 필터이고,

상기 직교 비선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선과 상기 직교 비선형 코드를 임의의 비정합 필터 계수를 이용하여 압축한 후 얻은 포락선의 차이가 가장 작도록 하는 비정합 필터 계수를 상기 비정합 필터의 필터 계수로 하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 16

제 15 항에 있어서,

상기 직교 비선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선은 선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선인 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 17

제 15 항에 있어서,

상기 직교 비선형 코드와 상기 직교 비선형 코드의 트랜스포즈의 곱은 상기 비정합 필터의 필터 계수와 상기 비정합 필터의 필터 계수의 트랜스포즈의 곱과 동일한 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 18

제 13 항에 있어서,

상기 직교 비선형 코드는 2차 직교 처프 신호인 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 19

제 13 항에 있어서,

상기 서로 다른 송신 집속점의 깊이가 서로 다른 경우, 상기 깊이에 대응하는 직교 비선형 코드의 주파수를 다르게 하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 20

제 19 항에 있어서,

깊이가 깊은 송신 집속점은 높은 주파수 서브 밴드에 대응하고, 깊이가 얕은 송신 집속점은 낮은 주파수 서브 밴드에 대응하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 21

제 19 항에 있어서,

깊이가 깊은 송신 집속점은 낮은 주파수 서브 밴드에 대응하고, 깊이가 얕은 송신 집속점은 높은 주파수 서브 밴드에 대응하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 22

제 13 항에 있어서,

상기 N이 2인 경우, 주파수 스윙 방향이 반대인 두 개의 직교 비선형 신호를 이용하는 것을 특징으로 하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 23

N개의 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하는 트랜스듀서;

상기 송신된 N개의 비선형 코드가 반사되어 수신된 수신신호를 상기 서로 다른 송신 집속점에 대응하여 N개의 수신신호로 분리하면, 각각의 분리된 수신신호를 압축하는 펄스 압축부; 및

상기 분리된 N개의 수신신호를 송신 집속 구간에 따라 합성하는 존 블렌딩부를 포함하고,

상기 펄스 압축부는 비정합 필터를 포함하고,

상기 비선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선과 상기 비선형 코드를 비정합 필터 계수를 이용하여 압축한 후 얻은 포락선의 차이가 가장 작도록 하는 비정합 필터 계수를 상기 비정합 필터의 필터 계수로 하는 것을 특징으로 하는 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치.

청구항 24

비선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선과 상기 비선형 코드를 비정합 필터 계수를 이용하여 압축한 후 얻은 포락선의 차이가 가장 작도록 하는 비정합 필터 계수를 상기 비정합 필터의 필터 계수로 하는 비정합 필터.

청구항 25

제 1 항 내지 제 12 항 중 어느 한 항의 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 초음파 영상 생성 방법에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 프레임율을 희생시키지 않으면서도 측방향 해상도의 저하를 최소화하고, 측방향 해상도를 개선하는 초음파 영상 생성 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 일반적으로 초음파 영상은 송신 고정 집속과 수신 동적 집속을 수행함으로써 실시간 이차원 영상을 구성한다. 이러한 방식은 높은 프레임율의 초음파 영상을 실시간으로 제공할 수 있지만 송신 집속점 이외의 영역에서는 해상도가 낮아지는 단점이 있다. 이런 문제점을 해결하기 위해서 기존 초음파 영상 시스템에서는 하나의 주사선을 생성 시 여러 영역에 송신 집속을 수행하여 해상도를 높이는 방법을 사용하고 있지만 이는 낮은 프레임율로 인해 움직임이 있는 대상체를 영상화하는데 적합하지 않다는 문제점이 있다.

[0003] 프레임율을 희생하면 측면 해상도는 멀티존 송신 집속에 의해 개선될 수 있다. 멀티존 송신 집속이란, 다른 집속점 깊이에 대하여 두 번 이상의 송신이 각각의 스캔라인에 대하여 연속적으로 이루어지는 것을 의미한다. 따라서, 프레임율이 송신 집속 영역의 수만큼 감소하게 된다.

[0004] 멀티존 송신 집속은 두 개 이상의 직교 코드열을 동시에 여기(excitation)시킴으로써, 프레임율을 낮추지 않고 수행할 수 있다. 코드 여기시에 Barker(barker), Golay(golay), 및 chirp(chirp)와 같은 긴 코드열이 송신되고, 이어서 펄스 압축(예를 들어, 상관관계)이 수신시 측방향 해상도를 유지하기 위해 수행된다.

[0005] 특히, Golay(golay) 코드 및 chirp(chirp) 코드는 직교 성질을 갖도록 설계될 수 있다. 직교 성질이란, 이론적으로 각 직교 코드열 사이에 어떠한 상호 상관(cross-correlation)이 없다는 것을 의미한다. 높은 프레임율을 얻기 위해서는 직교 코드들이 동시에 다른 부구경으로부터 송신되어야 한다. 이것을 병렬 송신(parallel transmission)이라고 한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 따라서, 본 발명이 해결하고자 하는 첫 번째 과제는 프레임율을 희생시키지 않으면서도 측방향 해상도의 저하를 최소화하고, 측방향 해상도를 개선하는 초음파 영상 생성 방법을 제공하는 것이다.

[0007] 본 발명이 해결하고자 하는 두 번째 과제는 프레임율을 희생시키지 않으면서도 측방향 해상도의 저하를 최소화하고, 측방향 해상도를 개선하는 초음파 영상 생성 장치를 제공하는 것이다.

[0008] 또한, 상기된 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록 매체를 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

[0009] 본 발명은 상기 첫 번째 과제를 달성하기 위하여, 서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하는 단계; 상기 송신된 N개의 직교 비선형 코드가 반사되어 수신된 수신신호를 상기 서로 다른 송신 집속점에 대응하는 N개의 수신신호로 분리하는 단계; 및 상기 분리된 N개의 수신신호를 송신 집속 구간에 따라 합성하는 단계를 포함하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법을 제공한다.

[0010] 본 발명의 일 실시예에 의하면, 트랜스듀서의 대역폭을 상기 N개의 대역으로 분할할 수 있다.

[0011] 또한, 상기 N개의 수신신호로 분리하는 단계는 압축 필터를 이용하여 상기 분리된 N개의 수신신호를 압축하는

단계를 더 포함할 수 있다.

- [0012] 이때, 상기 압축 필터는 비정합 필터이고, 상기 직교 비선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선과 상기 직교 비선형 코드를 임의의 비정합 필터 계수를 이용하여 압축한 후 얻은 포락선의 차이가 가장 작도록 하는 비정합 필터 계수를 상기 비정합 필터의 필터 계수로 할 수 있다.
- [0013] 또한, 상기 직교 비선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선은 선형 코드를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선인 것이 바람직하다. 이때, 상기 직교 비선형 코드와 상기 직교 비선형 코드의 트랜스포즈의 곱은 상기 비정합 필터의 필터 계수와 상기 비정합 필터의 필터 계수의 트랜스포즈의 곱과 동일한 것이 바람직하다.
- [0014] 또한, 상기 서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 동시에 송신할 수 있다. 상기 직교 비선형 코드는 2차 직교 처프 신호인 것이 바람직하다.
- [0015] 본 발명의 다른 실시예에 의하면, 상기 서로 다른 송신 집속점의 깊이가 서로 다른 경우, 상기 깊이에 대응하는 직교 비선형 코드의 주파수를 다르게 하는 것이 바람직하다. 이때, 깊이가 깊은 송신 집속점은 높은 주파수 서브 밴드에 대응하고, 깊이가 얇은 송신 집속점은 낮은 주파수 서브 밴드에 대응하도록 할 수 있으며, 이와 반대로 대응시킬 수도 있다.
- [0016] 또한, 상기 N이 2인 경우, 주파수 스윙 방향이 반대인 두 개의 직교 비선형 신호를 이용할 수 있다.
- [0017] 본 발명은 상기 두 번째 과제를 달성하기 위하여, 서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하는 트랜스듀서; 상기 송신된 N개의 직교 비선형 코드가 반사되어 수신된 수신신호를 상기 서로 다른 송신 집속점에 대응하여 N개의 수신신호로 분리하면, 각각의 분리된 수신신호를 압축하는 펄스 압축부; 및 상기 분리된 N개의 수신신호를 송신 집속 구간에 따라 합성하는 존 블렌딩부를 포함하는 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치를 제공한다.
- [0018] 상기 다른 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명은 상기된 초음파 영상 생성 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록 매체를 제공한다.

