



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2022년09월01일  
(11) 등록번호 10-2439221  
(24) 등록일자 2022년08월29일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
HO4R 3/04 (2006.01) HO4R 1/24 (2006.01)  
HO4R 17/00 (2006.01)  
(52) CPC특허분류  
HO4R 3/04 (2013.01)  
HO4R 1/24 (2013.01)  
(21) 출원번호 10-2020-7019933  
(22) 출원일자(국제) 2018년12월14일  
심사청구일자 2020년07월09일  
(85) 번역문제출일자 2020년07월09일  
(65) 공개번호 10-2020-0089334  
(43) 공개일자 2020년07월24일  
(86) 국제출원번호 PCT/US2018/065839  
(87) 국제공개번호 WO 2019/118921  
국제공개일자 2019년06월20일  
(30) 우선권주장  
62/599,017 2017년12월14일 미국(US)  
62/614,354 2018년01월05일 미국(US)  
(56) 선행기술조사문헌  
US20170291122 A1\*  
KR1020150063523 A  
KR1020170023070 A  
\*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자  
프로디자인 소닉스, 인크.  
미국, 매사추세츠 01089, 웨스트 스프링필드, 스위트 200, 인터스테이트 드라이브 11  
(72) 발명자  
립켄스, 바트  
미국, 매사추세츠 01095, 윌브라함, 메인 스트리트 380  
뮤시아크, 로날드  
미국, 매사추세츠 01095, 윌브라함, 메인 스트리트 380  
아티스, 존  
미국, 매사추세츠 01095, 윌브라함, 메인 스트리트 380  
(74) 대리인  
청운특허법인

전체 청구항 수 : 총 15 항

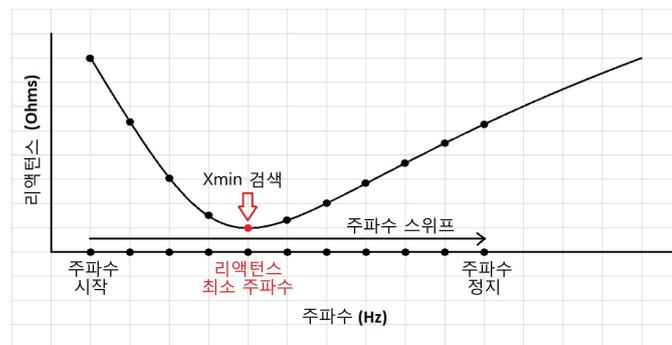
심사관 : 강석제

(54) 발명의 명칭 **음향 트랜스듀서 구동기 및 제어기**

(57) 요약

음향영동 시스템은 원하는 레벨의 성능을 달성하도록 제어되고 구동된다. RF 제어기 및 구동기는 음향 트랜스듀서에 주파수 및 전력을 제공하고, 이는 무효 부하 또는 복잡한 부하를 나타내는 압전 요소로 구현될 수 있다. 제어기는 효율적인 트랜스듀서 동작을 위한 제어 기술을 구현한다. 제어 기술은 시스템이 모달 패턴을 생성하 (뒷면에 계속)

대표도



고 트랜스듀서의 효율적인 동작을 제공하기 위해 리액턴스 최소치 또는 최대치에 있는 동작 주파수를 찾을 수 있다. 1 차 유체에서 입자 또는 2 차 유체 또는 3 차 유체를 포획, 분리, 편향, 무리화, 분별, 또는 이와 달리 프로세싱하기 위해 사용된 음향영동 시스템에서 최소 또는 최대 리액턴스를 검출하고, 음향영동 시스템을 동작시키기 위해 검출된 리액턴스의 주파수를 이용하는 방법이 개시된다.

(52) CPC특허분류

*H04R 17/00* (2013.01)

*H04R 2201/003* (2013.01)

---

**명세서**

**청구범위**

**청구항 1**

음향영동 시스템을 동작시키는 방법에 있어서,

주파수 범위에 걸쳐 음향 트랜스듀서로부터 피드백 신호를 수신하는 단계;

상기 주파수 범위의 복수의 주파수에서 리액턴스 최소치 또는 최대치를 결정하는 단계; 및

상기 음향 트랜스듀서의 리액턴스 값이 동작 중에 변화함에 따라 상기 음향 트랜스듀서로부터의 피드백 신호로부터 결정된 리액턴스 값에 기초하여 상기 음향 트랜스듀서에 인가된 구동 신호의 주파수를 제어하는 단계;를 포함하고,

상기 리액턴스 최소치 또는 최대치로부터 상기 음향 트랜스듀서를 동작하기 위한 리액턴스 최소치 또는 최대치를 선택하는 단계;

상기 선택된 리액턴스 최소치 또는 상기 선택된 리액턴스 최대치에 연관된 제 1 주파수에서 상기 구동 신호를 제공하는 단계;

상기 선택된 리액턴스 최소치와는 다른 새로운 리액턴스 최소치 또는 상기 선택된 리액턴스 최대치와는 다른 새로운 리액턴스 최대치의 존재를 결정하기 위해 상기 제 1 주파수 근처의 리액턴스 값을 평가하는 단계; 및

상기 새로운 리액턴스 최소치 또는 상기 새로운 리액턴스 최대치의 존재를 결정할 시에, 상기 새로운 리액턴스 최소치 또는 새로운 리액턴스 최대치에 연관된 새로운 주파수를 선택하는 단계;를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 2**

삭제

**청구항 3**

삭제

**청구항 4**

삭제

**청구항 5**

청구항 1에 있어서,

반-공진 주파수를 찾는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 6**

청구항 5에 있어서,

상기 반-공진 주파수에 인접한 리액턴스 최소치 또는 최대치를 찾는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 7**

삭제

**청구항 8**

삭제

**청구항 9**

청구항 1에 있어서,

상기 제 1 주파수 근처의 주파수 스위프를 수행함으로써 상기 리액턴스를 평가하는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 10**

청구항 9에 있어서,

상기 새로운 리액턴스 최소치 또는 상기 새로운 리액턴스 최대치에 기초하여 상기 주파수 스위프를 조정하는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 11**

청구항 9에 있어서,

상기 주파수 스위프 내의 주파수 단계 수 또는 단계 크기 중 하나 이상을 제어하는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 12**

청구항 9에 있어서,

상기 주파수 스위프를 제어 루프로 제어하는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 13**

청구항 12에 있어서,

상기 새로운 리액턴스 최소치 또는 새로운 리액턴스 최대치로의 수렴을 증가시키기 위해 상기 제어 루프의 파라미터를 제어하는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 14**

청구항 12에 있어서,

상기 새로운 리액턴스 최소치 또는 새로운 리액턴스 최대치로부터 먼 주파수에서는 주파수 단계 크기를 증가시키고 상기 새로운 리액턴스 최소치 또는 새로운 리액턴스 최대치에 가까운 주파수에서는 주파수 단계 크기를 감소시킴으로써, 상기 새로운 리액턴스 최소치 또는 상기 새로운 리액턴스 최대치로의 수렴을 증가시키는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 15**

청구항 1에 있어서,

상기 리액턴스 값을 평가하는 단계는 상기 리액턴스 최소치 또는 리액턴스 최대치에 대한 접선 근사치를 구하고 (approximating a tangent), 상기 제 1 주파수를 변경시켜 상기 접선 근사치가 유지되는 새로운 주파수를 얻는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 16**

청구항 1에 있어서,

상기 피드백 신호로부터 전압, 전류, 저항, 리액턴스, 전력 또는 위상 각도 중 하나 이상을 결정하는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 17**

청구항 1에 있어서,

전력 설정점을 유지하도록 상기 구동 신호를 제어하는 단계를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 18**

청구항 1에 있어서,

호스트 유체 및 입자의 혼합물, 또는 호스트 유체 및 2 차 유체의 혼합물을 상기 음향영동 시스템으로 유동시키는 단계; 및

리액턴스 최소치 또는 리액턴스 최대치에 기초하여 상기 구동 신호의 주파수를 조정하는 단계;를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 19**

청구항 18에 있어서,

상기 음향 트랜스듀서로 음향 파를 발생시키는 단계;

상기 음향 트랜스듀서 상의 부하(loadings)가 변화되도록 상기 음향 파에 재료를 유지하는 단계; 및

상기 음향 트랜스듀서 상의 부하 변화에 연관된 새로운 리액턴스 최소치 또는 최대치에 기초하여 상기 음향 트랜스듀서에 인가되는 구동 신호를 제어하는 단계;를 더욱 포함하는, 음향영동 시스템 동작 방법.

**청구항 20**

음향영동 시스템에 있어서,

음향 챔버;

상기 음향 챔버에 결합되고 상기 음향 챔버에서 음향 정재파를 발생시키도록 구성된 음향 트랜스듀서;를 포함하며,

상기 음향 트랜스듀서는 청구항 1의 방법에 따라 제어되는, 음향영동 시스템.

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 본 발명은 음향 트랜스듀서 구동기 및 제어기에 관한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 음파영동 (acoustophoresis)은 재료의 분리를 수행하기 위해 음향을 사용하는 것이다. 예를 들어, 입자 및 2 차 유체는 음향 정재파를 사용하여 1 차 또는 호스트 유체로부터 분리될 수 있다. 음향 정재파는 음향 대비 계수 (acoustic contrast factor)로서 알려진, 밀도 및/또는 압축성의 차이가 있을 때 유체의 입자에 힘을 가할 수 있다. 정재파 (standing wave)의 압력 프로파일은 정재파 노드에서의 국소 최소 압력 진폭 구역, 및 정재파 안티-노드 (anti-nodes)에서의 국소 최대 값을 포함한다. 그 밀도 및 압축성에 따라, 입자는 정재파의 노드 또는 안티-노드에 포획될 수 있다. 일반적으로 정재파의 주파수가 높을수록 포획될 수 있는 입자는 작아진다.

[0003] 예를 들어 마이크로미터 정도의 구조 치수를 갖는 마이크로 스케일에서, 종래의 음파영동 시스템은 수 메가헤르츠의 주파수에서 통상적으로 두께가 밀리미터 미만이고 유속이 매우 느리게 동작되는 (예를 들어,  $\mu\text{L}/\text{min}$ ) 절반 또는 1/4 파장 음향 챔버를 사용하는 경향이 있다. 그러한 시스템은 매우 낮은 레이놀즈 수 (Reynolds number), 층류 동작 및 최소 유체 동적 최적화의 혜택을 받기 때문에 확장될 수 없다.

[0004] 매크로-스케일에서, 평면 음향 정재파는 분리 프로세스에 사용되었다. 그러나, 단일 평면과는, 평면 정재파를 턴 오프하거나 제거함으로써 1 차 유체로부터의 분리가 달성되도록, 입자 또는 2 차 유체를 포획하는 경향이 있다. 평면 정재파의 제거는 연속 동작을 방해할 수 있다. 또한, 음향 평면 정재파를 발생시키는데 사용되는 전력량은 폐기물 에너지를 통해 1 차 유체를 가열하는 경향이 있으며, 이는 프로세싱되는 재료에 불리할 수 있다.

**발명의 내용**

**해결하려는 과제**

[0005] 상기와 같은 문제점을 해결하기 위해, 본 발명은 음향영동에 대한 시스템 및 방법을 제공한다.

**과제의 해결 수단**

[0006] 발전기 및 증폭기를 포함할 수 있는 전기 소스는 음향 파를 발생시키는데 이용될 수 있는 압전 재료를 섭동시키기 위해 이용될 수 있다. 반사기가 압전 재료와 함께 이용될 때, 발생된 음향 파는 압전 재료로 다시 반사되어 음향 정재파를 형성할 수 있다. 음향 정재파는 음향 정재파가 발생하는 매질에서 압력 차를 허용하는 노드 및 안티-노드로 구성된다.

[0007] 압전 재료의 섭동의 미세 튜닝 및 음향 정재파에서의 반사파에 대한 반응은 음향 정재파에서의 노드 및 안티-노드의 이용을 개선시킬 수 있다. 음향 정재파는 1 차 유체 내에서 재료 및 유체를 처리하는데 사용될 수 있다.

[0008] 음향 정재파의 속성에 응답할 수 있는 제어 시스템이 제공된다. 제어 시스템은 다른 처리 중에서 1 차 유체 내에서 입자 및 2 차 유체의 포획, 분리, 구분, 특징화, 편향 및 분류를 달성하기 위해 음향 정재파를 조절할 수 있다. 제어 시스템을 사용한 음파영동의 적용 결과는 세포 및 유전자 치료법뿐만 아니라 정화 기술에도 적용할 수 있다. 이용 가능한 적용 분야는 무수히 많으며, 몇 가지 예를 들면 에너지 (오일, 가스, 바이오연료), 바이오 제약 (예를 들어, 치료제 제조), 식품 산업, 생물 농업을 포함한 분야에서 사용될 수 있다.

[0009] 하나의 예시적인 구현에서, 전자 제어는 압전 재료와 반사기 사이에 음향 정재파를 형성하는 방식으로 압전 재료를 섭동시키는 전자기기를 구동하기 위한 제어 방식에 따라 동작된다. 음향 정재파는 2차 재료 내에 음향 정재파를 형성하고 2차 재료 내에 있는 입자의 채널을 형성하도록, 2차 재료를 섭동시키는 단일 압전 재료의 사용을 통해 형성될 수 있다.

[0010] 음향 정재파는 1 차 유체 내에 있는 입자 및/또는 2 차 유체를 포획, 편향, 분리 및/또는 구분하기 위해 이용될 수 있다. 통상적으로, 음향 정재파는 특정 입자 또는 2차 유체의 포획을 허용하는 소정의 주파수로 설정된다. 음향 정재파가 입자 및/또는 2 차 유체를 포획함에 따라, 음향 정재파 변화의 물리적 특징 및 압전 재료를 구동하는데 사용되는 제어가 변화를 보상하도록 동작된다. 예를 들어, 2 MHz의 주파수에서 음향 정재파 내에서의 변화에 대한 보상은, 압전 재료에 의해 보여지는 바와 같이, 음향 정재파의 물리적 속성의 신속하고 시기 적절한 피드백을 사용하고, 그 결과 제어 시스템은 음향 정재파에서의 변화에 응답한다. 피드백의 속도는 음향 정재파 내에서 발생하고 있는 물리적 변화에 대한 응답에서 앨리어싱을 줄이거나 제거하기에 충분할 수 있다. 이 피드백 및 전체 폐 루프 속도는 음향 정재파에서 일어나고 있는 물리적 변화를 보상하기 위해 부정확한 피드백을 수신하지 않도록 한다.

[0011] 음향 정재파를 사용하여 재료를 분리하는 것은 음파영동이라 불리는 프로세스이다. 1 차 유체에서 입자 또는 2 차 유체 또는 3 차 유체의 분리를 개선시키거나 최적화하기 위한 음향 정재파의 튜닝은 음파영동 프로세스의 효율 개선 및/또는 음향 정재파 시스템으로 입력되는 에너지의 감소 또는 최소화에 기여한다.

[0012] 압전 재료의 리액턴스를 추적하는 프로세스는 음향 정재파의 압력 노드 및/또는 안티-노드에서 입자 또는 2 차 유체 또는 3 차 유체를 수집함에 따라 음향 정재파를 제어하는데 사용될 수 있다. 재료의 수집은 1 차 유체에 대한 입자 또는 2 차 유체 또는 3 차 유체의 크기 및 음향 대비 계수 (acoustic contrast factor)에 의존한다. 리액턴스 추적은 음향 정재파가 제어되어 재료 수집 효율을 개선시키거나 최적화시킬 뿐만 아니라 음향 정재파에 유지되는 재료의 양을 포함하여 수많은 팩터에 응답하여 제어에 대한 신속한 조정을 허용한다.

[0013] 음향 정재파는 단일의 평면파, 다차원 음향 정재파 또는 이들의 조합 일 수 있다. 압전 재료는 서로 중첩되거나 겹쳐진 주파수 모드를 얻도록 구동될 수 있다.

[0014]  $X_{min}$ 으로 알려진 최소 리액턴스 지점의 발견은 동작 동안 저항 및 리액턴스에서의 변화를 검출 및 정정하기 위해 압전 재료에 인가된 구동 신호의 일련의 빠른 주파수 스위프(sweeps)를 통해 달성된다. 최소 리액턴스  $X_{min}$  또는  $X_{min}$  관련 주파수는 성능을 최적화하려고 동작 설정점으로 사용될 수 있다.

[0015] 분리 및/또는 수집 효율을 개선시키기 위해, 개선 또는 최적화된 음향 방사력 장을 발생시키기 위한 음향영동 (acoustophoresis)에 대한 시스템 및 방법이 여기에서 논의된다.

[0016] 음향 트랜스듀서의 제어는 전력 설정점에 기초하여 구현될 수 있다. 예를 들어, 사용자는 트랜스듀서로 전달되는 전력에 대해 원하는 전력 레벨을 설정할 수 있다. 음향 트랜스듀서를 사용하는 음향 챔버에서의 음파영

동의 성능은 음향 트랜스듀서에 대한 변조된 입력 전력에 기초하여 변조될 수 있다. 일부 사례에서, 전력 설정점은 동작을 위해 요구되는 반면, 예를 들어, 주파수와 같은 다른 파라미터는 수정된다. 전력 설정점은 RF 파워 서플라이 또는 전력 증폭기의 전력 출력을 결정한다. 전력 제어는 전력 설정점을 유지하기 위해 제공되는 반면, 음파영동 디바이스의 동작과 연관된 다른 파라미터는 변화된다. 전력 제어는 예를 들어 전압 및 전류와 같은, 음향 트랜스듀서에 제공된 신호를 감지한다. 이들 피드백 신호는 트랜스듀서에 전달되는 전력에 대한 주파수 및 위상 각도를 결정하는데 사용된다. 일부 예에서, 벡 컨버터가 파워 서플라이로서 사용된다.

벡 컨버터는 전력 제어의 응답성에 영향을 줄 수 있는 응답 대역폭을 가진다. 예를 들어, 벡 컨버터 대역폭이 비교적 좁은 경우, 전력 제어에 대한 시스템 응답은 음파영동 디바이스에 대한 원하는 동작 성능 환경에 대해 비교적 느릴 수 있다. 시스템은: 피상 전력, 무효 전력, 전압의 실효값, 전류의 실효값을 사용하여 유사한 방식으로 제어될 수 있다. 시스템은 또한 일정한 벡 전압으로 구동될 수 있다.

[0017] 음파영동 디바이스를 통해 농도 범위에서의 수많은 상이한 재료가 처리될 수 있고, 상기 재료 각각은 음향 트랜스듀서 및 음향 챔버 상에 상이한 부하 특징을 제공할 수 있다. 이로써, 파워 서플라이는 넓은 범위의 부하를 받을 수 있고, 이는 충족하기 어려운 파워 서플라이를 요구할 수 있다. 예를 들어, 처리되고 있는 소정 타입의 재료 및/또는 농도로 겪게 되는 음향 트랜스듀서 및/또는 음향 챔버의 과부하는 파워 서플라이 구성요소가 과부하 및/또는 과열되도록 할 수 있거나, 또는 포획 지점 임계치가 충족되거나 초과되도록 할 수 있다. 과부하 또는 포획 지점 임계치 크로싱은 전력 제어에서 오류가 식별되도록 할 수 있어서, 파워 서플라이 및/또는 구동 신호가 셋 다운되도록 할 수 있다. 부가적으로, 파워 서플라이의 전력 요구는 리액턴스를 포함하여, 온도, 주파수 또는 부하 특징과 같은 다른 동작 파라미터에서의 변화에 따라 크게 변할 수 있다. 원하는 전력 레벨에 기초한 전력 제어 포인트는 이로써 파워 서플라이 및 음파영동 디바이스의 동작을 관리하여 부하 범위를 핸들링하기 위해 주파수와 같은 다른 동작 설정점을 암시할 수 있다.

[0018] 일부 구현에서, RF 선형 증폭기는 트랜스듀서에 전력을 공급하는데 사용된다. 선형 증폭기는 AC 또는 DC일 수 있는 입력 신호를 수신하고 선형 증폭기의 동작 특징에 따라 입력 신호를 증폭시킴으로써 동작할 수 있다. 선형 증폭기는 통상적으로 선형 응답을 가지도록 설계되어, 선형 증폭기의 동작 파라미터 또는 사양 내에서 임의의 입력 신호가 동일한 이득만큼 증폭된다. 이러한 선형 동작은 비-이상적인 조건이 응답에 비선형성을 일으키는 경향이 있는 영역에서 선형 증폭기의 응답을 잠재적으로 선형화하는데 기여하는 기술을 사용하여 달성될 수 있다. 그러나, 선형 동작은 전력 조정 비용으로 이루어지고, 일반적으로 상당한 열 손실이 발생하고 비효율적인 동작이 초래된다. 따라서, 선형 증폭기는 입력 신호의 크기가 비교적 작을 때 및/또는 이득이 비교적 작을 때에도, 상당한 양의 전력을 소비하는 경향이 있다. 주파수 또는 부하와 같은 변화하는 시스템 조건 변화에 응답하여 전력을 공급하기 위해 선형 증폭기에 대한 요구가 있을 때, 응답성 및 과부하 방지 측면에서 문제가 나타난다.

[0019] 부가적으로, 선형 증폭기는, 예를 들어, 50 ohm 부하가 지정된 공칭 적용을 위해 설계된다. 이로써, 선형 증폭기에 가해지는 부하는 대부분 실제 임피던스 또는 저항으로 구성되는 것으로 의도되고 상대적으로 적은 양의 무효 임피던스 (reactive impedance)를 용인한다. 압전 재료로 구성된 음향 트랜스듀서에 전력을 제공하는 경우, 파워 서플라이는 반응성이 높은 부하를 보고, RF 선형 증폭기의 유용성을 파워 서플라이로서 제한한다.

[0020] PZT-챔버 시스템은 전자 신호 소스 (구동기)에 순 실제 (purely real)로부터 순 무효까지의 광범위한 전기 구동점 임피던스 및 그 시스템의 작동 조건에 기초하여 그 사이의 임의의 것을 제시한다. 시스템에 의해 구동기에 제시된 구동점 임피던스에 기초하여 음향 챔버에서 프로세스를 제어하는 것도 이 실시예의 일부이다. 상이한 프로세스는 상이한 구동점 임피던스를 나타낸다.

[0021] 압전 재료는 전류 소스 또는 전압 소스로 구동될 수 있다. 전류 소스는 압전 재료에서 바람직한 진동 모드를 지지하고 유지하는데 있어서 더 큰 전기-기계적 자유를 허용할 수 있다. 압전 재료로 저 고조파 신호를 발생시키기 위해 구동 및 제어 방식이 제공될 수 있다. 유체 매질에서 음향 정제파를 발생시키는 음향 트랜스듀서의 제어는 피드백 루프 및 계산 프로세서를 이용할 수 있다. 인덕터-커패시터-인덕터 (LCL) 회로 구성은 사인파와 같은 저 고조파 기능파를 압전 재료로 발생시키는데 사용될 수 있다. 저 고조파 사인파는 압전 재료의 기생 진동을 줄인다. 그러한 사인파는 또한 압전 재료가 진동할 때 압전 재료가 더 적은 열을 발생시키도록 할 수 있다.

[0022] LCL 구성은 증폭기 출력의 고조파 성분을 줄이기 위해 필터로서 증폭기로부터의 신호에 작동할 수 있다. 이로써, LCL은 적어도 부분적으로 증폭기 출력을 위한 저역 통과 필터로서 작동할 수 있다. 일부 예에서, LCL은 증폭기 출력이 순수한 사인파 형태로 필터링되도록 할 수 있다. 그 결과, 압전 재료의 섭동은 재료의 추가적

인 기생 진동을 발생시키지 않는다. LCL 구조의 출력 인덕터는 압전 재료에 전류 소스 구동을 제공한다. LCL 입력 및 이로써, 전류 소스는 음향 파를 발생할 시에 압전 재료의 성능을 개선시키도록 제어된다.

