



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0044663  
(43) 공개일자 2020년04월29일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H04R 3/06 (2006.01) H03K 7/02 (2006.01)  
H04R 3/14 (2006.01)  
(52) CPC특허분류  
H04R 3/06 (2013.01)  
H03K 7/02 (2013.01)  
(21) 출원번호 10-2019-0068253  
(22) 출원일자 2019년06월10일  
심사청구일자 2019년06월10일  
(30) 우선권주장  
62/748,103 2018년10월19일 미국(US)  
(뒷면에 계속)

(71) 출원인  
엑스멤스 랩스 인코포레이티드  
미국 95070 캘리포니아주 사라토가 오크헤이븐 드  
라이브 19814  
(72) 발명자  
량 쟈 위에  
미국 94086 캘리포니아주 쉐니베일 베스퀘즈 애비  
뉴 1135  
(74) 대리인  
유미특허법인

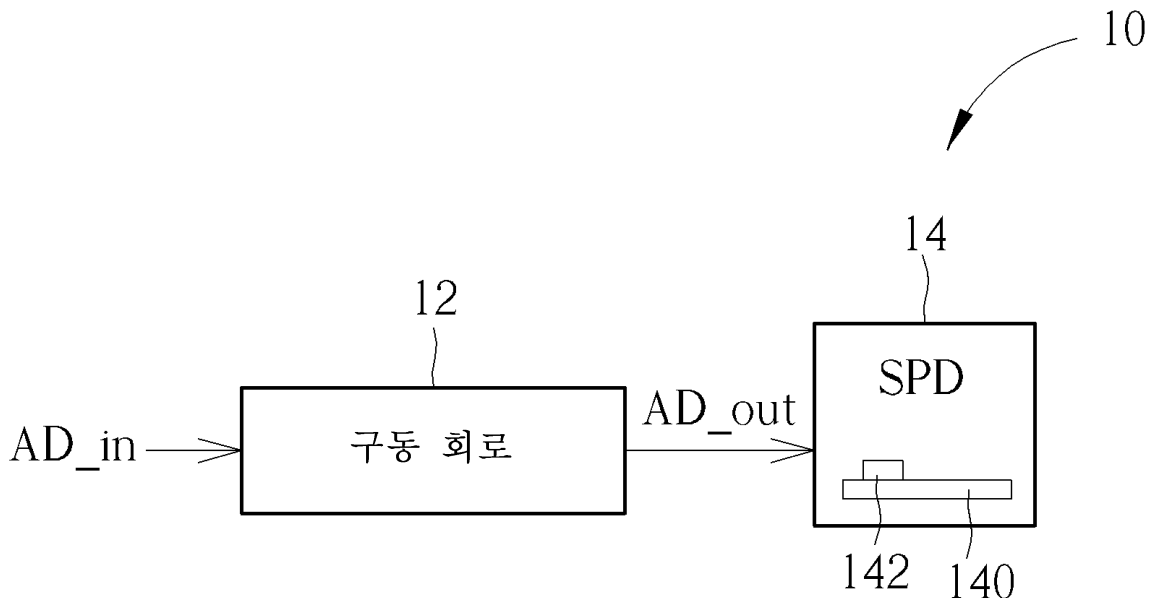
전체 청구항 수 : 총 19 항

(54) 발명의 명칭 **사운드 생성 장치**

(57) 요약

사운드 생성 장치가 제공된다. 사운드 생성 장치는 펄스 진폭 변조(PAM) 모듈을 포함하여, 오디오 입력 신호에 따라 구동 신호를 생성하도록 구성되어 있는 구동 회로-상기 구동 신호는 오디오 입력 신호에 따라 생성된 펄스 진폭 변조 신호를 포함하며, 펄스 진폭 변조 신호는 펄스 레이트에서 복수의 펄스를 포함하고, 상기 복수의 펄스 중 2개의 연속적인 펄스는 펄스 사이클에 의해 일시적으로 이격되며, 상기 펄스 레이트는 펄스 사이클의 역수이며, 상기 펄스 레이트는 인간의 최대 가청 주파수보다 큼-; 및 상기 구동 회로에 결합되고, 구동 신호에 따라 사운드를 생성하도록 구성되어 있는 사운드 생성 디바이스를 포함한다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류

*HOAR 3/14* (2013.01)  
*HOAR 2201/003* (2013.01)

(30) 우선권주장

62/813,095 2019년03월03일 미국(US)  
16/420,141 2019년05월22일 미국(US)

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

사운드 생성 장치로서,

오디오 입력 신호에 따라 구동 신호를 생성하는 구동 회로; 및

멤브레인 및 상기 멤브레인에 부착된 전극을 포함하는 사운드 생성 디바이스를 포함하며,

상기 전극은 상기 구동 신호에 따라 상기 멤브레인에 인가되는 구동력을 생성하여, 상기 사운드 생성 디바이스가 에어 펄스 레이트에서 복수의 에어 펄스를 생성하며, 상기 에어 펄스 네이트는 인간의 최대 가청 주파수보다 높고, 상기 구동력은 구동 신호에 비례하며,

상기 복수의 에어 펄스는 음압 레벨에 관하여 논-제로 오프셋(non-zero offset)을 생성하고, 상기 논-제로 오프셋은 제로 음압 레벨로부터의 편차인, 사운드 생성 장치.

#### 청구항 2

제1항에 있어서,

상기 복수의 에어 펄스는 복수의 펄스 사이클에 걸쳐 비주기적인, 사운드 생성 장치.

#### 청구항 3

제1항에 있어서,

상기 구동 회로는 펄스 진폭 변조 모듈을 포함하고, 상기 구동 신호는 오디오 입력 신호에 따라 생성되는 펄스 진폭 변조 신호를 포함하고, 상기 펄스 진폭 변조 신호는 펄스 레이트로 복수의 펄스를 포함하고, 상기 복수의 펄스 중 2개의 연속적인 펄스는 펄스 사이클을 형성하기 위해 서로 시간적으로(temporally) 이격되며, 상기 펄스 레이트는 펄스 사이클의 역수이며, 상기 펄스 네이트는 인간의 최대 가청 주파수보다 큰, 사운드 생성 장치.

#### 청구항 4

제3항에 있어서,

상기 펄스 진폭 변조 모듈은,

입력 신호를 수신하고 펄스 사이클 내에서 입력 신호의 샘플을 획득하도록 구성되어 있는 샘플링 서브모듈을 포함하며,

상기 샘플링 서브모듈의 샘플링 레이트는 상기 펄스 레이트와 같으며,

상기 입력 신호는 상기 오디오 입력 신호와 관련 있는, 사운드 생성 장치.

#### 청구항 5

제4항에 있어서,

상기 펄스 진폭 변조 모듈은 상기 샘플링 서브모듈에 결합된 펄스 형성 서브 모듈을 더 포함하고,

상기 펄스 형성 서브 모듈은 특정한 펄스 형상을 가지도록 상기 복수의 에어 펄스 중 하나 펄스를 형성하도록 구성되어 있는, 사운드 생성 장치.

#### 청구항 6

제5항에 있어서,

상기 특정한 펄스 형상은 비대칭인, 사운드 생성 장치.

**청구항 7**

제5항에 있어서,

상기 특정한 펄스 형상의 주파수 스펙트럼은 다항식 함수에 대한 sinc 함수의 비율과 관련 있는, 사운드 생성 장치.

**청구항 8**

제5항에 있어서,

상기 샘플은 샘플링 시간 인스턴트에 대응하는 진폭 정보 및 극성 정보를 포함하고,

상기 펄스 진폭 변조 모듈은,

상기 샘플링 서브모듈에 결합되고, 상기 진폭 정보 및 상기 극성 정보에 따라 상기 샘플링 시간 인스턴트에 대응하는 비대칭 펄스를 형성하도록 구성되어 있는 펄스 형성 필터

를 포함하는, 사운드 생성 장치.

**청구항 9**

제8항에 있어서,

상기 펄스 형성 필터는,

컨덕턴스-제어 신호를 수신하는 제어 단말을 포함하고, 펄스 사이클에 대응하는 전도 주기 내에 전도되도록 구성되어 있는 트랜지스터;

상기 사운드 생성 디바이스에 결합되어 있는 캐패시터;

상기 트랜지스터 및 상기 캐패시터 사이에 결합되어 있는 인덕터; 및

상기 캐패시터, 상기인덕터 및 상기 트랜지스터에 결합되어 있는 다이오드

를 포함하는, 사운드 생성 장치.

**청구항 10**

제9항에 있어서,

상기 펄스 진폭 변조 모듈은,

컨덕턴스-제어 신호를 생성하도록 구성되어 있는 컨덕턴스-제어 신호 생성기

를 더 포함하며,

상기 컨덕턴스-제어 신호의 크기 레벨은 상기 샘플의 진폭 정보와 관련 있는, 사운드 생성 장치.

**청구항 11**

제9항에 있어서,

상기 펄스 진폭 변조 모듈은,

상기 캐패시터 및 상기 사운드 생성 디바이스 사이에 결합되고, 상기 샘플의 극성 정보에 의해 제어되는 스위칭 서브모듈

을 포함하고,

상기 극성 정보가 포지티브일 때, 상기 캐패시터의 제1 단말은 상기 사운드 생성 디바이스의 제1 단말에 결합되고 상기 캐패시터의 제2 단말은 상기 사운드 생성 디바이스의 제2 단말에 결합되며,

상기 극성 정보가 네거티브일 때, 상기 캐패시터의 제1 단말은 상기 사운드 생성 디바이스의 제2 단말에 결합되

고 상기 캐패시터의 제2 단말은 상기 사운드 생성 디바이스의 제1 단말에 결합되는, 사운드 생성 장치.

**청구항 12**

제3항에 있어서,

상기 펄스 진폭 변조 모듈은,

펄스 사이클 내에서 복수의 업-샘플(up-samples)을 생성하도록 구성되어 있는 업-샘플링 서브모듈을 포함하고,

상기 업-샘플링 서브모듈의 샘플링 레이트는 상기 펄스 레이트보다 높은, 사운드 생성 장치.

**청구항 13**

제12항에 있어서,

상기 펄스 진폭 변조 모듈은,

상기 업-샘플링 서브모듈에 결합되고, 특정한 펄스 형상 및 상기 복수의 업-샘플에 따라 펄스를 형성하도록 구성되어 있는 펄스 형성 서브모듈

을 더 포함하는, 사운드 생성 장치.

**청구항 14**

제12항에 있어서,

상기 구동 회로는,

상기 펄스 형성 서브모듈에 결합되어 있는 시그마-델타 모듈; 및

상기 시그마-델타 모듈에 결합되어 있는 디지털/아날로그 컨버터

를 포함하며,

상기 시그마-델타 모듈은 반복 동작을 수행하여 펄스 폭에 걸쳐 에러를 재분배하는, 사운드 생성 장치.

**청구항 15**

제3항에 있어서,

상기 구동 회로는,

상기 오디오 입력 신호의 고역 성분 및 저역 성분을 생성하도록 구성되어 있는 크로스오버 모듈-상기 펄스 진폭 변조 모듈은 상기 크로스오버 모듈에 결합되어 상기 오디오 입력 신호의 저역 성분에 따라 펄스 진폭 변조 신호를 생성함-; 및

상기 펄스 진폭 변조 모듈 및 상기 크로스오버 모듈에 결합되고, 상기 펄스 진폭 변조 신호에 상기 고역 성분을 가산하도록 구성되어 있는 가산기

를 포함하는, 사운드 생성 장치.

**청구항 16**

제3항에 있어서,

상기 복수의 펄스 중 각각의 펄스는 대응하는 펄스 사이클 내의 논-제로 평균을 포함하는, 사운드 생성 장치.

**청구항 17**

제16항에 있어서,

상기 논-제로 평균은 상기 오디오 입력 신호와 관련 있는, 사운드 생성 장치.

**청구항 18**

제1항에 있어서,

상기 사운드 생성 디바이스는 트레블 스피커(treble speaker)인, 사운드 생성 장치.

**청구항 19**

제1항에 있어서,

상기 사운드 생성 디바이스의 고역 필터링 효과의 코너 주파수가 상기 사운드 생성 디바이스의 비선형 영역에 들어가는 것을 방지하기 위해 상기 오디오 입력 신호의 코너 주파수와 동일하도록, 상기 사운드 생성 디바이스의 스프링(spring) 상수가 선택되는, 사운드 생성 장치.

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 본 출원은 2018년 10월 19일 출원된 미국 가출원 No. 62/748,103 및 2019년 3월 3일에 출원된 미국 가출원 No. 62/813,095의 이점을 주장하며, 상기 문헌들은 본 명세서에 인용되어 포함된다.

[0002] 본 발명은 사운드 생성 장치에 관한 것이며, 특히 최대 가청 주파수보다 높은 펄스 레이트로 사운드를 생성할 수 있는 사운드 생성 장치에 관한 것이다.

**배경 기술**

[0003] 스피커 드라이버는 스피커 업계에서 고 충실도의 사운드 재생을 위해 항상 가장 어려운 과제이다. 음파 전파의 물리학은 인간의 가청 주파수 범위 내에서, 종래의 스피커 구동의 멤브레인을 가속시킴으로써 생성된 음압이  $P \propto SF \cdot AR$ 로 표현될 수 있음을 알려주며, 여기서 SF는 멤브레인 표면적이고 AR은 멤브레인의 가속도이다. 즉, 음압 P는 멤브레인 표면 SF와 멤브레인의 가속도 AR의 곱에 비례한다. 또한, 멤브레인 변위 DP는  $DP \propto 1/2 \cdot AR \cdot T^2 \propto 1/f^2$ 로 표현될 수 있고, 여기서 T 및 f는 각각 음파의 주기 및 주파수이다. 종래의 스피커 드라이버에 의해 야기되는 풍량 이동(air volume movement)  $V_{A,CV}$ 는 그런 다음  $V_{A,CV} \propto SF \cdot DP$ 로 표현될 수 있다. 멤브레인 표면적이 일정한 특정한 스피커 드라이버에 있어서, 풍량 이동  $V_{A,CV}$ 는  $1/f^2$ 에 비례하고 즉,  $V_{A,CV} \propto 1/f^2$ 이다.

[0004] 인간의 전체 가청 주파수 범위, 예를 들어, 20 Hz에서 20 KHz를 커버하기 위해, 종래의 스피커 내에 트위터(tweeter), 미드-레인지 드라이버 및 우퍼(woofer)가 통합되어야 한다. 이러한 모든 추가 구성 요소는 종래 스피커의 넓은 공간을 차지할 것이고 제조 비용도 증가시킬 것이다. 따라서 종래 스피커의 설계 과제 중 하나는 단일 드라이버를 사용해서는 사람의 전체 가청 주파수 범위를 커버할 수 없다는 것이다.

[0005] 기존 스피커로 고 충실도 사운드를 생성하기 위한 또 다른 설계 과제는 그 인클로저(enclosure)이다. 스피커 인클로저는 사운드의 해당 파장이 스피커 치수보다 훨씬 큰 특정 주파수에서 전방 방사파의 취소를 피하기 위해 생성된 소리의 후방 방사파를 포함하기 위해 종종 사용된다. 스피커 인클로저는 저주파수 응답을 향상시키거나 재형성하는 데에도 사용할 수 있으며, 예를 들어 베이스-리플렉스(포트 박스) 유형 인클로저에서 결과적인 포트 공진을 사용하여 후방 방사파의 위상을 반전시키고 포트-챔버 공진 주파수 주위에서 전방 방사파를 갖는 동 위상 부가 효과를 얻는다. 반면에, 음향 현가(밀폐 박스) 유형 인클로저에서 인클로저는 진동 멤브레인과 공진 회로를 형성하는 스프링 역할을 한다. 스피커 드라이버와 인클로저 파라미터를 적절하게 선택하면, 인클로저-드라이버 공진 피킹(peaking)을 결합하여 공진 주파수 주변의 사운드 출력을 높일 수 있으므로 결과적인 스피커의 성능이 향상된다.

[0006] 그러므로 전술한 바와 같이 종래 스피커에 직면한 설계 과제를 극복하면서 사운드 생성 장치를 소형화하는 방법이 당분야의 중요한 목적이다.

**발명의 내용**

[0007] 그러므로 본 발명의 주 목적은 최대 가청 주파수보다 높은 펄스 레이트로 사운드를 생성할 수 있는 사운드 생성

장치를 제공하는 것이다.