발명의 효과

- [0019] 본 발명에 따르면, 초음파 영상 생성시 프레임율을 희생시키지 않으면서도 측방향 해상도의 저하를 최소화하고, 측방향 해상도를 개선할 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0020] 도 1은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따른 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치의 블록도이다.
- 도 2는 같은 주파수 대역폭($\Delta f_1 = \Delta f_2$)를 갖는 2개의 선형 처프 신호와 2개의 2차 처프 신호의 순시 주파수 합수를 도시한 것이다.
- 도 3은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따른 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법의 흐름도이다.
- 도 4는 트랜스듀서의 임펄스 응답과 컨벌루션한 후에 2개의 선형 직교 처프 신호와 2개의 2차 직교 처프 신호의 스펙트럼을 도시한 것이다.
- 도 5는 선형 직교 처프 신호와 2차 직교 처프 신호의 펄스 압축 결과를 도시한 것이다.
- 도 6은 Field II 시뮬레이션에 의해 생성된 이미지가 도시되어 있다.
- 도 7은 각각의 깊이에서 포인트 타겟의 -6dB 측방향 및 축방향 빔폭을 도시한 것이다.
- 도 8은 각각의 깊이에서 포인트 타겟의 -20dB 측방향 및 축방향 빔폭을 도시한 것이다.
- 도 9는 비선형 처프 신호와 비정합 필터를 도시한 것이다.
- 도 10은 비선형 처프 신호에서 일반적인 정합 필터와 비정합 필터를 이용하여 구한 포락선과 선형 처프 신호의 포락선을 보여주고 있다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0021] 본 발명에 관한 구체적인 내용의 설명에 앞서 이해의 편의를 위해 본 발명이 해결하고자 하는 과제의 해결 방안의 개요 혹은 기술적 사상의 핵심을 우선 제시한다.
- [0022] 본 발명의 일 실시예에 따른 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법은 서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신하는 단계; 상기 송신된 N개의 직교 비선형 코드가 반사되어 수신된 수신신호를 상기 서로 다른 송신 집속점에 대응하는 N개의 수신신호로 분리하는 단계; 및 상기 분리된 N개의 수신신호를 송신 집속 구간에 따라 합성하는 단계를 포함한다.
- [0023] 본 발명은 직교 비선형 신호를 이용하여 다중 집속 초음파 영상화 방법에 관한 것으로, 초음파 트랜스듀서의 대역폭을 다수의 대역(N)으로 분할한 후 서로 직교하는 N개의 직교 코드를 설계하여 이를 동시에 서로 다른 송신 집속점에 송신한다. 수신 시 압축 필터를 이용하여 서로 다른 송신 집속점을 가지는 N개의 수신 신호로 분리한다. 이때 압축 방식은 정합 혹은 비정합 필터를 이용할 수 있다. 분리된 수신신호는 송신 초점 구간에 따라 합성함으로써 높은 해상도와 프레임율의 초음파 영상을 제공한다. 즉, 대상체로부터 수신된 신호를 코드 압축 방식(정합 혹은 비정합)으로 N개의 코드로 분리한 후 이를 합성하여 디스플레이한다.
- [0024] 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 자명할 것이다.
- [0025] 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 필요한 경우 다른 도면의 구성요소를 인용할 수 있음을 미리 밝혀둔다. 아울러 본 발명의 바람직한 실시예에 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. 덧붙여, 명세서 전체에서, 어떤 부분이 다른 부분과 '연결'되어 있다고 할 때, 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.
- [0026] 일반적인 초음파 이미징 시스템은 프레임율 때문에 송신 고정 집속과 수신 동적 집속을 수행한다. 따라서, 가장 좋은 측방향 해상도는 송신 집속점 근처이다.
- [0027] 하나의 주사선을 생성 시 여러 영역에 송신 집속을 수행하는 방법은 프레임율을 희생하여 측방향 해상도를 높일 수 있다. 그러나, 본 발명의 실시예에서는 프레임율을 희생하지 않고 측방향 해상도를 향상시키기 위해 동시에 여러 영역에 송신 집속을 수행하는 방법을 개시한다.
- [0028] 본 발명의 실시예에 따르면, 다른 주파수 스펙트럼을 가지고 있으면서, 가중치가 부여된 두 개의 2차 처프 신호가 동시에 다른 송신 지연 시간으로 송신되어 멀티-존 집속을 수행한다.
- [0029] 가중치가 부여된 두 개의 2차 처프 신호는 압축 후에 원하는 레벨의 상호 상관(cross-correlation)을 갖도록 설계될 수 있으므로, 스펙트럼을 나누는 것으로 인해 측방향 해상도의 열화가 최소화된다.
- [0030] Field II 시뮬레이션을 통해 살펴보면, 본 발명의 성능을 평가하여 2 사이클 펄스 여기 방법과 가중치가 부여된 선형 처프 신호의 성능과 비교할 수 있을 것이다. 시뮬레이션 결과로부터 본 발명은 -6dB 측방향 빔 폭과 -20dB 측방향 빔 폭을 펄스 여기 방법과 비교하여 각각 1.67배와 1.84배 향상시킬 수 있었다.
- [0031] 비록 가중치가 부여된 2개의 선형 처프 신호들은 측방향 해상도 면에서는 같은 개선 정도를 보이지만, 측방향 해상도 면에서는 상당히 저하된다.
- [0032] 가장 최악의 해상도 저하는 -6dB 빔 폭과 -20dB 빔 폭에서 각각 2.11배와 3.51배 저하될 수 있다. 이것은 스펙트럼을 분할하고, 분할된 스펙트럼 사이의 상호상관으로 인한 것이다. 2차 처프 신호의 경우에 최악의 해상도 저하는 -6dB 빔 폭과 -20dB 빔 폭에서 각각 1.73배와 2.01배이다. 이러한 결과는 초음파 이미지의 측방향

해상도는 측방향 해상도보다 일반적으로 몇 배 더 높기 때문에 본 발명이 초음파 이미지 화질을 전반적으로 개선하는데 유용하다는 것을 보여준다.