- [0023] 음향 트랜스듀서는 결합된 매질에서 다-차원 음향 정재파를 생성하도록 구동될 수 있으며, 이 경우 상기 파는 상기 파의 전파 방향에 대해 횡 방향으로 적어도 비-제로 음향력을 가진다. 다-차원 음향 정재파 발생 프로세스는 느슨하게 매달린 압전기 판의 고차 진동 모드를 이용한다.
- [0024] 압전 재료는 전압 또는 전류 신호와 같은, 상기 재료에 인가된 전기 신호에 기초하여, 또는 재료에 침투하는 해당 전계에 기초하여 형상을 변화시킨다. 외부 전하로부터의 전계는 재료의 결합 전하 (bound charges)의 필드에 영향을 미쳐서 재료의 형상에 영향을 미친다. 전기 신호는 전압 소스로부터 비롯될 수 있다. 이 경우 재료 변형량은 인가된 전압과 관련된다. 예를 들어, 변형은 '전압 클램핑 (voltage clamped)' 또는 '전압 댐핑 (voltage damped)' 일 수 있다. 유도된 전하량은 인가된 전압 및 재료의 속성과 관련된다. 이 관계는 수학적으로  $Q = C * V$ 로 표현될 수 있고, 여기서 Q는 전하이고, C는 재료 커패시턴스이며, V는 인가된 신호의 전압이다. 인가된 신호를 위한 도관을 제공하기 위해 전극이 압전 재료에 부착될 수 있다. 이 경우 전압, 및 해당 전계는 외부에서 인가된 전하의 함수이다. 상기의 식을 사용하여, 전압은  $V = Q/C$ 로 표현될 수 있다. 결과적인 전압은 압전 디바이스의 동작과 관련하여 '제한되지 않은' 것일 수 있다. 압전 디바이스의 'C'는 물리적 기하학적인 구조 및 재료 속성 때문이다. 재료를 투과하는 전계의 함수에 따라 재료가 형상을 변화시키기 때문에, 디바이스의 'C'는 상기 재료를 투과하는 전계의 함수이다. 주어진 Q에 대해, 시간 변화 충전 소스인 전류 소스로 재료를 구동하는 경우, C는 전계의 함수로서 변화하며, 이는 변화된 C를 '수용'하도록 디바이스에 걸친 전압을 변화시킨다. 전압 구동 시스템에서, 전계는 전하량을 결정할 수 있으며, 이는 변형 정도 및 이에 대응하는 C의 변화량을 결정할 수 있다. 압전 재료에서 다중모드 거동을 장려하기 위해, 압전 재료는 '자유롭게 플로팅 (free floating)' 되도록 구성될 수 있고, 일부 예에서, 기계적 및 전기적 의미 둘 다에서 가능한 한 자유롭게 플로팅되도록 만들어진다.
- [0025] 음향 시스템의 댐핑 팩터는 유체 Q 및 결정 Q를 포함한다. 예를 들어, 유체가 점성인 경우, Q는 더 적다. 동작 중에, 입자 무리화가 증가함에 따라 댐핑은 증가하는데, 이는 음향 파에 더 많은 재료가 있기 때문이다.  $X_{min} v.Q$ 는 무리화, 낙진이 일어남에 따라 댐핑 시에 빠른 변화, 온도 드리프트를 보여준다. Q에서의 드리프트 및 빠른 변화를 실시간으로 추적할 수 있음은 성능에서 현저한 개선을 허용한다.
- [0026] LCL 회로는 정합되는 임피던스의 값에 의존하여 전류 또는 전압을 증폭시킬 수 있는 임피던스 정합 네트워크로서 구현될 수 있다. 하나의 동작 구현 기술은 전압을 증폭시키는 것이다. 이 경우, 저손실 인덕터 (L) 및 커패시터 (C)를 이용하여 전력 손실이 거의 없는 LCL을 통해 전력이 전달될 수 있다.
- [0027] 고조파 주파수는 회로에 사용된 요소의 배치로 인해, 그리고 전압 증폭이 있는지 여부에 관계없이 감소 또는 제거된다. 회로 배치는 저역 통과 필터로서 구현될 수 있다. 저역 통과 필터는 코너 주파수라고 하는 소정의 주파수 이하의 신호가 필터를 통과하면서, 코너 주파수 이상의 주파수로 신호를 차단하도록 한다. 그러한 네트워크에 입력된 구형파는 구형파의 고조파가 필터 코너 주파수 이상의 주파수에 있을 때 사인파 출력을 생성한다.
- [0028] 일부 예의 구현에서, 다-차원 음향 정재파는 생물 반응기 프로세스로부터 생물학적 세포 및 세포 잔해를 포획하는데 이용되며, 공진기의 리액턴스는 변화된다. 압전 요소에 대한 RF 전송 라인의 전압 및 전류를 감지함으로써 제어 피드백 신호가 얻어질 수 있다. 이들 피드백 신호는 공진기를 원하는 동작점으로 튜닝하는데 사용될 수 있으며, 예를 들어 음파영동 프로세스를 최적화하고자 사용될 수 있다. 압전 요소 상의 전압 및 전류 신호로부터 리액턴스 및 전력이 추출될 수 있다. 예를 들어, 전압 및 전류 신호는 디지털 신호 프로세서 (DSP)에 제공될 수 있으며, 이는 RF 리액턴스 및 전력을 계산하는데 사용될 수 있다. 압전 요소에 대한 측정 및 계산된 동작 파라미터는 튜닝 프로세스에 대한 피드백을 제공하기 위해 사용될 수 있다. 이 튜닝 프로세스는 예를 들어, 압전 요소에 제공되는 원하는 전력을 달성하기 위해 증폭기의 이득을 조정하는 것 및/또는 공진기의 원하는 리액턴스를 달성하기 위해 구동 신호의 주파수를 조정하는 것으로 구성될 수 있다.
- [0029] 다-차원 음향 정재파는 함수 발생기 또는 발진기에 의해 발생되고 증폭기에 의해 변경된 전자 신호에 의해 압전 재료의 다중모드 섭동을 통해 발생된다. 다-차원 음향 정재파의 발생 및 압전 재료의 다중모드 섭동은 여기에 참조로 병합된 미국 특허 9,228,183에 기술된다.
- [0030] 음향 트랜스듀서 또는 다른 시스템 구성 요소로부터 피드백된 입력을 수신하고 음향 시스템의 다양한 구성요소에 제어 신호를 제공할 수 있는, 디지털 또는 아날로그 제어일 수 있는 제어가 제공된다. 제어는 구동기의 DC

출력을 변화시키기 위한 제어 신호를 제공하고/하거나 음향 트랜스듀서를 위한 구동 신호의 전력의 진폭을 변경 및 제어할 수 있다. 제어에 의해 제공되는 제어 신호는 구동 신호의 주파수를 변형 및 제어하기 위해 구동기의 동작을 변화시킬 수 있다. 제어를 갖는 RF 전력 구동기는 반응성이 높은 부하로 음향 트랜스듀서의 제어 및 변조를 허용하면서, 원하는 트랜스듀서 및 음향 챔버 성능을 유지한다.

[0031] DC-DC 컨버터는 예를 들어, 벡, 벡-부스트 또는 부스트 컨버터일 수 있지만, 임의의 타입의 DC-DC 컨버터가 사용될 수 있다. DC-DC 컨버터는 필터에 결합되어 필터를 인버터에 공급할 수 있다. 필터는 출력 전압과 같은 필터 출력이 트랜스듀서 및/또는 음향 캐비티의 동적 변화에 응답하는 것을 허용하는 대역폭을 갖는 LC 또는 LCL 필터로서 구현될 수 있다.

[0032] 제어 기술은, 반응성이 높을 수 있는 부하가 있거나 없는, 음향 트랜스듀서-캐비티 조합을 위해 원하는 동작점을 위치시키는 시스템 및 방법을 제공한다. 음향 트랜스듀서로부터의 피드백은 트랜스듀서 동작의 공진 및 반-공진 주파수를 찾는데 사용될 수 있다. 일부 구현에 따르면, 트랜스듀서 반-공진보다 낮은 동작 주파수는 동작점으로 최소 리액턴스를 검사한다. 일부 구현은 반-공진 주파수 이상의 주파수를 찾고, 주파수는 동작점으로서 최대 리액턴스를 검사한다. 이들 구현에 따르면, 지정된 동작점에서 음파영동을 위해 원하는 레벨의 효율이 얻어질 수 있다. 여기에서 논의되는 제어 기술에 따라 결정되는 동작점은 주파수 설정점일 수 있으며, 이는 동적으로 유지될 수 있다. 예를 들어, 음향 챔버의 동작 또는 특징이 변함에 따라 원하는 동작점이 변경될 수 있다. 그러한 특징은 일정 정도의 재료 편향 및/또는 분리, 온도, 트랜스듀서에 전달되는 전력 및 원하는 동작점에 영향을 주거나 상기 동작점을 변경할 수 있는 다른 현상을 포함할 수 있다.

**도면의 간단한 설명**

[0033] 본 개시는 첨부된 도면을 참조하여 이하에서 보다 상세하게 기술되고, 도면에서:

- 도 1은 세포 정화를 위한 음향 챔버 및 그에 대한 연결을 도시한 도면이고;
- 도 2는 음향 트랜스듀서 및 반사기로 음파영동을 나타내는 다이어그램이고;
- 도 3은 음향 트랜스듀서의 측면 단면도이고;
- 도 4는 자유 압전 요소를 갖는 음향 트랜스듀서의 측면 단면도이고;
- 도 5는 댐핑된 압전 요소를 갖는 음향 트랜스듀서의 측면 단면도이고;
- 도 6은 유체에서 입자에 가해지는 힘을 나타내는 그래프이고;
- 도 7은 압전 요소의 임피던스를 나타내는 그래프이고;
- 도 8a는 음향 트랜스듀서에 대한 상이한 진동 모드를 나타내는 다이어그램이고;
- 도 8b는 음향 챔버의 등각도이고;
- 도 8c는 도 8b의 음향 챔버의 좌 측면도이고;
- 도 8d는 도 8b의 음향 챔버의 정면도이고;
- 도 9는 트랜스듀서 주파수 응답 및 지배적 모드를 갖는 주파수를 나타내는 그래프이고;
- 도 10은 음향 트랜스듀서를 제어하는 방법을 나타내는 흐름도이고;
- 도 11은 최적화된 지역 통과 필터를 구현하는 방법을 나타내는 흐름도이고;
- 도 12는 음향 트랜스듀서에 대한 주파수 응답을 나타내는 그래프이고;
- 도 13은 음향 트랜스듀서에 대한 주파수 응답을 나타내는 그래프이고;
- 도 14는 음향 트랜스듀서에 대한 제어 기술을 나타내는 블록도이고;
- 도 15는 음향 트랜스듀서에 대한 제어 기술을 나타내는 블록도이고;
- 도 16은 전압 또는 전류 신호의 복조를 나타내는 블록도이고;
- 도 17은 음향 트랜스듀서와 함께 사용되기 위한 제어 기술의 구성요소를 나타내는 흐름도이고;
- 도 18은 음향 트랜스듀서에 대한 전력, 리액턴스, 저항 및 피크 성능을 나타내는 그래프이고;

- 도 19는 저항 곡선 대 주파수를 나타내는 그래프이고;
- 도 20은 수많은 상이한 모드가 식별된, 리액턴스 대 주파수를 나타내는 그래프이고;
- 도 21은 절대 임피던스 진폭을 나타내는 그래프이고;
- 도 22는 임피던스 위상을 나타내는 그래프이고;
- 도 23은 전력에 의해 정규화된 변위를 나타내는 그래프이고;
- 도 24는 전력에 의해 정규화된 평균 압력을 나타내는 그래프이고;
- 도 25는 제로 위상에서 평면 파에 의한 동작을 나타내는 그래프이고;
- 도 26은 최소 리액턴스에서 다중모드 동작을 나타내는 그래프이고;
- 도 27은 저항, 리액턴스 및 실제 전력 대 주파수를 나타내는 그래프이고;
- 도 28은 최소 리액턴스에서 다중모드 동작을 나타내는 그래프이고;
- 도 29는 음향 정재파를 통해 1 차 유체 및 2 차 유체 또는 미립자를 프로세싱할 때 음향 정재파의 추적 손실 및  $R_{max}$ 를 포함하는 저항 추적의 그래픽 표현이고;
- 도 30은 새로운 최소 리액턴스 주파수에서 곡선 상의 4 개의 지점을 이용하여 새로운 리액턴스 최소치를 정의한 리액턴스 최소치에 관한 주파수 스위프를 도시하고;
- 도 31은 곡선 상의 점의 2-단계 크기 인터로게이션 (interrogation)을 갖는 최소 리액턴스 곡선의 인터로게이션을 도시하고;
- 도 32는  $X_{min}$  또는 최소 리액턴스를 찾기 위해 리액턴스 곡선 상에서 2 개의 지점을 찾는 도면이고;
- 도 33은 2 개의 리액턴스 곡선 및 상이한 추적 모드를 도시하고;
- 도 34는 리액턴스 곡선의 그래프이고;
- 도 35는 제어 시스템의 다이어그램이고;
- 도 36은 약 2.22 MHz 내지 약 2.30 MHz의 글로벌 주파수 스위프에 대한 저항 및 리액턴스 대 주파수의 그래프이고;
- 도 37은 약 2.10 MHz 내지 약 2.30 MHz의 글로벌 주파수 스위프에 대한 리액턴스 대 주파수의 그래프이고;
- 도 38은 약 2.18 MHz 내지 약 2.20 MHz의 미니-스위프에 대한 리액턴스 대 주파수의 그래프이며;
- 도 39는 제어 기술에 대한 리액턴스 대 주파수의 그래프이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0034] 도 1은 음향 파 분리기 시스템의 광범위한 개요이다. 호스트 유체와 2 차 상 (secondary phase) (예를 들어, 입자, 세포 또는 상이한 제 2 유체)의 혼합물 (10)은 펌프 (11)를 통해 음향 챔버 (12)로 보내진다. 여기서, 혼합물은 세포-유체 혼합물이다. 음향 챔버에서, 2 차 상은 호스트 유체로부터 농축된다. 농축된 세포 (16)는 또 다른 펌프 (13)에 의해 보내져 수집된다. 농축된 세포의 제거로 인해 보다 정화된 (clarified) 호스트 유체는 별도로 수집된다 (참조 번호 14로 표시). 일반적으로, 음향 챔버는 적어도 하나의 유입구 및 적어도 하나의 유출구를 가진다.
- [0035] 음향 챔버는 도 2에서 도시된 바와 같이 동작된다. 초음파 트랜스듀서 (17)와 반사기 (18) 사이에는 하나 이상의 다-차원 음향 정재파가 생성된다. 정재파는 국소 최소점 (local minima)으로 시작하고 종료하는 것으로 도시되어 있지만, 다른 구현도 가능하다. 예를 들어, 정재파는 트랜스듀서 또는 반사기에서 오프셋될 수 있어서 국소 최소점 또는 최대점은 트랜스듀서 또는 반사기로부터 이격된다. 반사파 (또는 대향 트랜스듀서에 의해 발생된 파)는 트랜스듀서 발생파와 위상이 같거나 위상이 상이할 수 있다. 정재파의 특성은 예로서 구동 신호의 위상, 진폭 또는 주파수를 수정 및/또는 제어함으로써 트랜스듀서에 인가된 구동 신호에 의해 수정 및/또는 제어될 수 있다. 음향적으로 투과되거나 반응성이 있는 재료는 또한 정재파를 변경 및/또는 제어하기 위해 트랜스듀서 또는 반사기와 함께 사용될 수 있다.

[0036] 초음파 트랜스듀서 (17)가 활성화되는 음향 챔버 (12)를 통해 유체 혼합물이 유동함에 따라, 입자 또는 2 차 유체 (21)는 호스트 유체에 대한 입자 또는 2 차 유체의 음향 대비 계수에 의존하여, 다-차원 음향 정재파의 노드 또는 안티-노드에서, 무리를 이루고, 수집되고, 결집되고, 응집되고, 덩어리 되고, 또는 유착된다. 입자가 결국 다-차원 음향 정재파 노드 또는 안티-노드를 빠져나가는 무리를 형성하되, 상기 무리가 다-차원 음향 정재파의 유지력을 극복하기에 충분히 큰 크기로 성장했을 때 그러하다 (예를 들어, 유착 또는 결집이 중력 또는 부력을 극복함). 호스트 유체 (그 예로서 도 1의 세포)보다 밀도가 높은 유체/입자의 경우, 무리가 바닥으로 가라앉아, 정화된 호스트 유체와 별도로 수집될 수 있다. 호스트 유체보다 밀도가 낮은 유체/입자의 경우, 부력 무리는 위쪽으로 부유하여 수집될 수 있다.

[0037] 입자로부터의 음향 장 (acoustic field)의 산란은, 3 차원 포획 장 (trapping field)으로서 작용하는 3 차원 음향 방사력을 초래한다. 음향 방사력은 입자가 파장에 비해 작을 때 입자 체적 (예를 들어, 반경의 입방체)에 비례한다. 상기 힘은 주파수 및 음향 대비 계수에 비례한다. 상기 힘은 음향 에너지 (예를 들어, 음향 압력 진폭의 제곱)에 따라 스케일링된다. 입자에 가해지는 음향 방사력이 유체 항력과 부력 및 중력의 결합 효과보다 강할 때, 입자는 음향 정재파 장 내에 포획된다. 다-차원 음향 정재파에서의 입자 포획은 포획된 입자의 무리 이룸, 농축, 결집 및/또는 유착을 초래한다. 이로써, 하나의 재료의 비교적 큰 고체는 향상된 중력/부력 분리를 통해 상이한 재료, 동일한 재료, 및/또는 호스트 유체의 보다 작은 입자로부터 분리될 수 있다.

[0038] 다-차원 정재파는 축 방향 (예를 들어, 유동 방향에 걸쳐 비스듬하게 있을 수 있고, 일부 예에서는 유동 방향에 수직할 수 있는, 트랜스듀서와 반사기 사이에서의 정재파의 방향) 및 측면 (예를 들어, 유동 방향 또는 트랜스듀서와 반사기 사이의 방향으로 횡단) 둘 다로 음향 방사력을 발생시킨다. 혼합물이 음향 챔버를 통해 유동함에 따라, 현탁액 내의 입자는 정재파 방향으로 강한 축 방향 힘 성분을 겪는다. 이러한 음향력이 유동 방향 및 항력에 가로지르기 (예를 들어 수직하기) 때문에, 입자의 대비 계수에 의존하여 입자를 압력 노드 평면 또는 안티-노드 평면으로 빠르게 이동시킨다. 측면 음향 방사력은 농축된 입자를 각 평면 노드의 중심 쪽으로 이동시키기 위해 작용되어, 무리 이룸, 결집 또는 덩어리를 초래한다. 측면 음향 방사력 성분은 그러한 입자 덩어리에 대한 유체 항력을 극복하여 상기 무리를 연속적으로 성장시킬 수 있어서, 중력 또는 부력으로 인해 혼합물을 빠져나갈 수 있다. 입자 무리의 크기가 증가함에 따라 입자당 항력 강하, 이뿐 아니라 입자 무리의 크기가 증가함에 따라 입자당 음향 방사력의 강하는 별도로 또는 총괄적으로 음향 분리기 디바이스의 동작에 영향을 줄 수 있다. 본 개시에서, 다차원 음향 정재파의 측면 힘 성분 및 축 방향 힘 성분은 동일하거나 상이한 자릿수 (order of magnitude)를 가진다. 이와 관련하여, 단일 트랜스듀서에 의해 발생된 다-차원 음향 정재파에서, 축 방향 힘은 측면 힘보다 강하지만, 그러한 다-차원 음향 정재파의 측면 힘은 평면 정재파의 측면 힘보다 매우 크고, 즉 보통 2 자릿수 이상으로 크다는 점을 유의한다.

[0039] 입자 항력 및 음향 방사력 효과는 본 개시의 시스템 및 방법의 최적 동작에 영향을 미칠 수 있다. 레이놀즈 수가 10 미만으로 낮은 경우, 층류가 지배적이며 점성력은 관성력보다 매우 강하다.

[0040] 입자가 다-차원 초음파 음향 정재파에 의해 포획됨에 따라, 이들은 응집하기 시작하고 입자 덩어리를 형성한다. 이러한 입자 덩어리에 대한 항력은 덩어리의 기하학적인 구조의 함수이며 단지 덩어리를 구성하는 개별 입자의 항력의 합이 아니다.

[0041] 층류 경우, 나비에 스토크스 (Navier Stokes) 식은 다음과 같이 표현된다:

[0042] 
$$\rho \left( \frac{\partial \mathbf{V}}{\partial t} + (\mathbf{V} \cdot \nabla) \mathbf{V} \right) = -\nabla P + \mu \nabla^2 \mathbf{V}$$

[0043] 여기서  $\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial t}$  는 비정상 운동 (unsteady motion)을 나타내고,  $(\mathbf{V} \cdot \nabla) \mathbf{V}$  는 관성 운동을 나타내고,  $-\nabla P$ 는 압력 운동을 나타내고  $\mu \nabla^2 \mathbf{V}$  는 점성 운동을 나타낸다.

[0044] 레이놀즈 수가 낮은 경우, 비정상 운동 및 관성 운동 항은 무시 될 수 있고 (즉, 0으로 설정될 수 있음), 식은 다음과 같이 단순화될 수 있다:

[0045] 
$$\nabla P = \mu \nabla^2 \mathbf{V}$$

[0046] 직경 (a)의 입자 경우, 다음 식이 유지된다 :

$$\nabla P \propto \mu \frac{V}{a} \quad F = 6\pi\mu aV$$

[0047]

[0048] 여기서 P는 압력이고,  $\mu$ 는 동적 점도이고, a는 입자 직경이고, V는 유속이며, F는 스토크스의 항력 (Stoke's drag)이다.

[0049] 시스템의 추가 최적화를 논의하기 전에, 다-차원 음향 정재파가 어떻게 발생되는지에 대한 설명을 이제 제공하는 것이 도움이 된다. 입자 수집에 사용되는 다-차원 음향 정재파는 압전 재료로 구성된 초음파 트랜스듀서를, 음향 정재파를 발생시키고 트랜스듀서의 기본 3D 진동 모드를 여기시키는 주파수로 구동함으로써 얻어진다. 트랜스듀서는 초음파를 발생시키기 위해 접동될 수 있는 다양한 재료로 구성될 수 있다. 예를 들어, 트랜스듀서는 압전 결정 또는 다-결정 (poly-crystal)을 포함하는 압전 재료로 구성될 수 있다. 다중 모드 응답을 달성하기 위해 초음파 트랜스듀서에서 압전 결정 또는 다-결정일 수 있는 압전 재료의 섭동 (perturbation)은 다-차원 음향 정재파의 발생을 허용한다. 압전 재료는 설계된 주파수에서 다중 모드 응답으로 변형되도록 특별하게 설계되어 다-차원 음향 정재파의 발생을 허용할 수 있다. 다-차원 음향 정재파는 다-차원 음향 정재파를 발생시키는 3x3 모드와 같은 압전 재료의 별개 모드로 발생될 수 있다. 압전 재료가 많은 상이한 모드 형상을 통해 진동하게 함으로써 다수의 다-차원 음향 정재파가 또한 발생될 수 있다. 이로써, 재료는 0x0 모드 (즉, 피스톤 모드), 1x1, 2x2, 1x3, 3x1, 3x3 및 다른 고차 모드와 같은 다중 모드에서 동작하도록 선택적으로 여기될 수 있다. 재료는 다양한 모드를 통해 순서대로 또는 하나 이상의 모드를 건너뛰어 순환 되도록 동작될 수 있고, 각 순환마다 반드시 동일한 순서로 동작될 필요는 없을 수 있다. 모드들 사이에서 재료의 이러한 스위칭 또는 디더링 (dithering)은 지정된 시간에 걸쳐 발생될 단일 피스톤 모드 형상과 함께 다양한 다-차원 파형을 허용한다.

[0050] 본 개시의 디바이스, 시스템 및 방법에 사용된 초음파 트랜스듀서에 대한 일부 추가 설명이 또한 도움이 될 수 있다. 이와 관련하여, 트랜스듀서는 PZT-8 (납 지르코네이트 티타네이트)로 만들어질 수 있는 압전 결정 또는 다-결정과 같은 압전 재료로 구성될 수 있다. 그러한 결정은 1 인치 이상 정도의 주요 치수를 가질 수 있다. 압전 재료의 공진 주파수는 공칭적으로 약 2MHz일 수 있고, 하나 이상의 주파수에서 동작될 수 있다. 각각의 초음파 트랜스듀서 모듈은 하나의 결정만을 가질 수 있거나, 또는 각각 개별 초음파 트랜스듀서로서 작용하고 하나 또는 다수의 제어기에 의해 제어되는 다수의 결정을 가질 수 있으며, 이러한 제어기는 신호 증폭기를 포함할 수 있다. 압전 재료는 정사각형, 직사각형, 불규칙 다각형 또는 일반적으로 임의의 임의적인 형상일 수 있다. 트랜스듀서(들)는 정재파 방향과 직교하고 (측면) 정재파 방향 (축 방향)으로 동일한 자릿수의 힘을 발생시키는 압력 장을 생성하는데 사용된다.

[0051] 도 3은 종래의 초음파 트랜스듀서의 단면도이다. 이 트랜스듀서는 바닥 말단부에 웨어 플레이트 (wear plate, 50), 에폭시 층 (52), 세라믹 결정 (54) (예를 들어 PZT로 제조됨), 에폭시 층 (56) 및 백킹 층 (backing layer, 58)을 가진다. 세라믹 결정의 양 측면 상에는 전극: 양극 (61) 및 음극 (63)이 있다. 에폭시 층 (56)은 결정 (54)에 백킹 층 (58)을 부착시킨다. 전체 조립체는 예를 들어 알루미늄으로 제조될 수 있는 하우징 (60)에 포함된다. 전기 어댑터 (62)는 와이어가 하우징을 통과하여 결정 (54)에 부착되는 납 (도시되지 않음)에 연결되도록 하는 연결부를 제공한다. 통상적으로, 백킹 층은 댐핑을 추가하고 광범위의 주파수에 걸쳐 균일한 변위로 광대역 트랜스듀서를 생성하도록 설계되고, 특정 진동 고유 모드에서 여기를 억제하도록 설계된다. 웨어 플레이트는 보통 트랜스듀서가 방사하는 매질의 특성 임피던스를 양호하게 정합시키기 위해 임피던스 트랜스포머로 설계된다.

[0052] 도 4는 본 개시의 예에 따른 초음파 트랜스듀서 (81)의 단면도이다. 트랜스듀서 (81)는 디스크 또는 플레이트로 형성화되고, 알루미늄 하우징 (82)을 가진다. 압전 결정은 페로브스카이트 세라믹 결정의 덩이로, 큰 2가 금속 이온 (보통 납 또는 바륨), 및 O<sup>2-</sup> 이온의 격자에 작은 4가 금속 이온 (보통 티타늄 또는 지르코늄)으로 각각 구성된다. 예를 들면, PZT (납 지르코네이트 티타네이트) 결정 (86)은 트랜스듀서의 바닥 말단부를 정의하고, 하우징의 외부로부터 노출된다. 결정은 내부 표면 및 외부 표면을 가진다. 결정은 예를 들어 결정과 하우징 사이에 위치한 실리콘 또는 유사한 재료인 작은 탄성 층 (98)에 의해 그 둘레 상에 지지된다. 달리 말하면, 웨어 플레이트가 존재하지 않는다. 특정 실시예에서, 결정은 불규칙 다각형이고, 추가 실시예에서는 비대칭 불규칙 다각형이다.

[0053] 스크류 (88)는 하우징의 알루미늄 상부 플레이트 (82a)를 나사산을 통해 하우징의 몸체 (82b)에 부착시킨다.

상부 플레이트는 트랜스듀서에 전력을 공급하기 위한 커넥터 (84)를 포함한다. PZT 결정 (86)의 상부 표면은 절연 재료 (94)에 의해 분리된 양극 (90) 및 음극 (92)에 연결된다. 전극은 은 또는 니켈과 같은 임의의 전도성 재료로 제조될 수 있다. 전력은 결정 상의 전극을 통해 PZT 결정 (86)에 제공된다. 결정 (86)이 어떠한 백킹 층 또는 에폭시 층도 가지지 않음을 유의한다. 달리 말하면, 알루미늄 상부 플레이트 (82a)와 결정 (86) 사이의 트랜스듀서에는 공극 (87)이 있다 (즉, 하우징이 비어 있음). (내부 표면 상의) 최소 백킹 (58) 및/또는 (외부 표면 상의) 웨어 플레이트 (50)는 도 5에서 볼 수 있는 바와 같이, 일부 실시예에 제공될 수 있다.