- [0008] 본 발명의 실시예를 사운드 생성 장치를 제공한다. 사운드 생성 장치는 펄스 진폭 변조(PAM) 모듈을 포함하여, 오디오 입력 신호에 따라 구동 신호를 생성하도록 구성되어 있는 구동 회로-상기 구동 신호는 오디오 입력 신호에 따라 생성된 펄스 진폭 변조 신호를 포함하며, 펄스 진폭 변조 신호는 펄스 레이트에서 복수의 펄스를 포함하고, 상기 복수의 펄스 중 2개의 연속적인 펄스는 펄스 사이클에 의해 일시적으로 이격되며, 상기 펄스 레이트는 펄스 사이클의 역수이며, 상기 펄스 레이트는 인간의 최대 가청 주파수보다 큼-; 및 상기 구동 회로에 결합되고, 구동 신호에 따라 사운드를 생성하도록 구성되어 있는 사운드 생성 디바이스를 포함한다.
- [0009] 본 발명의 실시예를 사운드 생성 장치를 제공한다. 사운드 생성 장치는 복수의 셀을 포함하는 사운드 생성 디바이스- 복수의 셀은 복수의 멤브레인 및 복수의 멤브레인 전극을 포함함-; 샘플링 모듈을 포함하고, 오디오 입력 신호를 수신하며, 복수의 샘플링 시간 인스턴트에서 오디오 입력 신호의 복수의 샘플을 획득하도록 구성되어 있는 구동 회로; 구동 전압을 획득하기 위해, 복수의 샘플에 대해 합산 연산을 수행하도록 구성되어 있는 합산 모듈; 및 구동 전압에 따라 복수의 셀 구동 전압을 생성하도록 구성되어 있는 컨버팅 모듈-복수의 셀 구동 전압이 복수의 멤브레인 전극에 인가됨-을 포함한다.
- [0010] 본 발명의 이러한 목적 및 다른 목적은 다양한 도면에 도시되어 있는 바람직한 실시예에 대한 이하의 상세한 설명을 읽은 후 당업자에게 의심할 바 없이 자명하게 될 것이다.

**도면의 간단한 설명**

- [0011] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치에 대한 개략도이다.
- 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 복수의 신호에 대한 개략도이다.
- 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 구동 회로에 대한 개략도이다.
- 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 복수의 신호에 대한 개략도이다.
- 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 펄스 진폭 변조(PAM) 모듈에 대한 개략적인 모델이다.
- 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 펄스 주파수 스펙트럼에 대한 도면이다.
- 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 다양한 펄스 형상에 대한 개략도이다.
- 도 8은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치에 대한 개략도이다.
- 도 9는 도 8의 사운드 생성 장치 내의 캐패시터 C를 통해 컨덕턴스-제어 신호  $V_G$  및 크로스 전압  $V_C$ 에 대한 시간 선도이다.
- 도 10은 플랫 탑 PAM 및 내추럴 PAN에 대한 개략도이다.
- 도 11은 본 발명의 실시예에 따른 구동 회로에 대한 개략도이다.
- 도 12는 본 발명의 실시예에 따른 시그마-델타 모듈에 대한 개략도이다.
- 도 13은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치에 대한 개략도이다.
- 도 14는 본 발명의 실시예에 따른 크로스오버 모듈에 대한 개략도이다.
- 도 15는 사운드 생성 장치의 출력 주파수 응답을 나타내는 도면이다.
- 도 16은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치의 평면도이다.
- 도 17은 본 발명의 실시예에 따른 도 16의 사운드 생성 장치의 단면도이다.
- 도 18은 오디오 입력 신호 및 구동 전압에 대한 파형을 나타내는 도면이다.
- 도 19는 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치의 개략도이다.
- 도 20은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치 F0의 개략도이다.
- 도 21은 클리핑되지 않은 SPL 한도 및 대응하는 SPL을 나타내는 동등한 소리 및 선을 윤곽을 나타내는 도면이다.

- 도 22는 본 발명의 실시예에 따른 구동 회로에 대한 개략도이다.
- 도 23은 본 발명의 실시예에 따른 플랫-응답 최대화 모듈에 대한 개략도이다.
- 도 24는 본 발명의 실시예에 따른 플랫-응답 최대화 모듈에 대한 개략도이다.
- 도 25는 본 발명의 실시예에 따른 재형성 서브모듈에 대한 개략도이다.
- 도 26은 복수의 에어 펄스 어레이에 대한 과형을 나타내는 도면이다.
- 도 27은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치에 대한 개략도이다.
- 도 28은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치에 대한 개략도이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0012] 사운드 생성 산업 내의 스피커 드라이버 및 인클로저의 설계 과제를 극복하기 위해, 출원인은 미국 특허출원 제 16/125,761호에서 사운드 생성 미세 전기 기계 시스템(micro-electrical-mechanical-system, MEMS) 장치를 제공하여 에어 펄스 레이트/주파수로 사운드를 생성하며, 여기서 에어 펄스 레이트는(인간의) 최대 가청 주파수보다 높다.
- [0013] 미국 특허 출원 제16/125,761호의 사운드 생성 장치는 밸브 및 멤브레인이 에어 펄스를 생성할 것을 요구한다. 이러한 빠른 펄스 레이트를 달성하기 위해 밸브는 약 2.6 ~ 3.9 μs 내에서 개폐 작동을 수행할 수 있어야 한다. 빠르게 움직이는 밸브는 먼지, 땀, 손 그리스, 귀 왁스에 견딜 필요가 있으며 도전할 여지가 없는 수 조의 조작 주기 동안 생존할 것으로 예상된다. 본 출원은 밸브를 사용하지 않고 최대 가청 주파수보다 높은 펄스 레이트로 에어 펄스의 어레이를 이용하여 가청음을 생성하는 사운드 생성 장치를 제공한다. 특히, 본 출원은 미국 특허출원 제16/125,761호에서 논의된 바와 같은 PAM 사운드 생성 장치의 다음 특성을 이용한다. 우선, 복수의 에어 펄스 내의 펄스의 진폭은 복수의 에어 펄스의 엔벨로프의 주파수와는 독립적으로, PAM 사운드 생성 장치에 의해 생성된 가청음의 음압 레벨(sound pressure level, SPL)을 결정한다. 또한, 주어진 SPL 하에서, 순 멤브레인 변위(DP)와 가청음(f)의 주파수 사이의 관계는 종래의 스피커 드라이버의 관계가 된다.
- [0014] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치(10)의 개략도이다. 사운드 생성 장치(10)는 구동 회로(12) 및 사운드 생성 장치(SPD)(14)를 포함한다. 구동 회로(12)는 오디오 입력 신호 AD\_in을 수신하고 오디오 입력 신호 AD\_in에 따라 구동 신호 AD\_out를 생성한다. SPD(14)는 사운드 생성 멤브레인(140) 및 밸브(140)에 부착된 전극(142)을 포함한다. 전극(142)은 구동 신호 AD\_out를 수신하도록 구동 회로(12)에 결합되어 SPD(14) 미국 특허 출원 제16/125,761호에서 수행하는 것과 같이, 에어 펄스 레이트가 최대 인간 가청 주파수보다 높은 에어 펄스 레이트에서 복수의 에어 펄스를 생성할 수 있다.
- [0015] 인간의 가청 주파수보다 상당히 높은 에어 펄스 레이트, 때로는 초음파 주파수에 도달하기 위해, 사운드 생성 장치(10)에 의해 생성된 복수의 에어 펄스는 초음파 펄스 어레이(ultrasonic pulse array, UPA)로 명명될 수 있다.
- [0016] US 출원 제16/125,761호와 유사하게, SPD(14)에 의해 생성된 복수의 에어 펄스 각각은 SPL에 관하여 0이 아닌 오프셋을 가질 것이며, 여기서 논-제로 오프셋(non-zero offset)은 제로 SPL로부터의 편차이다. 또한, SPD(14)에 의해 생성된 복수의 에어 펄스는 복수의 펄스 사이클에 걸쳐 비주기적인 펄스이다. "논-제로 SPL 오프셋" 및 "비 주기성" 속성의 세부 사항은 미국 출원 제16/125,761호를 참조할 수 있으며, 설명을 간략하게 하기 위해 여기서는 설명하지 않는다.
- [0017] 일 실시예에서, 멤브레인 전극(142)은 멤브레인을 구동시키고 구동 신호 AD\_out에 비례하는 구동력을 생성할 것이다. 이 경우, SPD(14)는 전자기력 또는 고주파 스피커 또는 트위터와 같은 정전기력에 기초한 종래의 스피커일 수 있다.
- [0018] 특히, SPD(14)는 구동 신호에 비례하는 구동력이 구동 전류(또는 전압)와 영구적인 자기장(또는 전기장)의 상호 작용을 통해 생성되는 "힘 기반(force-based)" 사운드 생성 장치이며, 멤브레인이 에어에 작용하여 원하는 음압을 발생시킨다. 힘 기반 SPD의 경우, 생성된 에어 압력 펄스의 구동 신호 및 SPL은 직접 상관된다. 힘 기반 사운드 생성 장치는  $F = g \cdot S$ 로 요약될 수 있으며, 여기서 F는 SPD에 의해 생성된 힘을 나타내고, S는 입력 신호 이 경우 AD\_in 일 수 있음)를 나타내며, g는 상수를 나타낸다.
- [0019] 구동 회로(12)는 종래 기술의 사운드 생성 장치 내의 모든 구동 회로와는 달리, 복수의 에어 펄스를 생성하기

위해 펄스 진폭 변조(pulse amplitude modulation, PAM) 모듈을 포함한다. PAM 모듈은 펄스 레이트에서 펄스 진폭 변조 신호를 생성하도록 구성되며, 펄스 레이트는 최대 가청 주파수보다 상당히 높다. 사운드 생성 장치(14)를 구동하는 구동 신호 AD\_out는 펄스 레이트로 변조된 펄스 진폭 신호를 포함하며, 이는 펄스 레이트로 복수의 펄스(후술 됨)의 형태이다.

[0020] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 입력 신호(20), 펄스 진폭 변조 신호(22) 및 복수의 펄스(24)의 개략도이다. PAM 모듈에 공급되는 입력 신호(20)는 오디오 입력 신호 AD\_in 또는 오디오 입력 신호 AD\_in와 관련될 수 있다. PAM 모듈에 의해 생성된 펄스 진폭 변조 신호(22)는 복수의 펄스(24)를 포함한다. 복수의 펄스(24)는 펄스 레이트 RP로 생성된다. 구체적으로, 두 개의 연속적인 펄스(24)는 펄스 사이클  $T_{cycle}$ 에 의해 시간적으로 이격되고, 펄스 레이트 RP는 펄스 사이클  $T_{cycle}$ 의 역수, 즉  $RP = 1/T_{cycle}$ 이다. 펄스 레이트(RP)는 최대 가청 주파수(예를 들어, 20 KHz)보다 크다. 예를 들어, 펄스 레이트 RP는 30KHz 또는 96KHz 일 수 있다. 구동 신호 AD\_out는 신호(22)와 같은 펄스 진폭 변조된 신호를 포함할 수 있다.

[0021] 반송파 주파수에서 정현파를 사용하여 입력 신호를 변조하고 정현파의 각 사이클이 제로 평균값을 갖는 진폭 변조(AM)와는 달리, 도 2에 도시된 바와 같은 PAM 방식의 각각의 개별 펄스(24)(AM 방법론의 정현파와 유사)는 펄스 사이클  $T_{cycle}$  내에서 0이 아닌 평균을 갖는다. 오디오 입력 신호 AD\_in이 펄스 레이트  $R_p$ 와 같은 고주파 쪽으로 변조되어도(AM 방법론에서 반송파 주파수와 유사한 최대 가청 주파수보다 높음), 펄스 진폭 변조 신호(22) 및/또는 구동 신호 AD\_out은 펄스 진폭 변조 신호(22) 및/또는 구동 신호 AD\_out의 논제로 저주파 성분(즉, 가청의 대역 내 신호 성분)을 가질 것이다.

[0022] 주변 물체와 사람의 귀 경로가 어느 정도의 저역 통과 필터링 효과를 수행하기 때문에 고주파 성분(즉, 인간의 청력에 가장 많이 들릴 수 있는 주파수 대역을 벗어나는 대역 외 신호 성분)이 흡수되며/감쇠되며, 오직 대역 내 신호 성분만이 인지될 수 있다. 주변 물체는 벽, 창문, 창문 드레싱, 카펫, 바닥, 천장 등일 수 있으며, 인간의 귀 경로는 외이도로부터, 외이도 및 고막을 통해, 중이(malleus), 침골(incus) 및 등골(stapes)에 이른다.

[0023] 또 다른 관점에서, 고음 스피커(예컨대, Aurum Cantus AST 2560)인 사운드 생성 장치(14)는 고주파 왜곡을 1% 미만으로 유지하면서 광범위한 평탄한 주파수 응답(1.05 KHz-40 KHz에서  $94.5 \pm 2dB$ )을 가질 것이다. 사운드 생성 장치(14)는 PAM 신호를 생성하는 구동 회로(12)를 펄스 레이트 RP로 적용함으로써, 펄스 레이트  $R_p$ 에서 고주파 왜곡이 있는 고 음압 레벨(SPL)의 사운드를 성공적으로 생성할 수 있고, 인간의 귀에 의해 20 ~ 30Hz까지 내려갈 수 있으며 보통 서브우퍼를 사용해야 한다.

[0024] 또한, PAM-UPA 방식으로 구동되는 SPD(14)의 멤브레인 이동은( $1/f$ )에 비례하며, 여기서  $f$ 는 가청음의 주파수이며, 종래의 스피커 구동 방식에 의해 구동되는 스피커의 멤브레인 이동보다 훨씬 작으며, 여기서 멤브레인 이동은 ( $1/f^2$ )에 비례한다. 따라서, SPD(14)에 의해 요구되는 크기/체적은  $f = 20Hz$ 와 같은 낮은 오디오 주파수에서 사운드를 생성하기 위한 종래의 스피커보다 상당히 작다.

[0025] 또한, 종래의 스피커가 달성할 수 있는 낮은 오디오 주파수는 그 선형 변위 범위에 의해 제한된다. 예를 들어, 플로우는 트위터가 선형 편위 범위 내에서 달성할 수 있는 가장 낮은 오디오 주파수를 나타낼 수 있다. PAM-UPA 구동 방식을 사용하면 선형 왕복 운동과 음향 주파수의 관계가 기존 방식의  $1/f^2$ 에서 PAM-UPA 구동 방식의  $1/f$ 로 변경되기 때문에 동일한 트위터가 달성할 수 있는 가장 낮은 오디오 주파수가  $f_{pulse}/f_{Low}$ 만큼 하향 확장될 수 있으며, 여기서  $f_{pulse}$ 는 PAM-UPA 펄스 레이트이다. Aurum Cantus AST2560을 예로 들면,  $f_{Low} = 1.05KHz$ 이고,  $f_{pulse} = 38KHz$ 로 가정하면 기존의 구동 방법에서 서브우퍼를 사용해야 할 수도 있는 주파수인 확장  $f_{Low} = 1050/(38/1.05) = 29Hz$ 가 된다.

[0026] 다시 말해, 고음 스피커(트위터)(14)를 구동하기 위해 구동 회로(12)를 이용하여 펄스 레이트  $R_p$ 로 PAM 신호를 생성함으로써, 사운드 생성 장치(10)는 고음 스피커(트위터)(14)를 사용하지 않고 훨씬 넓은 가청 주파수 범위의 음향을 생성할 수 있으며, 여기서 저음 스피커(우퍼)의 크기/체적이 고음 스피커(트위터)(14)의 크기/체적보다 평장히 크다. 즉, SPL로 30Hz 이하로 사운드를 생성할 수 있는 사운드 생성 장치(10)의 크기/체적을 크게 줄일 수 있다.

[0027] 본 출원에서, 초당 펄스(pps로 약칭함) 또는 헤르츠(Hertz)의 관점에서 볼 수 있는, 헤르츠 및 펄스 레이트  $R_p$ 에 관한 펄스 레이트  $f_{pulse}$ 는 상호 교환적으로 사용된다.