- [0033] 본 발명에서는 주파수 스윙 방향이 반대인 두 개의 직교 처프 신호를 이용한다. 다른 스윙 방향은 두 개의 처프 신호 사이에 상호 상관의 정도를 감소시키도록 한다. 상호 상관은 두 개의 송신 스캔 라인이 멀리 떨어져 있을수록 감소된다.
- [0034] 그러나 이상의 방법은 상호 상관과 밀접하게 연관이 있는 사이드로브 범위를 충분히 억제하기 위해 상대적으로 긴 처프 시퀀스(20 μ s 길이)를 사용한다. 긴 길이의 처프 신호는 결과적으로 상당한 데드 존(dead zone)을 발생시킨다.
- [0035] 다른 실시예로서, 동시에 여러 영역에 송신 집속이 이루어지는 동시 멀티존 송신 집속(simultaneous transmit multi-zone focusing, STMF)은 직교 골레이 코드를 이용할 수도 있다. 동시 멀티존 송신 집속에서 두 개의 직교 코드들이 동시에 다른 지연 시간으로 송신되어 두 개의 다른 깊이에서 집속된다. 그러나, 골레이 코드열의 특성 때문에 직교 코드에 상보적인 코드 쌍이 각 스캔라인의 사이드로브 범위를 제거하기 위해 연속적으로 송신되므로, 프레임율이 감소하게 된다.
- [0036] 더구나 동시 멀티존 송신 집속 방법은 모션 아티팩트와 같이 움직임에 의해 야기되는 비상관(decorrelation) 때문에 움직이는 타겟을 이미지화하는데 적절하지 않다.
- [0037] 또한, 선형 처프 신호를 이용하는 동시 멀티존 송신 집속 방법(simultaneous transmit multi-zone focusing-linear chirp, STMF-LC)를 이용할 수 있다. 이 방법에서는 두 개의 직교 처프 신호들을 트랜스듀서의 대역을 2개의 서브 밴드들로 나눔으로써, 획득할 수 있다. 각 서브 밴드에서의 스윙 방향은 반대인 것이 바람직하다.
- [0038] STMF-LC의 장점은 프레임율을 감소시키지 않으면서 STMF를 수행할 수 있다는 점이다. 그러나, STMF-LC는 여전히 두 개의 처프 신호 사이에 상당한 상호 상관으로 인해 높은 수준의 사이드로브 범위로 문제가 발생할 수 있다. 이러한 문제는 각 처프 신호의 대역폭이 증가할 때 더 심각한 문제가 될 수 있다. 본 발명에서는 상호 상관을 감소시키기 위해 직교 2차 처프 신호를 이용한 동시 멀티존 송신 집속 방법(simultaneous transmit multi-zone focusing-quadrature chirp, STMF-QC)를 개시한다.
- [0039] 시간에 따른 순시 주파수의 2차원적 변화로 인해 직교 2차 처프 신호는 선형 직교 처프 신호보다 낮은 상호 상관을 갖도록 설계될 수 있다. 또한, STMF-QC의 성능은 공간 해상도 개선의 관점에서 Field II 시뮬레이션을 통해 평가된다. 성능 평가는 종래의 펄스 여기(pulse excitation) 성능과 STMF-LC의 성능을 고려하여 평가된다.
- [0040] 도 1은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따른 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 장치의 블록도이다.
- [0041] 도 1을 참조하면, 본 실시예에 따른 초음파 영상 생성 장치는 송신 지연시간 제어부(110), 제 1 직교 코드 생성부(120), 제 2 직교 코드 생성부(125), 송신부(130), 트랜스듀서(140), 아날로그 플론트 엔드(160), 빔포머(170), 제 1 펄스 압축부(180), 제 2 펄스 압축부(185), 및 존 블렌딩부(190)로 구성된다.
- [0042] 도 1에 도시된 초음파 영상 생성 장치는 동시에 멀티존 집속을 하기 위한 직교 코드 여기 장치를 포함한다.
- [0043] 송신 지연시간 제어부(110)는 직교 코드 생성부(120, 125)가 생성하는 직교 코드에 대하여 송신 지연시간을 결정하고, 각 직교 코드 생성부로 전달한다.
- [0044] 제 1 직교 코드 생성부(120)는 제 2 직교 코드 생성부(125)가 생성하는 코드와 직교하는 제 1 직교 코드를 생성한다.
- [0045] 제 2 직교 코드 생성부(125)는 제 1 직교 코드 생성부(120)가 생성하는 코드와 직교하는 제 2 직교 코드를 생성한다.
- [0046] 도 1에서는 2개의 직교 코드를 생성하는 구성이 도시되었으나, N개의 직교 코드를 생성하는 제 1 직교 코드 생성부 내지 제 N 직교 코드 생성부를 포함하여 구성될 수 있다.
- [0047] 송신부(130)는 제 1 직교 코드 생성부(120)와 제 2 직교 코드 생성부(125) 각각으로부터 직교 코드를 수신하고, 수신된 직교 코드를 합하여 트랜스듀서(140)로 출력한다.

[0048] 본 실시예에 따른 초음파 영상 생성 장치가 두 개의 직교 코드들을 동시에 생성할 때, 출력 신호 $e(t)$ 는 다음의 수학식 1과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 1

$$e(t) = c_1(t) + c_2(t)$$

[0049]

[0050] 여기서, $c_1(t)$ 와 $c_2(t)$ 는 상호 직교 코드 쌍이다.

[0051]

만일 $c_1(t)$ 과 $c_2(t)$ 가 서로 다른 깊이에서 송신 집속을 하는데 이용되고, $c_1(t)$ 과 $c_2(t)$ 의 상호 상관이 초음파 영상 생성 장치의 잡음 레벨(noise floor)보다 더 낮다면, 초음파 영상의 측방향 해상도는 프레임율을 낮추지 않고 개선될 수 있다.

[0052]

한편, 출력 신호 $e(t)$ 는 트랜스듀서(140)와 매개체(150)를 통과하고, 이후 반사체(155)로부터 반사된 반사 신호들이 트랜스듀서(140)에 의해 수신된다.

[0053]

트랜스듀서(140)는 송신부(130)가 출력한 출력신호 $e(t)$ 를 수신한 후, 대상체를 향해 상기 출력신호 $e(t)$ 를 출력하고, 출력신호가 반사체(155)에 의해 반사된 채널별 수신신호를 수신한 후, 아날로그 프런트 엔드(160)로 채널별 수신신호를 보낸다.

[0054]

아날로그 프런트 엔드(160)는 아날로그 신호인 채널별 수신신호를 디지털 신호로 변환한다.

[0055]

빔포머(170)는 트랜스듀서(140)가 수신한 채널별 수신신호들에 채널별 지연시간을 적용하여 수신신호를 생성한다.

[0056]

빔포머(170)가 빔포밍 후 생성된 수신신호는 다음의 수학식 2와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 2

$$r(t) = e(t) * p(t) * m(t) * s(d, t) * p(t)$$

[0057]

여기서, $*$ 는 컨벌루션 기호이고, $p(t)$, $m(t)$, 및 $s(d, t)$ 는 각각 트랜스듀서(140), 매개체(150), 및 깊이 d 에 서의 반사체(155)의 임펄스 응답이다.

[0058]

제 1 펄스 압축부(180)는 빔포머(170)가 생성한 수신신호 $r(t)$ 를 수신하여 짧은 펄스로 압축한다.

[0059]

제 2 펄스 압축부(185)는 빔포머(170)가 생성한 수신신호 $r(t)$ 를 수신하여 짧은 펄스로 압축한다.

[0060]

수신신호 $r(t)$ 를 짧은 펄스로 압축하는데 이용되는 펄스 압축(pulse compression)은 다음의 수학식 3과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 3

$$\begin{aligned} y_1(t) &= [e(t) * p(t) * m(t) * s(d, t) * p(t)] * h_1(t) \\ &= [p(t) * m(t) * s(d, t) * p(t)] * [c_1(t) * h_1(t) + c_2(t) * h_1(t)] \\ y_2(t) &= [e(t) * p(t) * m(t) * s(d, t) * p(t)] * h_2(t) \\ &= [p(t) * m(t) * s(d, t) * p(t)] * [c_1(t) * h_2(t) + c_2(t) * h_2(t)] \end{aligned}$$

[0062]

여기서, $h_1(t)$ 와 $h_2(t)$ 는 각각의 직교 코드($c_1(t)$ 와 $c_2(t)$)에 매칭된 디코딩 필터들이다. 매칭된 디코딩 필터는 $h(t) = c^*(-t)$ 로 표현할 수 있다.

[0063]

[0064] 수학식 3에서 $c_2(t)*h_1(t)$ 항과 $c_1(t)*h_2(t)$ 항은 상호 상관을 나타내는 항이다. 만일 이상적인 직교 코드들이 송신시에 사용된다면, 펄스 압축은 다음의 수학식 4와 같이 각각의 직교 코드의 자기 상관(autocorrelation)만을 생성할 것이다.

수학식 4

$$y_1(t) = [p(t) * m(t) * s(d, t) * p(t)] * [c_1(t) * h_1(t)]$$

$$y_2(t) = [p(t) * m(t) * s(d, t) * p(t)] * [c_2(t) * h_2(t)]$$

[0065]

[0066] 수학식 4에 도시된 바와 같이 빔포머(170)로부터 수신된 수신신호 $r(t)$ 는 각각의 직교 코드에 대해서 펄스 압축에 의해 분리될 수 있다.

[0067] 존 블렌딩부(190)는 분리된 신호들($y_1(t)$, $y_2(t)$)을 멀티존 블렌딩(blending) 방법에 기초하여 결합한다.

[0068] 이하에서는 제 1 직교 코드 생성부(120) 또는 제 2 직교 코드 생성부(125)가 생성하는 직교 코드에 대하여 보다 상세하게 살펴보기로 한다. 이하의 설명은 일예에 불과하며, 직교 코드인 경우 모두 적용이 가능하고, 직교 코드 생성부가 N개 있어도 무방하다.

[0069] 직교 코드 생성부가 생성하는 직교 코드에는 크게 직교 선형 코드와 직교 비선형 코드가 있다. 직교 선형 코드는 직교 선형 처프 신호를 예로 들고, 직교 비선형 코드는 2차 처프 신호를 예로 들어 설명하기로 한다.