[0054] 도 6은 입자 반경에 따라 음향 방사력, 유체 항력 및 부력의 스케일링을 도시한 로그-로그 그래프 (대수 y-축, 대수 x-축)이며, 그리고 음향 방사력을 사용하여 입자의 분리에 대한 설명을 제공한다. 부력은 입자 체적에 의존하는 힘이며, 그러므로 마이크론 정도의 입자 크기는 무시할 만하지만, 그러나 입자가 성장하여 입자 크기가 수백 마이크론 정도면 중요하게 된다. 유체 항력 (Stokes drag force)은 유체 속도에 따라 선형적으로 스케일링 되고, 그러므로, 통상적으로 마이크론 크기의 입자에 대한 부력을 초과하지만, 수백 마이크론 정도의 큰 크기의 입자에 대해서는 무시할 만하다. 음향 방사력 스케일링은 상이하다. 입자 크기가 작을 때에, Gor'kov의 식은 정확하고 음향 포획력은 입자의 체적에 따라 스케일링된다. 결과적으로, 입자 크기가 성장할 때에, 음향 방사력은 입자 반경의 세제곱으로 더 이상 증가하지 않으며, 소정의 임계 입자 크기에서 빠르게 없어질 것이다. 입자 크기가 더 커지는 경우, 방사력의 크기는 다시 증가하지만 반대 위상을 가지게 된다 (그래프에 도시되지 않음). 이러한 패턴은 입자 크기를 증가시키기 위해 반복된다.

[0055] 초기에, 현탁액이 주로 작은 마이크론 크기의 입자를 갖는 시스템을 통해 유동하고 있을 때, 음향 방사력은 유체 항력과 부력의 결합된 효과의 균형을 유지하여 입자가 정재파에 포획될 수 있게 한다. 도 6에서 이러한 포획은  $R_{c1}$ 로 표시된 입자 크기에 대해 일어난다. 그 후 그래프는 모든 큰 입자도 포획될 것을 나타낸다. 그러므로, 작은 입자가 정재파에 포획될 때에, 입자의 무리/유착/덩어리/응집/결집이 일어나서, 유효 입자 크기의 연속적인 성장을 초래한다. 입자가 무리를 이룰 시에, 상기 무리에 대한 총 항력은 개별 입자에 대한 항력의 합보다 매우 낮다. 본질적으로, 입자가 무리를 이룰 시에, 이들은 유체 유동으로부터 서로 보호하고 상기 무리의 전체 항력을 감소시킨다. 입자 무리 크기가 성장할 시에, 음향 방사력은 상기 무리에 반사되어, 그 결과 순 (net) 음향 방사력은 단위 체적당 감소된다. 입자에 대한 음향 측면 힘은 무리가 정지 상태로 유지되고 크기가 성장하도록 항력보다 클 수 있다.

[0056] 입자 크기 성장은 부력이 지배적이 될 때까지 계속되며, 이는 제 2 임계 입자 크기  $R_{c2}$ 로 나타낸다. 무리의 단위 체적당 부력은 입자 밀도, 무리 농도 및 중력 상수의 함수이기 때문에 무리 크기에 따라 일정하게 유지된다. 그러므로, 무리 크기가 증가함에 따라 상기 무리 상의 부력이 음향 방사력보다 빠르게 증가한다.  $R_{c2}$  크기에서, 입자는 호스트 유체에 대한 상대 밀도에 따라 상승하거나 가라앉을 것이다. 이 크기에서, 음향력은 2 차이고, 중력/부력은 지배적이며, 입자는 호스트 유체로부터 자연스럽게 침강 또는 상승한다. 일부 입자는 다른 무리가 침강함에 따라 음파에 남아있을 수 있으며, 유체 혼합물의 유동에 따라 음향 챔버로 들어가는 이들 새로운 입자 및 나머지 입자는 3-차원 노드 위치로 계속 이동하여 성장과 침강 과정을 반복한다. 이로써, 도 6은 작은 입자가 정재파에 지속적으로 포획되고 더 큰 입자 또는 덩어리로 성장할 수 있고, 그 후에 부력/중력 증가로 인해 결국 상승 또는 침전되는 방법을 설명한다.

[0057] 일부 예에서, 트랜스듀서의 크기, 형상 및 두께는 상이한 여기 주파수에서 트랜스듀서 변위를 결정할 수 있다. 주파수가 상이한 트랜스듀서 변위는 입자 분리 효율에 영향을 줄 수 있다. 더 높은 차수의 모달 (modal) 변위는 모든 방향으로 음향 장에서 강한 구배를 갖는 3-차원 음향 정재파를 발생시킬 수 있으며, 그에 따라 힘의 크기가 동일할 수 있는 강한 음향 방사력을 모든 방향으로 생성할 수 있어서, 다수의 포획 라인을 야기하고, 이 경우 포획 라인의 수는 트랜스듀서의 특정 모드 형상과 상관된다.

[0058] 도 7은 2.2 MHz 트랜스듀서 공진 부근에서 주파수의 함수로서 트랜스듀서의 측정된 전기 임피던스 진폭을 도시한다. 트랜스듀서 전기 임피던스의 최소치는 물기둥 (water column)의 음향 공진에 대응하며, 동작을 위한 잠재적인 주파수를 나타낸다. 수치 모델링은 트랜스듀서 변위 프로파일이 이들 음향 공진 주파수에서 크게 변화하여 음향 정재파 및 결과적인 포획력에 직접적인 영향을 미친다는 것을 나타낸다. 트랜스듀서가 그의 두께 공진 근처에서 동작하기 때문에 전극 표면의 변위는 본질적으로 위상이 상이하다. 트랜스듀서 전극의 통상적인 변위는 균일하지 않을 수 있으며 여기 주파수에 따라 변화된다. 더 높은 차수의 트랜스듀서 변위 패턴은 포획된 입자에 대해 더 높은 포획력 및 다수의 안정적인 포획 라인을 초래한다.

[0059] 음향 포획력 및 입자 분리 효율에 대한 트랜스듀서 변위 프로파일의 효과를 조사하기 위해, 여기 주파수를 제외

한 모든 조건이 동일한 실험을 10 회 반복하였다. 도 7에서 원형 숫자 1-9 및 문자 A로 표시되는 10 개의 연속 음향 공진 주파수가 여기 주파수로 사용되었다. 조건은 30 분의 실험 지속 시간, 대략 5 마이크론 SAE-30 오일 액적의 1000 ppm 오일 농도, 500 ml/min의 유속 및 20W의 인가 전력이었다.

[0060] 에멀전 (emulsion)이 트랜스듀서를 통과함에 따라, 오일 액적의 포획 라인이 관찰되고 특성화되었다. 상기 특성화는 도 7에서 식별된 10 개의 공진 주파수 중 7 개에 대해, 도 8a에 도시된 바와 같이, 유체 채널에 걸친 포획 라인의 수의 관찰 및 패턴을 수반하였다.

[0061] 도 8b는 포획 라인 위치가 결정된 시스템의 등각도를 도시한다. 도 8c는 화살표 (114)를 따라 유입구를 내려 다볼 때 나타나는 시스템의 도면이다. 도 8d는 화살표 (116)를 따라 트랜스듀서 면을 직접 볼 때 나타나는 시스템의 도면이다.

[0062] 여기에 기술된 트랜스듀서의 압전 결정은 결정을 여기시키기 위해 주파수를 포함하는 구동 파라미터를 변경함으로써 다양한 응답 모드에서 동작될 수 있다. 각각의 동작점은 이론적으로 무한한 수의 중첩 진동 모드를 가지며, 이 경우 하나 이상의 모드가 지배적이다. 실제로, 다수의 진동 모드는 트랜스듀서의 임의의 동작점에 존재하며 일부 모드는 주어진 동작점에서 지배적이다. 도 9는 통상적인 입자 크기에 대하여 결정 진동 및 측면 (lateral) 방사력에 대한 COMSOL 결과를 제시한다. 측면 대 축의 방사력의 비율은 동작 주파수에 대해 플롯된다. 특정 진동 모드가 지배적인 곡선 상에 점이 표시된다. 모드 I는 혼합물에서 2 MHz 정재파를 발생시키도록 설계된 결정의 평면 진동 모드를 나타낸다. 모드 III는 1x1 결정의 3x3 모드 동작을 나타낸다. 이들 분석 결과는 3x3 모드가 상이한 레벨의 측면 방사력으로 지배적일 수 있음을 보여준다. 보다 구체적으로, 예시 시스템을 2.283 MHz의 주파수에서 동작시키면 3x3 모드에 대해 약 1.11의 가장 낮은 횡력 (lateral force) 비가 발생된다. 이 동작점은 예시 시스템에 대해 가장 큰 무리의 크기 및 최상의 수집 동작을 발생시킨다. 가장 효율적인 분리를 달성하기 위해 가장 낮은 횡력 비를 갖는 원하는 3D 모드를 생성하는 주어진 구성에 대한 주파수에서 여기에 기술된 디바이스 및 시스템을 동작시키는 것이 바람직하다. 일부 실시예에서, 동작점은 평면 상 또는 제로 위상 각도가 아닌 곡선 상의 임의의 점이다. 예를 들어, 동작점은 음향 정재파가 비-평면이고 그리고/또는 위상 각도가 제로가 아닌 도 9에서의 곡선 상에서 선택될 수 있다.

[0063] 도 10을 참조하면, 부하를 받을 수 있는, 음향 트랜스듀서 및/또는 트랜스듀서/음향 챔버 조합에 대한 최소 및/또는 최대 리액턴스를 위치시키는 프로세스에 대한 흐름도가 도시된다. 부하는 음향 챔버에서의 유체, 및/또는 1 차 또는 호스트 유체로부터 분리된 미립자 또는 2 차 유체일 수 있다. 미립자 또는 2 차 유체가 1 차 또는 호스트 유체로부터 분리됨에 따라, 음향 챔버에서의 유체의 특징이 변하며, 이는 트랜스듀서 및/또는 트랜스듀서/음향 챔버 조합의 동작에 영향을 줄 수 있다. 트랜스듀서를 구동하기 위한 동작점을 찾는 프로세스는 예를 들어, 트랜스듀서에 주파수 범위를 적용하고 트랜스듀서로부터 피드백 데이터를 측정함으로써, 트랜스듀서에 적용된 주파수를 통해 스캔하여 시작된다. 스캔될 주파수 범위는 사용자 셋팅으로 제공될 수 있다. 트랜스듀서의 리액턴스 X 및 저항 R에 대한 데이터가 수집된다. 리액턴스 및 저항 데이터를 수집하는 한 가지 기술은 트랜스듀서에 대한 전압, 전류 및 위상 각도를 측정하는 것이다. 저항은 전압의 실수부를 전류로 나뉘 결정되는 반면, 리액턴스는 전압의 허수부를 전류로 나뉘 결정된다.

[0064] 주파수 스캔에 대한 데이터가 수집됨에 따라 수많은 공진 및 반 (anti)-공진 주파수가 결정될 수 있다. 데이터는 저역 통과 필터를 통과할 수 있으며 피크는 도함수를 사용하여 식별될 수 있다. 반-공진에 대한 최대 피크도 식별된다. 상기 방법은 최소 리액턴스를 찾기 위해 반-공진으로부터 리액턴스 수의 입력 셋팅을 수용할 수 있다. 수집 및 계산된 데이터에 기초하여, 반-공진 이하의 원하는 최소 리액턴스 또는 반-공진 이상의 원하는 최대 리액턴스가 이 경우 최소 또는 최대 리액턴스의 인덱스로서 결정된다. 원하는 리액턴스의 주파수가 찾아지면, RF 전력 컨버터의 주파수가 찾아진 주파수로 설정된다. 찾아진 주파수는 트랜스듀서를 동작하기 위한 동작 설정점일 수 있다.

[0065] 일정 기간, 그 예로 수 밀리 초에서 수십 초까지의 기간이 지난 후에, 프로세스가 반복된다. 프로세스를 반복함으로써, 온도 이동에 의해 야기되는 리액턴스에 대한 변화와 같은 시스템의 변화가 동적으로 식별될 수 있고, 원하는 동작 설정점은 프로세스와 어울려 적절하게 수정될 수 있다.

[0066] 도 11을 참조하면, 흐름도는 상술된 주파수 결정 프로세스에 사용하기 위한 저역 통과 필터를 구현하는 프로세스를 도시한다. 필터 특징은 도시된 프로세스에 따라 수정되어 원하는 주파수 설정점의 검출을 최적화하는데 기여할 수 있다. 프로세스는 주파수 스캔으로부터 수집된 데이터와 함께 기존 컷 오프 또는 코너 주파수를 사용하여 시작한다. 제로 위상 저역 통과 버터워스 (Butterworth) 필터는 컷오프 주파수로 수집된 데이터를 필터링하는데 사용된다. 데이터의 도함수는 최소치 및/또는 최대치를 결정하기 위해 취해지고, 양 대 음의 제로

크로싱 (positive to negative zero crossings)은 식별 및 카운팅된다. 양 대 음의 제로 크로싱은 주파수 응답에서 검출된 피크를 나타낸다. 프로세스가 예상보다 많은 피크를 검출하는 경우, 컷오프 주파수는 증가되고 프로세스는 반복된다. 카운트가 예상 피크 수보다 적은 경우, 필터링된 데이터는 최소/최대 리액턴스 검출 프로세스에 제공된다.

[0067] 도 12는 CHO (Chinese hamster ovary) 세포를 포함하는 유체가 흐르던 음향 캐비티에 결합된, 약간 댐핑된 1x3 압전 트랜스듀서에 대한 주파수 스캔을 도시한다. 도시된 바와 같이, 피크 반-공진이 위치되고, 반-공진으로부터 2 개 떨어진 최소 리액턴스가 주파수 설정점에 대해 선택된다. 도면에서, 반-공진은 대략 2.278 MHz이고 선택된 주파수 설정점은 대략 2.251 MHz이다.

[0068] 도 13은 CHO를 포함한 음향 챔버에 결합된, 높게 댐핑된 2 MHz 1x3 트랜스듀서에 대한 주파수 스캔을 도시한다. 피크 반-공진이 식별되고 반-공진 주파수로부터 2 개 떨어진 최소 리액턴스가 동작 설정점에 대해 선택된다. 반-공진 주파수로부터 2 개 떨어진 최소 리액턴스가 동작 설정점으로 선택되지만, 반-공진으로부터 떨어진 임의의 리액턴스 또는 인덱스는 동작 설정점에 대해 선택될 수 있다.

[0069] 대규모 음향 여과 시스템의 실험 테스트를 통해 1MHz 및 2MHz 1x3 트랜스듀서는 트랜스듀서 반-공진 이하의 주파수로 최소 리액턴스 지점에서 동작 할 때, 이뿐 아니라 트랜스듀서의 반-공진 이상의 최대 리액턴스 지점에서 동작할 때 최적의 효율을 가질 수 있음이 결정되었다. 여기에 기술된 기술은 RF 구동의 주파수를 트랜스듀서로 설정하는 자동화된 방법을 제공하여, 반-공진 이하의 최소 리액턴스 지점 또는 반-공진 이상의 최대 리액턴스에서 동작한다. 한 특징에 따르면, 기술은 원하는 동작점을 유지한다. 상기 기술은 상기에서 논의된 인버터, 함수 발생기 또는 발진기와 같은 RF 구동의 주파수를 설정하는데 사용될 수 있다.

[0070] 상기 방법은 주파수 스위프를 실행하고 각 주파수 단계에 대한 저항 및 리액턴스 데이터를 수집하여 시작한다. 저항 및 리액턴스 데이터는 RF 구동의 전압 및 전류 측정치로부터 추정된다. 스위프 범위는 사용자가 지정할 수 있지만, 트랜스듀서의 반-공진의 50kHz의 이상 및/또는 반-공진의 50kHz 이하를 목표로 한다. 부가적으로, 또는 대안적으로, 스위프 범위는 트랜스듀서의 반-공진의 150kHz 이상 및/또는 반-공진의 150kHz 이하일 수 있다. 단계 크기 및 단계 간격도 변경할 수 있는 변수이다. 스위프가 완료될 때, 이는 각 단계에서 주파수, 저항 및 리액턴스를 출력한다.

[0071] 그 후 스위프의 데이터는 제로-위상 지역 통과 버터워스 필터를 이용하여 필터링된다. 리액턴스는 필터링된 데이터의 피크 수가 추정된 피크 수와 같아질 때까지, 필터의 낮은 컷오프 주파수가 지속적으로 증가하는 루프에 입력된다. 이러한 추정된 피크 수는 사용자가 입력한다. 저항 데이터는 제로-위상 지역 통과 버터워스 필터를 사용하여 필터링되지만, 그러나 피크가 하나가될 때까지 낮은 컷오프 주파수가 증가한다. 필터링된 저항 데이터의 피크 값은 트랜스듀서의 반-공진으로 해석된다.

[0072] 필터링된 리액턴스 데이터의 도함수가 계산되어 리액턴스 곡선의 모든 최대 또는 최소 지점을 발견하는데 사용된다. 반-공진 데이터 입력으로부터의 리액턴스 최소/최대 수가 음수인 경우, 방법은 반-공진 이하의 최소 리액턴스 지점을 찾을 것이다. 상기 방법은 음 대 양의 제로 크로싱, 다시 말해, 필터링된 리액턴스 곡선의 도함수의 상향 기울기 제로 크로싱을 식별함으로써 이를 수행한다. 이 수가 양수인 경우, 방법은 반-공진 이상에서 양 대 음의 제로 크로싱 (리액턴스 곡선의 최대 지점임)을 찾을 것이다. 반-공진 데이터 입력으로부터의 리액턴스 최소/최대 수의 절대값은 반-공진으로부터의 최소 또는 최대 지점의 수이다. 이 지점의 인덱스는 RF 구동을 설정하기 위해 주파수를 결정하는데 사용된다.

[0073] RF 구동은 설정되고 방법은 사용자가 설정한 지정된 시간 동안 대기한다. 이 기간이 경과하면, 그 후에 방법은 스캔되고 시퀀스를 다시 시작한다. 약간 댐핑된 데이터와 높게 댐핑된 데이터 둘 다의 샘플 데이터는 도 12 및 도 13에서 볼 수 있다. 이들 두 예에서, 방법은 반-공진 이하에서 두 개의 최소 리액턴스 지점을 뽑기 위해 선택되어, 무거운 수직 라인으로 표시되었다. 설정 주파수는 좌측에 굵은 선으로 표시된다. 알 수 있는 바와 같이, 이 선은, 필터링된 리액턴스 데이터 곡선의 국소 최소점에서, 필터링된 리액턴스 데이터 곡선의 도함수의 음 대 양의 제로 크로싱에 해당한다.

[0074] 도 14를 참조하면, 음향 챔버 (114)에 결합된 음향 트랜스듀서 (112)를 제어하는 제어 구성의 다이어그램이 도시된다. 음향 트랜스듀서 (112)는 DC 소스 (110), DC-DC 컨버터 (116) 및 RF DC-AC 인버터 (118)로 구성된 RF 전력 컨버터로 구동된다. 인버터 (118)에 의해 제공되는 출력 구동 신호는, 제어기 (120)로 다시 공급되는, 전압 감지 (122) 및 전류 감지 (124)를 얻기 위해 검사 또는 감지된다. 제어기 (120)는 음향 트랜스듀서 (112)에 제공된 구동 신호를 변조하기 위해 컨버터 (116) 및 인버터 (118)에 제어 신호를 제공한다.

- [0075] 제어기 (120)에 의해 컨버터 (116)에 제공되는 신호는 펄스 폭 측정이고, 이는 컨버터 (116)에서 스위칭 신호의 듀티 사이클을 결정한다. 듀티 사이클은 인버터 (118)에 적용되는, 컨버터 (116)의 출력의 DC 레벨을 결정한다. 예를 들어, 듀티 사이클이 클수록 컨버터 (116)에 의해 발생하는 DC 출력이 높아진다. 제어기 (120)는 또한 인버터 (118)의 동작 주파수를 결정하는 제어 신호를 인버터 (118)에 제공한다. 인버터 (118)에 제공되는 제어 신호는 인버터 (118)에서의 스위칭 스위치에 대한 스위칭 신호일 수 있다. 대안적으로 또는 부가적으로, 제어기 (120)는 원하는 스위칭 주파수를 나타내는데 사용되는 제어 신호를 인버터 (118)에 제공할 수 있고, 인버터 (118) 내부의 회로부는 제어 신호를 해석하고 해석된 제어 신호에 따라 내부 스위치를 스위칭한다.
- [0076] 전압 감지 (122) 및 전류 감지 (124)는 음향 트랜스듀서 (112)에 제공된 구동 신호를 제어하기 위해 피드백 신호로서 제어기 (120)에 제공되는 신호를 생성한다. 제어기 (120)는, 예를 들어, 전력 측정인  $P = V \cdot I$ 를 얻기 위해, 전압 감지 (122) 및 전류 감지 (124)에 의해 제공되는 신호에 대한 동작 및 계산을 수행하고, 여기서 P는 실제 전력, 허수 전력 또는 피상 전력과 같은 전력이고, V는 피크 전압 또는 실효값 (rms) 전압과 같은 전압이고 I는 전류이다. 예를 들어, 실제 전력은 방정식  $P = V \cdot I \cdot \cos(\text{위상 각도})$ 로 표현된다.
- [0077] 제어기 (120)에는 전력 출력, 주파수 동작 범위, 또는 다른 사용자 선택 가능한 파라미터와 같은 프로세스 셋팅을 수용하고, 프로세스 셋팅 및 피드백 값에 기초하여 제어 신호를 컨버터 (116) 및 인버터 (118)에 제공하는 제어 방식이 제공된다. 예를 들어, 상술한 바와 같이, 제어기 (120)는, 주파수 범위를 통해 스캔하고 부하를 받을 수 있는 음향 챔버 (114)와 조합하여 트랜스듀서 (112) 또는 트랜스듀서 (112)의 특성을 결정하기 위해 인버터 (118)에 제공되는 주파수 범위에서 수많은 주파수를 통해 시퀀싱할 수 있다. 전압 감지 (122) 및 전류 감지 (124) 각각으로부터 얻어진 전압 및 전류에 관한 주파수 스캔의 결과는 도 12에 도시된 바와 같이 구성요소 또는 시스템에 대한 임피던스 곡선의 특징을 식별하는데 사용된다. 주파수 스캔은 도시된 시스템의 동작 동안 셋업에서 및/또는 간격으로 발생하도록 구현될 수 있다. 정상 상태 동작 동안, 스캔된 주파수는 사용자 셋팅 및 피드백 값에 기초하여 전력 또는 주파수와 같은 원하는 동작 설정점을 식별하기 위해 수행될 수 있다. 이로써, 제어기 (120)에 의해 구현된 제어 방식은 동적이며, 주파수 드리프트, 온도 변화, 부하 변화 및 임의의 다른 시스템 파라미터 변화가 일어날 수 있는 것과 같이, 시스템에서의 변화 조건에 응답한다. 제어 방식의 동적 특성으로 인해 제어기는 구성요소가 오래되거나 공차가 손실됨에 따라 일어날 수 있는 것과 같이 비선형성에 응답하거나 상기 비선형성을 보상할 수 있다. 이에 따라, 제어 방식은 적응적이고 시스템 변경을 수용할 수 있다.
- [0078] 시스템 동작의 일부 예는 음향 챔버 (114)에서 다차원 음향 정재파를 생성하기 위해 음향 트랜스듀서 (112)를 구동하는 것을 포함한다. 3D 음향 파는 음향 트랜스듀서 (112)를 구동함으로써 자극되며, 이는 때때로 여기에서 PZT로 지칭되는 압전 결정으로서, 그의 반-공진 주파수 근처에서 구현될 수 있다. 캐비티 공진은 PZT의 임피던스 프로파일을 조정하고 이뿐 아니라 그의 공진 모드에 영향을 준다. 3D 음향 장의 영향으로, 음향 캐비티 (114)에서의 액체 매질에 떠 있는 입자는 결집된 시트로 그 후 타이트하게 팩킹된 결집 재료 무리로 만들어진다 (forced into). 입자 농축이 임계 크기에 도달하면, 중력을 받고 결집된 재료가 음향 장을 벗어나 챔버의 바닥으로 떨어진다. 결집된 재료의 농축 변화, 이뿐 아니라 그 재료의 떨어짐은 캐비티의 공진에 영향을 미치며, 이는 결과적으로 PZT 상의 음향 부하와 이에 대응하는 전기 임피던스를 변경한다. 수집된 재료의 변화하는 동력은 캐비티 및 PZT를 디튠하여 (detunes) 매질을 정화함에 있어 3D 파의 영향을 줄인다. 부가적으로, 매질 및 캐비티 온도에서의 변화는 또한 캐비티를 디튠하고 그 결과 정화 (clarification)가 감소된다. 캐비티에서 발생하는 공진 변화를 추적하기 위해 PZT의 전기적 특징에서의 변화를 따르기 위해 제어 기술이 사용된다.
- [0079] 입력 임피던스가 복소수 (실수 및 허수) 수량인 주파수에서 PZT를 구동함으로써 강력한 3D 음향 장이 발생할 수 있다. 그러나, 캐비티 동력으로 인해 그 임피던스 값은 불규칙한 방식으로 상당히 변경될 수 있다. 임피던스에서의 변화는 적어도 부분적으로 음향 트랜스듀서 (112) 및/또는 음향 챔버 (114)에 가해지는 부하의 변화에 기인한다. 입자 또는 2 차 유체가 1 차 또는 호스트 유체로부터 분리됨에 따라, 음향 트랜스듀서 (112) 및/또는 음향 챔버 (114) 상의 부하는 변화되어, 이는 결과적으로 음향 트랜스듀서 (112) 및/또는 음향 챔버 (114)의 임피던스에 영향을 줄 수 있다.
- [0080] 디튠을 정정하기 위해, 제어기 (120)는 전압 감지 (122) 및 전류 감지 (124)를 사용하여 PZT에서 감지된 전압 및 전류로부터 PZT 임피던스를 계산하고 디튠을 보상하기 위해 동작 주파수를 변경하는 방법을 결정한다. 주파수 변화가 챔버로 전달되는 전력에 영향을 미치기 때문에, 제어기는 또한 RF DC-AC 인버터 (118)로부터 음향 트랜스듀서 (112) 및/또는 음향 챔버 (114)로 출력되는 원하는 양의 전력을 유지하기 위해 (동적) 벡 컨버터

(116)의 출력 전압을 조정하는 방법을 결정한다.

[0081] 벽 컨버터 (116)는 전자적으로 조정 가능한 DC-DC 파워 서플라이이고 인버터 (118)용 파워 소스이다. RF DC-AC 인버터 (118)는 컨버터 (116)로부터의 DC 전압을 고주파 AC 신호로 다시 변환하여 PZT를 구동시킨다. 챔버에서의 동력은 낮은 오디오 대역에서의 주파수에 해당하는 속도로 발생한다. 결과적으로, 컨버터 (116), 제어기 (120) 및 DC-AC 인버터 (118)는 제어기 (120)가 챔버 동력을 추적하고 시스템을 튜닝 상태로 유지할 수 있도록 하기 위해 낮은 오디오 대역보다 빠른 속도로 작동될 수 있다.