- [0028] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 구동 회로(32)의 개략도이다. 구동 회로(32)는 PAM 모듈(320)을 포함하고 PAM 모듈(320)은 샘플링 서브-모듈(3200) 및 펄스 형성 서브-모듈(3202)을 포함할 수 있다. PAM 모듈(320) 외에, 구동 회로(32)는 PAM 모듈(320)에 결합되고 사운드 생성 디바이스(14)를 구동하기 위해 구동 신호 AD\_out를 출력하도록 구성된 전력 증폭기(324)를 또한 포함한다. 상기에서 언급된 신호들은 디지털 또는 아날로그로 제한되지 않는다. 디지털-아날로그 변환기(DAC) 및/또는 아날로그-디지털 변환기(ADC)와 같은 변환 회로가 필요에 따라 삽입될 수 있다. 예를 들어, 신호 PAM\_out의 포맷이 디지털인 경우, DAC는 도 2에서 생략된 PAM 모듈(320)과 전력 증폭기(324) 사이에 삽입/결합될 수 있으며, 이에 대해서는 간결함을 위해 도 3에 생략된다.
- [0029] 샘플링 서브-모듈(3200)은 복수의 샘플링 시간 인스턴트(T<sub>S</sub>)에 대응하는 입력 신호 PAM\_in의 복수의 샘플들을 획득하도록 구성된다. 수학적으로, 샘플링 서브-모듈(3200)은 PAM\_in[n] = PAM\_in(n · T<sub>S</sub>)을 획득하는데, 여기서 PAM\_in(t)는 입력 신호 PAM\_in의 연속 시간 함수를 나타낼 수 있고, PAM\_in[n]은 입력 신호 PAM\_in의 이산 시간 함수를 나타낼 수 있다. 샘플링 서브모듈(3200)에 대한 샘플링 시간 T<sub>S</sub>는 펄스 사이클 T<sub>cycle</sub>과 동일할 수 있으며, 즉, T<sub>cycle</sub> = T<sub>S</sub>이고, 이것은 샘플링 서브모듈(3200)의 샘플링 레이트 R<sub>S</sub>(여기서 R<sub>S</sub> = 1/T<sub>S</sub> = 1/T<sub>cycle</sub>)는 펄스 레이트와 같다. 따라서, 샘플링 서브-모듈(3200)은 n 번째 펄스 사이클 내에서 하나의 샘플 PAM\_in[n]을 얻을 것이다. 신호 AD\_in이 디지털 포맷인 실시예에서, 입력 신호 PAM\_in은 오디오 입력 신호 AD\_in과 동일할 수 있다.
- [0030] 일 실시예에서, 샘플링 서브-모듈(3200)은 순전히 샘플들 PAM\_in[n](이하, "샘플링 동작")을 얻을 수 있다. 도 5에 도시된 실시예에서, 샘플링 서브-모듈(3200)은 샘플 PAM\_in[n]을 얻는 것 외에, 도 4 및 도 5에 도시된 바와 같이, 샘플 PAM\_in[n]에 복수의 직사각형 펄스를 인가하여(이후, "홀딩 동작") 출력 신호 PAM\_out'을 획득한다. 신호 분석 관점에서, 샘플링 서브-모듈(3200)은 임펄스 트레인(impulse train, IPT)(즉, 샘플링 연산)와 입력 신호 PAM\_in의 시간-도메인 곱셈을 수행하고, 도 4 및/또는 도 5에 도시된 바와 같이, 직사각형 펄스(rp(t))에 의한 임펄스 응답(즉, 홀딩 연산)으로 그 곱셈 결과에 대해 시간 도메인 컨벌루션을 수행하는 것과 동일하다. 특히, 임펄스 트레인(IPT)과 도 5에 도시된 직사각형 펄스(rp(t))의 컨벌루션(convolution)은 도 4에 도시된 직사각형 펄스 트레인(RPT)이 도출된다. 시간 도메인 표현에서, 출력 신호 PAM\_out'은 수학적으로 PAM\_out'(t) = Σ<sub>n</sub> PAM\_in[n] · rp(t-nT<sub>S</sub>)로 표현될 수 있다. 직사각형 펄스 rp(t)는 예를 들어, t>0>T<sub>width</sub>에 대해 rp(t) = 1로 그리고 t > T<sub>width</sub> 또는 t < 0에 대해 rp(t) = 0로 표현될 수 있으며, 여기서 T<sub>width</sub>는 펄스 폭을 나타내며, 펄스(예를 들어, rp(t) 또는 p(t)가 나중에 있음)가 특정 값 ε > 0보다 큰 펄스 폭을 나타낸다.
- [0031] 일 실시예에서, 직사각형 펄스를 갖는 출력 신호 PAM\_out'은 출력 신호 PAM\_out 또는 AD\_out으로서 직접 사용될 수 있다. 그렇지만, 직사각형 펄스의 주파수 응답, 즉 sinc 함수는 그것의 큰 사이드로브(sidelobe)를 겪는다.
- [0032] 직사각형 펄스에 의해 초래된 사이드로브를 추가로 억제하기 위해, 펄스 형성 서브-모듈(3202)은 직사각형 펄스로 샘플 PAM\_in[n] 또는 출력 신호 PAM\_out'에 특정 펄스 형상 p(t)를 인가할 수 있으며, 특정 펄스 형태 p(t)는 예를 들어 t>0>T<sub>width</sub>에 대해 논제로이고 그리고 t > T<sub>width</sub> 또는 t < 0에 대해 제로이다. 특정 펄스 형태 p(t)는 사인/코사인 윈도우(sine/cosine window), 레이스드 코사인 윈도우(raised cosine window), 한 윈도우(Hann window), 해밍 윈도우(Hamming window), 블랙맨 윈도우(Blackman window), 너트탈 윈도우(Nuttall window), 블랙맨-너트탈 윈도우(Blackman-Nuttall window), 블랙맨-해리스 윈도우(Blackman-Harris window), 라이프-빈센트 윈도우(Rife-Vincent window), 가우시안 윈도우(Gaussian window), 제한된/연결된 가우시안 윈도우(confined/truncated Gaussian window), 슬레피언 윈도우(Slepian window), 카이저 윈도우(Kaiser window) 등에 대응/비례할 수 있다. 일 실시예에서, 특정 펄스 형상 p(t)는 단위 에너지를 가질 수 있다.
- [0033] 유사하게, 신호 분석 관점에서, 펄스 형성 서브-모듈(3202)은 도 4 및 도 5에 도시된 바와 같이, 단위 펄스 트레인(unit pulse train, UPT)로 입력 신호 PAM\_out'의 시간-도메인 곱셈을 수행하는 것과 동일하며, PAM\_out'(f) 및 UPT(f)의 주파수-도메인 컨벌루션이 생긴다. PAM\_out'(f) 및 UPT(f)의 출력 신호 PAM\_out' 및 단위 펄스 트레인(UPT)의 주파수 응답을 각각 나타낸다. 시간-도메인 표현에서, 단위 펄스 트레인(UPT)은 수학적으로 UPT(t) = Σ<sub>n</sub> p(t-n · T<sub>S</sub>)로 표현될 수 있고, 출력 신호 PAM\_out은 수학적으로 PAM\_out(t) = Σ<sub>n</sub> PAM\_in[n] · p(t-n · T<sub>S</sub>)이다.
- [0034] 펄스 형성 서브-모듈(3202)은 특정 펄스 형상 p(t)의 고-해상도 변동/값을 저장하는 데이터베이스의 형태일 수도 있고, 특정 펄스 형상 p(t)를 생성하는 필터의 형태일 수도 있다. 펄스 형성 서브-모듈(3202)은 출력 신호 PAM\_out을 생성할 수 있다.

- [0035] 도 6은 펄스 형태  $p(t)$ 의 푸리에 변환인 펄스 주파수 스펙트럼  $P(f)$ 를 도시한다. 도 6으로부터 알 수 있는 바와 같이, 펄스 주파수 스펙트럼  $P(f)$ 는  $(1/T_{width})$ 의 배수에서 제로를 가지며, 즉 정수  $k$ 에 대해  $f = (k/T_{width})$ 일 때  $P(f) = 0$ 이다. 일 실시예에서, 펄스 사이클  $T_{cycle}$ 은 펄스 폭  $T_{width}$ 의 배수, 즉 정수  $m$ 에 대해  $T_{cycle} = m \cdot T_{width}$ 로 선택될 수 있으며, 따라서 펄스 주파수 스펙트럼  $P(f)$ 는  $f = (k/T_{width})$ 에서 RPT(f) 및 UPT(f) 내에 존재하는 에일리어싱(aliasing)을 자동으로 소거할 수 있다. 일 실시예에서,  $m$ 은 2, 즉  $m = 2$ 로 선택되고,  $DF = (T_{width}/T_{cycle})$ 로 정의되는 RPT/UPT에 대한 듀티 팩터  $DF$ 는 1/2이다.
- [0036] 또한, 상기 실시예에서 나타난 펄스 형상( $p(t)$ )은 시간 대칭이며, 예를 들어,  $0 \leq \Delta < T_{width}/2$ 에 대해,  $p(T_{width}/2 + \Delta) = p(T_{width}/2 - \Delta)$ 이며, 이에 한정되는 것은 아니다. 그러므로 일 실시예에서, 펄스 형태  $p(t)$ 는 시간 비대칭이며,  $0 \leq \Delta \leq T_{width}/2$ 에 대해  $p(T_{width}/2 + \Delta) \neq p(T_{width}/2 - \Delta)$ 일 수 있다. 미국 특허 출원 제16/125,761호에서 특정 시간-비대칭 펄스 형태  $p(t)$ 는 SPL의 큰 증가를 초래할 수 있다. 예를 들어, 펄스 형태  $p(t)$ 는 펄스 주기의 시작에서 완만하게 상승하고, 펄스 주기의 전반부에서 가속하고, 최대 레벨을 달성하고, 펄스 주기의 끝을 향해 0까지 감소할 수 있다. 구체적으로, 도 7은 다양한 펄스 형상( $p(t)$ )을 도시하며, 곡선(701-703)이 펄스 형상  $p(t)$ 로서 이용될 수 있다. 또한, 펄스 주기의 끝에서 곡선(702b)으로 도시된 바와 같이, 오버 슈트가 수용될 수 있다.
- [0037] 또한, 사이드로브 현상을 억제하기 위해, 펄스 주파수 스펙트럼  $P(f)$ 는  $P(f) = QSF(f) = (\sin(f)/PL(f))$ (식 1)의 형태일 수 있고,  $\sin(f)$ 는  $f$ 의 사인 함수이고  $PL(f)$ 는  $f$ 의 다항식 함수이다. 다항식 함수  $PL(f)$ 는 상수 항(즉,  $f^0$ , 0 차/차수 항)에 대한 계수가 0일 수 있고 선형 항의 계수가 1이다(즉,  $f^1$ , 1 차/차수 항)에 대한 계수가 1일 수 있다. 다항식 함수  $PL(f)$ 는  $PL(f) = f + a_2 f^2 + \dots + a_p f^p$ 로 나타낼 수 있다. 식 1의 함수  $QSF(f)$ 는 의사-sinc 함수(quasi-sinc function)라고 불릴 수 있다. 함수  $QSF(f)$ 는  $f$ 가 0에 가까워짐에 따라 sinc 함수에 접근할 것이다. 즉,  $f \rightarrow 0$ 일 때  $QSF(f) \rightarrow \text{sinc}(f)$ 이고, 함수  $QSF(f)$ 는  $f$ 가 무한대에 가까워질 때 0에 접근하며, 즉  $f \rightarrow \infty$ 일 때  $(f) \rightarrow 0$ 이다. sinc 함수  $\text{sinc}(f)$ 는  $\text{sinc}(f) = \sin(f)/f$ 로 표현될 수 있다. 계수  $a_2 - a_p$ 는 실제 상황에 따라 조정될 수 있다. 도 7에 도시된 곡선(702b)은 의사 sinc 함수  $QSF(f)$ 의 역 푸리에 변환이고, 즉,  $p(t)$ 는  $P(t) = \text{IFT}\{QSF(f)\}$  형태일 수 있고, 여기서  $\text{IFT}\{\cdot\}$ 는 역 푸리에 변환 연산자를 나타낸다.
- [0038] 위에서 언급한 바와 같이, 펄스 형성 서브-모듈은 도 8에 도시된 바와 같이 필터의 형태일 수 있고, 본 발명의 일 실시예에 따른 사운드 생성 장치(80)의 개략도이다. 사운드 생성 장치(80)는 PAM 모듈(820) 및 사운드 생성 장치(84)를 포함한다. PAM 모듈(820) 자체는 도 1의 구동 회로(12)의 실현일 수 있다. PAM 모듈(820)은 샘플링 서브-모듈(8200), 펄스 형성 필터(8202), 스위칭 서브-모듈(8204) 및 컨덕턴스 제어 신호 생성기(8206)를 포함한다. PAM 모듈(820)은 적절히 넓은 고주파수 확장을 갖는 종래의 트위터일 수 있는 사운드 생성 장치(부하)(84)일 수 있다. 도 8에서, 데이터 변환 회로(DAC 및/또는 ADC와 같은) 및 버퍼링/전력 증폭기는 간략화를 위해 생략되었다.
- [0039] 샘플링 서브-모듈(8200)은 소스 PAM\_in으로부터 샘플 PAM\_in[n]을 얻는다. 각 샘플 PAM\_in[n]은 n번째 샘플링 시각의 진폭 및 극성에 각각 대응하는 진폭 정보 AMI[n] 및 극성 정보 PRI[n]을 포함한다.
- [0040] 펄스 정형 필터(8202)는 트랜지스터(TR), 커패시터(C), 인덕터(L) 및 낮은  $V_{TH}$  다이오드(D)를 포함한다. 도 8 및 후술되는 바와 같이, 펄스 형성 필터(8202)의 회로 토폴로지는 스위칭 전원 공급 장치와 유사하며, 여기서 인덕터(L) 및 커패시터(C)와 같은 저손실 반응 성분을 임시 에너지 저장 장치로서 이용하면서, 트랜지스터(TR) 및 다이오드(D)와 같은 능동 소자 간의 전류(I) 스티어링 상호 작용들에 의해 높은 효율이 달성된다.
- [0041] 본 실시예에서 트랜지스터(TR)는 FET(전계 효과 트랜지스터)이지만, 이에 한정되는 것은 아니다. 컨덕턴스 제어 신호  $V_G$ 에 의해 제어됨으로써, 트랜지스터(TR)가 턴온되어 펄스 주기( $T_{cycle}$ ) 내에 도통 기간(TG) 내에 전류가 전도된다. 일 실시예에서, 전도 기간( $T_G$ )은 펄스 사이클( $T_{cycle}$ )의 시작에 있다. 도 8에서, 도통 기간( $T_G$ ) 동안의 전류의 존재는  $I(t < T_G)$ 로 표시되고, 전도 기간 TG 외부의 전류의 존재는  $I(t > T_G)$ 로 표시된다.
- [0042] 도 9는 컨덕턴스 제어 신호  $V_G$ 의 타이밍도 및 도 8의 커패시터(C)에 대한 교차 전압( $V_C$ )의 곡선(930)을 도시한다. 시간  $t$ 가  $0 < t < T_G$ 를 만족하는 도통 기간 동안 트랜지스터 TR이 턴온되어 도통되면, 전류  $I(t < TG)$ 는

경로(860)(도 8에 도시 됨)를 통해  $V_{DD}$ 에서 접지로 인출되고, 다이오드(D)는 그 전극을 통해 음의 바이어스에 의해 턴 오프된다. 사이클의 시작에서, 시간  $t$ 가 0에 가까울 때, 캐패시터 C는 인덕터 L에 의해 충전되기 시작하고, 인덕터 L의 임피던스로 인해 캐패시터 C 양단의 전압  $V_C$ 는 천천히 상승할 것이고, 시간  $t$ 가 0에 가까울 때 사운드 생성 장치(부하)(84)의 부하(840)는 낮을 것이다. 시간  $t$ 가 진행함에 따라, 인덕터 L과 캐패시터 C 사이의 상호 작용으로 인해, 곡선(930)의 부분(931)의 상승 기울기에 의해 표시된 바와 같이, 캐패시터 C 양단의 교차 전압  $V_C$ 는 양의 가속으로 상승할 것이다. 전류  $I_{(<T_G)}$ 가 점차 증가함에 따라,  $V_C$ 의 기울기는  $t = T_G$ 까지 증가하고, 그 지점에서 곡선(930)의 기울기는 곡선(930) 상의 포인트(932)에 의해 지시된 바와 같이 최대치에 접근한다.

[0043] 트랜지스터(TR)가  $t = T_G$ 에서 차단될 때, 전류 흐름  $I_{(<T_G)}$ 는 강제로 0이 된다. 인덕터 L의 전류 관성 때문에,  $I_{(<T_G)}$ 가 다이오드 D를 통해  $V_{DD}$ 로 흐를 때, 동일한 양의 전류가 경로(862)를 통해 대신 흐를 것이다. 교차인덕터 전압  $V_L$ 은  $V_L = -V_C - V_{TH}$ 이므로 다이오드 D가 ON으로 되어 전류  $I_{(>T_G)}$ 가 인덕터 L에서 다이오드 D를 통해  $V_{DD}$ 로 흐르도록 한다. 이때,  $V_L$ 의 음의 값으로 인해 전류  $I_{(>T_G)}$ 의 크기는 감소하기 시작한다. 캐패시터(C) 양단의 전압 ( $V_C$ )은 인덕(L)터를 통해 흐르는 전류 및 부하(840)를 통해 흐르는 전류 모두에 의해 영향을 받기 때문에,  $V_C$ 의 기울기는 곡선(930)의 부분(932')에 지시된 바와 같이 감소하기 시작할 것이다. 그 후, 교차 전압은 피크(933)에 도달할 것이다. 이어서, 교차 전압( $V_C$ )의 기울기는 부분(934)에 의해 표시된 바와 같이 음으로 변하고, 마지막으로 캐패시터(C) 양단의 전압( $V_C$ )은 0V를 향해 떨어질 것이다.

[0044] 마지막 부분(935 또는 936)은 인덕터(L), 캐패시터(C) 및 부하(840) 사이에 형성된 LRC 회로의 Q 값에 의해 결정된다. 곡선의 트레일링 부분은 곡선 부분(935)과 같이 임계 또는 오버-댐핑(over-damped) 중 하나일 수 있거나( $Q < 0.707$ ), 또는 곡선 부분(936)과 같이 링잉(ringing)으로 언더-댐핑(under-damped)( $Q > 0.707$ )될 수 있다.

[0045] 곡선(930)은 PAM 모듈(820)에 대한 펄스 형태  $p(t)$ 의 일종으로 간주될 수 있다. 적절한 LC 성분 값을 선택함으로써, 곡선(930)의 펄스 형상의 기울기/비대칭 형상이 사운드 생성 장치(80)의 SPL을 향상시키기 위해 이용될 수 있다.