[0070] 가중치가 부여된 선형 처프 신호는 시간에 따라 선형적으로 변화하는 순시 주파수를 가지며 다음의 수학식 5와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 5

$$c_l(t) = w(t)_l e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{T} t^2)}$$

[0071]

[0072] 여기서, $w_l(t)$ 는 윈도우 함수이고, f_0 는 중심 주파수이며, Δf 는 처프 신호의 대역폭이다. T는 펄스 시간이다.

[0073] 인체 조직으로부터 반사된 처프 신호를 수신한 후에, 수신된 신호를 송신된 처프 신호와 상관시킴으로써, 펄스 압축이 수행되는 것이다.

[0074] 펄스 압축부(180, 185)에 의한 선형 처프 신호에 대한 펄스 압축의 출력은 다음의 수학식 6과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 6

$$y_l(t) = c_l(t) * c_l^*(-t)$$

$$= e^{j2\pi(f_0 t - \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{T} t^2)} \int_{-T/2}^{T/2} w_l(t-\tau) w_l(\tau) e^{-j2\pi \frac{\Delta f}{T} \tau t} d\tau$$

[0075]

[0076] 수학식 6에서 주엽폭은 윈도우 함수 $w_l(t)$ 의 자기 상관을 푸리에 변환함으로써 결정된다. 또한 주엽폭은 처프 신호의 대역폭 Δf 에 반비례한다.

[0077] 한편, 가중치가 부여된 비선형(예를 들면 2차) 처프 신호는 순시 주파수가 시간에 따라 2차함수적으로 변화하는데, 다음의 수학식 7과 같이 표현할 수 있다.

수학식 7

$$c_q(t) = w_q(t) e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{3} \frac{\Delta f}{T} (t - \frac{T}{2})^3)}$$

[0078]

[0079]

2차 처프 신호에 대하여 펄스 압축의 분석가능한 해(analytic solution)는 구할 수 없다. 그러나 압축된 2차 처프 신호의 주엽폭과 사이드로브 범위 레벨은 Field II 시뮬레이션으로 구할 수 있다.

[0080]

이론적으로 오버랩되지 않는 주파수 대역을 갖는 처프 신호들은 상호 직교한다고 한다. 주어진 트랜스듀서 대역폭 하에서 직교 처프 신호를 설계하기 위해서는 처프 신호들의 대역폭 Δf 가 좁아야 한다. 이러한 설계는 수학식 6에서 볼 수 있는 바와 같이 펄스 압축 후에 넓은 주엽을 갖도록 한다.

[0081]

처프 신호들의 대역폭이 주엽폭을 개선하기 위해 증가함에 따라, 처프 신호들의 주파수 오버랩 또한 증가하기 때문에 처프 신호들 사이의 상호 상관은 증가하게 된다. 이러한 상호 상관은 사이드로브 레벨 범위와 밀접한 관련이 있다.

[0082]

한편, 좁은 주엽폭을 얻기 위해서는 넓은 밴드의 직교 처프 신호들의 주파수 스윙 방향이 바뀌도록 설계되어야 한다. 이에 대해서는 도 2를 참조하여 상세하게 살펴보기로 한다.

[0083]

도 2는 같은 주파수 대역폭($\Delta f_1 = \Delta f_2$)를 갖는 2개의 선형 처프 신호와 2개의 2차 처프 신호의 순시 주파수를 함수를 도시한 것이다.

[0084]

도 2a는 두 개의 선형 직교 처프 신호들의 순시 주파수 함수를 도시한 것이다. 도 2a를 참조하면, 한 선형 처프 신호의 순시 주파수가 감소할 때, 다른 선형 처프 신호의 순시 주파수가 시간에 따라 증가한다.

[0085]

주파수 스윙 방향의 변화는 같은 주파수 스윙 방향을 갖는 설계와 비교할 때, 일정 부분 사이드로브 범위 레벨을 감소시키는데 기여한다.

[0086]

그러나, 도 2a의 회색 박스로 도시된 바와 같이 두 개의 처프 신호들의 스펙트럼 오버랩은 상호상관을 증가시키게 되고, 사이드로브 범위 레벨을 올리게 된다.

[0087]

도 2b는 두 개의 2차 직교 처프 신호들의 순시 주파수 함수를 도시한 것인데, 도 2b에 도시된 바와 같이 2차 함수적으로 순시 주파수를 변화시킴으로써, 스펙트럼 오버랩을 효과적으로 감소시킬 수 있다. 즉, 2차 처프 신호를 이용함으로써, 스펙트럼 오버랩을 감소시킬 수 있다.

[0088]

도 1과 도 2를 참조하면, 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 초음파 영상 생성 장치는 직교 2차 처프 신호를 이용하여 동시에 멀티존 송신 집속 방법(STMF-QC)을 수행하는 것을 알 수 있다.

[0089]

STMF-QC에서는 두 개의 직교 2차 처프 신호가 동시에 다른 지연 시간을 갖고 송신되어, 두 개의 다른 깊이에서 집속된다. 이때, 깊이에 따라 일정한 측방향 해상도를 유지하기 위해 각각의 송신 집속 깊이에 대응하는 주파수 서브밴드 선택이 이루어진다.

[0090]

측방향 해상도는 주엽폭에 의해 결정되는데, 주엽폭은 다음의 수학식 8과 같이 정의된다.

수학식 8

$$\psi = \frac{\lambda z}{D} = \left(\frac{v}{f} \right) \frac{z}{D}$$

[0091]

[0092]

λ 는 파장이고, z 는 이미징 깊이이며, D 는 어퍼처 크기이다. v 는 부드러운 조직에서의 초음파 속도이고, f 는 중심 주파수이다.

- [0093] 수학식 8을 참조하면, 주엽폭이 이미징 깊이에 비례하고, 중심 주파수에 반비례함을 알 수 있다.
- [0094] 따라서, 본 발명의 실시예에 따른 STMF-QC는 가까운 깊이에 집속하기 위해 낮은 서브 밴드(예를 들면, 업-스weep(up-sweep) 처프 신호)를 사용하고, 깊은 깊이에 집속하기 위해서는 높은 서브 밴드(다운 스weep(down-sweep) 처프 신호)를 이용한다. 이와 같이 나누어 집속하면, 이미지 전체적으로 균일한 측방향 해상도를 얻을 수 있다.
- [0095] 주파수에 따라 초음파가 감쇠하는 것을 고려하면, 낮은 서브 밴드를 깊은 깊이에 집속하는데 사용하고, 높은 서브 밴드를 가까운 깊이에 집속하는데 사용할 수 있다. 이와 같이 하는 이유는 높은 주파수의 초음파는 낮은 주파수의 초음파보다 매질을 진행함에 따른 감쇠가 더 크기 때문이다.
- [0096] 도 3은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따른 직교 비선형 코드를 이용한 초음파 영상 생성 방법의 흐름도이다.
- [0097] 도 3을 참조하면, 본 실시예에 따른 초음파 영상 생성 방법은 도 1에 도시된 초음파 영상 생성 장치에서 시계열적으로 처리되는 단계들로 구성된다. 따라서, 이하 생략된 내용이라 하더라도 도 1에 도시된 초음파 영상 생성 장치에 관하여 이상에서 기술된 내용은 본 실시예에 따른 초음파 영상 생성 방법에도 적용된다.
- [0098] 300 단계에서 초음파 영상 생성 장치는 서로 직교하는 N개의 직교 비선형 코드를 서로 다른 송신 집속점에 송신한다.
- [0099] 상기 N개의 직교 비선형 코드는 N개의 직교 코드 생성부(120, 125)로부터 생성될 수 있으며, 송신 지연시간 제어부(110)는 생성되는 각각의 직교 비선형 코드의 송신 지연시간을 결정한다.
- [0100] 310 단계에서 초음파 영상 생성 장치는 상기 송신된 N개의 직교 비선형 코드의 수신신호를 상기 서로 다른 송신 집속점에 대응하는 N개의 수신신호로 분리한다.
- [0101] 상기 송신된 N개의 직교 비선형 코드의 수신신호는 빔포머(170)에 의해 수학식 2와 같이 나타낼 수 있다.
- [0102] 한편, 상기 송신된 N개의 직교 비선형 코드의 수신신호를 상기 서로 다른 송신 집속점에 대응하는 N개의 수신신호로 분리하는 것은 압축 필터를 포함하는 펄스 압축부(180, 185)가 수행한다.
- [0103] 320 단계에서 초음파 영상 생성 장치는 상기 분리된 N개의 수신신호를 송신 집속 구간에 따라 합성한다.
- [0104] 본 발명의 실시예에 따른 STMF-QC를 이용한 초음파 영상 생성 방법에서 사이드로브 범위를 감소시키는 효과는 MATLAB에서 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다. 시뮬레이션에서 두 개의 서브 밴드들은 STMF-LC와 STMF-QC 방법에서 스펙트럼 분할에 의해 얻어진다. 두 방법의 -6dB 대역폭은 2.3~3.7MHz 와 3.3~4.7MHz의 범위이고, -6dB 스펙트럼 오버랩은 29%이다. 처프 신호의 길이는 7.25 μ s이다. 또한, 트랜스듀서의 스펙트럼 특성은 처프 신호와 트랜스듀서의 임펄스 응답 $p(t)$ 를 컨볼루션함으로써, 얻을 수 있다. 중심 주파수와 트랜스듀서의 -6dB 비대역폭(fractional bandwidth)은 각각 3.5MHz와 70%이다.
- [0105] 또한, 공간 해상도의 향상은 Field II 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다.
- [0106] Field II 시뮬레이션에서, 다른 깊이에 있는 강한 반사체들(reflectors)과 산란체들(scatterers)은 3.5MHz 컨벡스 어레이에 의해 스캔된다.
- [0107] 시뮬레이션에서 사용되는 파라미터들은 표 1에 나타낸 바와 같다.