[0082] 제어기 (120)는 실시간으로 캐비티 동력을 추적하기 위해 DC-AC 인버터 (118)의 주파수 및 벽 컨버터 (116)로부터의 DC 전압을 동시에 변화시킬 수 있다. 시스템의 제어 대역폭은 인버터 (118)의 RF 대역폭 및 벽 컨버터 (116)의 필터링 시스템의 컷오프 주파수의 함수이다.

[0083] 제어기 (120)는 예로서 DSP (digital signal processor) 제어, 또는 FPGA (field programmable gate array) 제어로서 구현될 수 있다. 제어기 (120)는 예를 들어 병렬 프로세싱을 허용하여 실제 및/또는 무효 (reactive) 임피던스, 전압, 전류 및 전력을 분석하기 위해 2 개의 채널로 구현될 수 있다.

[0084] 캐비티의 음향 동력은 PZT의 전기적 특징에 영향을 미치며 이는 PZT에서 도출된 전압 및 전류에 영향을 미친다. 감지된 PZT 전압 및 전류는 제어기에 의해 프로세싱되어 PZT가 소비하는 실시간 전력, 이뿐 아니라 그의 순간 임피던스 (음향 동력의 영향을 받음)를 계산한다. 사용자 설정 점에 기초하여, 제어기는 인버터 (118)에 공급되는 DC 전력, 및 인버터 (118)가 캐비티 동력을 추적하고 사용자 설정 점을 유지하기 위해 동작되는 주파수를 실시간으로 조정한다. LCL 네트워크는 전력 전송 효율을 증가시키기 위해 인버터 t (118)의 출력 임피던스를 정합시키는데 사용된다.

[0085] 제어기 (120)는 캐비티 성능에서의 변화 (PZT 임피던스에서의 변화를 통해)를 실시간으로 검출하기에 충분히 빠른 센서 신호를 샘플링한다. 예를 들어, 제어기 (120)는 전압 감지 (122) 및 전류 감지 (124)로부터 피드백 값을 1 초당 1 억 샘플로 샘플링할 수 있다. 신호 프로세싱 기술은 캐비티 동력 및 응용 분야에서의 다양한 변화를 수용하기 위해 시스템 동작에 대한 넓은 동적 범위를 허용하도록 구현된다. 컨버터 (116)는 제어기 (120)로부터 나오는 신호 명령을 따르기 위해 빠른 응답 시간을 가지도록 구성될 수 있다. 인버터 (118)는 시간에 따라 변하는 가변량의 실제 및 무효 전력을 요구하는 광범위한 부하를 구동시킬 수 있다. 도 14에 도시된 시스템을 구현하는데 사용되는 전자 패키지는 전자기 간섭 (EMI)에 대한 UL 및 CE 요구 사항을 충족시키거나 초과하도록 구성될 수 있다.

[0086] 도 15를 참조하면, 제어기 (120)는 FPGA (field-programmable-gate-array) 내부의 실제 디지털 전자 회로에서 실현되는 RTL (Register Transfer Level)을 사용하는 초고속 병렬 디지털-신호-프로세싱 루프로 구현될 수 있다. 2 개의 고속 디지털 비례 적분 (PI) 루프는 전력 및 리액턴스를 추적하기 위해 제어기 (120)에 의해 발생된 주파수 및 진폭 제어 신호를 조정한다. 선형 증폭기 (132)는 PZT의 구동 준비로 제어기 (130) (제어기 (120)로서 구현될 수 있음)로부터의 출력 신호를 증폭시키는데 사용된다. 전압 및 전류 감지는 트랜스듀서의 전압 및 전류를 감지하는데 사용된다. 선형 증폭기 (132)에 제공된 제어 신호를 발생시키기 위해 제어기 (130)에 의해 계산이 연속하여 (in series) 수행된다. FPGA는 100 MHz의 클럭킹 (clocking) 신호로 동작될 수 있다. 클럭킹 속도는 PZT의 상태를 실시간으로 모니터링하고 적응하기에 충분한 샘플링을 고속으로 얻는데 기여한다. 부가적으로, FPGA의 구조는 각 게이트 구성요소가 클럭킹 속도에 상응하는 전파 지연을 가지도록 한다. 각 게이트 구성요소에 대한 전파 지연은 100 MHz의 클럭킹 속도로 10 ns 또는 1 사이클 미만일 수 있다.

[0087] 제어기 (130)는 다음 파라미터를 계산하도록 구성될 수 있다.

$$VRMS = \sqrt{V1^2 + V2^2 + \dots + Vn^2}$$

$$IRMS = \sqrt{I1^2 + I2^2 + \dots + In^2}$$

$$\text{Real Power (P = V-Inst. x I-Inst Integrated over N Cycles)}$$

$$\text{Apparent Power (S = VRMS x IRMS)}$$

[0088]

[0089] 제어기 (130)는 감지된 전압 및 전류를 동 위상 및 직교 위상 성분으로 분해함으로써 무효 전력 및 바이폴라 위상 각도를 계산하도록 구성될 수 있다. 도 16은 4 사분면 위상, 무효 전력 및 리액턴스를 얻기 위해 전압 및

전류의 동 위상 및 직교 위상 복조를 도시한다. 동 위상 및 직각 위상 성분을 사용하여 무효 전력 및 위상 각도에 대한 계산이 단순화될 수 있다.

$$V_{\text{Phase Angle}} = \text{Arctan}(QV/IV)$$

$$I_{\text{Phase Angle}} = \text{Arctan}(QI/II)$$

$$\text{Phase Angle} = V_{\text{Phase}} - I_{\text{Phase}}$$

$$\text{Reactive Power} = (Q = \text{Apparent Power} \times \text{Sine}(\text{Phase Angle}))$$

[0090]

[0091]

제어기 (130)는 주파수 스위프 범위 내의 이산 주파수에서 시스템 성능 파라미터를 결정하기 위해 주파수 스위프로 시작하는 제어 방식을 구현할 수 있다. 제어 방식은 주파수 스위프 범위를 정의하는 시작 주파수, 주파수 단계 크기 및 단계 수의 입력을 수용할 수 있다. 제어기 (130)는 PZT에 인가된 주파수를 변조하기 위해 제어 신호를 선형 증폭기 (132)에 제공하고, PZT의 전압 및 전류는 전압 감지 및 전류 감지를 사용하여 측정된다. 제어기 (130)의 제어 방식은 비교적 높은 레벨의 보증으로 시스템 특징, 예를 들어 리액턴스를 결정하기 위해 주파수 스위프를 다수 번 반복할 수 있다.

[0092]

주파수 스위프에서 얻은 데이터를 분석한 결과 수많은 리액턴스 최소치가 식별될 수 있다. 제어 기술에는 원하는 리액턴스 최소치가 위치한 소정의 주파수 범위를 지정하는 입력이 제공될 뿐만 아니라, 원하는 최소 리액턴스에 대응하는 저항 추적에 기초하여 원하는 동작 지점을 추적하는데 사용될 수 있는 저항 기울기 (+/-)가 제공될 수 있다. 저항 기울기는 최소 리액턴스 근처에서 일정할 수 있으며, 이는 추적 기술과 함께 사용하기에 유용한 파라미터를 제공할 수 있다. 원하는 주파수에서 저항을 추적함으로써, 최소 리액턴스 지점에서 동작하기 위한 강력한 제어가 이루어질 수 있다.

[0093]

제어 기술은 최대 및 최소를 나타내는 제로 기울기 도함수를 찾기 위해 저항/리액턴스 값의 도함수를 취할 수 있다. 비례 적분-차동 (proportional-integral-differential, PID) 제어기 루프는 저항을 추적하여 원하는 최소 리액턴스가 일어나는 주파수 설정점을 얻는데 사용될 수 있다. 일부 구현에서, 제어는 비례-적분 (PI) 루프일 수 있다. FPGA가 100 MHz에서 동작하면 추적된 저항의 변화를 보상하기 위해 10 ns마다 조정 또는 주파수 정정이 이루어질 수 있다. 이러한 타입의 제어는 예를 들어 리액턴스, 부하 및 온도를 포함하여, 수많은 변화하는 변수가 있을 시에 PZT의 제어를 관리하기 위해 매우 정확하고 실시간으로 구현될 수 있다. 제어 기술에는 리액턴스 최소치 또는 주파수 설정점의 주파수에 대한 여러 한계가 제공되어, 제어가 상기 주파수를 여러 한계 내로 유지하기 위해 출력을 선형 증폭기 (132)로 조정할 수 있게 할 수 있다.

[0094]

유체와 미립자의 혼합물과 같은 유체 혼합물은 음향 챔버를 통해 유동되어 분리될 수 있다. 유체 혼합물 유동은 유체 펌프를 통해 제공될 수 있고, PZT 및 챔버뿐만 아니라 유체에 섭동을 도입할 수 있는 유체 펌프를 통해 제공될 수 있다. 섭동은 감지된 전압 및 전류 진폭에서 상당한 변동을 생성할 수 있으며, 이는 챔버의 유효 임피던스가 펌프 섭동에 따라 변동함을 나타낸다. 그러나, 제어 기술의 속도로 인해, 변동은 제어 방법에 의해 거의 완전히 상쇄될 수 있다. 예를 들어, 섭동은 PZT로부터의 피드백 데이터에서 식별될 수 있고 제어기로부터의 제어 출력에서 보상될 수 있다. 피드백 데이터, 예를 들어 감지된 전압 및 전류는 전체 음향 챔버 압력을 추적하는데 사용될 수 있다. 트랜스듀서 및/또는 음향 챔버의 특징이 시간이 지남에 따라 그리고 압력 또는 온도와 같은 다양한 환경 파라미터에 따라 변경됨에 따라서, 변화는 감지될 수 있고 제어 기술은 트랜스듀서 및 음향 챔버를 원하는 설정점에서 계속 동작시키기 위해 변화를 보상할 수 있다. 이로써, 원하는 동작에 대한 설정점은 매우 높은 정확도 및 정밀도로 유지될 수 있으며, 이는 시스템의 동작을 위한 최적화된 효율을 초래할 수 있다.

[0095]

FPGA는 독립형 모듈로 구현될 수 있으며 클래스-D 구동기와 결합될 수 있다. 각 모듈에는 시스템에 연결될 때 식별될 수 있도록 하드 코딩된 주소 (hardcoded address)가 제공될 수 있다. 모듈은 핫 스왑이 가능하도록 (hot-swappable) 구성될 수 있으므로 시스템의 연속 동작이 허용된다. 모듈은 특정 시스템 및 트랜스듀서에 대해 교정될 수 있거나, 초기화 시에와 같이 특정 지점에서 교정을 수행하도록 구성될 수 있다. 모듈은 동작 시간, 몸체 상태, 에러 로그 및 모듈 동작과 연관된 다른 정보를 저장할 수 있도록 EEPROM과 같은 장기 메모리를 포함할 수 있다. 모듈은 예를 들어 동일한 장비로 새로운 제어 기술이 구현될 수 있도록 업데이트를 수용하도록 구성된다.

[0096]

예시적인 제어 기술은 음향 트랜스듀서에서 전압 및 전류가 측정되고 실제 전력 및 저항이 계산되어 비례 적분

(PI) 제어기에 제공되는 루프를 수행한다. PI 제어기의 출력은 트랜스듀서에 공급되는 신호의 진폭과 주파수를 조정하는데 사용된다. 상기 루프가 반복되어 트랜스듀서에 제공되는 전력의 진폭이 제어 및 추적되고 트랜스듀서에 제공되는 전력의 주파수가 제어 및 추적된다. 상기 루프는 제어기가 예를 들면, 트랜스듀서 및/또는 트랜스듀서/음향 캐비티 조합의 부하와 관련된 변화 또는 온도와 관련된 변화를 포함하여, 시스템의 변화에 대해 동적으로 조정되도록 한다.

[0097] 도 17은 트랜스듀서 제어를 구현하기 위해 정보를 프로세싱하는 예시적인 방법을 도시한다. 상기 방법은 사용자 입력으로부터 얻어질 수 있는 실제 전력 및 최소 리액턴스를 위해 원하는 동작점을 사용한다. 구동 전압 및 구동 전류를 포함하여 트랜스듀서로부터 데이터가 수신된다. 트랜스듀서로부터 수신된 데이터는 정보의 품질 및 그로부터 도출된 계산을 개선하기 위해 조절된다. 예를 들어, 구동 전압 및 구동 전류를 나타내는 데이터는 데스크워킹되고 (deskewed) (전압 신호와 전류 신호 간의 관계의 위상 균형), 상기 데이터에는 차후 계산에 사용하기 위해 오프셋이 제공되고 스케일링된다. 조건 데이터는 트랜스듀서의 실제 전력, 저항 및 리액턴스를 계산하는데 사용된다. 이러한 파라미터는 방법에서 수신된 동작점과 비교되며, PI 제어기는 트랜스듀서에 제공되는 구동 신호의 실제 전력 및 주파수를 조절할 수 있는 신호를 발생시키는데 사용된다. 유의해야 하는 바와 같이, 조절된 피드백 파라미터는 원하는 동작점 정보와 함께 여러 신호를 발생시키는데 사용될 수 있으며, 상기 여러 신호는 선형 증폭기 또는 컨버터-인버터 조합이든 간에 파워 서플라이에 제공된 신호를 조정하는 증폭기에 제공된다.

[0098] 유체에서 입자 상에 가해지는 음향 방사력은 계산 및/또는 모델링될 수 있다. 예를 들어, COMSOL 모델이 생성되어 선형 음향 정재파 장 (fields)을 예측하는데 사용되었다. 상기 모델은 압전, 탄성 및 음향에 대한 모델을 구현했다. 상기 모델은 Gorkov 방정식 사용을 포함하여 파장에 비해 작은 입자 및 Yurii-Zhenia 방정식 사용을 포함하는 더 큰 입자에 대한 음향 방사력을 예측하는데 사용되었다. 일부 사례에서, 예를 들어, 전력에 대해 정규화함으로써 결과를 정규화하는 것이 도움이 될 수 있다, 음향 방사력의 입자에 대한 영향이 연구될 수 있으며, 특히 트랜스듀서 구성을 결정하고 트랜스듀서 및/또는 트랜스듀서/캐비티 조합을 제어하기 위해 사용될 수 있다.

[0099] 도 18은 여기에 기술된 음향 영동 시스템 (acoustophoretic system)의 임피던스 (저항 및 리액턴스), 전력 및 성능을 나타내는 그래프이다. 그래프에서 볼 수 있는 바와 같이, 리액턴스 최소치에서 피크 성능이 일어난다. 최적의 성능은 저항 최대치 및 리액턴스 최소치가 거의 일치하는 경우 일어날 수 있다.

[0100] 도 19는 수많은 상이한 모드가 식별된, 저항 곡선 대 주파수를 나타내는 그래프이다. 저항이 최소치보다 높은 그래프 선 위치를 따라 더 높은 차수 모드가 얻어진다. 도 20은 2.15 MHz 내지 2.3 MHz 범위에 걸친 음향 시스템의 리액턴스를 나타내는 그래프이다. 그래프는 Xmin 동작 지점의 선택이 모드에 따라 달라질 수 있음을 보여준다. 예를 들어, 그래프는 최저 Xmin이 4x4 모드에 대한 것임을 보여주며, 이는 최적 성능이 4x4 동작 모드에서 트랜스듀서를 여기시키는 주파수에서 시스템을 실행하고 적당한 Xmin (예를 들어, x-1, x-2, 가장 강한 쪽 어느 것이든)을 선택함으로써 얻어질 수 있음을 의미한다.

[0101] 도 21은 절대 임피던스 진폭을 나타내는 그래프이다. 상기 그래프는 최상의 다중모드 성능 지점이 급격한 기울기 근처에 있어 고성능을 유지하기 어려움을 나타낸다.

[0102] 도 22는 임피던스 위상을 나타내는 그래프이다. 가장 음의 위상은 최소 리액턴스 또는 Xmin을 나타낸다.

[0103] 도 23은 전력에 의해 정규화된 변위를 나타내는 그래프이고, 도 24는 전력에 의해 정규화된 평균 압력을 나타내는 그래프이다. 전력 고려 사항은 대부분의 구현에서 중요하고, 예를 들어, RF 주파수에서 전압 및 전류의 범위에서 광범위하게 변화하는 복잡한 부하를 구동하는 200 와트 구동기는 구동기에 대한 요구가 상당하다. 이로써, 다중모드 동작을 위해 전력이 제어될 수 있다. 변위 및 평균 압력과 같은 동작 파라미터가 전력에 대해 정규화될 때, 주어진 전력 레벨에 대한 최상의 동작 주파수를 이해하는 것이 유용하다. 예를 들어, 제어 방법은 최저의 유용한 유효 전력 셋팅에서 다중모드에서의 피크 압력으로 동작을 시도할 수 있다. 도 24의 그래프를 고려하면, 모드 V에서의 피크 압력이 압력 최소치에 대한 주파수 및 모드 I에서의 동작과 매우 비슷하기 때문에, 그러한 제어는 비교적 정확한 주파수 제어 없이는 어려울 수 있다.

[0104] 도 25는 제로 위상에서 평면 파에 의한 동작을 나타내는 그래프이다. 도 26은 최소 리액턴스에서의 다중모드 동작을 나타내는 그래프이다. 도 27은 저항, 리액턴스 및 실제 전력 대 주파수를 나타내는 그래프이다. 도 25에 나타난 성능은 상당히 열악한데, 이때 최소 탁도는 대략 1000이고, 통상적인 탁도 성능은 매우 높다. 도 25에 나타난 성능은 도 27 및 제로 위상에 도시된다. 이 경우 음향 트랜스듀서는 평면 모드 음향 정재파를 생

성하며, 이는 피스톤 동작으로 간주될 수 있다.

- [0105] 도 26에서의 탁도 성능은 도 25에 나타난 것보다 크게 증가하며, 이때 최소 탁도는 종종 500 미만이다. 이 경우 음향 트랜스듀서는 X-1 지점에서 도 27의 그래프에 나타난 리액턴스 최소로 동작된다. 지점 X-1은 다중모드 동작을 나타내며, 이는 음향 정재파가 통과하는 유체에서의 입자 상에 축력 및 횡력을 생성할 수 있다. 이로써, 리액턴스 최소로 음향 트랜스듀서를 동작시키기 위한 제어 기술을 제공하면 원하는 성능을 달성할 수 있다. 도 27에서의 지점 X-4에 나타난 바와 같이, 다중모드에서 동작할 때 제로 위상에서도 원하는 성능이 이루어질 수 있다. 지점 X-4는 제로 위상을 갖는 리액턴스 최소이고, 이는 제로-위상 평면과 동작과는 달리, 다중모드 동작으로 인해 원하는 성능을 달성할 수 있다. 최소 리액턴스를 갖는 동작점으로 X-4를 사용하는 것이 도 28에 나타난다. 상기 도면에서 볼 수 있는 바와 같이, X-4 동작점이 제로 위상 동작점과 거의 동일한 수준의 리액턴스에 있더라도, X-4 동작점은 X-1 동작점보다 훨씬 나은 결과를 제공한다. 이 결과는 최소 리액턴스로 다중모드 동작에 대한 성능 면에서 중요한 이점을 보여준다. 이들 성능 상의 이점은 트랜스듀서에 대한 제로 또는 평면과 동작 모드로 얻어지지 않는다.
- [0106] 도 29는 저항 추적 방법을 나타내는 두 개의 그래프를 보여준다. 좌측 상의 그래프는  $X_{min}$ 을 찾은 이후 저항 추적을 보여준다. 추적 방법이  $X_{min}$ 을 찾은 후 저항을 기반으로 하는 경우, 시스템은 동작 중 드리프트할 수 있으며 우측 상의 그래프로 나타난 바와 같이 제어 루프를 잠재적으로 불안정한 조건에 놓을 수 있다.
- [0107] 다차원 음향 파의 동적 추적은 다른 최소 및 최대 파라미터를 통해 수행될 수도 있다. 이들은 음향 시스템의 최대 및 최소 저항 ( $R_{max}$  또는  $R_{min}$ ), 최대 및 최소 인덕턴스 ( $L_{max}$  또는  $L_{min}$ ) 및 최대 리액턴스 ( $X_{max}$ )를 포함한다. 추적을 위한 알고리즘의 핵심은 다차원 음향 정재파와 같은 음향 정재파가 동적으로 모니터링되고 음향 정재파의 다양한 파라미터에서의 변화로부터의 피드백이 전자기기에 의해 보상되어 1 차 유체 내에서 2 차 및 3 차 유체 및 입자를 포획, 무리 이룸, 세그먼트화 또는 이와 달리 프로세싱하는 것과 같은 음향 정재파의 원하는 프로세스 능력을 유지하는 것이다.
- [0108] 음파영동 프로세싱을 자동으로 제어하는 예시적인 방법은 트랜스듀서에 전달된 실제 전력 레벨을 엄격하게 추적 하면서 이와 동시에, 하나의 챔버 공진 범위 (span)에 걸쳐 리액턴스 데이터 플롯 상의 특정 리액턴스 위치를 엄격하게 추적하는 것에 기초하여 구현될 수 있다. 리액턴스 및 전력 레벨은 압전 요소 상의 전압 및 전류 신호로부터 추출되며 제어 튜닝 프로세싱에 일정한 피드백을 제공한다. 이 튜닝 프로세스는 압전 요소에 일정한 실제 전력 레벨을 전달하기 위해 출력 구동기 증폭기의 이득을 조정하고 리액턴스 곡선 상에서 원하는 리액턴스 위치를 추적하기 위해 구동 신호의 주파수를 조정하는 것으로 구성된다.
- [0109] 상기 방법은 주파수 미니 스위프 (작은 국부적 주파수 스위프)를 연속적으로 수행하는 제어 기술을 사용하여 최소 리액턴스에 대해 다중-모드 포획 패턴을 추적한다. 이러한 최소 리액턴스는 단일 선택된 챔버 공진 내에 있으며 트랜스듀서에서의 감지된 전압 및 전류로부터 계산된다. 일 예시적인 구현에서, 상기 방법은 감소된 주파수 단계를 사용하여 전력이 확산될 주파수 범위를 감소시키거나 최소화시킨다. 또 다른 예시적인 구현은 원하는 제어를 수행하기 위해 가능한 작은 주파수 대역을 사용할 수 있다. 시스템 동력보다 훨씬 높은 주파수 스위프 속도가 사용될 수 있다. 그러한 높은 스위프 속도는 제어가 적재된 공진 챔버의 물리적 동력보다 더 빠르게 응답할 수 있게 하여,  $X_{min}$  추적이 보다 정확하고 일관될 수 있게 한다. 예를 들어, 약 3 kHz 내지 약 300 kHz의 제어 속도가 사용될 수 있다.
- [0110] 미니-스위프의 각 주파수 단계에서 새로 획득한 전압 및 전류 데이터에 기초하여 새로운 리액턴스 값이 계산된다. 이 새로운 리액턴스 값은 그 후에 현재 저장된 이전 최소 리액턴스 값과 비교되고 더 낮거나 보다 음의 리액턴스 값이 발견되면 상기 값을 대체한다. 주파수 스위프가 완료되면, 이 방법은 전체 미니 스위프에 걸쳐 최소 리액턴스 값을 찾는 효과가 있다. 알고리즘의 마지막 단계는 이 새로 위치한 리액턴스 최소치에 출력 주파수 플러스 원하는 경우 주파수 오프셋을 설정/파킹한다. 이 과정은 공진 챔버 내부에서 발생하는 음파영동 과정 내 조건의 임의의 물리적 변화를 추적하기에 충분히 빠른 속도로 반복된다.
- [0111] 제어 프로세스는 원하는  $X_{min}$  지점을 면밀히 추적하기 위해 수많은 단계를 구현한다. 도 35를 참조하면,  $X_{min}$ 을 추적하는데 사용되는 다양한 파라미터를 계산하는 제어 시스템이 도시된다. 도 36을 참조하면, 공진 챔버 응답에서 반-공진 지점을 찾기 위해 글로벌 주파수 스위프가 수행된다. 반-공진 지점의 주파수는 나중에 참조로 저장된다. 반-공진 주파수는 저항 최대 피크가, 리액턴스가 제로를 교차하는 지점과 일치하는 곳이며, 이는 주파수 응답에서의 단일 지점에서 일어날 수 있다. 리액턴스의 제로 크로싱은 시스템의 고유 값 (eigenvalues)이다. 주파수가 변함에 따라 저항 및 리액턴스를 모니터링함으로써, 이들 기준을 사용하여 반-공진이 결정될 수 있다. 일부 예에서, 글로벌 주파수 스캔일 수 있는 주파수 스캔은 2.22 MHz 내지 2.26 MHz

이며, 이는 저항 및 리액턴스 둘 다에 대한 수많은 반-주기적 피크 및 골 (valleys)을 커버한다. 다른 예에서, 스캔 범위는 0.5 MHz 내지 1.5 MHz 또는 2 MHz 내지 2.5 MHz, 또는 이들 범위의 일부이다. 스캔은 약 2 kHz 크기의 주파수 단계를 가질 수 있지만, 임의의 다른 적합한 단계 크기가 사용될 수 있다. 일부 예에서, 시스템은 전류가 피크일 때 높은 효율을 달성한다. 피크 전류를 식별하기 위해 주파수를 변경하는 동안 전류는 모니터링될 수 있다.

[0112] 주파수 스캔은 단계적으로 또는 연속적으로 수행될 수 있다. 주파수 증가에 대한 속도 또는 단계 크기는 사용자 입력에 의해 지정될 수 있고/있거나 여러 파라미터에 기초하여 결정될 수 있다. 예를 들어, 음향 경로-길이 가 알려진 경우, 정재파에 대한 공진 간격을 결정하기 위해 계산이 수행될 수 있도록 시스템에 제공될 수 있다. 공진 간격은 공진 위치에서 동작하기 위해 주파수 설정점을 결정하는데 사용될 수 있으며, 이는 저항 및 리액턴스에 대한 최소치 및/또는 최대치를 찾기 위해 더 미세한 주파수 등급으로 검사될 수 있다. 예를 들어, 23 mHz (밀리 헤르츠)만큼 작은 주파수 분해능이 여기에서 논의된 제어를 위해 얻어질 수 있다. 도 37은 글로벌 주파수 스위프 대 리액턴스 최소의 결과를 보여주는 그래프이다.

[0113] 시스템 리액턴스에 대해 식별된 최소치는 그 후에 더 작은 주파수 간격으로 추가로 검사되어 국소 최소 리액턴스를 얻고, 이는 초기 동작 설정점으로 사용될 수 있다. 더 작은 주파수 스위프, 또는 미니-스위프는 국소 최소 리액턴스 값 및 연관 주파수를 생성하고, 이는 Xmin 추적을 초기화하는데 사용될 수 있다. 국부화된 미니-스위프 및 결과적인 최소 리액턴스 및 Xmin 주파수는 도 38 및 39에 도시된다.