[0046] 또한, 도 8의 트랜지스터 TR은 컨덕턴스 제어 신호 생성기(8206)에 의해 생성된 컨덕턴스 제어 신호  $V_G$ 에 의해 제어되는 프로그램 가능한 컨덕턴스 소자로서 기능할 수 있다. 컨덕턴스 제어 신호  $V_G$ 는 트랜지스터 TR이 도통 기간 동안 트랜지스터(TR)의 전도도 또는 저항의 정도를 제어할 수 있으며, 이러한 도전율은 CL-TR을 포함하는 경로(860)를 통해 흐르는  $V_{DD}$ 로부터 끌어온 전류의 크기를 결정한다. 컨덕턴스 제어 신호  $V_G$ 는  $n$  번째 샘플 시간에서 샘플링된 신호의  $AMI[n]$ 과 관련되는 크기 변화 레벨 또는 진폭의 구형파일 수 있다. 예를 들어, 도 9의 938은 도 8의 MOS 트랜지스터(TR)의 컨덕턴스를 제어하는 상이한 레벨의  $V_G$ (하나의 펄스 사이클 동안 하나의 크기 레벨)의 3 가지 예를 도시한다. 컨덕턴스 제어 신호 생성기(8206)는 진폭 정보  $AMI[n]$ 에 따라 다양한 크기 레벨(938)의 컨덕턴스 제어 신호  $V_G$ 를 생성한다. 진폭 정보  $AMI[n]$ 이 클수록, 하나의 펄스 사이클에서 더 큰 크기 레벨(938)은 전도 기간 동안 경로(860)로부터 더 높은 전류가 인출되도록 하여 곡선(930)의 더 큰 크기 버전을 생성한다.

[0047] 스위칭 서브-모듈(8204)은 스위치(SW1 및 SW2)를 포함한다. 스위치(SW1, SW2)는 극성 정보( $PRI[n]$ )에 의해 동기 제어된다. 극성 정보( $PRI[n]$ )가 양의 값일 때, 스위칭 서브-모듈(8204) 및 스위치들(SW1-SW2)은 캐패시터(C)의 ("+"로 표시된) 양의 단자가 스위치(SW1)를 통해 부하(84)의 ("+"로 표시된) 양극 단자에 연결되고 캐패시터 C의 ("-로 표시된) 음극 단자가 스위치(SW2)를 통해 부하(84)의 ("-로 표시된) 음극 단자에 연결되는 상태로 전환된다. 극성 정보( $PRI[n]$ )가 음수일 때, 스위칭 서브-모듈(8204) 및 스위치들(SW1 내지 SW2)은 캐패시터(C)의 양극 단자가 스위치 SW2를 통해 부하(84)의 음극 단자에 연결되고 캐패시터(C)의 음의 단자가 스위치 SW1을 통해 부하(84)의 양극 단자에 연결되는 상태로 전환된다.

[0048] 따라서, PAM 모듈(820)에 의해 생성된 펄스의 진폭(또는 절댓값)은 샘플  $PAM\_in[n]$ 의 진폭 정보  $AMI[n]$ 에 의존하며, PAM 모듈(820)에 의해 생성된 펄스의 극성은 샘플  $PAM\_in[n]$ 의 극성 정보  $PRI[n]$ 을 생성한다. PAM 모듈(820)의 출력 신호  $V_{out}$ 는 펄스 진폭 변조 신호일 것이다.

[0049] 고속 DAC가 필요할 가능성이 있는 특정 펄스 형상의 고해상도 값을 저장하는 데이터베이스의 형태일 수 있는 펄스 형성 서브-모듈(3202)과 비교하여, PAM 모듈(820)은 스위칭 전원 공급 회로와 유사한 방식으로 LC 반응 부품

의 사용으로 인해 고효율을 달성할 것이다.

- [0050] 다시 도 3 내지 도 5를 참조하면, 출력 신호 PAM\_out' 내의 펄스는 편평한 상부 PAM으로 간주되지만, 이에 한정되는 것은 아니다. 자연 PAM이 또한 본 발명에 적용될 수 있다. 평면 상부 PAM 및 자연 PAM은 도 10에 개략적으로 도시된다. 자연 PAM에서, (출력 신호 PAM\_out'' 내의) 각각의 변조된 펄스의 진폭/엔벨로프는 그 펄스에 대응하는 펄스 폭 내에서 변조 신호, 예를 들어, PAM\_in 중 어느 것에 직접 비례한다. 이를 달성하기 위해(즉, 자연스러운 PAM), PAM 모듈은 펄스 레이트보다 높은 효과적인 샘플링 레이트를 생성하기 위해 업-샘플링 서브 모듈을 통합할 수 있다.
- [0051] 도 11은 본 발명의 실시예에 따른 구동회로(A2)의 개략도이다. 구동 회로(A2)는 PAM 모듈(A20), 시그마-델타 모듈(A21), DAC(A23) 및 전력 증폭기(A24)를 포함한다. PAM 모듈(A20)은 업-샘플링 서브-모듈(A200) 및 펄스 형성 서브-모듈(A202)을 포함한다.
- [0052] 도 11에 도시된 실시예에서, 업-샘플링 서브-모듈(A200)은 샘플러(A201) 및 멀티-레이트 처리 회로(A203)를 포함할 수 있다. 샘플러(A201)는 통상적인/소스 샘플링 레이트, 예를 들어  $R_s = 1/T_s$ 로 샘플링 연산을 수행하여(통상의) 샘플 PAM\_in[n]을 얻도록 구성된다. 실시예에서, 멀티-레이트 처리 회로(A203)는 샘플링 레이트(RS)로 복수의 샘플들(PAM\_in[n])에 대해 데시메이션 동작 및 보간 연산을 각각 수행하도록 구성된 데시메이션 필터(A203\_D) 및 보간 필터(A203\_I)를 포함하므로, PAM 모듈(A20)의 출력 신호 PAM\_out"의 등가/결과 샘플링 레이트  $RS^{(up)}$ 가 통상/소스 샘플링 레이트 RS보다 높도록 한다. 일 실시예에서, 등가/결과 샘플링 레이트  $RS^{(up)}$ 는 샘플링 레이트 RS의 M배, 즉 정수 M에 대해  $RS^{(up)} = M \cdot RS = M/T_s$  일 수 있다. 실시예에서, n번째 펄스 사이클 내에서, 업-샘플링 서브-모듈(A200)은 복수의 업-샘플들 PAM\_in[n, m]을 획득하며, 업-샘플들 PAM\_in[n, m]은 예를 들어  $M = 0, 1, \dots, (M'-1)$  및  $M' \leq M$ 에 대해 PAM\_in[n, m]PAM\_in(t|  $t_n \cdot TS + m \cdot (TS/M)$ )로 표현될 수 있고, 여기서 PAM\_in(t)는 입력 신호 PAM\_in의 연속-시작 함수이다. 실시예에서,  $M' \cdot (T_s/M)$ 의 값은 펄스 폭  $T_{width}$ 와 같고, 즉  $M' \cdot (T_s/M) = T_{width}$ 와 동일할 수 있다. M'이 충분히 큰 경우, 예를 들어, M'은 16 내지 128의 범위일 수 있고, (PAM 모듈(A20)의) 출력 신호 PAM\_out"의 파형은 도 10에 도시된 자연 PAM과 같이 보일 것이다. 듀티 팩터 DF가 1보다 작다고 가정하면, 업-샘플링 서브-모듈(A200)의 출력 신호 PAM\_out"는 수학적으로  $PAM\_out''(t) = PAM\_in(t) \cdot (\sum_n rp(t - nT_s))$ 로 표현될 수 있다. (자연 PAM에서) 출력 신호 PAM\_out"의 각각의 펄스(24') 내의 진폭 변화는 대응하는 소스 신호(예를 들어, 입력 신호 PAM\_in)를 반영할 것이다. 데시메이션 필터/연산 및 보간 필터/연산의 세부 사항은 당 업계에 공지되어 있으며, 간략화를 위해 본 명세서에서는 설명하지 않는다.
- [0053] 펄스 형성 서브-모듈(A202)은 일 실시예에서 특정 펄스 형상 p(t)의 M' 값을 저장할 수 있다. 펄스 값 p[m]은  $m = 0, 1, \dots, (M'-1)$ 에 대해  $p[m] = p(m \cdot (T_s/M))$ 로 표현될 수 있다. 펄스 형성 서브-모듈(A202)의 동작은 업-샘플링된 PAM\_in[n, m] 및 펄스 값 p[m]을 사용하여, 출력 신호 PAM\_out"의 펄스(24')를 시간 도메인의 특정 펄스 형상 p(t)에 곱하는 것과 같을 수 있다. 업-샘플링 서브-모듈(A200)의 출력 신호 PAM\_out" 상에 펄스 형상을 적용한 후에, PAM 모듈(A20)의 출력 신호 PAM\_out는 연속-시간 함수와 관련해서 수학적으로  $PAM\_out(t) = PAM\_in(t) \cdot (\sum_n rp(t - nT_s))$ 로 표현될 수 있다. 도 11에 도시된 입력 신호 PAM\_in, 출력 신호 PAM\_out 및 PAM\_out"은 실제로는 디지털 신호일 수 있으며, 이는 위에서 연속 시간 함수로 예시적으로 예시되어 있다.
- [0054] 도 11의 PAM 모듈(A20) 내의 신호(들)가 디지털 영역에서 동작한다고 가정하면, DAC(A23)는 디지털 신호를 아날로그로 변환하는 것이 필요하다. 또한, 시그마-델타 모듈(A21)은 전체 펄스 폭( $T_{width}$ )(또는 디지털 영역에서의 M')에 걸쳐 (잔류) 에러 에너지를 재분배하도록 구성된 펄스 형성 서브-모듈(A202)과 DAC(A23) 사이에 결합되므로, (잔류) 에러 에너지는 전체 펄스 폭  $T_{width}$ (또는 M')에 걸쳐 고르게 분포될 것이다.
- [0055] 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 시그마-델타 모듈(A21)의 개략도이다. 시그마-델타 모듈(A21)은 감산기(SUB1, SUB2), 양자화기(A210) 및 지연 소자(A212)를 포함하는 종래의 시그마-델타 모듈과 유사하다. 종래의 시그마-델타 모듈과 달리, 시그마-델타 모듈(A21)은 멀티플라이어(MP), 멀티플렉서(MX) 및 제어기(A214)를 더 포함한다.
- [0056] 시그마-델타 모듈(A21)은 반복 시그마-델타 모듈이다. 환언하면, 시그마-델타 모듈(A21)은 하나의 펄스 기간에 걸쳐 여러 번의 반복을 수행할 수 있다. 예를 들어, 제1 반복(즉,  $i=1$ )에서, 제어기(A214)는 하나의 펄스의 시

작에서의 시간 인스턴트에 대응하는(초기) 에러  $\Delta_m^{(1)}$ 이 0이 되도록, 즉  $m = 0$ 에 대해  $\Delta_m^{(1)} = 0$ 이 되도록 멀티플렉서 MX를 제어하고, 펄스로 인한 나머지 시간 인스턴트의 에러는  $m = 1, \dots, (M'-1)$ 에 대해  $\Delta_m^{(1)} = y_m - x_m$ 이며, 이것은 기존의 시그마-델타 모듈과 동일하다. 제2 반복(즉,  $i=2$ )에 대해, 제어기(A214)는 펄스의 시작에서의 시간, 즉,  $\Delta_0^{(2)}$ 에 대응하는 에러  $\Delta_m^{(2)}$ 가 제1 반복의 최종 시간 인스턴트에 대응하는 에러인  $\Delta_{M'-1}^{(1)}$ 에 관련되도록 멀티플렉서 MX를 제어한다. 요약하면, 제어기(A214)는 멀티플렉서 MX를 제어하여, 제2 반복에 대한 초기 에러  $\Delta_{m=0}^{(2)}$ 는 다음과 같이 될 수 있다:  $\Delta_0^{(2)} = r \cdot \Delta_{M'-1}^{(1)}$ . 여기서, 비율  $r$ 은 1보다 작을 수 있다. 일 실시예에서, 비율( $r$ )은 0.5일 수 있으나, 이에 한정되는 것은 아니다. 제어기(A214)는 또한  $m = 1, \dots, (M-1)$ 에 대해  $\Delta_m^{(2)} = y_m - x_m$ 이 되도록 멀티플렉서 MX를 제어할 수 있으며, 이것은 종래의 시그마-델타 모듈과 동일하다. 이후의 반복들(즉,  $i \geq 3$ )에 대해, 제어기(A214)는 에러  $\Delta_0^{(i)}$ 가  $\Delta_{M'-1}^{(i-1)}$ 과 관련되도록 멀티플렉서 MX를 제어하고, 이 에러는 이전의 반복의 최종 시간 인스턴트에 대응하고,  $m = 1, \dots, (M'-1)$ 에 대해  $\Delta_m^{(i)} = y_m - x_m$ 이며, 이는 종래의 시그마-델타 모듈과 동일하다. 반복 연산은  $\Delta_m^{(i)}$ 가 수렴할 때 또는 반복 수가 미리 정의된 수에 도달할 때 끝날 수 있다. 그러면, 시그마-델타 모듈(A21)은 최신 반복에 대응하는  $y_m$ 을 시그마-델타 모듈(A21)의 출력  $y$ 로서 DAC(A23)에 출력할 것이다.

[0057] 반복 시그마-델타 모듈에서  $\Delta_m$ 은 처음에는 0으로 초기화되어 여분의 불일치를 유발하고 이것은 추가의 부정합을 유도하고,  $\Delta_m$ 이  $(M'-1)$ 에 가까워지면  $\Delta_m$ 을 올릴 수 있다. 반복적인 시그마-델타 모듈(A21)이 없다면, 이전 펄스의 잔류 오차  $\Delta_m$ 이 전류 펄스에 공급될 것이고, 이것은 비합리적이다. 반복적인 시그마-델타 모듈(A21)에서, (잔여) 에러  $\Delta_m$ 은  $m = 0$ 에서  $m = M'-1$ 로 균등하게 재분배될 수 있다. 따라서, DAC(A23)의 동적 범위 또는 해상도를 효율적으로 이용할 수 있다.

[0058] 통상의 샘플링 레이트  $R_s$ 를 갖는 샘플링 서브-모듈(3200)의 출력 신호 PAM\_out'는 신호 대역(즉, 인간의 가청 대역) 내의 주파수 영역에서(정규 샘플링 레이트  $R_s$ 에 대응하는) 통상적인 sinc 함수의 메인로브에 의해 왜곡될 것이다. 이에 반해, 등가 샘플링 레이트가  $R_s^{(up)} = M \cdot R_s$ 까지인 업-샘플링 서브 모듈(A200)에 의해, 주파수 도메인에서 sinc 함수의 메인로브(샘플링 레이트  $R_s^{(up)}$ 에 해당)는  $M$  배로 넓어졌고, 신호 대역 또는 인간 가청 대역 내에서 거의 편평해진다. 따라서, 업-샘플링 서브-모듈(A200)을 갖는 PAM 모듈(A20)이 PAM 출력 신호를 생성하는데 이용되는 경우, 샘플링 프로세스 동안 소스 신호(예를 들어, 오디오 입력 신호 AD\_in)는 왜곡되지 않을 것이다.

[0059] 다른 관점에서, PAM 모듈(320)을 포함하는 구동 회로(32)는 AST(2560)와 같은 고품질 고음 스피커(들)가 풀 레인지 오디오 사운드를 생성하기에 충분하며, (AST 2560의) 주파수 응답이 40KHz까지 편평하게 된다. 그렇지만, 고음 스피커가 그러한 고주파수 응답을 나타내지는 않는다. 대부분의 고음 스피커는 25-30 KHz의 편평한 주파수만을 얻을 수 있다. 도 13에 도시된 바와 같이, 본 발명의 PAM 방법론의 변형된 버전은 보다 낮은 최대 주파수 응답을 갖는 고음 스피커에 적용될 수 있다.

[0060] 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 사운드 생성 장치(B0)의 개략도이다. 사운드 생성 장치(B0)는 구동 회로(B2)와 사운드 생성 장치(B4)를 포함한다. 사운드 생성 장치(B4)는 예를 들어 Dayton ND20FB-4와 같이 최대 가청 주파수보다 약간 높은 최대 주파수를 갖는 기존의 스피커(들)일 수 있다. 구동 회로(B2)는 PAM 모듈(B20), 크로스오버 모듈(B22), 전력 증폭기(B24) 및 가산 유닛(가산기)(B26)을 포함한다.

[0061] 크로스오버 모듈(B22)은 도 14에 도시된 바와 같이 일치하는 고역 통과 필터(B22\_H)와 저역 통과 필터(B22\_L)를 포함한다. 고역 통과 필터(B22\_H)와 저역 통과 필터(B22\_L)는 동일한 차단 주파수( $f_c$ )를 가질 수 있다. 차단 주파수  $f_c$ 는 가청 주파수 대역의 중간에 있을 수 있다. 예를 들어, 차단 주파수( $f_c$ )는 3KHz 내지 10KHz 일 수 있다. 크로스오버 모듈(B22)은 오디오 입력 신호 AD\_in을 수신할 수 있다. 고역 통과 필터(B22\_H)는 차단 주파수( $f_c$ )를 초과하는 오디오 입력 신호 AD\_in의 신호 성분인 고역 성분(HPC)을 생성하고, 저역 통과 필터(B22\_L)는 저역 성분(LPC)을 생성하고, 오디오 신호 성분 차단 주파수( $f_c$ ) 이하의 입력 신호 AD\_in을 출력한다.