표 1

Parameters	Values
Sampling frequency [MHz]	40
Number of channel	64
Number of scanline	32
Center frequency [MHz]	3.5
Field of view [degree]	14.21
Radius of curvature [mm]	40
Element pitch [mm]	0.31
Dynamic range [dB]	60

[0108]

[0109]

Hanning 윈도우가 STMF-LC와 STMF-QC에 대해 윈도우 함수로 사용된다.

[0110]

두 가지 방법에 사용되는 직교 처프 신호는 같은 대역폭을 갖고, 낮은 서브 밴드는 40mm 깊이에서 집속되고, 높은 서브 밴드는 80mm 깊이에서 집속된다.

[0111]

비교를 위해, 2 사이클 펄스를 생성하고, 50mm 깊이에서 집속시키기로 한다. 2 사이클 펄스 이미지의 공간 해상도는 STMF 방법의 성능을 평가하는 척도로 사용된다.

[0112]

도 4는 트랜스듀서의 임펄스 응답과 컨벌루션한 후에 2개의 선형 직교 처프 신호와 2개의 2차 직교 처프 신호의 스펙트럼을 도시한 것이다.

[0113]

도 4a는 트랜스듀서에 의해 생성되는 2 개의 선형 직교 처프 신호의 스펙트럼을 도시한 것이고, 도 4b는 트랜스듀서에 의해 생성되는 2개의 2차 직교 처프 신호의 스펙트럼을 도시한 것이다.

[0114]

업-스weep(up-swept) 처프 신호는 낮은 서브 밴드에서 생성되고, 다운-스weep(down-swept) 처프 신호는 높은 서브 밴드에서 생성된다. 두 서브 밴드들의 -6dB 대역폭은 각각 2.3~3.7MHz와 3.3~4.7MHz이다.

[0115]

두 개의 선형 처프 신호의 최대 크기는 각각 3MHz와 4MHz 주파수에서 발생한다. 또한, 두 개의 선형 처프 신호의 -6dB 대역폭은 1.3MHz이다. 2차 처프 신호의 경우, 최대 크기가 발생하는 주파수는 2.4MHz와 4.6MHz이다. 또한, 2차 처프 신호의 -6dB 대역폭은 1.4MHz이다.

[0116]

도 4a에 도시된 바와 같이 두 개의 선형 처프 신호의 스펙트럼은 3.5MHz에서 -2.47dB 정도부터 오버랩된다.

[0117]

반면에, 2개의 2차 처프 신호의 스펙트럼은 비선형 주파수 스위핑으로 인해 약간 편향되어 있다.

[0118]

도 4b를 참조하면, 편향된 스펙트럼으로 인해 스펙트럼 오버랩이 3.5MHz에서 -10.34dB 정도부터 시작되는 것을 알 수 있다.

[0119]

이러한 사실로부터 본 발명의 실시예에 따른 STMF-QC는 낮은 스펙트럼 오버랩으로 인해 STMF-LC보다 낮은 레벨의 사이드로브 범위를 생성하는 것을 알 수 있다.

[0120]

도 5는 선형 직교 처프 신호와 2차 직교 처프 신호의 펄스 압축 결과를 도시한 것이다.

[0121]

도 5a는 2개의 선형 처프 신호에 대하여 포락선 신호(envelope, 실선으로 표시), 자기상관 함수(autocorrelation, 점선으로 표시), 및 상호상관 함수(점선과 도트로 표시)가 도시되어 있다.

[0122]

도 5b는 2개의 2차 직교 처프 신호에 대하여 포락선 신호(envelope, 실선으로 표시), 자기상관 함수(autocorrelation, 점선으로 표시), 및 상호상관 함수(점선과 도트로 표시)가 도시되어 있다.

[0123]

도 5를 참조하면, 2차 처프 신호의 자기상관은 선형 처프 신호의 자기상관보다 더 넓다. 2차 처프 신호의 자기상관의 경우, 자기상관의 -6, -20, -40 dB 폭이 각각 0.9, 1.7, 3.9 μ s이다. 반면에 선형 처프 신호는 0.9, 1.6, 2.1 μ s이다.

[0124]

그러나, 2차 처프 신호의 상호상관 함수는 -24.6dB의 최대 레벨을 갖는데, 이 레벨은 선형 처프 신호의 최대

레벨인 -11.5dB보다 낮은 값이다.