[0114] 프로세스는 최소 리액턴스 위치에 대해 연속적인 미니-스위프를 수행하기 위한 시작점으로 초기 설정점을 사용한다. 스위프 단계 크기, 스위프 반경 및/또는 방법 타입과 같은 미니-스위프에 대한 파라미터는 확립된다. 스위프 범위의 하한 및 상한이 식별된다. 스위프는 하한에서 시작하여 트랜스듀서 상의 전압 및 전류를 측정하여 그 주파수에서 저항 및 리액턴스를 결정한다. 단계 크기에 따라 주파수가 변경되고 측정이 다시 취해진다. 스위프가 계속됨에 따라, 각 주파수에서의 리액턴스의 값이 결정되며, 저장되거나 저장된 값과 비교될 수 있다. 이 스위프에서 최소 리액턴스 값이 식별되고 새로운 Xmin이 된다. 새로운 Xmin은 다음 스위프에 대한 새로운 경계를 결정하기 위해 사용될 수 있다. 예를 들어, 새로운 Xmin 주파수는 다음 스위프에 대한 중심 주파수로 설정될 수 있다. 스위프의 경계는 반경 중심에 새로운 Xmin이 있는 스위프 반경에 의해 결정된다.

[0115] 미니-스위프는 연속적으로 수행하여 Xmin을 동적으로 추적할 수 있다. 선택된 Xmin 동작점은 수많은 상이한 방법에 따라 추적될 수 있다. 상기에서 논의한 동작 팩터로 인해 최소 리액턴스가 이동함에 따라 Xmin 추적 방법은 미니-스위프 기술을 사용하여 최소치를 계속 찾는다. 최소 리액턴스가 위치됨에 따라, 상기 방법은 다른 것들 중에서, 새로운 미니-스위프 파라미터를, 미니-스위프 범위 내에서 새로운 최소 리액턴스의 주파수를 중심으로 설정한다. 이러한 추적 기술은 비교적 작은 주파수 창 (window) 내에서 새로운 리액턴스 최소 주파수를 연속적으로 찾아내어 방법의 속도 및 정확도를 증가시킨다. 창의 중심 주파수의 조정은 미니-스위프의 반복에 따라 창 경계 주파수가 결정되도록 한다.

[0116] 미니-스위프 프로세스 및 주파수 추적 및 조정은 음향 시스템의 물리적 동력이 변화함에 따라 리액턴스 최소치를 연속적으로 찾기 위해 연속적으로 반복된다. 물리적 시스템 현상보다 빠른 속도로 미니-스위프의 반복 속도는 연속적인 추적 정확도에 더해지고 원하는 동적 설정점에서 개선되거나 최적화된 동작에 기여한다.

[0117] 이 제어 시스템은 비례 추적 알고리즘의 단계 크기 또는 이득을 자동으로 설정한다. 미니-스위프 내에서 새로운 리액턴스 최소 위치가 발견될 때, 새 주파수가 설정점으로 사용되고, 예를 들어, 주파수 변화의 크기에 상관없이, 제어가 그 주파수 위치로 점프한다. 스위프가 최소 리액턴스에서의 임의의 변화를 포함하기에 충분히 넓은 한, 상기 방법은 원하는 최소 리액턴스의 설정점을 추적할 것이다. 이 기술은 예로서, 비례 이득이 튜닝될 필요가 없기 때문에, 비례 제어기에 비해 수많은 이점을 가진다. 상기 알고리즘은 음향 챔버의 조건에 상관없이 동적으로 자체 튜닝된다. 주파수 단계 크기 및 주파수 단계 수는 시스템 특징에 기초하여 선택되어, 음파영동 프로세스에서의 임의의 변화가 하나의 주파수 스위프 내에서 주파수 및 최소 리액턴스 위치에서의 변화에 의해 검출될 것이다.

[0118] 도 30은 미니-스위프 방법을 사용하여 Xmin을 찾는 기술을 나타낸다. 초기 Xmin은 상기에서 논의된 바와 같이 찾아진다. 리액턴스 곡선 상의 4 개의 지점은 초기 Xmin 값의 양쪽 측 상에 선을 나타내도록 선택된다. 선에 대한 방정식은 이들 교차점을 식별하기 위해 풀릴 수 있다. 이 교차점은 새로운 Xmin 값으로 사용된다. 이 기술은 단지 4 개의 지점만 사용됨에 따라 매우 빠르며, 수많은 응용 분야에 충분히 정확해질 수 있다.

[0119] 도 31은 Xmin 추적을 관리하기 위해 2 개의 상이한 단계 크기로 Xmin 미니-스위프 프로세스를 나타낸다. 더

큰 단계 크기는 식별된 최소 리액턴스 ( $X_{min}$ )의 주어진 범위 밖에서 사용될 수 있으며, 이는 원하는 동작점에 더 빨리 가까워지는 것을 도울 수 있다. 주파수 단계 수는 감소될 수 있다. 임계치가 어느 단계 크기가 사용될지를 결정하기 위해 사용될 수 있다. 예를 들어, 방정식  $X - X_{minprev} > Threshold$ 은 평가될 수 있고, 표현식이 참이면 더 큰 단계 크기가 사용될 수 있고, 표현식이 거짓이면 더 작은 단계 크기를 사용될 수 있다. 더 작은 단계 크기는 최소 리액턴스 주위의 주어진 범위에서 사용될 수 있고, 그 결과 제어 주파수에서의 더 미세한 변화가 얻어질 수 있다.

[0120] 도 32는  $X_{min}$ 의 미니-스윙프 추적을 위한 또 다른 방법을 나타낸다. 이 접근은 PI 루프의 이득을 자동으로  $X_{min}$ 으로 빠르게 수렴하도록 스위칭한다. 양의 PI 이득은 부가적이며 - 주파수는 저항을 증가시키기 위해 올라감 - 그리고 음의 PI 이득은 감산적이다 - 주파수는 저항을 증가시키기 위해 내려감.  $X_{min}$ 에 대한 두 개의 지점이 스캔되고 두 지점에 의해 형성된 선의 기울기가 크기를 제공하는 반면, 기울기의 부호는 이득 극성 (gain polarity)을 설정하며, 이는 PI 이득 극성을 자동으로 설정하는데 사용될 수 있다. 방정식  $Slope = (X2 - X1)/(F1 - F2)$ 는 기울기 크기 및 극성을 결정하는데 사용될 수 있다. 이 기술은 단지 두 지점 및 PI 루프를 사용하여,  $X_{min}$ 을 신속하게 찾기 위해 사용될 수 있다. 크기 및 극성은 자동으로 발생되어 즉시 사용 가능하며, 이 방법의 속도에 추가된다.

[0121] 도 33은  $X_{min}$ 을 추적하기 위한 반복적인 방법을 나타낸다.  $X_{min}$  근처의 리액턴스 곡선 상의 두 지점이 리액턴스 크기에 대해 평가된다. 상기 지점들 간의 차이는 PI 루프에 제공되어 차이를 크게 하는데, 이는 그것이 더 클 때, 예를 들어 곡선의 기울기가 더 가파를 때 그러하다. PI 루프의 출력은 상기 지점들 사이에 큰 차이가 있을 때 더 빠른 수렴을 찾고자 단계를 증가시키기 위해 주파수 단계를 조정하는데 사용된다. PI 루프는 주파수 지점이  $X_{min}$ 에 접근함에 따라 더 작은 단계를 제공하는데, 이는 곡선 바닥 근처의 두 지점에서 리액턴스 크기 간의 차이가 더 작기 때문이다. 이 접근법은  $X_{min}$ 에 대한 빠른 수렴을 얻는데 도움이 되지만, 때때로 수많은 반복이 사용될 수 있다.

[0122] 도 34는 리액턴스 곡선의 최소 지점에 접하는 선의 기울기 변화를 추적하는 것에 기초하여 추적 방법의 예를 보여준다. 그러한 곡선의 바닥에서 인접한 지점을 추적하려고 하면 매우 정확하지 않을 수 있으므로, 곡선의 베이스에서 접선과 평행한 가상 접선이 생성된다. 이 접근법은 곡선이 진폭 및 주파수 위치를 변경시킴에 따라 두 선이 본질적으로 평행하게 유지된다는 가정 하에서, 기울기 변화의 해상도를 증가시킨다.

[0123] 추적 알고리즘은 그 입력으로서 주파수  $f_x$ 를 가지며, 상기 주파수에서 리액턴스 최소  $X_{min}$ 이 소정의 캐비티 공진 간격 내에서 발견되었다. 증분 주파수  $f1$ 은 원하는 추적 해상도의 레벨에 기초하여 선택된다. 리액턴스 값  $X1$ 은 시작 주파수  $f_x - f1$ 에서 찾을 수 있다.  $X1$ 과 동일한  $X2$  값을 찾는 시작 주파수로부터 일부 오류 범위 내로 주파수를 점차적으로 증가시키는 검색이 개시된다.  $X2$ 가 발견되는 주파수  $f_s$ 는  $f_x$  또는  $f2 = f_s - f_x$ 에 대한 주파수로 변환된다. 추후 추적에 사용되기 위해 2 개의 상대 주파수  $f1$  및  $f2$ 가 저장된다.

[0124] 추적 프로세스는 반복적이다.  $f_x$ 의 현재 값이 주어지면, 알고리즘은  $X1$ 이라고 하는  $f_x - f1$ 에서 리액턴스 값을 찾으며, 그리고  $X2$ 라고 하는  $f_x + f2$ 를 찾는다.  $X2$ 가  $X1$ 보다 크면,  $f_x$ 의 값을 줄인다.  $X2$ 가  $X1$ 보다 작으면,  $f_x$ 의 값을 늘린다.  $X1$  및  $X2$ 가 본질적으로 동일한 경우 아무것도 수행되지 않는다.  $f_x$ 에 적용되는 늘어남은 추적 속도 고려 사항으로부터 결정된다. 늘어남이 클수록,  $X_{min}$ 이 이동되는 곳을 찾을 시에 주파수 점프는 더 커진다. 유의해야 하는 바와 같이, 이 추적 알고리즘은 실제 리액턴스 값에 의존하지 않고 상대적 리액턴스 값에만 의존하는데, 이는 음향 시스템에서 실제 값이 동적이지만 주파수 대역에 대한 리액턴스 형상은 상대적으로 일정하기 위해 설계되었기 때문이다. 고정된  $f1$  및  $f2$  값을 사용하여 현재  $f_x$ 에 대해  $X1$  및  $X2$ 를 찾고,  $X1$ 에 대해  $X2$ 의 '기울기'를 결정하는 위의 단계를 반복하여 연속 추적이 달성된다.

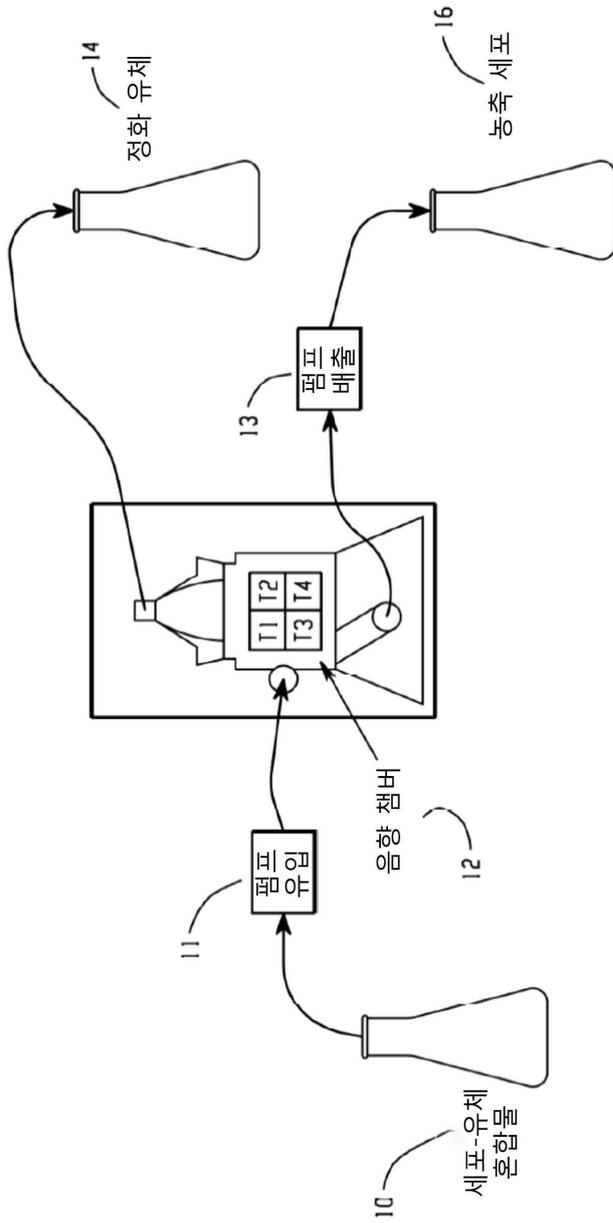
[0125] 부가적으로, 그 예로 원하는 최소 리액턴스와 연관된 저항 ( $R_{max}$ )을 추적함으로써, 상이한 추적 기술이 상이한 파라미터와 함께 사용될 수 있다. 예를 들어, 관심 있는 다중모드 주파수 또는 저항, 또는 적합한 성능을 제공하는 임의의 다른 파라미터가 추적될 수 있다.

[0126] 도 39를 참조하면, 주파수 스위핑 또는 스캐닝을 위한 프로세스의 속도는 시스템 및/또는 음향 장 또는 음향 정재파를 유지하거나 떠나가는 재료의 포획 또는 무리 이롭과 관련될 수 있다. 하드웨어 및 상기 하드웨어 상에서 구현된 프로세스의 조합은 최소 리액턴스 주파수를 추적하기 위한 추적 기술을 얻는데 사용되는 제어 속도를 생성한다. 예를 들어, 개별적으로 또는 조합하여, 하드웨어 및/또는 소프트웨어를 통해, 및/또는 자연 시스템 공진과 같은 시스템 동작 또는 시스템 특징을 통해 명시적 및/또는 암시적으로 발생하는 평균화가 추적 프로세스를 동작시키는데 사용될 수 있다. 예를 들어, 평균화가 발생하면 킬로헤르츠 범위에서 제어 속도가 초래될 수 있다.

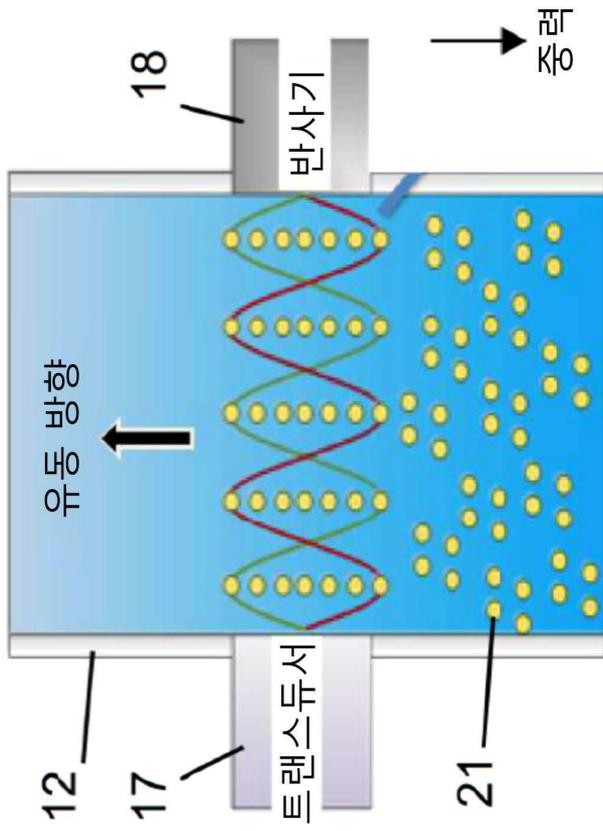
- [0127] 추적 프로세스는 재료가 음향 장 또는 음향 파에서 포집되거나 방출될 때, 또는 시스템 온도가 변할 때, 또는 동작 중에 다른 시스템 파라미터가 변할 때와 같이 시스템의 동력에 적응한다. 리액턴스 최소화는 수많은 상이한 시스템 변수로 인해 주파수 이동을 겪을 수 있다. 여기에 기술된 프로세스는 이러한 변화에 적응하고 고효율 및 고 레벨의 성능을 유지하는데 사용될 수 있는데, 시스템 동력의 상당한 변화가 있더라도 그러하다.
- [0128] 게다가, 여기에서 논의된 프로세스 및/또는 알고리즘은 다양한 파라미터에 대한 범위를 제공할 수 있으며, 이는 범위에 걸쳐 파라미터 값의 선택 또는 선별을 허용한다. 예를 들어, 클럭 속도, 데이터 획득 속도, 제어 속도, 미니-스윙프 해상도 및/또는 임의의 다른 유용한 파라미터는 사용자가 설정점을 제공함을 허용하거나, 피드백 또는 다른 설정 또는 측정된 파라미터에 기초하여 자동 조정을 허용하는 값 범위를 가질 수 있다.
- [0129] 여기에서 논의된 시스템 및 방법은 다른 형태의 음향 파에 대해 이용될 수 있다. 예를 들어, 여기에서 논의된 기술들은 각진 음향 정재파와 함께 이용될 수 있으며, 음향 정재파의 에지가 호스트 유체에서의 입자를 격퇴하는 에지 효과는, 호스트 유체 및 다른 일부분이 자체적으로 이용되거나 음향 정재파를 형성하기 위해 적어도 2개의 진행파가 이용되는 진행파 및 음향 정재파를 통해 유도하도록 하는 동안, 음향 정재파에서 달성된다.
- [0130] 여기에 논의된 기술은 세포 농축물 및 세척 시스템, 친화력 결합 시스템 및/또는 세포 및 생체 재료 프로세싱을 위한 다른 음향 구성과 함께 이용될 수 있다. 다른 응용 또는 구현은 각각 바이러스 및 핵산으로 세포, 예컨대 T 세포의 세포 형질도입 및 세포 형질감염을 포함한다.
- [0131] 위에서 논의된 방법, 시스템 및 디바이스는 예시적이다. 다양한 구성은 다양한 절차 또는 구성요소를 적절하게 생략, 대체 또는 추가할 수 있다. 일부 사례에서, 대안적인 구성에서, 상기 방법은 기술된 것과 상이한 순서로 수행될 수 있고, 다양한 단계가 추가, 생략 또는 조합될 수 있다. 또한, 소정의 구성과 관련하여 기술된 특징은 다양한 다른 구성으로 조합될 수 있다. 구성의 상이한 양태 및 요소는 유사한 방식으로 조합될 수 있다. 또한, 기술은 발전하고 이로써 많은 요소는 예시적이며 본 개시 또는 청구 범위의 범위를 제한하지 않는다.
- [0132] 예시적인 구성 (구현 포함)의 철저한 이해를 제공하기 위해 특정 설명이 발명의 상세한 설명에 제공된다. 그러나, 이러한 특정 세부 사항 없이 구성은 실시될 수 있다. 예를 들어, 공지된 프로세스, 구조 및 기술은 구성을 모호하지 않게 하기 위해 불필요한 상세 설명 없이 나타내었다. 이러한 설명은 예시적인 구성만을 제공하며, 청구 범위의 권리 범위, 적용성 또는 구성을 제한하지 않는다. 오히려, 구성의 전술한 설명은 설명된 기술을 구현하기 위한 설명을 제공한다. 본 개시의 사상 또는 범위를 벗어나지 않으면서 요소들의 기능 및 배치에서 다양한 변경이 이루어질 수 있다.
- [0133] 또한, 구성은 흐름도 또는 블록도로 도시된 프로세스로서 기술될 수 있다. 각각이 동작들을 순차적인 프로세스로서 설명할 수 있지만, 많은 동작이 병렬적으로 또는 동시에 수행될 수 있다. 부가적으로, 동작 순서가 재배열될 수 있다. 프로세스는 도면에 포함되지 않은 추가 단계 또는 기능을 가질 수 있다.
- [0134] 여러 가지 예시적인 구성을 기술하였지만, 본 개시의 사상을 벗어나지 않고 다양한 변형, 대안적인 구성 및 등가물이 사용될 수 있다. 예를 들어, 상기의 요소는 더 큰 시스템의 구성 요소일 수 있으며, 다른 구조 또는 프로세스가 본 발명의 적용보다 우선하거나 다른 방식으로 변경될 수 있다. 또한, 상기의 요소가 고려되기 전, 도중 또는 후에 수많은 동작이 수행될 수 있다. 이에 따라서, 상기의 설명은 청구 범위의 범주를 한정하지 않는다.
- [0135] 값이 제 1 임계 값을 초과 (또는 상기 제 1 임계 값 보다 높음)한다는 진술은 그 값이 제 1 임계 값보다 약간 큰 제 2 임계 값을 충족하거나 초과한다는 진술과 동등하고, 예를 들어, 제 2 임계 값은 관련 시스템의 해상도에서 제 1 임계 값보다 높은 하나의 값이다. 값이 제 1 임계 값 미만 (또는 상기 제 1 임계 값내에 있음)이라는 진술은 그 값이 제 1 임계 값보다 약간 낮은 제 2 임계 값 이하라는 진술과 동등하고, 예를 들어, 제 2 임계 값은 관련 시스템의 해상도에서 제 1 임계 값보다 낮은 하나의 값이다.