- [0062] 오디오 입력 신호 AD\_in와 관련된 저역 통과 성분(LPC)은 PAM 모듈(B20)에 공급되고, PAM 모듈(B20)에 대한 입력 신호 PAM\_in로서 기능한다. PAM 모듈(B20)은 저주파 성분(LPC)에 대해 PAM을 수행하여 펄스 진폭 변조 신호 PAM\_out를 생성한다. PAM 모듈(B20)은 PAM 모듈(320, 820, A20) 중 하나에 의해 구현될 수 있다.
- [0063] 가산기(B26)는 펄스 진폭 변조 신호 PAM\_out와 고역 성분 HPC를 가산하여 출력 신호 ADD\_out, 즉  $ADD\_out = HPC + PAM\_out$ 을 생성한다. 출력 신호 ADD\_out에 따라, 전력 증폭기(B24)는 구동 회로(B2)의 출력/구동 신호 AD\_out를 생성하여 사운드 생성 장치(B4)를 구동할 수 있다.
- [0064] 다시 말하면, 구동 회로(B2)에서, 오디오 입력 신호 AD\_in의 고역 성분 HPC는 사운드 생성 디바이스를 구동하기 위해 직접 사용되며, 저역 성분 LPC는 먼저 PAM 변조된 다음 사운드 생성 디바이스 장치를 구동하는 데 사용된다. 구동회로(B2)는 고주파 성분 HPC를 이용하여 불충분하게 높은 최대 주파수를 갖는 사운드 생성 장치(B4)(고음 스피커)의 결함을 보상한다. 따라서, 사운드 생성 장치(B0)는 여전히 완전한 오디오 주파수 범위에서 사운드를 생성할 수 있다.
- [0065] 도 15는 사운드 생성 장치(10)의 출력(SPL의 관점에서)의 실험적으로 측정된 주파수 응답을 도시한다. 구체적으로, 실선은 21 KHz(초당 펄스 수)(kilo-pulse-per-second, Kpps) 펄스 레이트로 동작하는 사운드 생성 장치(10)의 실험적으로 측정된 주파수 응답을 나타낸다. DIY 애호가에게 소매용으로 제공되는 트위터 Beston® RT002A는 SPD 14로 채택된다. 실험을 위한 입력 신호 AD\_in은 53Hz ~ 6KHz에 고르게 분포된 16 개의 정현파/정현파를 포함한다. 통상적인 구동 파형으로 구동될 때, Beston® RT002A의 사용 가능한 평탄한 주파수 응답은 도 15에서 점선으로 개략적으로 도시된 2KHz-40KHz이다. 도 15로부터 알 수 있듯이, Beston® RT002A의 주파수 응답 2KHz-40KHz는 본 발명의 (PAM 모듈을 포함하는) 구동 회로로 PAM 구동 파형을 이용함으로써 주파수가 53Hz에서 6KHz까지 본질적으로 평탄한 주파수 응답으로 확장된다.
- [0066] SPD(14)의 스프링 상수(k)를 적절하게 선택함으로써, 사운드 생성 장치(10)에서 PAM-UPA 방식이 적용될 때, SPD(14)의 유효 최대 라이너 편위(effective maximum liner excursion)가 확대되는 효과를 가질 수 있으며, 이를 " $X_{max}$  doubling" 효과라고도 하며, 여기서  $X_{max}$ 는 SPD의 코일(또는 멤브레인)의 그 중립 위치로부터의 변위와 관련하여, SPD(14)의 최대 선형 편위를 나타낸다.
- [0067] " $X_{max}$  doubling" 효과는 복원력  $F_r$ 이  $F_r = -k \cdot D$ 로 표현될 수 있는 SPD(14)에 있는 스프링 지지 기구에 의해 가져온 복원력  $F_r$ 을 이용하여 달성된다. 여기서 D는 멤브레인의 변위 복원력( $F_r$ )은 변위에 비례하고, 미국 특허 출원 제16/125,761호에서 논의된 바와 같이, PAM-UPA 사운드 생성 장치의 변위는  $(1/f)$ 에 비례하며, 여기서 f는 생성된 소리의 주파수, 즉  $F_r \propto -D \propto (1/f)(eq-F_r)$ 이다.  $eq-F_r$ 의 최종 효과는 SPD의 SPL 출력에서 코너/차단 주파수  $f_c$ 로 고역 통과 필터링(HPF) 효과를 생성하는 것이다.
- [0068] 높은  $X_{max}$ 의 미덕은 더 큰 멤브레인 이동이 더 높은 출력 SPL을 생성하거나 낮은 주파수로 저음을 확장할 수 있기 때문에 알려져 있다. 소정의  $X_{max}$ 에 대해, 보다 높은 k를 갖는 SPD(14)는 중립 위치로부터 주어진 변위(D)에 대해 그리고 소정의 펄스 기간( $t_{pulse}$ ) 동안 더 높은  $F_r$ 을 유도할 것이며, 그러한 더 높은  $F_r$ 은 더 큰 복원 변위( $D_{Fr}$ ), 즉  $D_{Fr} = \frac{1}{2} a \cdot t_{pulse}^2 \propto F_r$ 를 생성할 것이다. 또한,  $F_r \propto -D$ 이 있기 때문에, 복원 변위( $D_{Fr}$ )의 방향은 변위(D)의 반대로 된다. 즉,  $D_{Fr}$ 의 부호도 변위(D)의 역이다. 즉, 큰 복원 변위( $D_{Fr}$ )는 유효  $X_{max}$ 를 확대시키고 SPD(14)가 포화되지 않고 동일한 방향으로 밀리는 더 많은 펄스를 허용할 수 있게 한다. 결과적으로, PAM-UPA 사운드 생성 방식의 경우, 두 개의 SPD가 동일한  $X_{max}$ 를 갖지만 다른 스프링 상수를 가지면, k가 더 큰 SPD는 실제로 더 낮은 주파수 확장 및 동적 범위를 가질 수 있다.
- [0069] SPD(14)의 스프링 정수 k가 작으면, 복원력  $F_r$ 에 기인하는  $HPF_{Fr}$  효과는 무시할만 하며,  $HPF_{Fr}$ 의 코너 주파수  $f_c$ 는 매우 낮을 것이다. 이러한 상황 하에서, 입력 신호 레벨  $HPF_{Sig}$ 는 SPD(14)가 급격하게 상승하는 것을 방지하고 SPD(14)의 파괴를 방지하기 위해 SPD(14)가  $X_{max}$ 를 넘어서 이동하는 것을 방지하기 위해 요구된다. 한편, SPD(14)의 스프링 상수 k가  $HPF_{Fr}$ 의  $f_c$ 가  $HPF_{Sig}$ 의  $f_c$ 에 가까워지도록 충분히 높으면,  $F_r$  유도된 변위  $D_{Fr}$ 의 크기가  $X_{max}$ 에 가까워지고  $X_{max}-D_{FR}$ 로 정의될 수 있는 유효 최대 선형 변위가  $2 \cdot X_{max}$ 에 근접할 것이다.
- [0070] 제1 실시예에서, 오디오 시스템은 고역 통과 필터( $HPF_{Sig}$ )의 코너 주파수  $f_c$  아래의 오디오 신호 성분의 에너지를

순서대로 낮추기 위해 오디오 입력 신호 AD<sub>in</sub>에 -6dB/Octave 고역 통과 필터를 적용하여, SPD(14)의 SPD(14)의 X<sub>max</sub>에 의해 제약된 비선형 영역으로 들어가는 것을 방지한다. 사운드 생성 장치(10)의 제2(바람직한) 구현 예에서, SPD의 k-유도된 HPF<sub>Fr</sub> 효과의 코너 주파수(f<sub>c</sub>)가 오디오 입력 신호 AD<sub>in</sub>을 필터링하는 이전의 (제1) 구현과 동일하게 되도록 SPD(14)의 스프링 상수(k)는 의도적으로 조정되며, 이것은 SPD의 X<sub>max</sub>에 의해 제약된 비선형 영역으로 들어가는 것을 방지한다. 이 경우, "X<sub>max</sub> doubling" 효과는 장치(10)의 제2 구현에서는 발생하지만 제1 구현에서는 발생하지 않는다. 제1 실시예에서, HPF<sub>Sig</sub>는 입력 신호에 적용되는 반면, 바람직한 제2 구현 예에서는, 필터링되지 않은 구동 신호가 SPD(14)에 인가될 때 HPF<sub>Fr</sub>이 효력을 나타낼 것이다.

[0071] "X<sub>max</sub> doubling" 효과는 결과적인 PAM-UPA 구동 SPD, 예를 들어 사운드 생성 장치(10)가 전력 처리 능력을 향상시킬 수 있게 한다. 예를 들어, "X<sub>max</sub> doubling" 효과가 발생할 때, 사운드 생성 장치(10)는 동일한 f<sub>-3dB</sub>를 유지하면서 SPL에서 6dB을 얻을 수 있다. 대안적으로, 사운드 생성 장치(10)는 동일한 SPL 레벨을 유지하면서 -3dB 주파수 f<sub>-3dB</sub>를 절반만큼 감소시키고 저음 작동 주파수 범위를 확장할 수 있다.

[0072] 일 실시예에서 고음 스피커를 사용하는 대신에, SPD(14)는 미세 전기 기계 시스템(micro-electrical-mechanical-system, MEMS) 장치일 수 있다.

[0073] 구체적으로는, MEMS SPD(14)는 구동 전압/신호가 액추에이터의 전극에 인가될 때, 예를 들어 그 상부 전극 및 하부 전극에 인가될 때, 내부의 액추에이터가 변형될 수 있는 "위치 기반" 사운드 생성 장치일 수 있으며, 이에 따라 액추에이터의 변형은 멤브레인의 특정 위치가 액추에이터의 전극에 인가된 구동 전압/신호에 의해 결정되는 특정 위치에 도달하도록 멤브레인을 변형하게 한다. 또한, 멤브레인의 특정 위치는 액추에이터의 전극에 인가된 구동 전압/신호에 비례한다.

[0074] 압전 효과 작동 액추에이터의 경우, 멤브레인의 위치는 압전 재료의 유전율(d<sub>31</sub>)과 상단 및 하단 전극, 예를 들면, 도 17에 도시하는 전극(C21, C23)에 인가된 구동 전압/신호의 곱과 관련되는 액추에이터 변형 정도에 따라 결정된다.

[0075] SPD(14)가 압전기 작동식 MEMS 장치와 같은 "위치 기반" 사운드 생성 장치인 경우, 전극(142)은 멤브레인(140)이 멤브레인(140) 상에 적층된 액추에이터를 구동하여, 멤브레인은 구동 신호 AD<sub>out</sub>에 따라 특정 위치에 위치한다. 멤브레인 이동의 응답 시간이 펄스 사이클 시간보다 현저히 짧다면, 복수의 펄스 사이클에 걸친 멤브레인(140)의 그러한 이동은 펄스 주기 시간 T<sub>cycle</sub>의 역인 에어 펄스 레이트에서 복수의 에어 펄스를 생성할 것이며, 여기서 에어 펄스 레이트가 인간의 최대 가청 주파수보다 높다. SPD(14)에 의해 생성된 상기 복수의 에어 펄스는 각각 논-제로 SPL 오프셋을 가지며, 각 에어 펄스의 진폭 및 그 논-제로 오프셋은 상기 에어 펄스 레이트에서 샘플링된 입력 신호의 진폭에 비례하며, 복수의 에어 펄스와 관련된 SPL은 복수의 펄스 사이클에 걸쳐 비 주기적일 수 있다.

[0076] MEMS 장치인 SPD(14) 및 그 대응 구동 회로의 세부 사항은 다음과 같다. 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 사운드 생성 디바이스(C4)의 평면도이다. 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 사운드 생성 디바이스(C4)의 단면도이다. 이 실시예에서, 사운드 생성 디바이스(C4)는 리드 지르코네이트 티타네이트(lead zirconate titanate)(PbZr<sub>(x)</sub>Ti<sub>(1-x)</sub>O<sub>3</sub> 또는 PZT) 액추에이터 MEMS 장치일 수 있으며, 이것은 예를 들어, SI(silicon) 두께가 3 ~ 6 μm이고, PZT 층의 두께가 1 ~ 2 μm 정도인 실리콘 온 인슐레이터(silicon on insulator, SOI) 웨이퍼에 의해 제조될 수 있다.

[0077] 도 16 및 도 17에 도시된 실시예에서, 사운드 생성 디바이스(C4)는 복수의 셀(C2)(D0-D5 및 A로 주석/표기됨), 선택 전면 판(C11), 선택 사양의 후면 판(C13)을 포함할 수 있다. 도 27에 도시된 바와 같이, 각 셀(C2)은 멤브레인 층(C25), 압전 층(C22)을 포함하는 액추에이터 층(C22), 압전 층(C22)의 상부에 적층된 상부 전극층(C21), 압전 층(C22)과 멤브레인 층(C25) 사이에 있는 하부 전극 층(C23)을 포함한다. 압전 셀 멤브레인 액추에이터(C22) 및 셀 전극(C21, C23)은 CVD/PVD 스퍼터링 또는 졸-겔 스핀 코팅과 같은 방법으로 셀 멤브레인(C25) 상에 배치될 수 있으나, 이에 한정되는 것은 아니다. 전극(C21, C23) 사이에 셀 구동 전압(V<sub>D</sub>)을 인가하여 압전 층(C22)을 변형시킨다. 선형 범위 내에서 작동할 때, 액추에이터(C22) 변형은  $\Delta D \propto \Delta V_D \cdot d_{31}$  로 표현될 수 있으며, 여기서  $\Delta D$ 는 변형의 양이고,  $\Delta V_D$ 는 인가된 전압의 변화이며, d<sub>31</sub>은 압전 재료의 유전율이다. 도 17의 층 구조를 통해, 액추에이터(C22)의 변형은 셀 멤브레인(C25)이 변형되어 그 표면이 상향 또는 하향 이동하게

될 것이다.

[0078] 높은 오디오 해상도를 위해 최적화된 실시예에서, 구체적으로 셀 구동 전압으로  $V_{D, D0} \sim V_{D, D5}$ 로 명명된 셀 D0 ~ VD에 인가된 셀 구동 전압  $V_D$ 는 근사적으로  $|V_{D, D0}| : |V_{D, D1}| : |V_{D, D2}| : |V_{D, D3}| : 2 \cdot |V_{D, D4}| : 2 \cdot |V_{D, D5}| \approx 2^0 : 2^1 : 2^2 : 2^3 : 2^4 : 2^5$ (eq. 2)의 관계를 가질 수 있으므로, 셀 D0-D5의 생성된 SPL은  $SPL_{D0} : SPL_{D1} : SPL_{D2} : SPL_{D3} : SPL_{D4} : SPL_{D5} = 2^0 : 2^1 : 2^2 : 2^3 : 2^4 : 2^5$ (eq. 3)의 관계를 가질 수 있다.

[0079] 높은 출력 SPL에 대해 최적화된 다른 실시예에서, 셀 구동 전압  $V_{D, D0} \sim V_{D, D5}$ 는 동일한 값, 즉  $|V_{D, D0}| = |V_{D, D1}| = |V_{D, D2}| = |V_{D, D3}| = |V_{D, D4}| = |V_{D, D5}|$ 를 가질 수 있으므로, 각 C2 셀에 의해 생성된 SPL은  $\frac{1}{2} \cdot SPL_{D5}$ 와 같을 것이며, 여기서  $SPL_{D5}$ 는 앞의 예/실시예의 D5로 표시된 셀에 의해 생성된 SPL이다.

[0080] 일 실시예에서, 셀들(D0-D5)에 인가된 셀 구동 전압들( $V_D$ )은 높은 전압( $V_{max-DQ}$ )과 낮은 전압( $V_{min-DQ}$ ) 사이에서 토글링하는 스위치 모드 신호들, 즉, 이진수이고, 여기서 인덱스 Q는 0 내지 5이고  $V_{max-DQ} - V_{min-DQ} = V_{D,DQ}$ 이다. 셀(A)에 인가되는 셀 구동 전압( $V_D$ )은  $V_{min-A}$ 에서  $V_{max-A}$ 까지 균일하게 분포된 임의의  $2^R$  전압 레벨 중 임의의 전압 레벨을 갖는 DAC에 의해 생성된 다중 레벨 신호일 수 있으며, 여기서 R은 DAC와  $V_{max-A} - V_{min-A} = V_{D,A}$ 의 샘플 당 비트 해상도이다.