- [0125] 또한, 상호상관 함수는 2차 처프 신호의 경우가 선형 처프 신호의 경우보다 더 좁다. 즉, 2차 처프 신호의 -40dB와 -60dB 폭은 $3.6\mu s$ 과 $5.9\mu s$ 이다. 그러나 선형 처프 신호의 -40dB와 -60dB 폭은 $6.2\mu s$ 과 $7.8\mu s$ 이다.
- [0126] 이러한 결과는 2개의 선형 처프 신호에서보다 2개의 2차 처프 신호에서 더 적은 스펙트럼 오버랩이 일어나기 때문이다.
- [0127] 다시 도 5를 참조하면, 포락선 신호의 -6dB와 -20dB 측방향 해상도는 2개의 2차 직교 처프 신호의 경우에 $0.8\mu s$ 과 $1.6\mu s$ 이다. 반면에 2개의 선형 처프 신호의 경우에는 $1.1\mu s$ 과 $3.5\mu s$ 이다.
- [0128] 이러한 결과는 2차 처프 신호가 선형 처프 신호보다 측방향 해상도를 덜 저하시키는 것을 나타내고 있으며, 이것은 선형 처프 신호의 상호상관보다 낮은 2차 처프 신호의 상호상관 레벨에 기인한다.
- [0129] 도 6은 Field II 시뮬레이션에 의해 생성된 이미지가 도시되어 있다.
- [0130] 도 6a는 2 사이클 펄스 여기 방법(two-cycle pulsed excitation)에 의한 이미지이고, 도 6b는 STMF-LC에 의한 이미지이며, 도 6c는 STMF-QC에 의한 이미지이다.
- [0131] 도 6b와 도 6c의 STMF에서 송신 집속 깊이는 각각 40mm와 80mm이다. 펄스 여기 방법에 대해서는 2 사이클 사 인파가 송신되고, 50mm 지점에서 집속된다. 이미지들은 60dB의 동적 범위로 로그함수적으로 압축되었다.
- [0132] 시각적으로 평가하면, STMF-LC와 STMF-QC의 측방향 해상도가 펄스 여기 방법의 측방향 해상도보다 더 나은 것 을 알 수 있다. 그러나 펄스 여기 방법은 가장 좋은 측방향 해상도를 제공한다.
- [0133] 이것은 STMF가 초음파를 생성하고 수신하는데 서브 밴드들을 사용하기 때문이다. 특히, 높은 상호상관으로 인 해 STMF-QC(도 6c)와 비교하여 STMF-LC(도 6b)의 경우에 측방향 해상도의 저하가 더 심하다.
- [0134] 수치적으로 비교하기 위해 도 7과 도 8에서는 강한 반사체들의 측방향 해상도와 측방향 해상도를 측정하여 도 시하였다.
- [0135] 도 7은 각각의 깊이에서 포인트 타겟의 -6dB 측방향 및 측방향 빔폭을 도시한 것이다.
- [0136] 도 8은 각각의 깊이에서 포인트 타겟의 -20dB 측방향 및 측방향 빔폭을 도시한 것이다.
- [0137] 60mm의 깊이 이전에, 세 가지 방법들의 -20dB 측방향 해상도는 유사하지만, 2 사이클 펄스 여기 방법이 가장 좋은 -6dB 측방향 해상도를 보이고 있다.
- [0138] 가장 큰 차이는 펄스 여기 방법의 송신 집속 깊이(50mm)에서 발생한다. 펄스 여기 방법의 -6dB와 -20dB 측방 향 해상도는 0.6mm와 1.4mm이다.
- [0139] 대조적으로 STMF-LC의 경우의 -6dB와 -20dB 측방향 해상도는 1.0mm과 1.6mm이고, STMF-QC의 경우의 -6dB와 -20dB 측방향 해상도는 0.8mm과 1.8mm이다.
- [0140] 그러나, 60mm 이후에 STMF는 측방향 해상도를 상당히 개선하고 있음을 알 수 있다. 이것은 STMF에 의해 생성 된 처프 신호들이 80mm에서도 역시 집속되기 때문이다.
- [0141] 80mm를 넘는 깊이에서 -20dB 측방향 해상도의 평균 개선정도는 STMF-LC에서 1.9mm, STMF-QC에서 1.7mm이다.
- [0142] -6dB 측방향 해상도의 경우에는 STMF-LC와 STMF-QC 모두 0.5mm로 동일하다.
- [0143] 반면에, 펄스 여기 방법은 전체 이미징 깊이에 걸쳐서 가장 좋은 측방향 해상도를 제공하고 있다. 이것은 측 방향 해상도가 송신된 신호의 대역폭과 직접적으로 관련이 있는데, STMF 방법들은 2개의 처프 신호들을 송신 하기 위해 서브 밴드들을 이용하고 있기 때문이다.
- [0144] 그러나, 도 7b와 도 8b에서 알 수 있는 바와 같이 STMF-QC 방법은 STMF-LC 방법보다 더 나은 측방향 해상도를 제공한다.
- [0145] 전체 깊이에 걸쳐서 -20dB 측방향 해상도의 평균값은 펄스 여기 방법의 경우에 0.8mm, STMF-LC의 경우에

2.1mm, STMF-QC의 경우에 1.3mm이다.

[0146] 또한, 전체 깊이에 걸쳐서 -6dB 측방향 해상도의 평균값은 펄스 여기 방법의 경우에 0.4mm, STMF-LC의 경우에 0.8mm, STMF-QC의 경우에 0.7mm이다.

[0147] 이상의 결과는 본 발명의 실시예에 따른 STMF-QC가 STMF-LC와 유사한 측방향 해상도를 제공할 수 있다는 것을 보여주며, 스펙트럼 분할에 의해 발생하는 측방향 해상도의 저하는 STMF-LC에 의한 저하보다는 훨씬 덜하다.

[0148] Field II 시뮬레이션에서 알 수 있는 바와 같이, 직교 2차 컷프 신호들은 비선형 주파수 스위프로 인해 선형 컷프 신호들보다 낮은 상호상관을 생성한다. 그러나 자기상관은 도 5에 도시된 바와 같이 선형 컷프 신호의 자기상관보다 더 넓다. 한편, 스펙트럼 반전 방법을 사용하거나 비정합 필터(mismatched filter)를 이용하여 측방향 해상도를 개선할 수 있다.

[0149] 시뮬레이션 연구로부터 본 발명에서 측방향 해상도의 저하는 중요하지 않다는 사실이 입증되었다. 그 이유는 초음파 이미징 시스템은 일반적으로 측방향 해상도보다 몇 배 높은 측방향 해상도를 제공하기 때문이다. 따라서, 본 발명에서는 측방향 해상도를 다소 저하시킴에도 불구하고, 초음파 이미징 시스템의 전체 해상도를 향상시킬 수 있다.

[0150] 이하에서는 도 1에 도시된 펄스 압축부(180, 185)의 다른 실시예를 살펴보기로 한다.

[0151] 수신한 비선형 컷프 신호를 정합 필터 방식으로 압축할 경우, 측방향의 주엽폭이 선형 컷프 신호와 비교하였을 때 더 넓어지게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위한 한 방법으로 비선형 컷프 신호 압축에 적합한 비정합 필터 방식을 이용할 수 있다.

[0152] 비선형 컷프 신호는 선형 컷프 신호에 비하여 주엽폭이 넓은 단점이 있다. 따라서 선형 컷프 신호와 비선형 컷프 신호의 포락선의 차이를 최소화하면서 비정합 필터에 의한 에너지를 유지할 수 있는 비정합 필터를 설계한다. 또한, 비정합 필터의 길이는 정합 필터와 동일 혹은 더 길게 설계할 수 있으며 기본 주파수와 하모닉 주파수 신호 모두 동일한 조건을 이용하여 설계가 가능하다. 따라서, 일반적으로 비선형 신호의 압축 및 복조하는 방법 또는 하모닉 주파수 성분을 이용한 하모닉 영상에서의 비선형 신호의 압축 및 직교 복조 방법 등에서 본 발명의 실시예에 따른 비정합 필터를 이용할 수 있을 것이다.

[0153] 수학식 9는 비정합 필터 설계를 위한 목적 함수이고 수학식 10는 비정합 필터의 제한 조건을 보여주고 있다.

수학식 9

$$[0154] \quad X_{mismatched_QC} = \min_x \left[\left| Env_{LC}(t) - Env_{mismatched_QC}(x; t) \right|^2 \right]$$

수학식 10

$$[0155] \quad \text{constraint : } x_{QC} x_{QC}^T = x_{mismatched_QC} x_{mismatched_QC}^T$$

[0156] 여기서, x_{QC} 는 비선형 컷프 신호이고, $x_{mismatched_QC}$ 는 최종 결정된 비정합 필터 계수를 의미하며, T는 트랜스포즈(transpose) 연산이다.

[0157] $Env_{LC}(t)$ 는 비선형 컷프 신호를 이상적으로 압축하였을 때 얻을 수 있는 포락선, 즉, 얻고자 하는 압축 결과이다. 본 발명에서는 일 실시예로서, 선형 컷프 신호의 이상적 압축 결과를 $Env_{LC}(t)$ 로 선택한다.

[0158] $Env_{mismatched_QC}(x; t)$ 는 임의의 비정합 필터 계수(coefficients) x 를 사용하여 비선형 컷프 신호를 비정합 필터로 압축한 후 얻은 포락선을 나타낸다. 임의의 비정합 필터 계수 x 는 1-by-N 또는 N-by-N 매트릭스 구조로 표현

할 수 있다.

[0159] 따라서, 수학적 식 9는 이상적인 포락선과 수신한 비선형 처프 신호를 임의의 비정합 필터 계수 x 를 이용하여 압축한 후 얻은 포락선의 차이를 가장 작게 하는 비정합 필터 계수 x 를 비정합 필터 계수 $x_{\text{mismatched_QC}}$ 로 결정하는 식이다.

[0160] 도 9는 비선형 처프 신호와 비정합 필터를 도시한 것이다. 도 9a는 비선형 처프 신호를 보여주며 도 9b는 비정합 필터를 보여주고 있다.

[0161] 도 10은 비선형 처프 신호에서 일반적인 정합 필터와 비정합 필터를 이용하여 구한 포락선과 선형 처프 신호의 포락선을 보여주고 있다.