도면

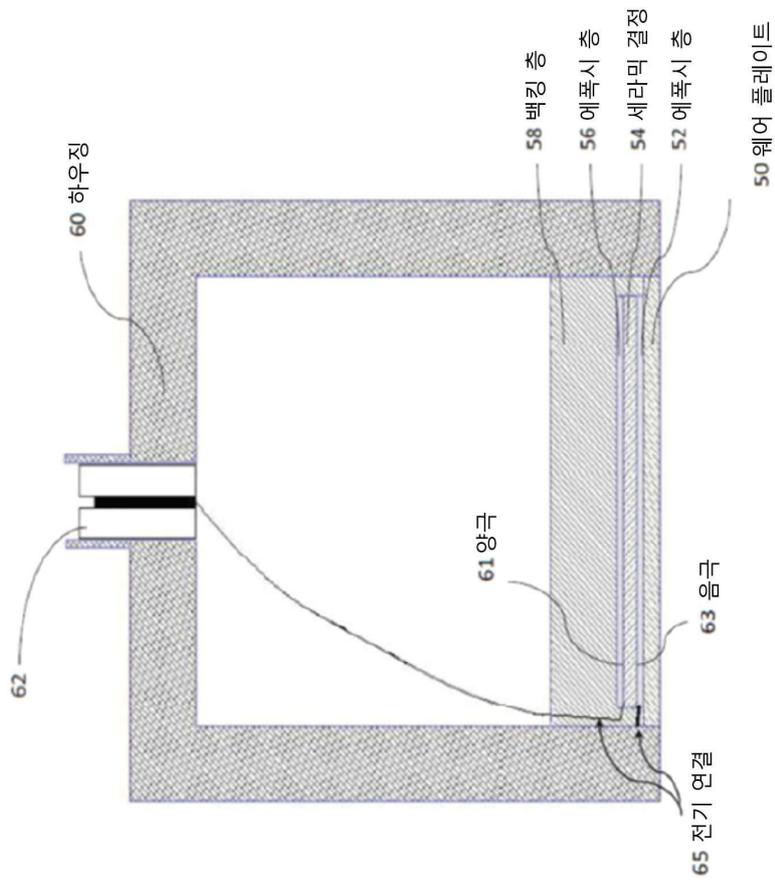
도면1



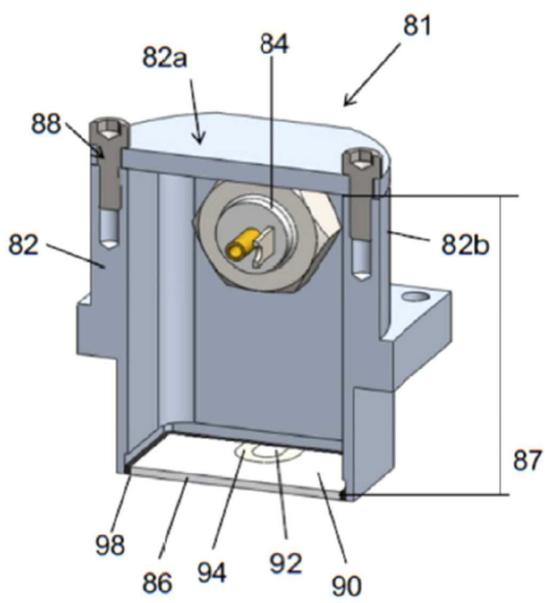
도면2



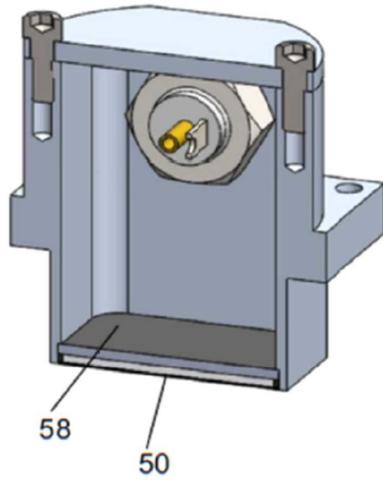
도면3



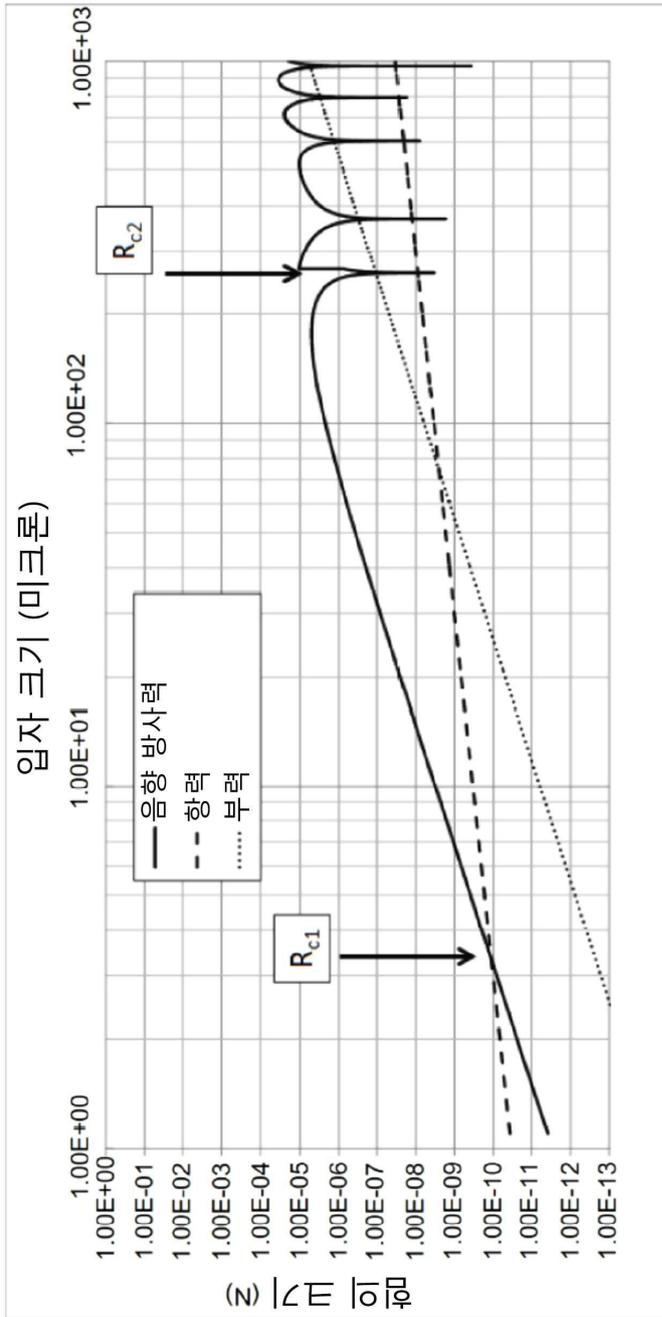
도면4



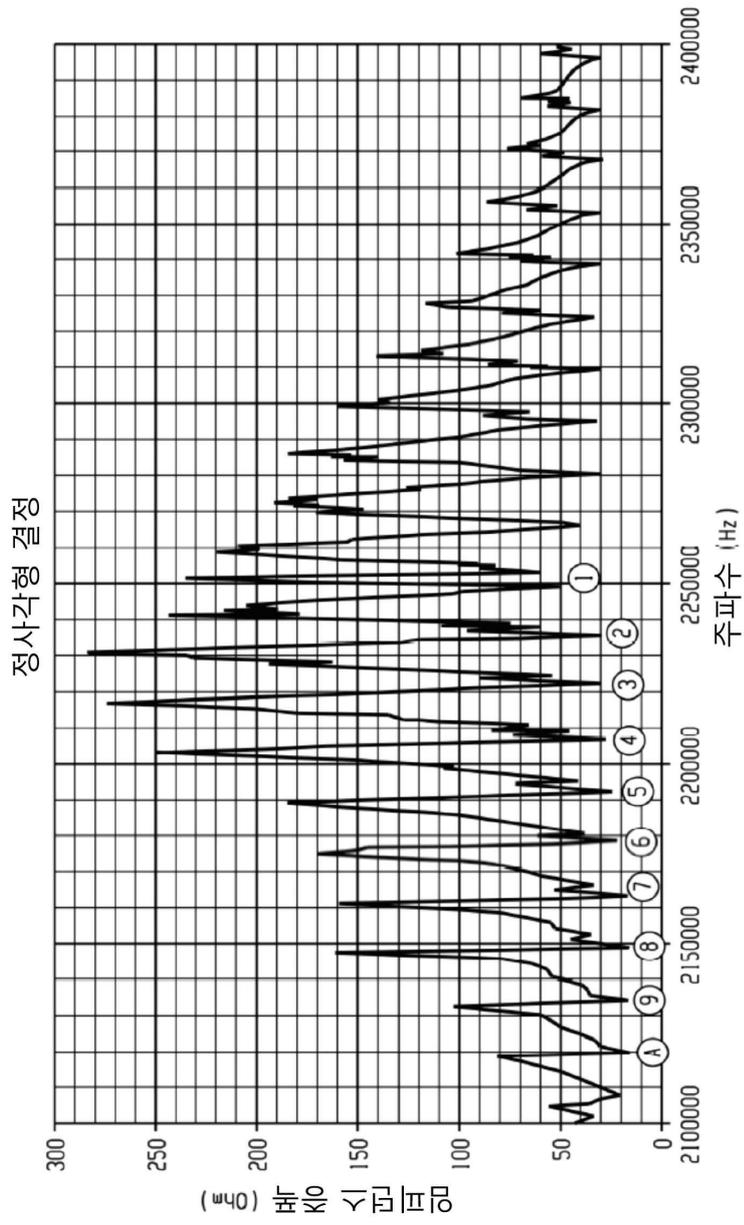
도면5



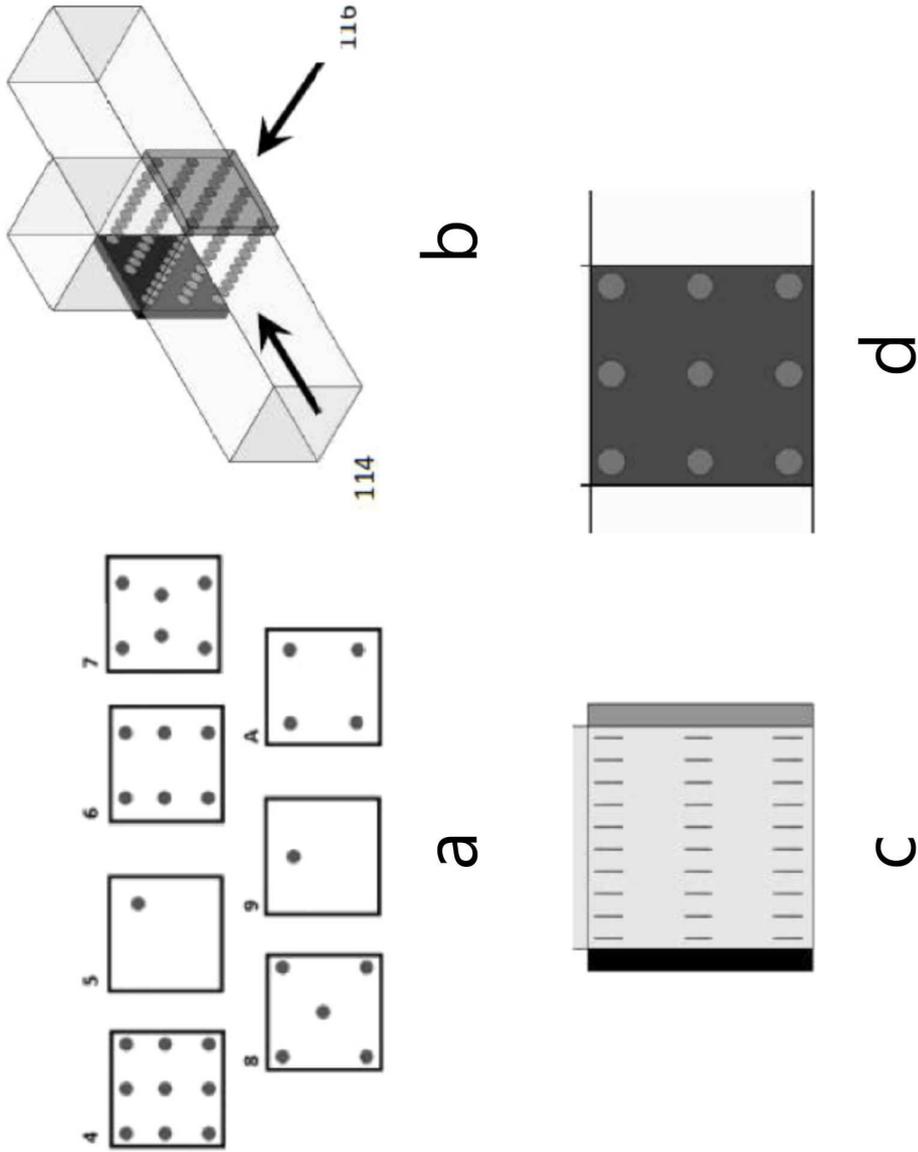
도면6



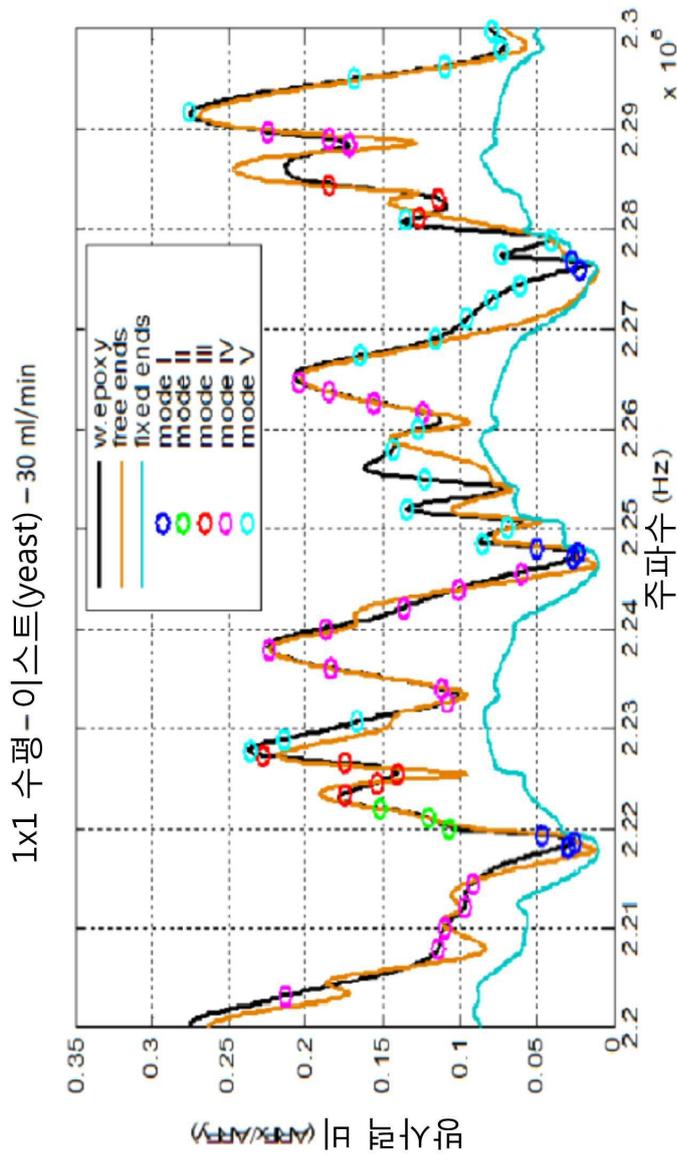
도면7



도면8

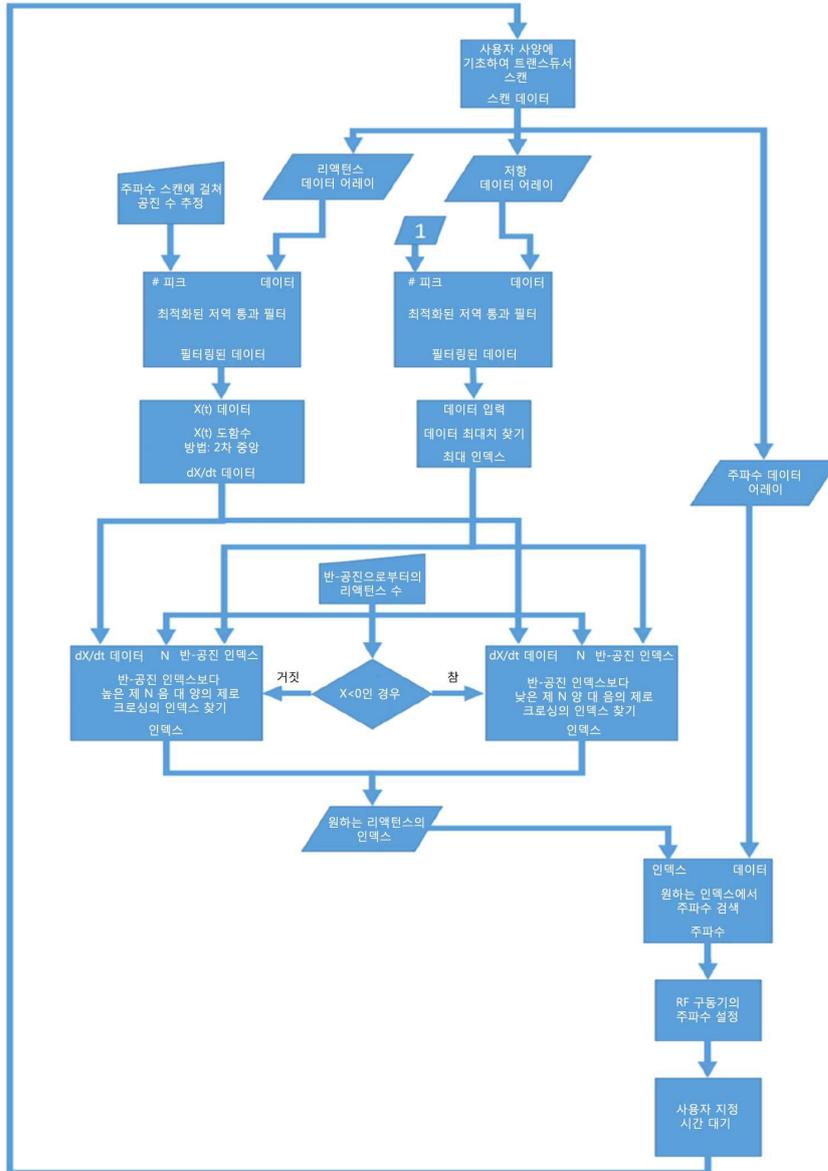


도면9



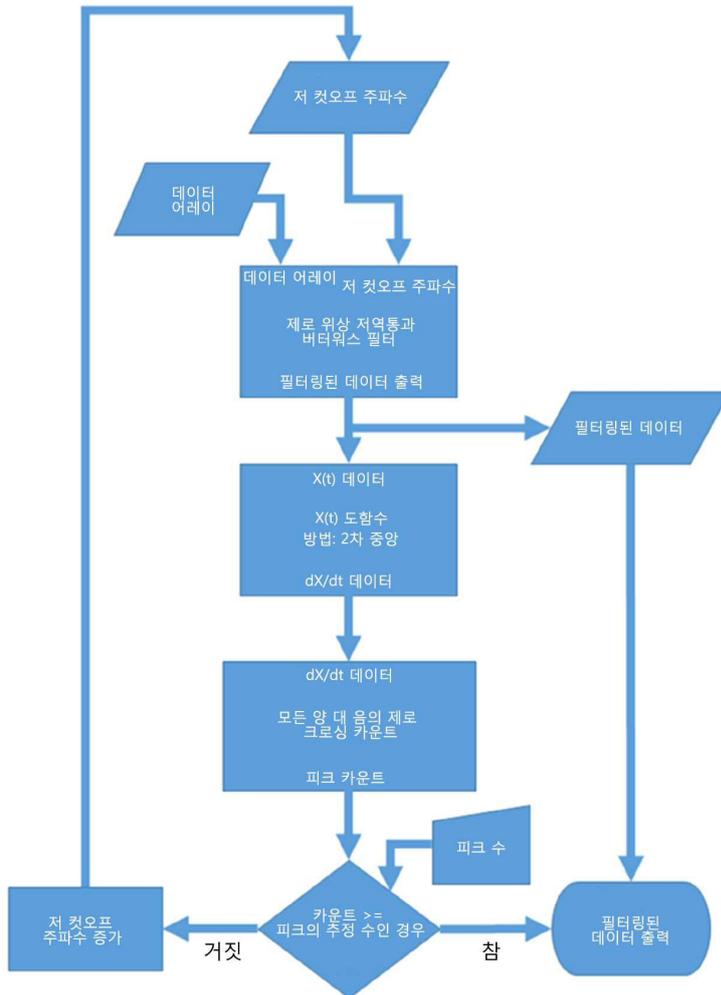
도면10

최소/최대 리액턴스 알고리즘 찾기

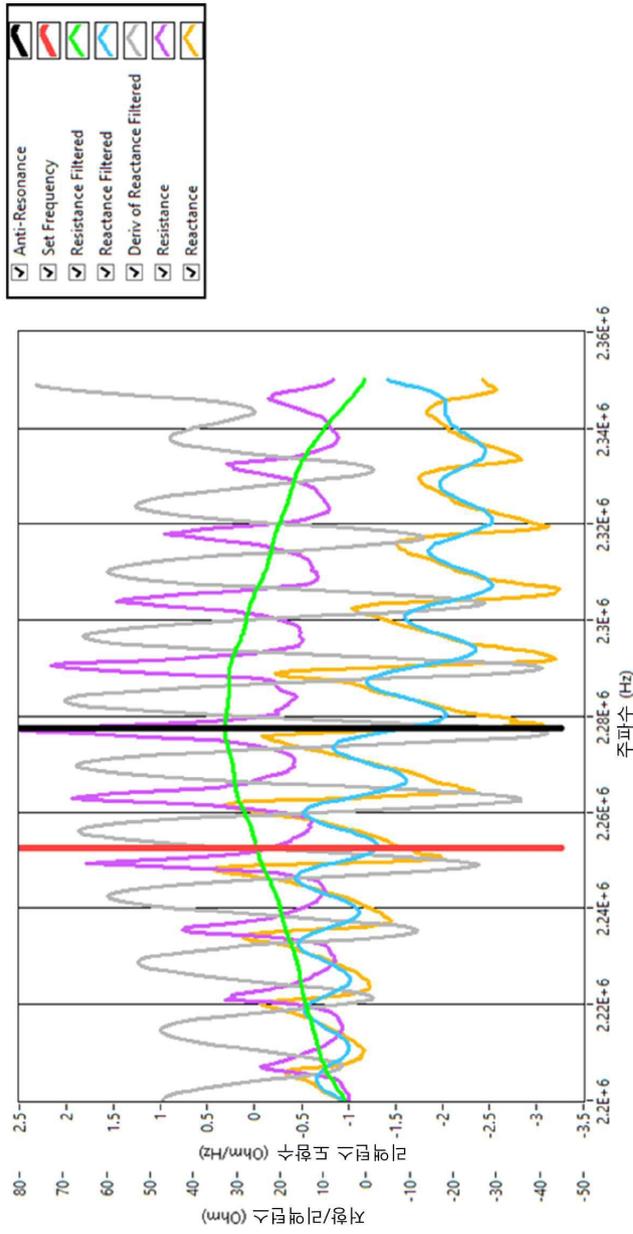


도면11

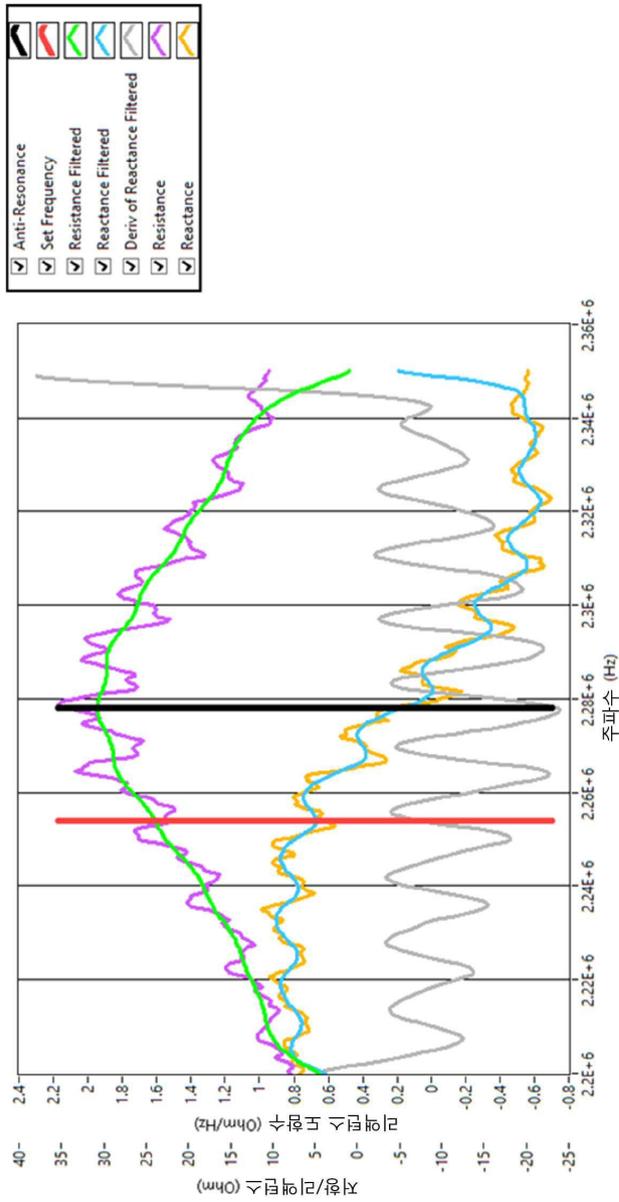
최적화된 지역 통과 필터



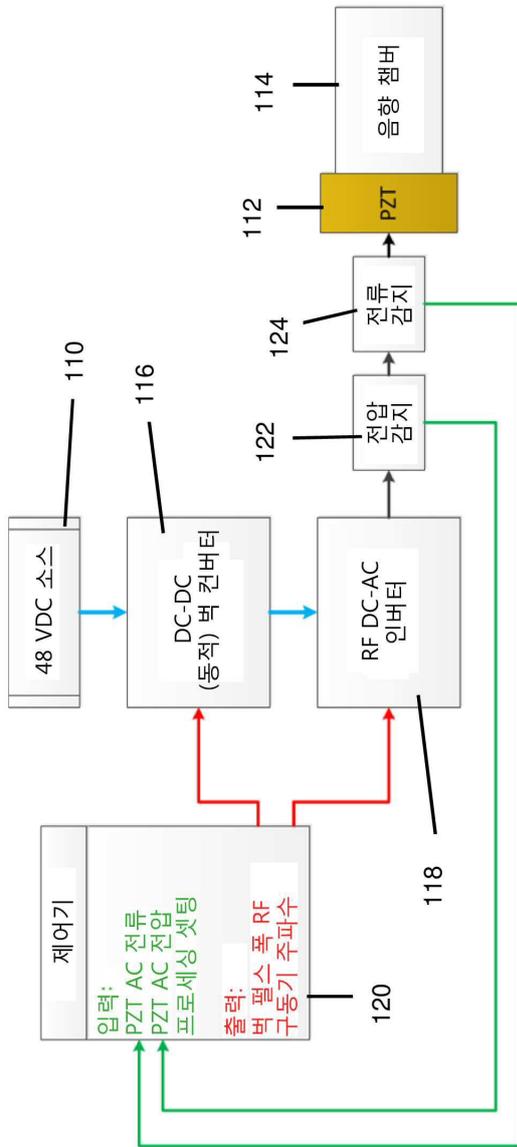
도면12



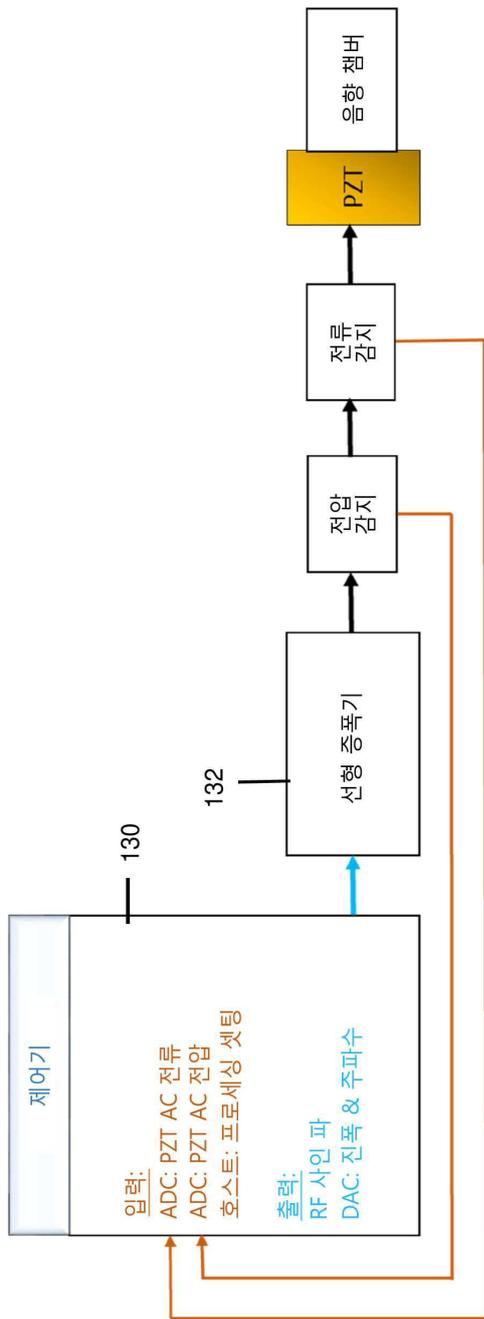
도면13



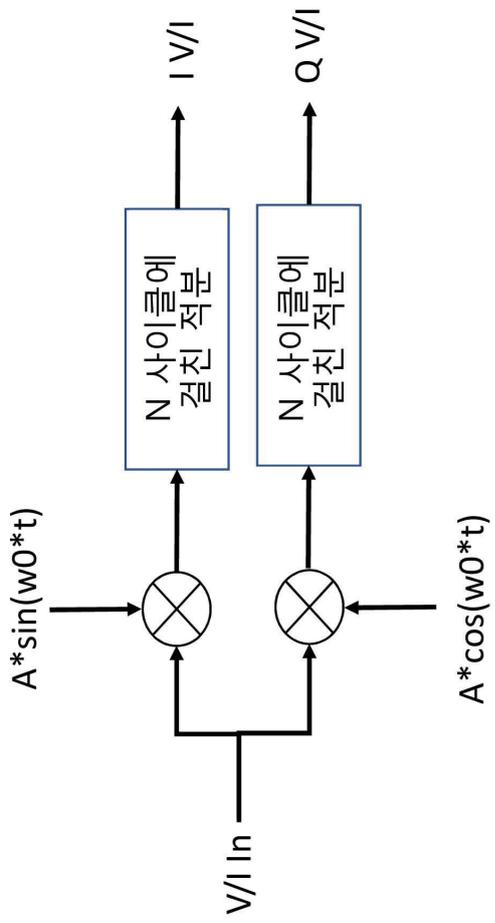
도면14



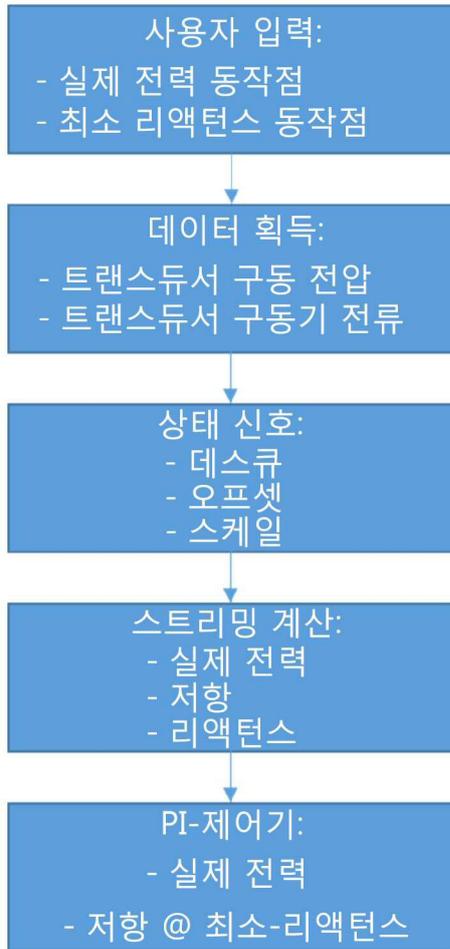
도면15



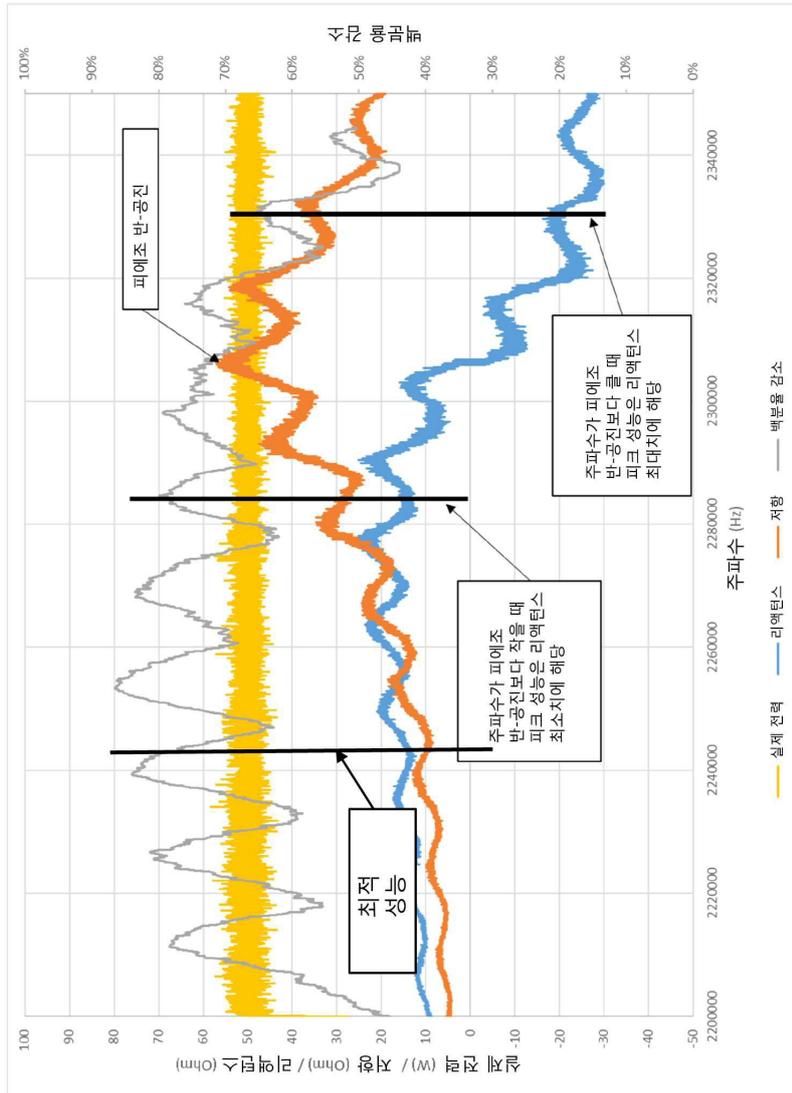
도면16



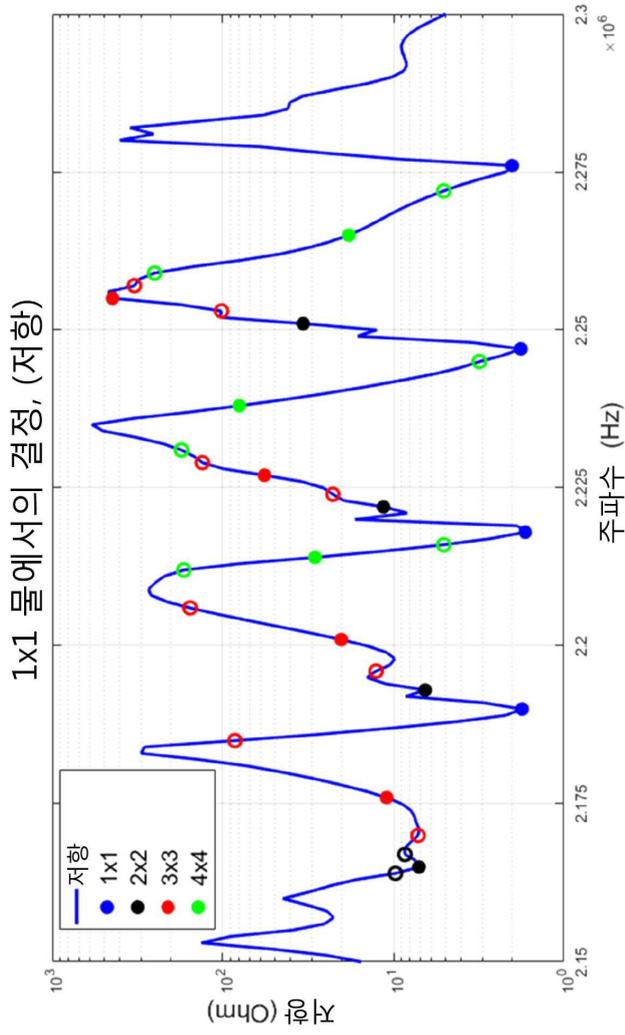
도면17



도면18

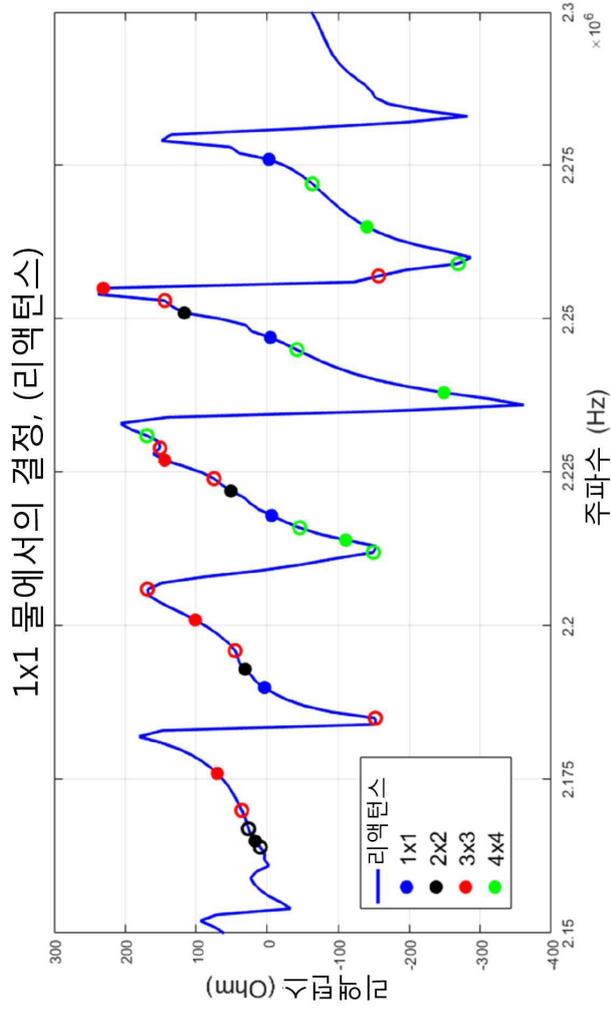


도면19



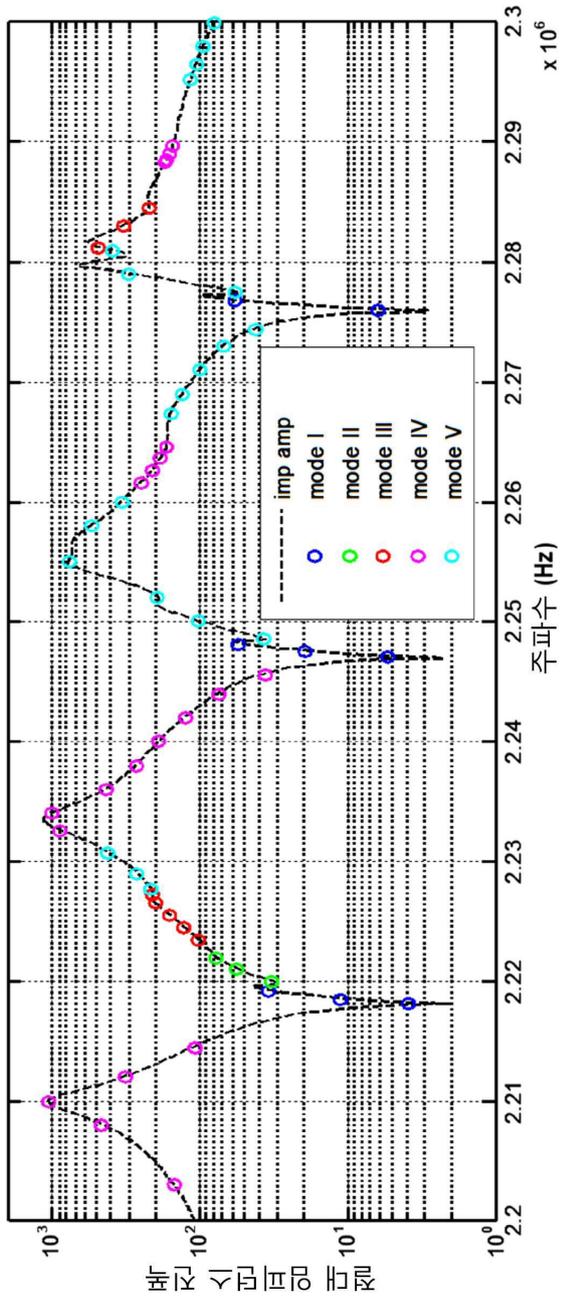
- 채워진 원은  
순수 모드임
- 빈 원은 모드가  
우선 일어나고  
사라지는 것임