[0081] 압전 작동 사운드 생성 디바이스(C4)는 (상부 및 하부) 셀 전극(C21 및 C23) 양단에 인가된 전압 하에서 압전 액추에이터(C22)가 변형되는 "위치 기반" SPD의 예이며, 이러한 변형은 차례로 Si 셀 멤브레인(C25)의 변형을 일으키고 그 결과 Si 멤브레인의 위치가 변한다. 위치 기반 SPD가 PAM-UPA 방식에 따라 작동하기 위해서는, 멤브레인(C25)의 멤브레인 이동 응답 시정 수( $t_R$ )가 에어 펄스 주기 시간( $T_{cycle}$ )보다 현저히 짧아야 하며, 즉,  $t_R \ll T_{cycle}$  (eq. 4)이다. eq. 4의 조건이 만족될 때, 멤브레인(C25)의 이동에 의해 에어 펄스 주기 i 내에 생성된 음압 레벨  $SPL_i$ 는  $SPL_i \propto a_{Mbrn} \propto \frac{2 \cdot \Delta P_i}{t_R^2} \propto \Delta P_i \propto \Delta V_{D_i}$  (eq. 5)로 표현될 수 있으며, 여기서,  $a_{Mbrn}$ 은 특정 에어 펄스 주기 i와 관련된 에어 펄스를 생성할 때 멤브레인(C25)의 가속도이고,  $\Delta V_{D_i}$ 는 특정 에어 펄스 i와 관련된 펄스 주기  $T_{cycle}$  동안의 구동 전압의 변화이다. 즉,  $\Delta P_i$ 는 (i-1) 번째 펄스 주기에서 i 번째 펄스 주기까지의 멤브레인(C25)의 위치 차이를 나타내고, 즉  $\Delta P(i) = P(i) - P(i-1)$ 을 나타내고,  $\Delta V_{D_i}$ 는 (i-1) 번째 펄스 주기에서 i 번째 펄스 주기까지의 구동 전압 차이, 즉  $\Delta V_D(i) = V_D(i) - V_D(i-1)$ 이다.

[0082] eq. 5로부터, 액추에이터 C22의 선형 범위 내에서, SPD C4에 의해 생성된 에어 압력 펄스 i의  $SPL_i$ 는 펄스 사이클  $T_{cycle}$  동안 멤브레인(C25)의 위치 변화  $\Delta P_i$  또는 펄스 주기  $T_{cycle}$  동안 전극 C21 및 C23에 인가된 구동 전압차  $\Delta V_{D_i}$ 에만 의존(또는 비례)하며, 이  $SPL_i$ 는 에어 압력 펄스 주기 i의 시작 시 멤브레인(C25)의 초기/절대 위치 또는 전극 C21 및 C23에 인가된 초기/절대 전압과 독립적이다.

[0083] 다시 말해서, 본 발명에 따른 위치 기반 PAM-UPA 사운드 생성 장치의 동작은 각 펄스 주기 동안  $S(i) \propto SPL_i \propto \Delta P \propto \Delta V_D(i)$  같이 요약될 수 있고, 여기서,  $\Delta V_D(i)$ 는 시간 i에서의 구동 전압  $V_D(i)$ 와 시간 (i-1)에서의 구동 전압  $V_D(i-1)$  간의 차이를 나타내며, 즉  $\Delta V_D(i) = V_D(i) - V_D(i-1)$ 이며, S(i)는 시간 i에서의 (샘플링된) 오디오 소스 신호를 나타내고,  $SPL_i$ 는 S(i)에 대응하는 음압 레벨을 나타낸다.

[0084] 일 실시예에서, SPD(C4)는 일부 셀(C2)이 스위치 모드 신호, 즉 이진 신호에 의해 구동되는 반면 다른 셀(C2)은 다중 레벨 신호, 즉 M-ary 신호에 의해 구동되는  $N_{cell}$  펄스 발생 셀(C2)을 포함할 수 있으며, eq 5의 변위  $\Delta P$ 는 하나의 펄스 주기 동안 모든  $N_{cell}$  셀에 의해 이루어진 변위의 합 즉,  $\Delta P = \sum_{c=1}^{N_{cell}} \Delta P_c$ 에 대응할 것이고,  $\Delta V_D$ 는 이러한  $\Delta P$ 의 생성에 적합한 구동 전압의 집합(각 셀에 대해 다를 수 있음)에 대응할 것이다.

[0085] 도 18은 오디오 입력 신호 S(t) 및 구동 전압 VD(t)의 파형을 도시한다. 예를 들어, 샘플링 시간  $t_0 \sim t_9$ 에서 오디오 입력 신호 S(t)는 샘플  $S(t_0) - S(t_9)$ 를 가지며, 구동 전압  $V_D(t)$ 는  $t_0 \sim t_8$ 에서 순간 값  $V_D(t_0) - V_D(t_8)$ 을 가지

며, 여기서 상수 k에 대해  $V_D(t_i) = V_D(t_{i-1}) + \Delta V_D(t_i)$  및  $\Delta V_D(t_i) = k \cdot S(i)$ 이다. 즉, 시간  $t_n$ 에서의 구동 전

압  $V_D(t_n)$ 은 어떤 초기 시간  $t_0$  동안 
$$V_D(t_n) = V_D(t_0) + \sum_{i=1}^n \Delta V_D(t_i) = V_D(t_0) + k \sum_{i=1}^n S(t_i)$$
 (eq. 6)으로 표현될 수 있다.

[0086] 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 사운드 생성 장치(E0)의 개략도이다. 사운드 생성 장치(E0)는 구동 회로(E2)와 사운드 생성 디바이스(C4)로 구성된다. 구동 회로(E2)는 음성 입력 신호 S를 수신하고, 사운드 생성 디바이스(C4) 내의 셀(D0-D5 및 A)에 대한 셀 구동 전압( $V_{D,D0}$ -  $V_{D,D5}$  및  $V_{D,A}$ )을 포함하는 구동 신호 AD\_out를 생성하도록 구성된다. 구동 회로(E2)는 샘플링 모듈(E20), 합산 모듈(E22) 및 변환 모듈(E24)을 포함할 수 있다.

[0087] 샘플링 모듈(E20)은 샘플링 시간 순간들  $t_0$ - $t_N$ 에서 샘플들  $S(t_0)$  -  $S(t_N)$ 을 얻도록 구성되며, 도 19에서  $S(t_n)$ 로 약칭되며, 여기서 샘플링 시간  $t_0$ - $t_N$ 은 샘플링 레이트  $R_S = 1/T_S$ 를 따를 수 있다.

[0088] 합산 모듈(E22)은 샘플  $S(t_0)$  - $S(t_N)$ 에 따라 도 19에서  $V_D(t_n)$ 으로 약칭되는 샘플링 시점( $t_0$ - $t_N$ )에 대응하는 위치 기반 SPD에 대한 구동 전압  $V_D(t_0)$  - $V_D(t_N)$ 을 획득하도록 구성되어 있다. 일 실시예에서, 합산 모듈(E22)은 위에 도시된 eq. 6을 실행하여  $V_D(t_n)$ 을 획득할 수 있으나 이에 제한되지 않는다.

[0089] SPD(14)가 포화 상태가 되지 않도록 초 저주파 성분(예를 들어, 30Hz 미만)을 필터링하는 것이 바람직하다. 또한, 합산 모듈(E22)은 0Hz를 향해 지속적으로 상승하는 6dB/oct의 주파수 응답을 갖는다는 점에 유의해야 한다. 일 실시예에서,  $f_c = 30\text{Hz}$  및 합산 모듈(E22)을 갖는 6dB/oct 초 저주파 필터의 효과는  $f_c = 30\text{Hz}$ 를 갖는 단일 6dB/oct 저역 통과 필터에 의해 실현될 수 있다. 이 실시예에 도시된 바와 같은 DSP 단계의 변형은 잘 훈련된 DSP 엔지니어에게 공지되어 있으며, 본 발명의 일부로서 고려될 것이다.

[0090] 변환 모듈(E24)은 구동 전압( $V_D(t_n)$ )에 따라 셀 구동 전압( $V_{D,D0}$ -  $V_{D,D5}$ ,  $V_{D,DX}$  및  $V_{D,A}$ )을 생성하도록 구성되어 있다. eq. 2 및 eq. 도 3에 기초해서, 변환 모듈(E24)의 동작은 ADC 또는 양자화기와 유사하며, 셀 D5 ~ D0에 대한 셀 구동 전압  $V_{D,D5}$  ~  $V_{D,D0}$ 은 최상위 비트(MSB)에 대응하는 값으로 간주될 수 있으며, 셀 A의 구동 전압 ( $V_{D,A}$ )은 최하위 비트(LSB)에 대응하는/유사한 값으로 간주될 수 있다.

[0091] 예를 들어, SPL 최적화 방식으로 구동되는 도 16의 셀 구조를 사용하여 {D5, D4, D3, D2, D1, A}에 대응하는 구동 전압  $\{V_{D,5}, V_{D,4}, V_{D,3}, V_{D,2}, V_{D,1}, V_{D,0}, V_{D,A}\}$ 이 펄스 주기 i에서  $\{0, 1, 0, 0, 1, \frac{7}{128}\}$ 의 값을 가지도록 하며, 이들 값은 펄스 주기 i+1에서  $\{1, 1, 0, 0, 0, 1, \frac{63}{128}\}$ 로 변하며, 그 결과 spl\_i의 SPL 값을 생성한다. 그러면, 본 발명의 방법에 따라, 동일한 spl\_i가  $\{0, 0, 0, 0, 0, 0, \frac{0}{128}\}$ 로부터  $\{1, 0, 0, 0, 0, 0, \frac{56}{128}\}$ 까지 또는  $\{0, 0, 0, 0, 0, 0, \frac{72}{128}\}$ 로부터  $\{1, 0, 0, 0, 0, 1, \frac{0}{128}\}$ 까지 또는  $\{1, 0, 0, 0, 1, 1, \frac{82}{128}\}$ 로부터  $\{1, 1, 0, 1, 1, 1, \frac{10}{128}\}$ 까지 등과 같이,  $\{V_{D,5}, V_{D,4}, V_{D,3}, V_{D,2}, V_{D,1}, V_{D,0}, V_{D,A}\}$  전이에 의해 생성될 수도 있다.

[0092] 도 20은 본 발명의 실시예에 따른 사운드 생성 장치(F0)의 개략도이다. 예를 들어, 해상도 최적화 방식으로 구동되는 도 16의 셀 구조를 사용하면, 사운드 생성 장치(F0)는 샘플링 및 매핑 모듈(F2), 멀티 레벨 드라이버(F4), D5 ~ D0에 대응하는 스위치 모드 드라이버(F6) 및 사운드 생성 디바이스(C4)를 포함한다. 다중 레벨 드라이버(F4)는 14 비트 샘플(bps) DAC일 수 있다. 사운드 생성 장치 F0의 전체 비트/샘플 해상도는 14bps(F4를 통해) + 6bps(F6을 통해), 20bps가 된다. 즉, F0에서 표현할 수 있는 값은 0 ~ 0xffff(16 진수)이며, eq. 6에 따라 생성된 구동 전압  $V_D(t_n)$ 은 샘플링-매핑 블록 F2에 의해 F0의 이 값 범위에 매핑되어야 한다.

[0093] 스위치 모드 구동기(F6)는 구동 전압( $V_D(t_n)$ )의 5 개의 최상위 비트(MSB)에 결합되고 사운드 생성 장치 내의 셀 (D0-D5)에 대한 셀 구동 전압( $V_{D,D0}$ -  $V_{D,D5}$ )을 생성한다. DAC 블록(F4)은 사운드 생성 디바이스(C4) 내의 셀(A)에 대한 셀 구동 전압( $V_{D,A}$ )을 생성하기 위해 구동 전압( $V_D(t_n)$ )의 하위 비트(less-significant-bits, LSB)에 결합된다.

- [0094] US 출원 제16/125,761호에서 논의된 바와 같이, UPA-PAM 사운드 생성 방식에서, 플랫 출력 SPL 주파수 응답이 주어지면, 멤브레인의 변위 D는 주파수 f에 대해  $D \propto (1/f)$ 의 관계를 가지며, 이것은 오디오 주파수 f가 낮을수록 변위 D는 더 커진다는 것을 의미한다. 또한, 멤브레인의 변위 D는 SPD의 편위의 이용 가능한 범위에 의해 제한된다. 예를 들어, 상술한 도 20과 관련된 예에서, 도 16의 9 개의 C2 셀에 걸친 편위의 범위는 장치 F0의 값 범위 0 ~ 0xfffff(16 진수)에 대응한다.
- [0095] SPD가 클리핑(clipping), 즉 막 변위의 포화로 인한 왜곡을 방지하기 위해, 적절한 고역 통과 필터링/필터(HPF)가 필요할 수 있다.
- [0096] 도 21은 동일한 소리의 윤곽(0 Phons, 10 Phons, 20 Phons, ..., 100 Phons)과 비 클리핑 SPL 한도와 해당 SPL을 나타내는 라인을 표시한다. 라인 G01은 비 클리핑 동작을 보장하면서 본 발명에 따른 위치 기반 MEMS SPD의 특정 실시예에 대한 SPL 제한의 예이다. 곡선 G02-G04는 플랫 주파수 응답이 유지되는 3 가지 SPL 레벨(90dB, 80dB, 70dB)을 나타낸다. 라인 G02는 차단 주파수  $f_c = 1\text{KHz}$  위의 플랫 주파수 응답을 나타내며, SPL은 90dB SPL이고, 라인 G03은 차단 주파수  $f_c = 316\text{Hz}$  이상의 평탄한 주파수 응답을 나타내며, 80dB에서 SPL을 가지며, 라인 G04는 차단 주파수 100Hz 이상의 평탄한 주파수 응답을 나타내며 SPL은 70dB이다. 도 21에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따라 동작하는 소정의 MEMS SPD에 대해, 차단 주파수와 차단 주파수 이상의 플랫 주파수 응답의 SPL 사이에는 트레이드오프가 있다. 이 차단 주파수 중 임의의 하나를 선택하고 HPF(클리핑을 방지하기 위해)에 해당하는 비 클리핑 SPL-제한 곡선 G02 ~ G04를 선택하면 플랫 응답 SPL 또는 차단 주파수  $f_c$ 가 희생된다. 또한, 고정 감쇠 기울기(예를 들어, 저주파수 쪽으로 -6dB/oct) 및 코너 주파수( $f_c$ )를 갖는 그러한 HPF는 대부분의 환경에서 오버-필터링을 야기하는 최악의 오디오 소스 입력 시나리오에 기초하여 비 클리핑 동작을 보장하도록 설계된다. 오디오 입력 신호의 저주파 성분은 전체 오디오 신호가 실제 클리핑을 일으키는 지 여부와 관계없이 그러한 HPF에 의해 필터링된다.
- [0097] 상기 결점을 극복하기 위해, 도 1의 구동회로(12)는 최대 평탄(즉, 가능한 한 편평한 것에 가깝게) 주파수 응답을 달성하기 위해, 도 22의 H20과 같은 플랫-응답 최대화 모듈을 포함할 수 있다. 최대 평탄한 주파수 응답은 입력 데이터의 실시간 상호 작용 및 MEMS SPD의 동작에 기반하여 신호 처리 체인/파라미터를 적응 적으로 조정함으로써 달성될 수 있다.
- [0098] 도 22는 본 발명의 실시예에 따른 구동 회로(H2)의 개략도이다. 구동회로(H2)는 구동회로(E2)와 유사하므로, 동일한 구성 요소는 동일한 표기법으로 표시한다. 구동 회로(H2)는 구동 회로(E2)와는 달리, 샘플링 모듈(E20)과 합산 모듈(E22) 사이에 결합된 평면 응답 최대화 모듈(H20)을 더 포함한다. 플랫 응답 최대화 모듈(H20)은 오디오 입력 신호 S(t)의 복수의 샘플  $S(t_n)$ 을 수신하고, 복수의 샘플  $S(t_n)$ 에 따라 복수의 처리된 샘플  $S(t_n)^{(P)}$ 을 생성한다.
- [0099] 도 23은 본 발명의 일 실시예에 따른 평면 응답 최대화 모듈(H20)의 개략도이다. 평면 응답 최대화 모듈(H20)은 제1 필터(H200), 혼합 서브-모듈(H202) 및 제어 유닛(H204)을 포함한다.
- [0100] 제1 노드(N)에 연결된 제1 필터(H200)는 샘플들  $S(t_n)$ 에 대해 제1 고역 통과 필터링 연산을 수행하고, 샘플들  $S(t_n)$ 에 따라 복수의 필터링된 샘플  $S(t_n)^{(F)}$ 을 생성하도록 구성된 HPF일 수 있다. 제1 고역 통과 필터링 동작은 제1 차단 주파수( $f_{c1}$ ) 및 차단 주파수( $f_{c1}$ ) 이하의 약 -6dB/옥타브 저하에 근사적으로 대응할 수 있다. 차단 주파수( $f_{c1}$ )는, 예를 들면, G01과 G02 사이의 교차점에 의해 도 21에 도시된 바와 같이 1 KHz일 수 있다.
- [0101] 혼합 서브-모듈(H202)은 제1 필터(H200)에 결합된 제1 입력 단자 및 제1 노드(N)에 결합된 제2 입력 단자를 포함한다. 혼합 서브-모듈(H202)은 비율 계수 a(단,  $0 \leq a \leq 1$ )에 따라 샘플들  $S(t_n)$  및 필터링된 샘플들  $S(t_n)^{(F)}$ 의 선형 조합(즉, 혼합 동작)을 수행하여, 혼합 서브-모듈(H202)의 출력 단자에 상기 처리된 샘플들( $S(t_n)$ )이 출력되며,  $S(t_n)^{(P)} = a \cdot S(t_n) + (1-a) \cdot S(t_n)^{(F)}$ 와 같다. 혼합 서브-모듈(H202)은  $S(t_n)^{(P)} = a \cdot S(t_n) + (1-a) \cdot S(t_n)^{(F)}$ 의 연산을 구현하기 위한 2 개의 멀티플라이어 및  $S(t_n)^{(P)} = a \cdot S(t_n) + (1-a) \cdot S(t_n)^{(F)}$ 의 연산을 구현하기 위한 하나의 가산기에 의해 실현된다. 혼합 서브-모듈(H202)에 대한 입력들 사이의 위상 시프트에 의해 야기되는 비정상상을 최소화하기 위해, 필터(H200)는 0-위상 FIR 기술에 의해 실현될 수 있다.