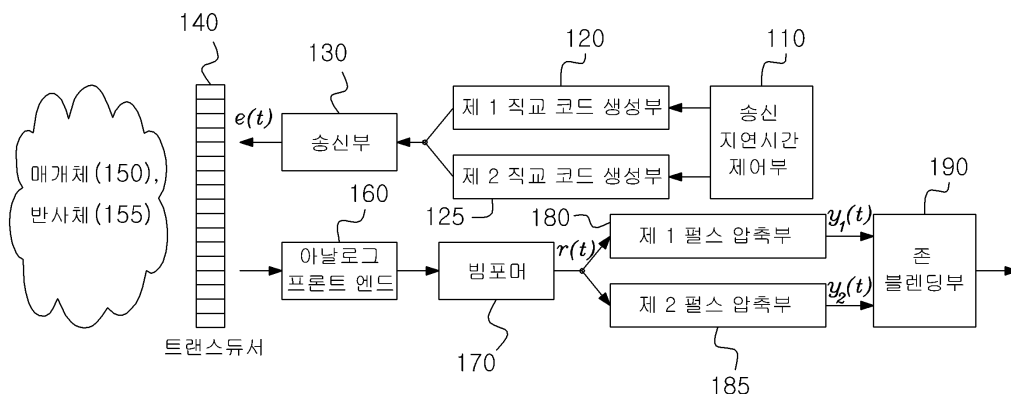
[0162] 굵은 실선은 정합 필터를 이용한 비선형 처프 신호의 포락선이고, 가는 실선은 비정합 필터를 이용한 비선형 처프 신호의 포락선이며, 점선은 정합 필터를 이용한 선형 처프 신호의 포락선이다.

[0163] 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 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 본 발명의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

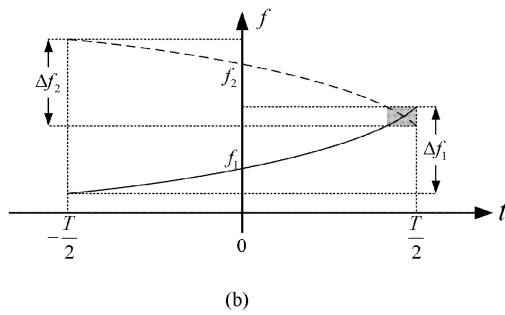
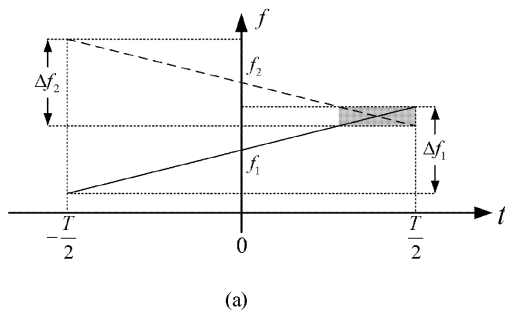
[0164] 이상과 같이 본 발명에서는 구체적인 구성 요소 등과 같은 특정 사항들과 한정된 실시예 및 도면에 의해 설명되었으나 이는 본 발명의 보다 전반적인 이해를 돕기 위해서 제공된 것일 뿐, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 본 발명이 속하는 분야에서 통상적인 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 따라서, 본 발명의 사상은 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니되며, 후술하는 특허청구범위뿐 아니라 이 특허청구범위와 균등하거나 등가적 변형이 있는 모든 것들은 본 발명 사상의 범주에 속한다고 할 것이다.

도면

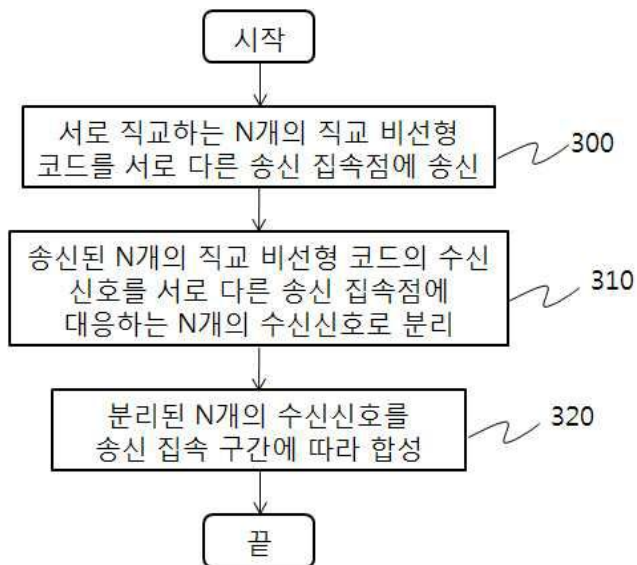
도면1



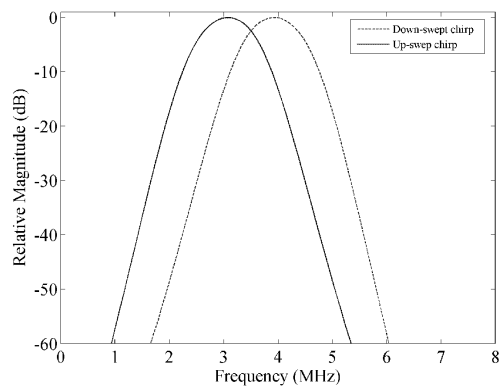
도면2



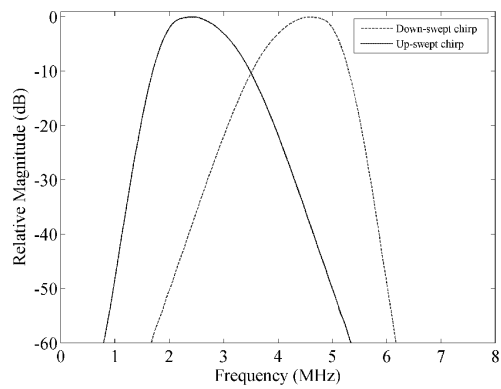
도면3



도면4

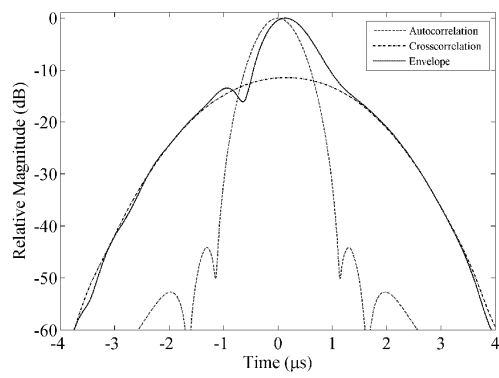


(a)

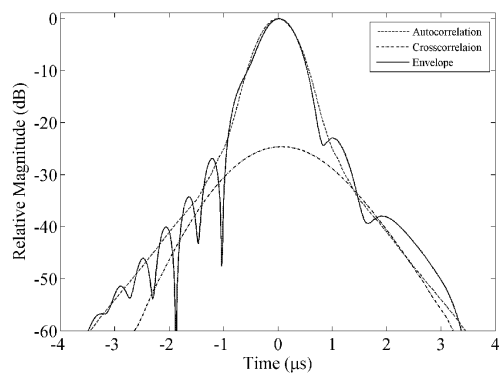


(b)

도면5

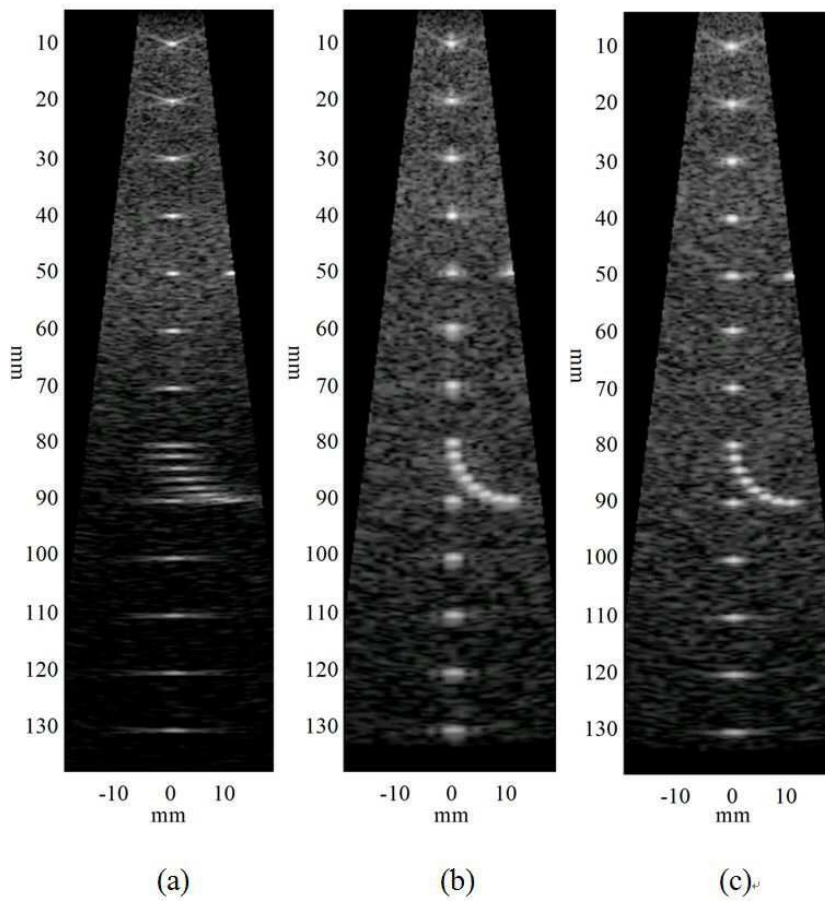


(a)