도면20

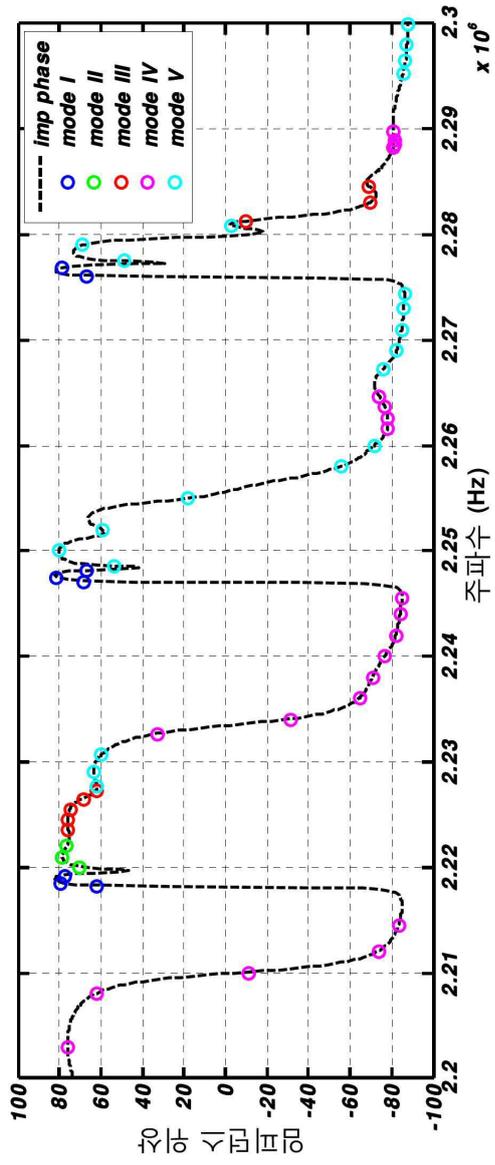


- 채워진 원은 순수 모드임
- 빈 원은 모드가 우선 일어나고 사라지는 것임

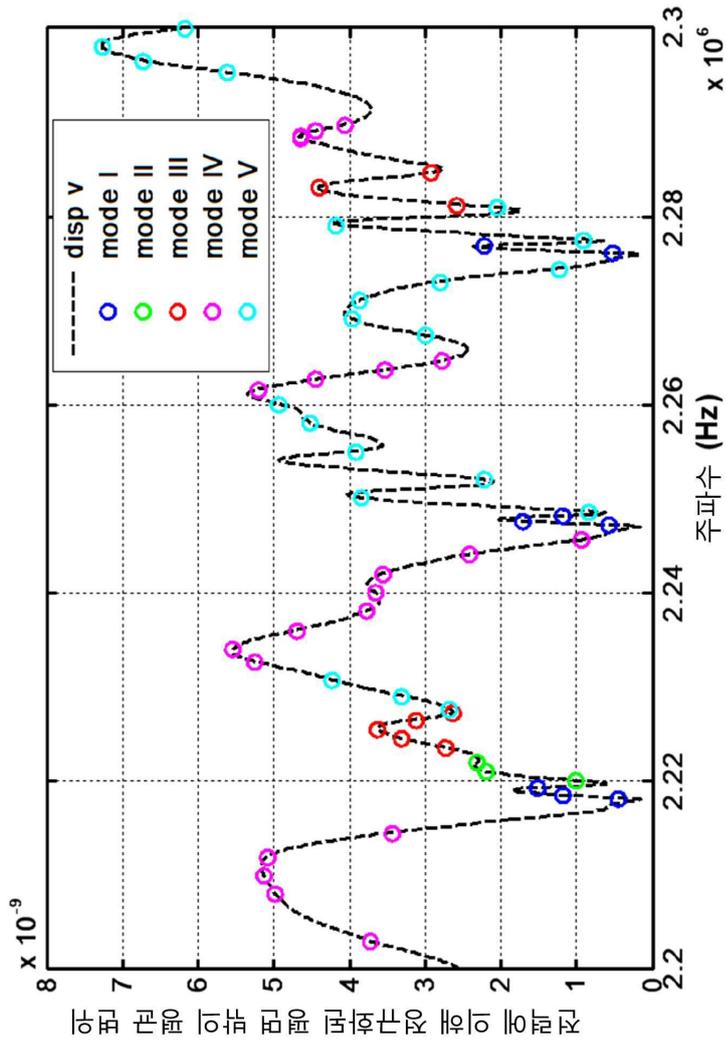
도면21



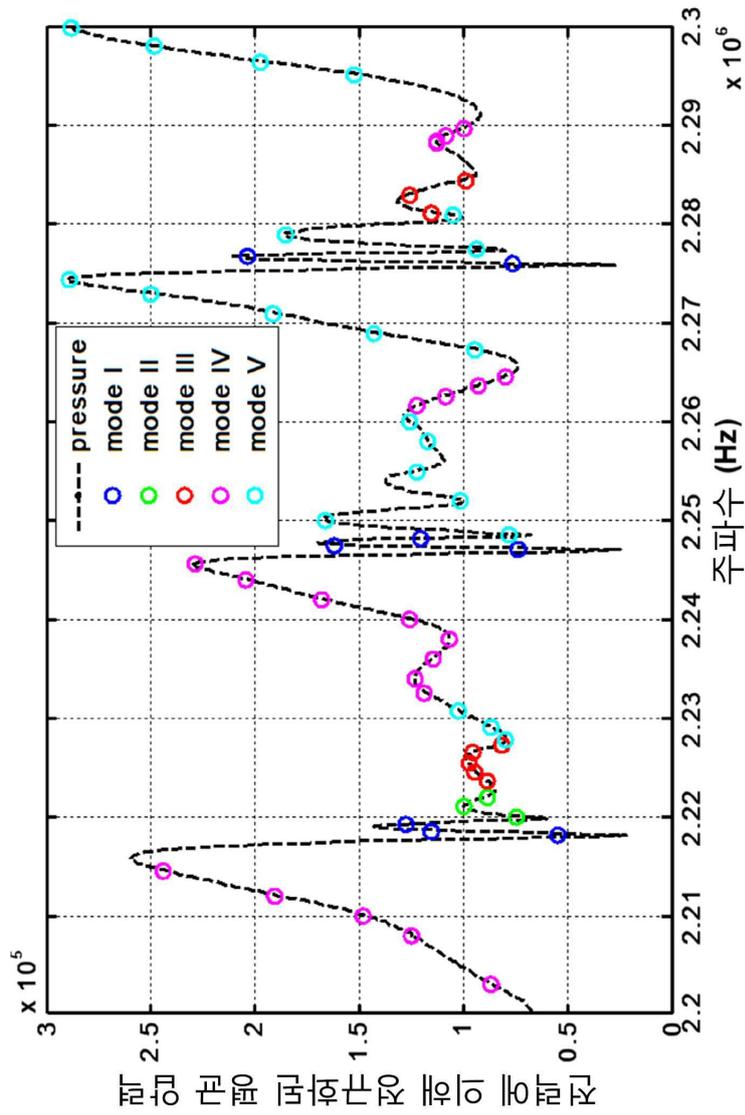
도면22



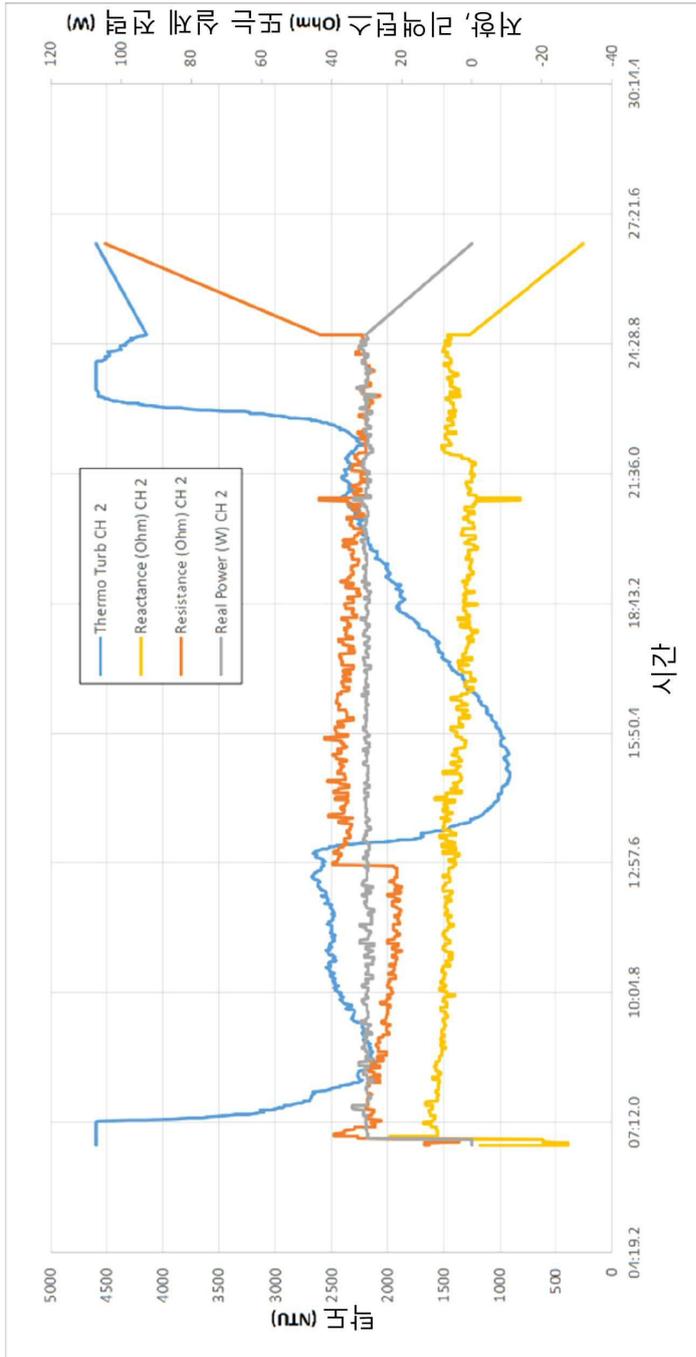
도면23



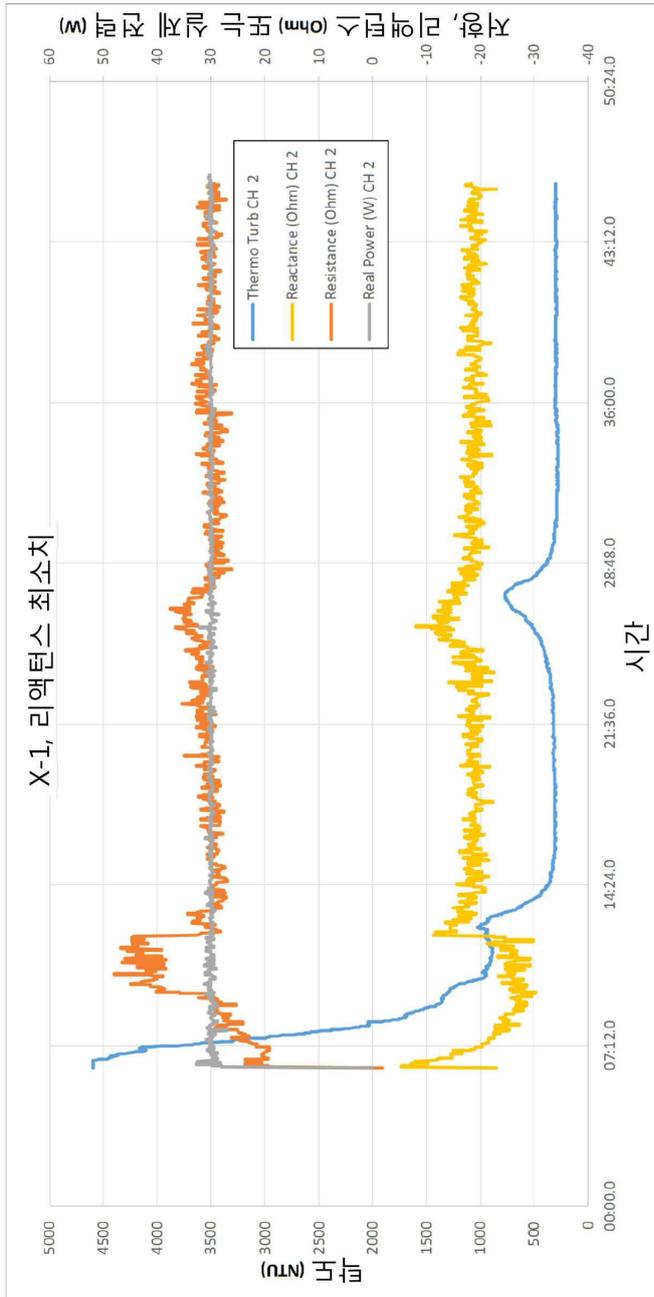
도면24



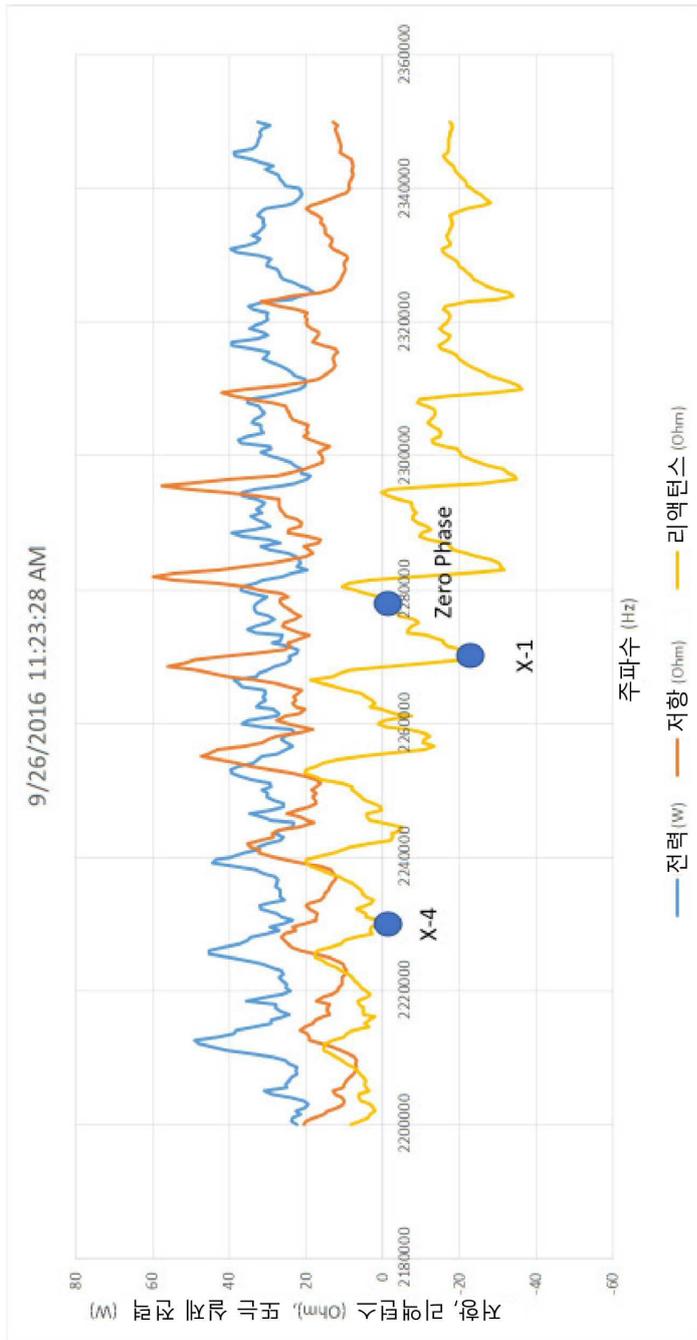
도면25



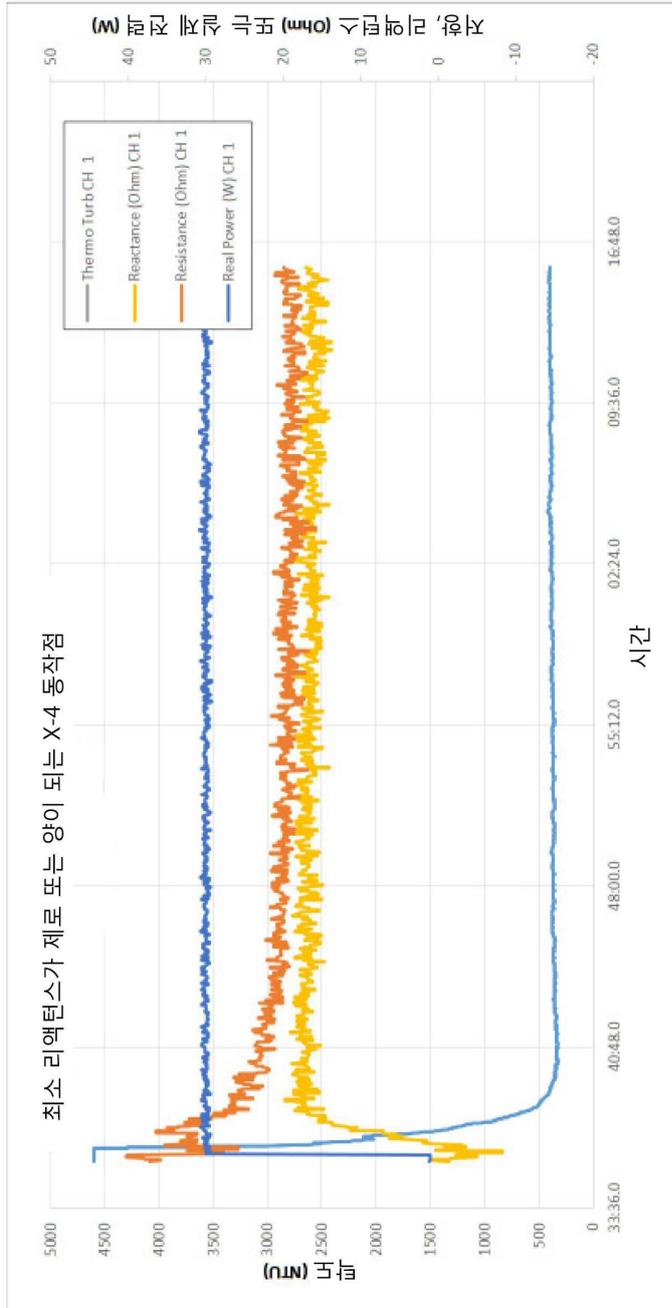
도면26



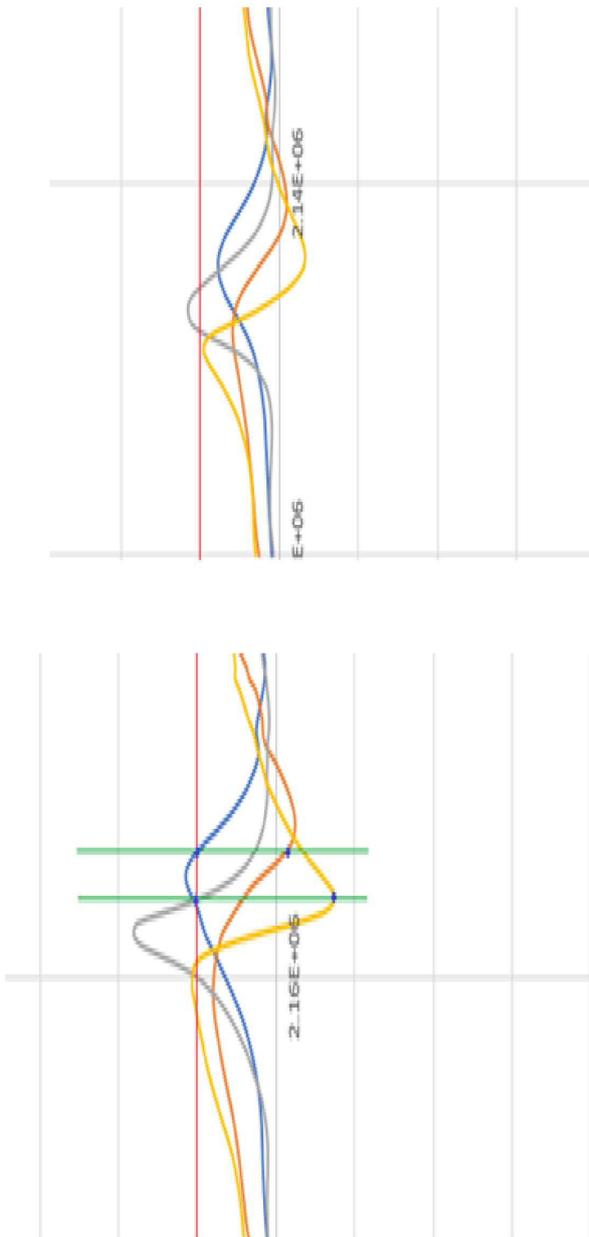
도면27



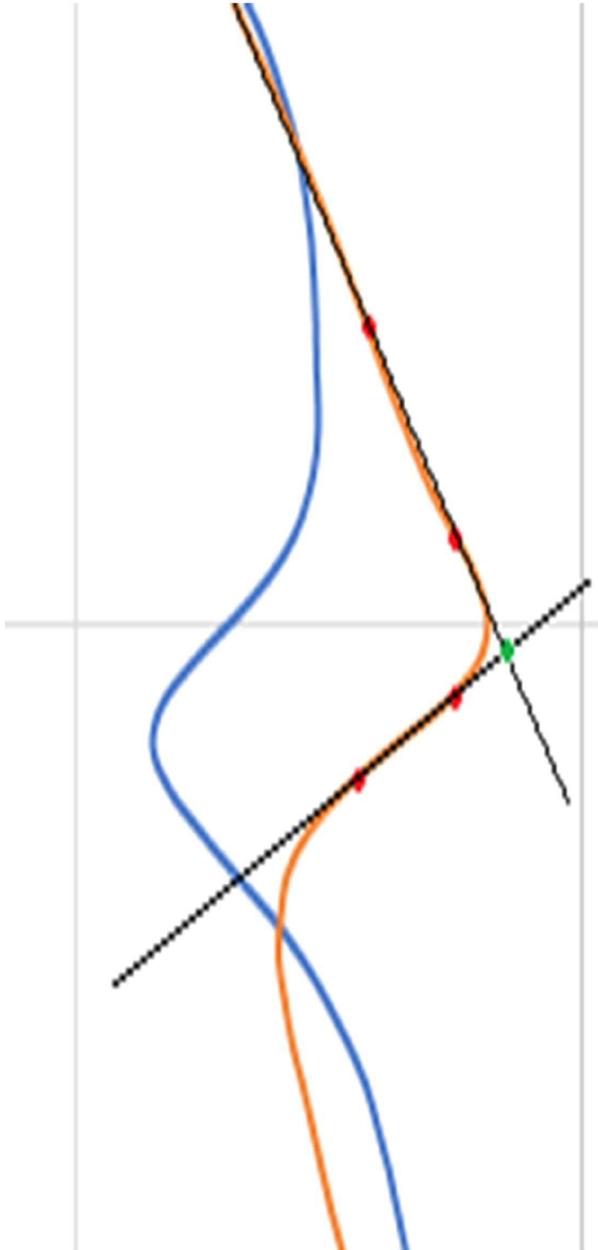
도면28



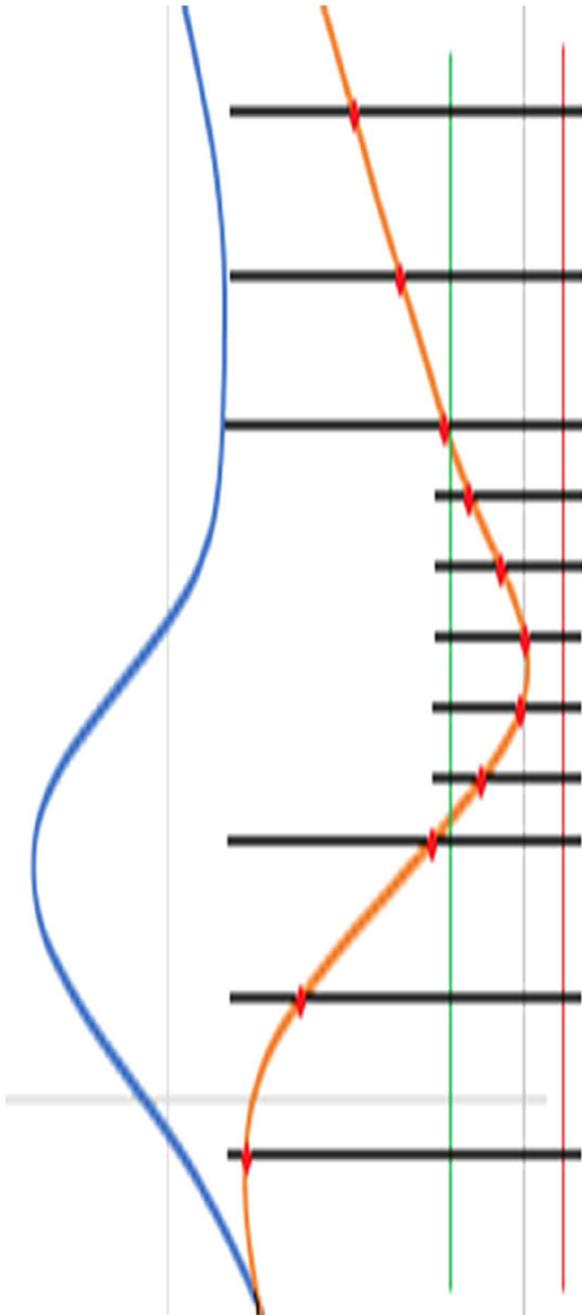
도면29