[0102] 혼합 서브-모듈(H202)에 연결된 제어 유닛(H204)은 비율 계수  $a$ 를 계산하도록 구성된다. 제어부(H204)는 MCU(Microcontroller), ASIC(Application-Specific Integrated Circuit), DSP(Digital Signal Processor) 또는 기타 연산 장치로 구현될 수 있으며, 이에 한정되는 것은 아니다. 일 실시예에서, 제어 유닛(H204)은 합산 모듈(E22)의 출력 단자에 결합되어 구동 전압(VD)이 사운드 생성 디바이스(C4)에 의해 클리핑될 것인지를 결정할 수 있다. 제어 유닛(H204)이 구동 전압(VD)이 클리핑될 것으로 결정하면, 제어 유닛(H204)은 비율 계수를 더 낮게 조정할 것이고, 이는 클립-방지 동작(제1 필터(H200)에 의해 수행됨)이 처리된 샘플들  $S(t_n)^{(P)}$  내에서 더 중요하게 된다는 것을 의미한다. 제어 유닛(H204)이 구동 전압(VD)이 클리핑된 것으로부터 멀리 있다고 결정하면, 제어 유닛(H204)은 비율 계수  $a$ 를 더 높게 조정할 것이고, 이는 필터링되지 않은 (원본) 샘플  $S(t_n)^{(P)}$  내에서 더 중요하게 된다는 것을 의미한다. 일 실시예에서, 제1 차단 주파수( $f_{c1}$ )는 제어 유닛(H204)에 의해 또한 결정될 수 있다.

[0103] 도 24는 본 발명의 일 실시예에 따른 평면 응답 최대화 모듈(I20)의 개략도이다. 평면 응답 최대화 모듈(I20)은 평면 응답 최대화 모듈(H20)과 유사하며, 따라서 동일한 구성 요소는 동일한 표기법으로 표시된다. 평면 응답 최대화 모듈(I20)은 평면 응답 최대화 모듈(H20)과는 달리, 재형성 서브-모듈(I22) 및 제2 필터(I24)를 더 포함한다.

[0104] 재형성 서브-모듈(I22)은 샘플들  $S(t_n)$ (또는 제1 노드(N)에서의 제1 신호  $S_N$ )의 낮은 오디오 주파수 성분의 동적 범위를 재형성/압축하고, 복수의 재형성된 샘플  $S(t_n)^{(R)}$ 을 생성하도록 구성된 낮은 오디오 주파수 동적 범위 재형성기(low audio frequency dynamic range resaper)이다. 일 실시예에서, 도 25에 도시된 바와 같이, 재형성 서브-모듈(I22)은 저주파 부스팅 부(I220), 압축 부(I222) 및 저주파수 등화 부(I224)를 포함한다. 저주파 부스팅 부(I220)는 제1 노드 N에 결합되어, 제1 신호  $S_N$ 의 저주파수 성분(특정 주파수( $f_{cl}$ )보다 낮은 제1 신호  $S_N$ 의 성분)을 제1 노드(N)에서 부스트 또는 증폭하고, 제1 신호  $S_N$ 에 대해 저주파수 부스팅 동작을 수행하고, 저주파 부스팅 신호  $S_{LFB}$ 를 생성하도록 구성될 수 있다. 압축 부(I222)는 저주파수 부스트된 신호  $S_{LFB}$ 를 압축하여 압축 신호  $S_C$ 를 생성하는 것이다. 입출력 관계는 도 25의 블록(I222) 내에 도시되어 있다. 저주파수 부스팅된 신호  $S_{LFB}$ 가 소정 값보다 작은 경우, 압축 부(I222)는 압축된 신호  $S_C$ 를  $SC = S_{LFB}$ 로서 출력한다. 저 주파수 부스팅된 신호  $S_{LFB}$ 가 소정 값보다 크면, 압축 부(I222)는 압축 신호  $S_C$ 를  $SC < S_{LFB}$ 로서 출력하고, 압축도  $\Delta S = |SC - S_{LFB}|$ 는 저주파수 부스트 신호  $S_{LFB}$ 가 증가함에 따라 증가한다. 저주파 등화 부(I224)는 저주파 부스팅 부(I220)가 제1 신호  $S_N$ 에 대해 수행하는 저주파 부스팅 동작을 균등하게, 즉 저주파수 등화 동작을 수행하도록 구성되며, 여기서 저주파 부스팅 동작 및 저주파수 등화 동작은 모두 임의의 신호에만 적용되며, 그 결과는 원래의 신호와 동일할 것이다. 저주파수 등화 부(I224)는 최종적으로 재구성된 샘플  $S(t_n)^{(R)}$ 을 생성한다. 이 경우, 혼합 서브 모듈(H202)은 재구성된 샘플  $S(t_n)^{(R)}$ 과 필터링된 샘플  $S(t_n)^{(F)}$ 의 선형 조합(즉, 혼합 연산)을 수행하고, 처리된 샘플  $S(t_n)^{(P)}$ 를  $S(t_n)^{(P)} = a \cdot S(t_n)^{(R)} + (1-a) \cdot S(t_n)^{(F)}$ 로 정의된다. 또한, 주파수( $f_{cl}$ ) 및 압축도  $\Delta S$ 는 제어 유닛(H204)에 의해 제어될 수 있다.

[0105] 제2 필터(I24)는 또한 샘플들  $S(t_n)$ 에 대해 제2 고역 필터링 동작을 수행하도록 구성된 HPF 일 수 있다. 제2 고역 필터링 동작은 제2 차단 주파수  $f_{c2}$ 에 대응할 수 있고 차단 주파수  $f_{c2}$  아래의 약 -48dB/옥타브 내지 -64dB/옥타브의 높은 컷오프 레이트를 가질 수 있다. 차단 주파수  $f_{c2}$ 는 고려 중인 SPD에 의해 생성될 수 있는 최대 Phons을 기반으로 선택될 수 있으며, 예를 들어, 50Hz 및 65Hz에 해당하는 도 21의 20 Phons 또는 30 Phons의 곡선 G01과 곡선 사이의 교차점을 기반으로 선택될 수 있으며, 차단 주파수  $f_{c2}$  이하의 주파수 성분을 제거한다. 이러한 신호 성분들은 도 1의 동일한 라우드니스 곡선에 의해 지시될 수 있는 바와 같이 인간의 청력에 의해 감지될 만큼 충분히 큰 소리로 재생될 수 없지만, MEMS SPD C4의 작동 중 멤브레인 C25의 현저한 변위가 발생할 수 있다.  $f_{c2}$  이하의 주파수 성분을 필터링함으로써, 그러한 신호에 의해 유발된 멤브레인 C25의 변위는 인간의 청력이 더 높은 민감도를 갖는 주파수 범위에서 보존되고 이용될 것이다. 차단 주파수( $f_{c2}$ )는 또한 제어 유닛(H204)에 의해 제어될 수 있다.

- [0106] 도 23 및 도 24의 신호 처리 체인을 구현하는 많은 방법이 있다. 이에 한정되는 것은 아니지만, 합산 모듈(E22)은 제1 필터(H200)와 결합될 수 있고, 차단 주파수( $f_{c1}$ )를 갖는 LPF(저역 통과 필터)에 의해 H200 + E22의 기능을 대체할 수 있다. 이 재배치된 신호 처리 방식에서, 처리된 샘플들  $S(t_n)^{(P)}$ 는 혼합 서브-모듈(H202)로부터 변환 모듈(E24)로 직접 출력될 수 있다.
- [0107] 도 23 및/또는 도 24의 실시예에서, 제어 유닛(H204)은  $\{S(t_n), S(t_n)^{(F)}\}$  샘플의 Z 개의 쌍을 누적하기 위해 룩어헤드 버퍼(look-ahead buffer)를 이용할 수 있으며, 여기서 Z는 블록(202)의 차단 주파수( $f_{c2}$ )에 대한 계수 a의 신뢰할만한 추정치를 생성하는 데 필요한 샘플  $\{S(t_n), S(t_n)^{(F)}\}$ 의 수와 관련되어 있다. 그 다음, 제어 유닛(H204)은 비 클리핑 기준을 만족시키면서 이들 Z 쌍의 버퍼링된  $\{S(t_n), S(t_n)^{(F)}\}$  샘플에 따라 최대 계수 a를 계산할 수 있다.
- [0108] 일 실시예에서, 도 16의 9 개의 셀은 7 개의 구동 노드(D5 ~ D0, A)로 취급되는 대신에, 이러한 9 개의 셀은 병렬로 배선될 수 있고 하나의 단일 다중 레벨 전압, 예컨대  $V_{D,A}$ 로 구동될 수 있다. 이 경우, 9 개의 셀이 병렬로 배선되고 하나의 단일 멀티 레벨 전압으로 구동되는 실시예에서, 도 19의 E24와 C0 사이의 인터페이스는 하나의 신호  $V_{D,A}$ 로 간략화되고, 도 20의 블록 F6은 불필요하며 모든 셀은 블록 F4의 다중 레벨 출력으로부터  $V_{D,A}$ 로 구동되고 eq. 4의 원리에 기초하여 구동된다. 환언하면, 이 구현은 순전히 부분 변위  $SPL \propto \Delta P \propto \Delta V_D$ , eq. 5에 기반한다.
- [0109] 본 실시예에서, 동일한 레벨의 SPL 해상도를 달성하기 위해, 도 20의 DAC 분해능이 증가될 필요가 있다. 이전 실시예에서 논의된 바와 같이 F0의 동일한 18 비트/샘플 전체 분해능을 달성하기 위해 블록 F4에 대해 18 비트 DAC가 사용될 필요가 있다. 또한, 도 16의 C4를 갖는 모든 셀이 하나의 구동 노드로 함께 배선되기 때문에, 9 개의 개별 셀의 파티션(C4)은 eq. 4의 응답 시간 요구사항이 만족되지만 더 이상 분해능을 향상시키는 목적으로 작용하지 않는다.
- [0110] 순전히 eq. 5에 기반한 이 구현의 한 가지 이점은 이전에 주어진 하나의 예에 도시된 바와 같이 DAC 변조된 A 셀에서 스위치 모드 제어된 D0 ~ D5 셀로의 전이 및 D0 ~ D5 사이의 전이를 참조하여 스위칭 잡음을 회피하는 것이다.
- [0111] 본 실시예의 또 다른 이점은 도 19의 E2와 C0 사이의 배선 하니스(wiring harness)가 7 개의 신호에서 1로 감소한다는 것이다. 이 간소화는 드라이버 E2 및 SPD C0가 하나의 모듈로 통합될 수 없거나 서로 바로 옆의 위치를 결정할 수 없는 경우 중요한 요소가 될 수 있다. 반면 D5 ~ D0 + A의 7 개 구동 노드를 기반으로 한 구현은 18bps DAC의 비용이 14bps DAC보다 훨씬 높기 때문에 DAC 구현이 훨씬 저렴하다는 이점이 있다.
- [0112] 하나의 다 레벨 전압 구동 셀로서 셀 A를 구동하고 하나의 큰 다중 레벨 구동 셀로서도 16의 나머지 8 개의 다른 C2를 구동하는 것과 같은 다른 셀 그룹화; 또는 스위치 모드 구동 셀과 다중 레벨 구동 셀의 다른 조합은 본 발명에서 가능한 모든 구성이다.
- [0113] 또한, 평면 응답 최대화 모듈(I20/H20)은 위치 기반 SPD의 구동 회로에 적용되는 것으로 한정되지 않으며, 모듈(I20/H20)은 힘 기반 SPD의 구동 회로에도 적용될 수 있다.
- [0114] 또한, 도 3의 3202와 유사한 펄스 형성 모듈이 도 18의  $\Delta V_{0i}$  전이의 생성에 적용될 수 있다. 예를 들어, US 출원 번호 16/125,761로부터의 파형 중 하나와 같은 펄스 형상은 서브-스텝들의  $M^*$  데이터 샘플들을 저장하는 데이터베이스에 의해 구현될 수 있으며, 여기서  $M^*$ 은 10 내지 50 일 수 있고, 이들  $M^*$  서브 스텝에  $\Delta V_{0i}$ 를 곱하여  $M^*$  펄스 레이트에서  $M^*$  서브 스텝을 생성하므로, 도 18의 각각의  $\Delta V_{0i}$  전이가, 하나의 단일 스텝 대신에,  $M^*$  서브 스텝들에서 수행될 것이고 파형은 단계 함수가 아니고, 미국 특허 출원 제16/125,761호의 파형 중 하나이지만 이에 한정되지는 않는다.
- [0115] 따라서, SPD(C4)를 포함하는 사운드 생성 장치(E0)는 에어 압력 펄스 레이트가 최대 인간 가청 주파수보다 상당히 높은 복수의 에어 압력 펄스를 생성할 수 있고, 복수의 에어 압력 펄스는 PAM 오디오 입력 신호 S에 따라 변조되며, 이는 미국 출원 제16/125,761호와 동일한 효과를 달성한다. 펌핑 소자 셀의 작동에 의해 생성된 에어 펄스의 방향을 제어하기 위한 밸브에 의존하는 대신에, 미국 특허 출원 제16/125,761호에 개시된 실시예와 비교

하여, 두 가지 상이한 접근법, 즉 강제 기반 접근법 및 위치 기반 접근법이 분수 멤브레인 변위의 생성이 증명된다. 두 가지 접근법은 밸브의 사용에 의존하지 않고 미국 특허 출원 제16/125,761호에서 논의된 PAM-UPA 사운드 생성 방식에 의해 요구되는 복수의 에어 압력 펄스를 생성할 수 있다.