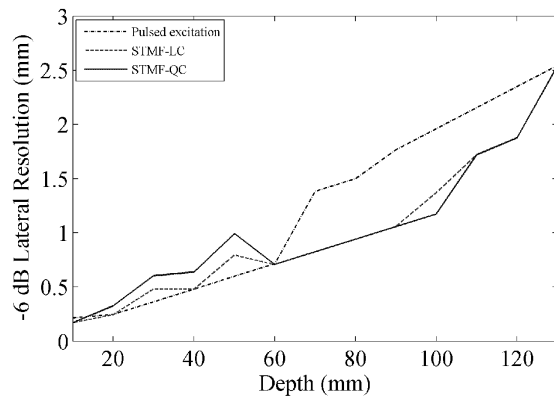


(b)

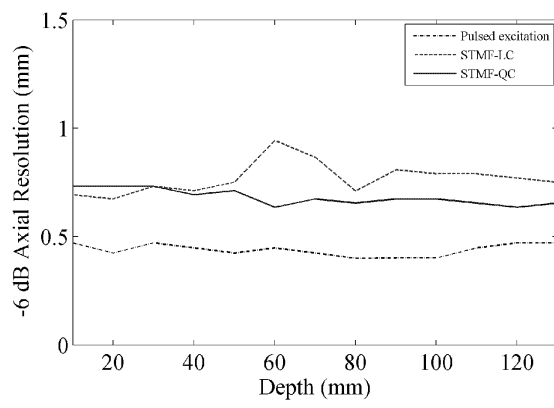
도면6



도면7

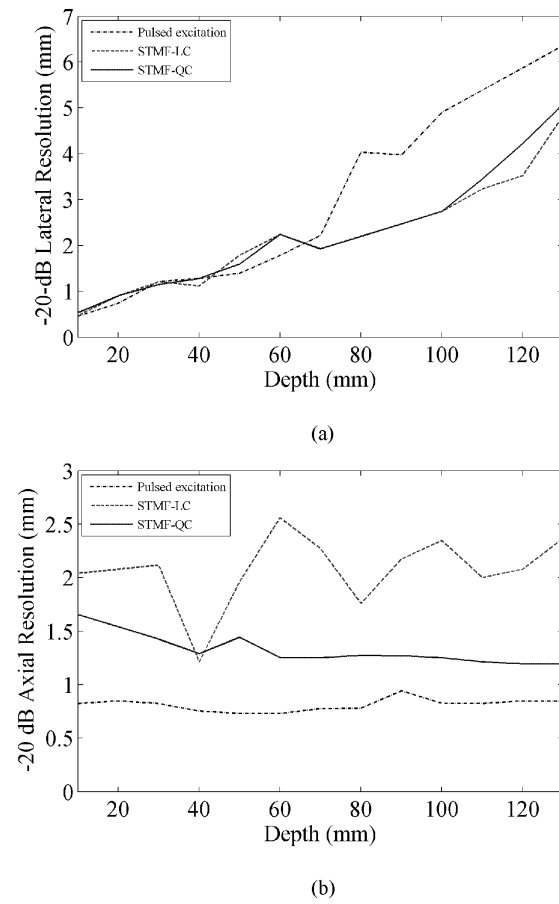


(a)

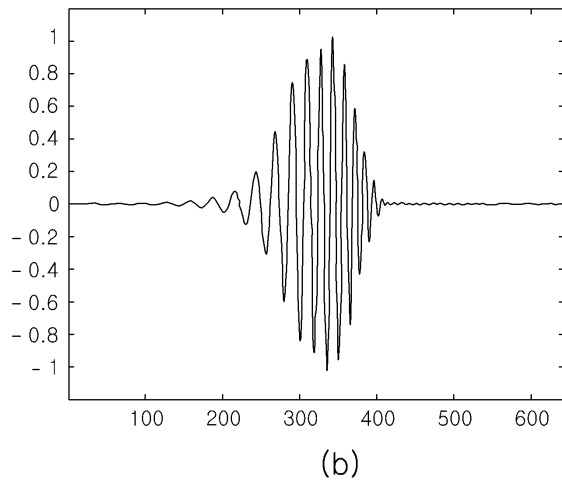
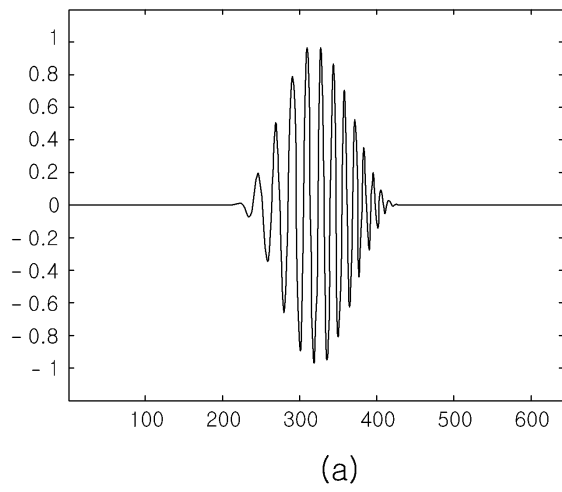


(b)

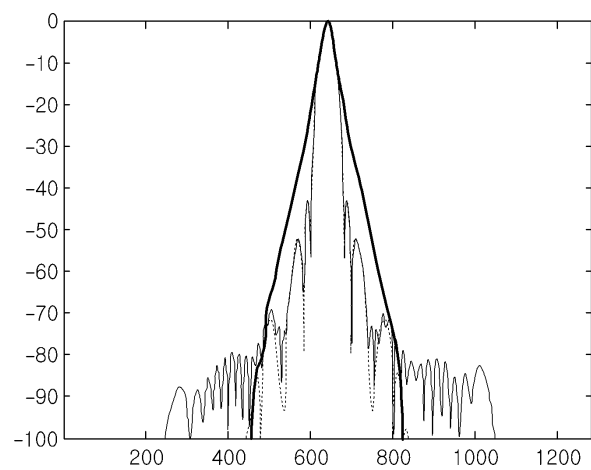
도면8



도면9



도면10



专利名称(译)	使用正交非线性码生成超声图像的方法和装置		
公开(公告)号	KR1020120125076A	公开(公告)日	2012-11-14
申请号	KR1020110043149	申请日	2011-05-06
[标]申请(专利权)人(译)	서강대학교산학협력단		
申请(专利权)人(译)	서강대학교산학협력단		
[标]发明人	CHANG JIN HO 장진호 SONG TAI KYONG 송태경 YOO YANG MO 유양모 YOON CHANG HAN 윤창한		
发明人	장진호 송태경 유양모 윤창한		
IPC分类号	G06T1/00 A61B8/00 G01N29/00		
CPC分类号	G01S15/8959 G06T1/00 G06T2207/10132		
其他公开文献	KR101282764B1		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

本发明涉及一种产生超声图像的方法，其中将彼此正交的N个正交非线性码发送到不同的发送聚焦点，并且反射所接收的N个正交非线性码以接收在不同发送聚焦点处的接收信号。并且将N个接收信号分离成相应的N个接收信号，然后根据传输聚焦周期合成N个接收信号。本发明的特征在于在不牺牲帧速率的情况下最小化轴分辨率的降低，你可以改进。 专利号 10-2012-0125076