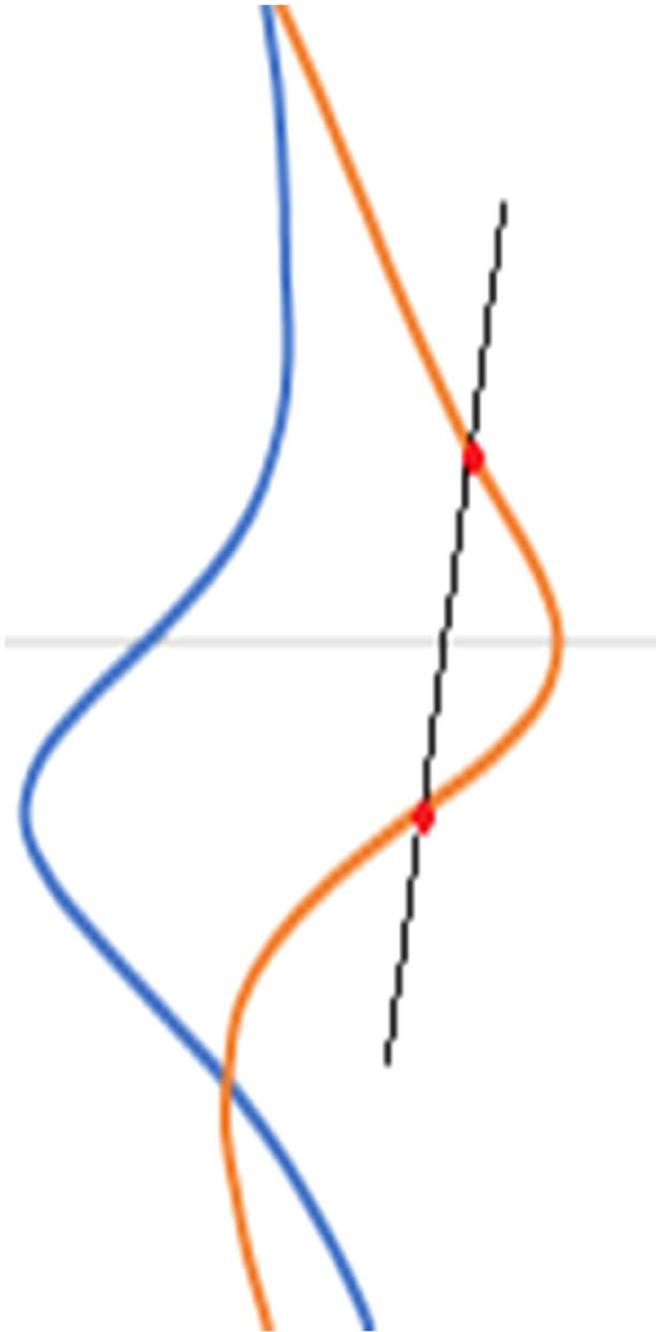
도면30



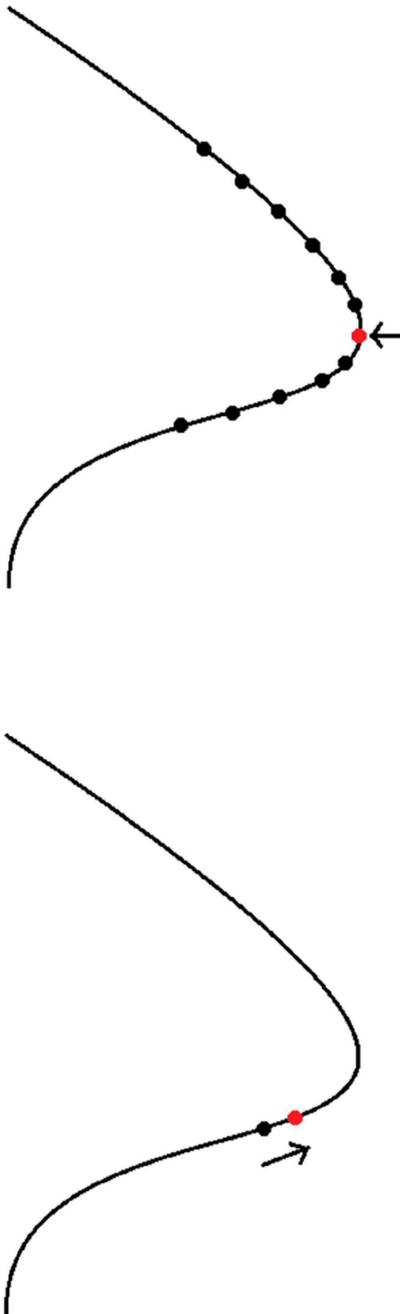
도면31



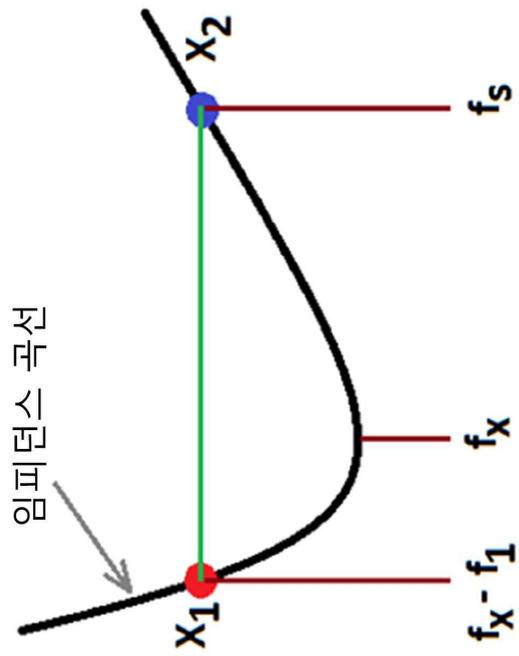
도면32



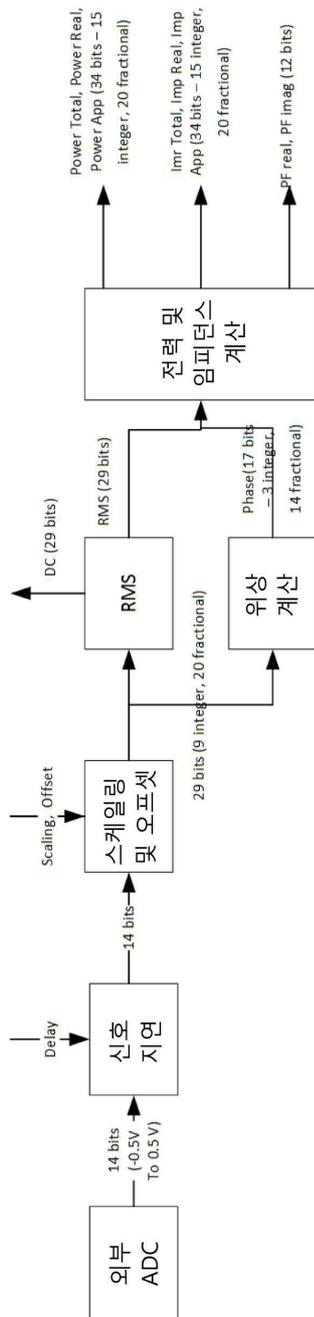
도면33



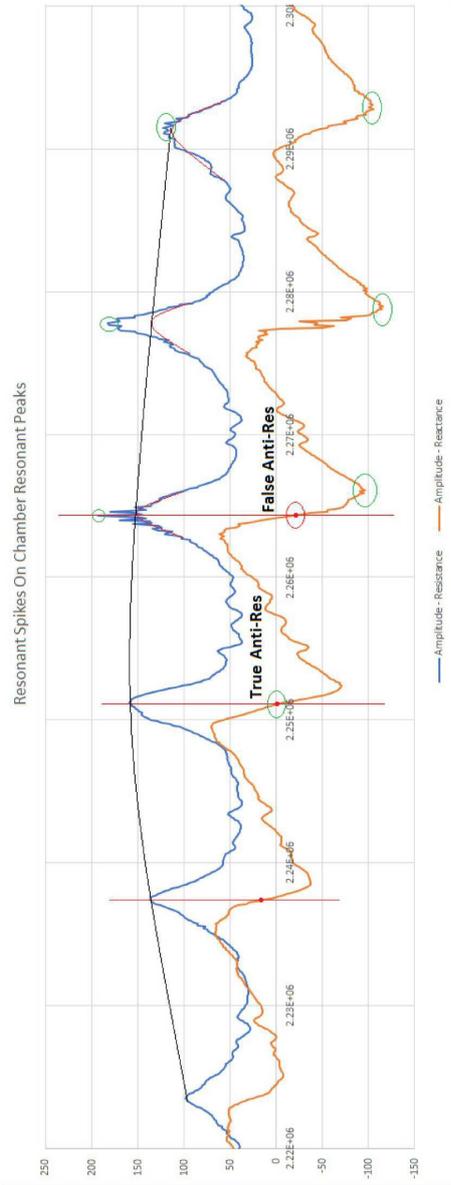
도면34



도면35

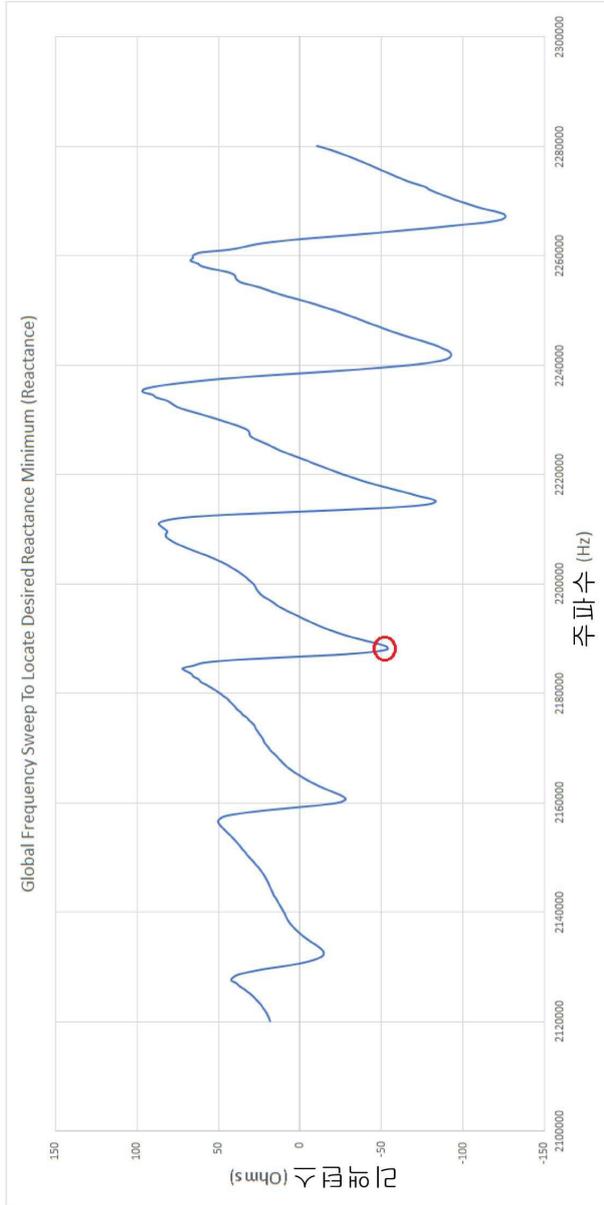


도면36



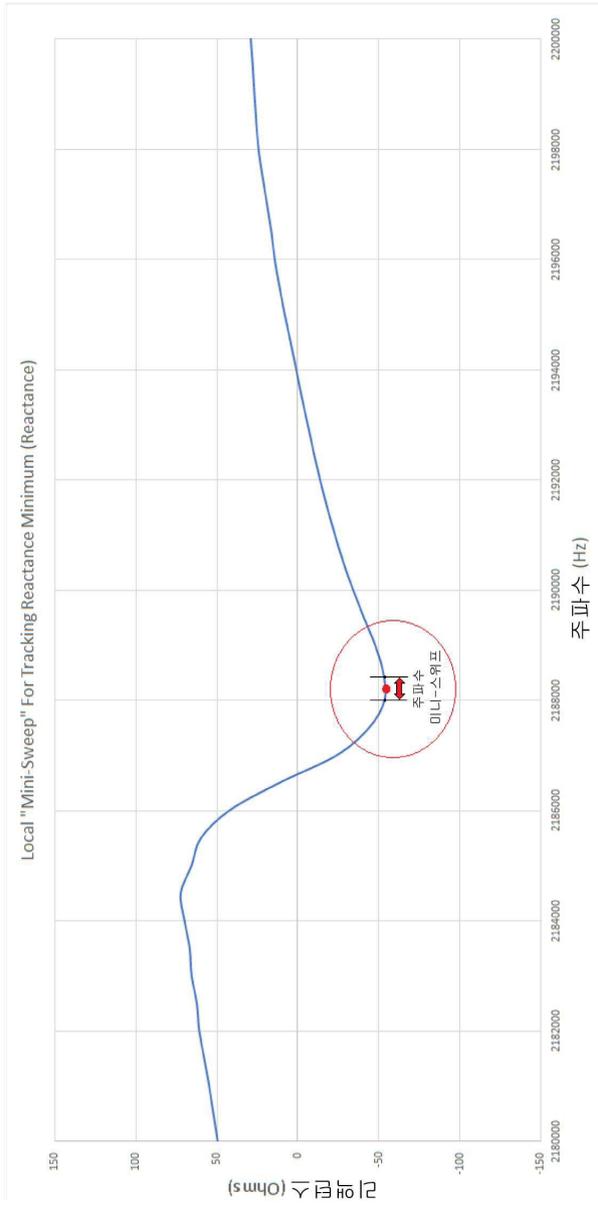
반-공진 위치를 검색하기 위한 클로버 주파수 스위프

도면37



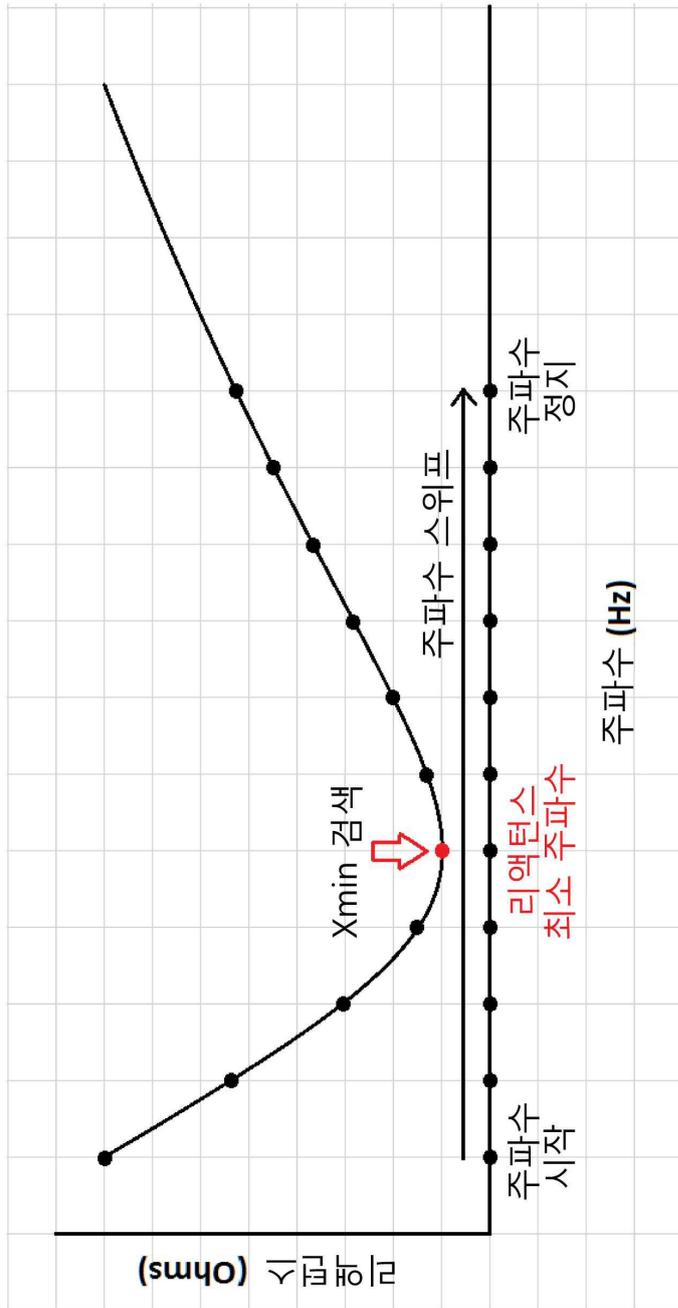
원하는 리액턴스 최소치를 찾기 위한 글로벌 주파수 스위프 수행

도면38



리액턴스 최소치를 추적하기 위해 리액턴스 최소치에서 주파수 미니-스융프를 수행

도면39



주파수 미니-스위프 세부 사항