- [0116] 다시 도 15를 참조하면, 21 Kpps 펄스 레이트 주위에 강력한 엘리어싱 성분이 나타난다는 것을 알 수 있다. 21 KHz를 에워싸는 엘리어싱 성분은 인간의 가청 주파수 대역에 가깝거나 또는 가청 주파수 대역에 가깝게 될 수 있으며, 이는 바람직하지 못하다.
- [0117] 엘리어싱 문제를 우회하는 이상적인 솔루션은 펄스 레이트를 증가시키는 것이다. 예를 들어, SPD(14)는 42 Kpps의 펄스 레이트에서 작동할 수 있다. 그렇지만, 모든 고음 스피커가 고주파 펄스 레이트를 견딜 수 있는 것은 아니다.
- [0118] 대안적으로, 일 실시예에서, 사운드 생성 장치(10)의 SPD(14)는 복수의 에어 펄스 어레이(PA<sub>1</sub>-PA<sub>M</sub>)를 생성할 수 있다. 각각의 에어 펄스 어레이(PA<sub>m</sub>)는 원래의 에어 펄스 레이트(ROP), 예컨대 21 Kpps를 갖는다. 에어 펄스 어레이(PA<sub>1</sub>-PA<sub>M</sub>)는 상호 인터리빙되어, 복수의 에어 펄스 어레이(PA<sub>1</sub>-PA<sub>M</sub>)에 의해 형성된 전체 펄스 레이트는 M · R<sub>OP</sub>가 된다.
- [0119] 예시적으로, M = 2 실시예에서, 도 26은 에어 펄스 트레인(PA<sub>1</sub>, PA<sub>2</sub>)의 파형을 나타내고 있다. 에어 펄스 어레이(PA<sub>1</sub>) 및 에어 펄스 어레이(PA<sub>2</sub>) 각각은 에어 펄스 레이트(R<sub>OP</sub>)를 가지며, 이는 에어 펄스 어레이(PA<sub>1</sub>)의 제1 피크가 에어 펄스 어레이(PA<sub>2</sub>)의 2 개의 연속 피크 사이의 중간 포인트와 정렬된다는 것을 의미한다. 에어 펄스 어레이(PA<sub>1</sub>)와 에어 펄스 어레이(PA<sub>2</sub>)는 시간적으로 상호 인터리빙되어, 에어 펄스 어레이(PA<sub>1</sub>)와 에어 펄스 어레이(PA<sub>2</sub>)의 집합체는 2 · R<sub>OP</sub>의 펄스 레이트, 예컨대 42Kpps를 가질 것이다. 그런 다음 엘리어싱 성분은 인간의 가청 대역을 훨씬 넘어서 42KHz로 이동한다.
- [0120] 도 27은 본 발명의 일 실시예에 따른 사운드 생성 장치(J0)의 개략도이다. 사운드 생성 장치(J0)는 구동 회로(J2)와 사운드 생성 장치(J4)로 구성된다.
- [0121] 구동 회로(J2)는 복수의 구동 회로(J2\_1 내지 J2\_M)를 포함한다. 각 구동 회로(J2\_1 ~ J2\_M)는 구동 회로(32, A2, B2, E2) 및 PAM 모듈(820) 중 어느 하나에 의해 구현될 수 있으며, 구동 회로들(J2\_1 내지 J2\_M)은 구동 회로들(32, A2, B2, E2) 중 하나와 동일하거나 유사한 회로 구조를 가질 것이다. 구동 서브 회로들(J2\_1 내지 J2\_M)은 복수의 구동 서브 신호들 AD\_out\_1 내지 AD\_out\_M을 생성/출력한다. 각 구동 서브 신호 AD\_out\_m는 구동 회로(32, A2, B2, E2)에 의해 생성된 구동 신호 AD\_out와 동일하거나 유사한 특성을 가질 수 있다.
- [0122] 사운드 생성 장치(J4)는 복수의 멤브레인들(J40\_1 내지 J40\_M) 및 복수의 멤브레인들(J40\_1 내지 J40\_M)에 각각 부착된 복수의 전극들(J42\_1 내지 J42\_M)을 포함한다. 복수의 전극(J42\_1 내지 J42\_M)은 구동 신호 AD\_out\_1 내지 AD\_out\_M을 수신하여 복수의 멤브레인(J40\_1 내지 J40\_M)을 구동하여 복수의 에어 펄스 배열(PA<sub>1</sub> 내지 PA<sub>M</sub>)을 생성한다.
- [0123] 또한, 구동 회로(J2)는 인터리브 제어 회로(J22)를 더 포함할 수 있다. 인터리브 제어 회로(J22)는 복수의 구동 서브 회로(J2\_1 내지 J2\_M)에 접속되어 복수의 구동 서브 회로(J2\_1 내지 J2\_M)를 제어하도록 구성되므로, 복수의 구동 펄스 신호에 의해 생성된 복수의 에어 펄스 어레이 PA<sub>1</sub>-PA<sub>M</sub>는 시간 방향으로 상호 인터리빙된다. 예를 들어, 인터리브 제어 회로(J22)는 구동 서브 회로(J2\_1 내지 J2\_M) 내의 샘플링 모듈, 업-샘플링 서브-모듈 또는 펄스 형성 서브-모듈을 제어하므로, 복수의 구동 서브 신호 AD\_out\_1 내지 AD\_out\_M에 의해 구동되는 복수의 에어 펄스 어레이(PA<sub>1</sub>-PA<sub>M</sub>)가 시간적으로 상호 인터리빙된다. 바람직하게는, 인터리브 제어 회로(J22)는 에어 펄스 어레이(PA<sub>m</sub> 및 PA<sub>m+1</sub>)가 (T<sub>cycle</sub>/M)에 의해 시간적으로 상호 인터리빙되도록 구동 서브 회로(J2\_1 내지 J2\_M)를 제어할 수 있다.
- [0124] 또 다른 관점에서, 멤브레인(J40\_m) 및 전극(J42\_m)은 사운드 생성 서브-장치(J4\_m)를 형성할 수 있고, 사운드 생성 장치(J4)는 복수의 사운드 생성 서브-장치(J4\_1 내지 J4\_M)를 포함하는 것으로 볼 수 있다. 일 실시예에서, 사운드 생성 서브-장치(J4\_m)는 독립형 고음 스피커일 수 있다. 사운드 생성 서브-장치(J4\_1 내지 J4\_M)는 밀접하게 배치될 수 있거나, 또는 실내 또는 공간 상에 배치될 수 있다.
- [0125] 일 실시예에서, 사운드 생성 서브-장치(J4\_m)는 또한 MEMS SPD(C4)에 의해 실현될 수 있다. MEMS SPD(C4)에 의

해 실현되는 사운드 생성 서브 디바이스(J4\_m)의 경우, 사운드 생성 서브-장치(J4\_m)와 대응하는 구동 서브 회로(J2\_m) 사이의 상호 작용은 구동 회로(E2)와 SPD C4 사이의 그것과 같거나 동일하며, 이에 대해서는 간결성을 위해 본 명세서에 서술되지 않는다.

[0126] 도 28은 본 발명의 일 실시예에 따른 사운드 생성 장치(K4)의 개략도이다. 사운드 생성 장치(K4)는 기존의 스피커 CMS-16093-078X-67과 유사하다. 사운드 생성 장치(K4)에 연결된 구동 회로는 전술한 구동 회로(32, A2 및 B2) 중 하나일 수 있다. 사운드 생성 장치(K4)는 PAM-UPA 사운드 생성 방식에 따라 복수의 에어 압력 펄스를 진동 및 생성하도록 구성된 멤브레인(K40)을 포함한다. 또한, 사운드 생성기(K4)는 도파관 부품(K44\_1, K44\_2)을 더 포함한다. 도파관 구성 요소 K44\_1 및 K44\_2는 경로 K46\_1 및 K46\_2를 형성한다. 에어 압력 펄스는 경로(K46\_1)를 통과하여 예를 들어 에어 펄스 배열(PA<sub>1</sub>)을 생성하고 경로(K46\_2)를 통과하여 에어 펄스 배열(PA<sub>2</sub>)을 생성한다.

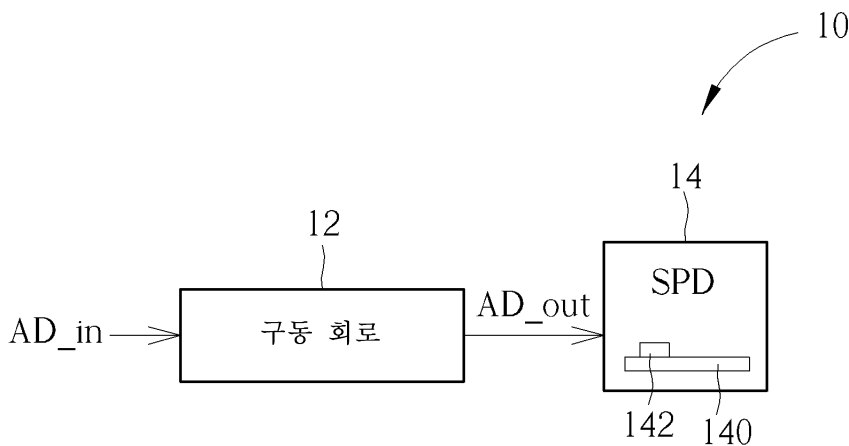
[0127] 경로(K46\_1 및 K46\_2)의 길이는 에어 펄스 배열(PA1 및 PA2)이 상호 인터리브되도록 적절히 설계된다. 예를 들어 CMS-16093-078X-67의 길이가 16mm이고 21KHz 펄스 레이트의 파장이 16.3mm라고 가정한다. 경로(K46\_1 및 K46\_2)의 길이는 경로(K46\_1 및 K46\_2)의 길이 사이의 차이가 약 8.16mm가 되도록 생성되어, 결과적인 에어 펄스 배열(PA1 및 PA2)이 인터리브되도록 설계될 수 있다.

[0128] 요약하면, 본 출원에서, PAM-UPA 구동 방식은 힘 기반 SPD 및 위치 기반 SPD를 구동하는데 이용된다. 또한, 전체 펄스 레이트를 증가시키기 위해 펄스인터리빙 방식이 제공된다.

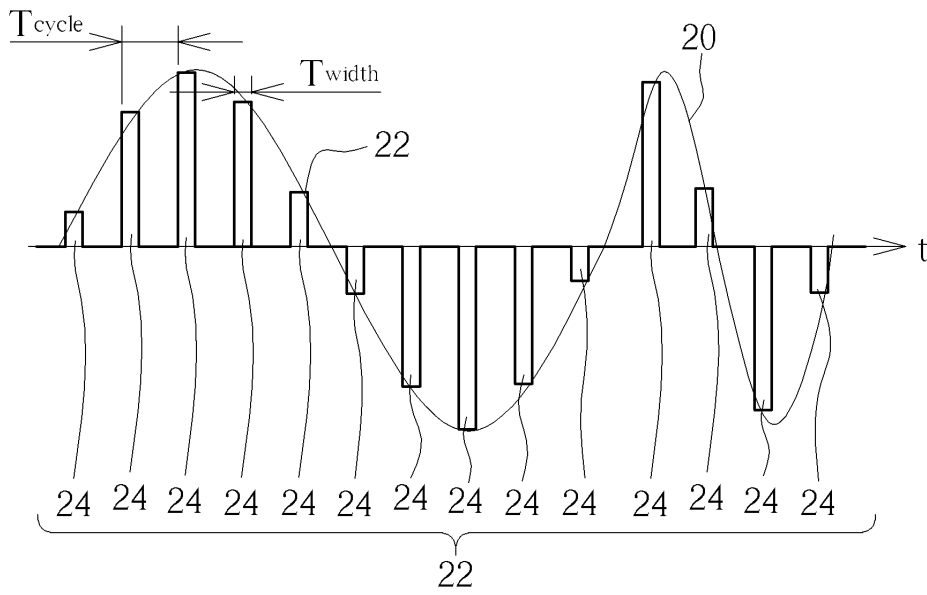
[0129] 당업자는 본 발명의 교시를 유지하면서 장치 및 방법의 많은 수정 및 변경이 이루어질 수 있음을 쉽게 알 수 있을 것이다. 따라서, 상기 개시는 첨부된 청구 범위의 범위에 의해서만 제한되는 것으로 해석되어야 한다.

**도면**

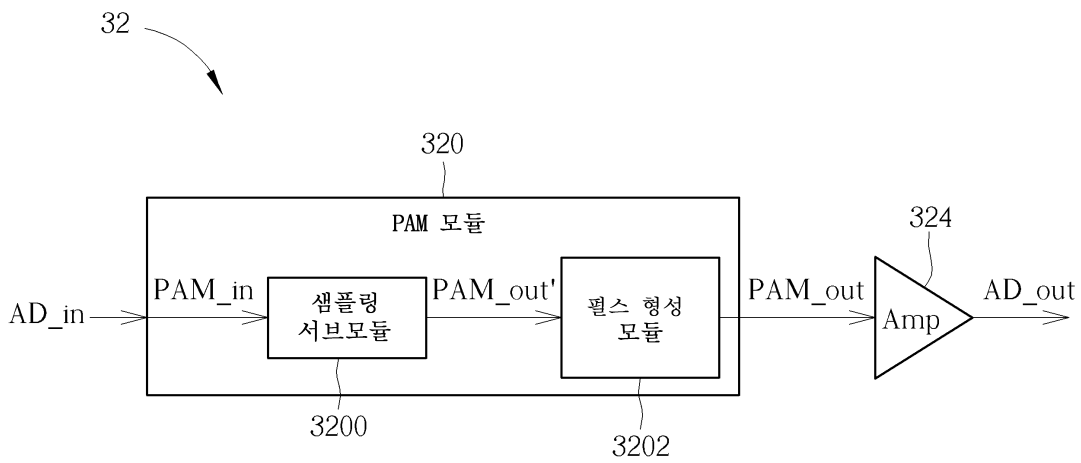
**도면1**



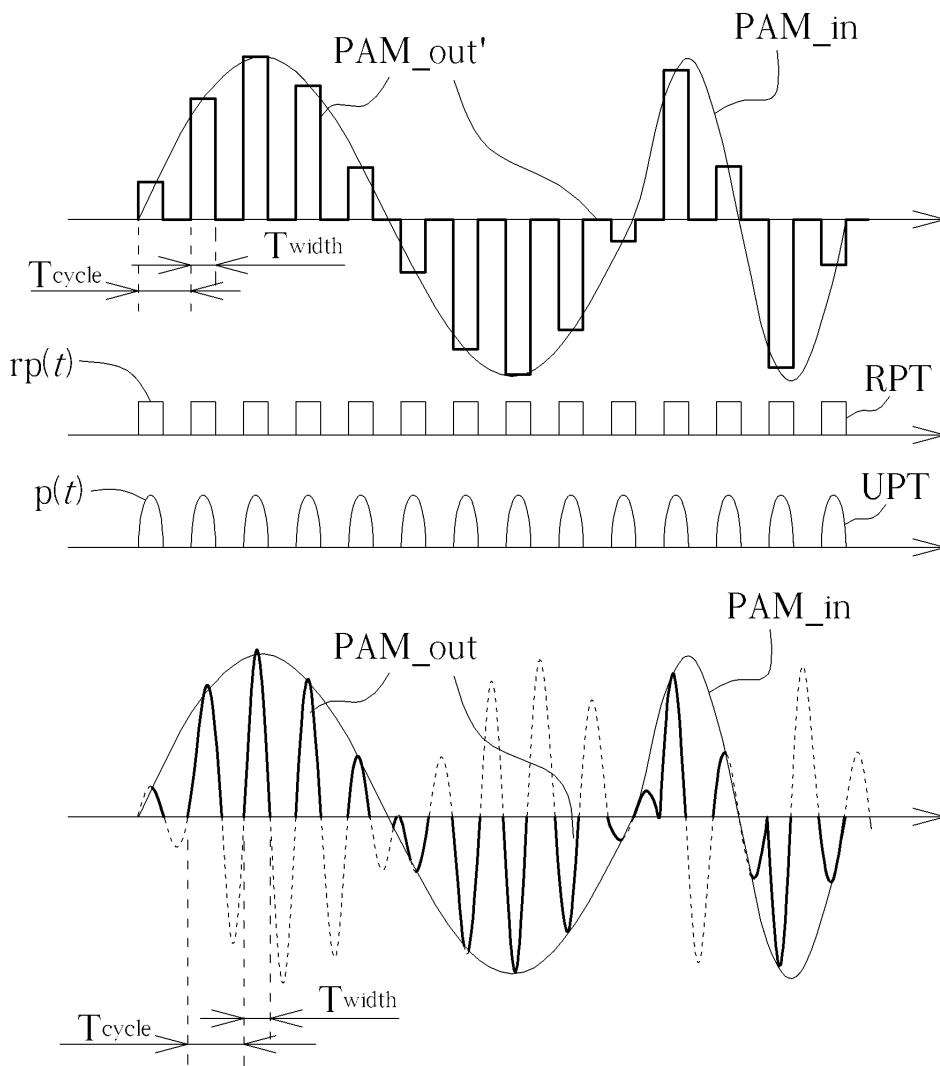
도면2



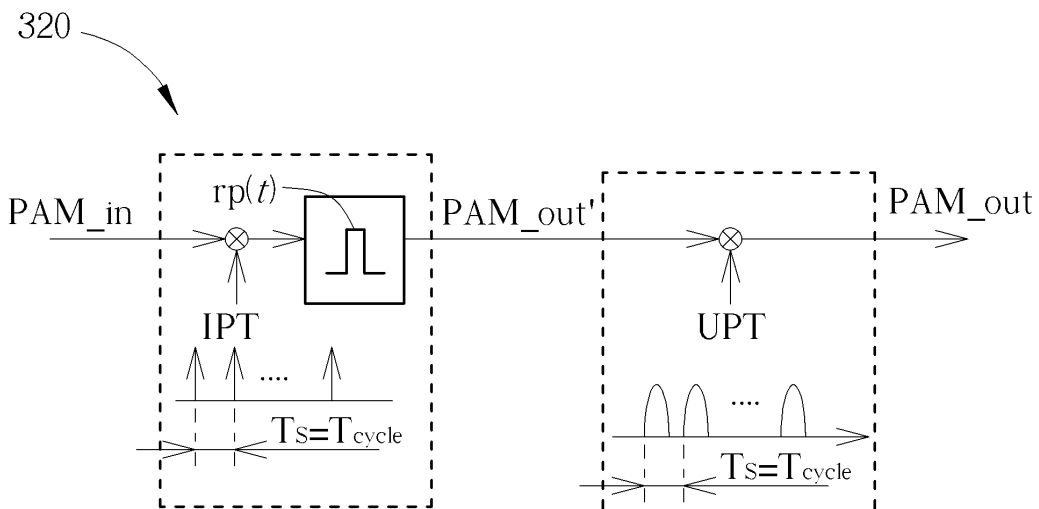
도면3



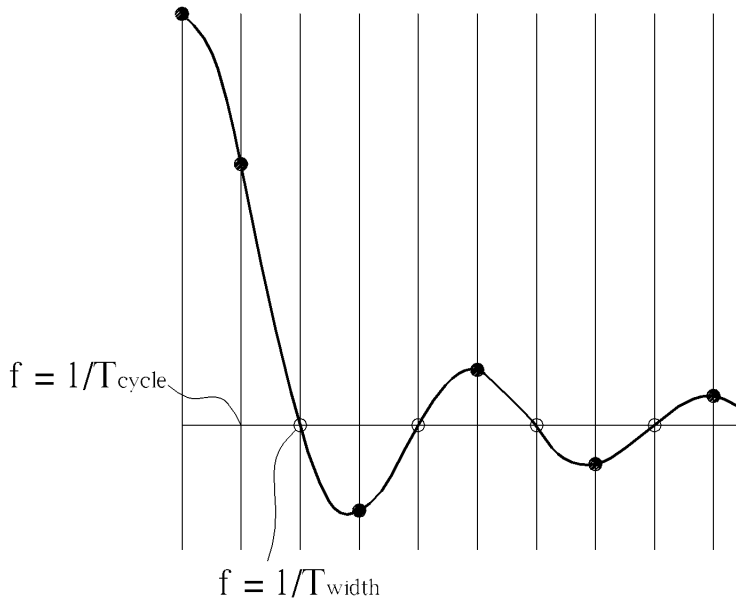
도면4



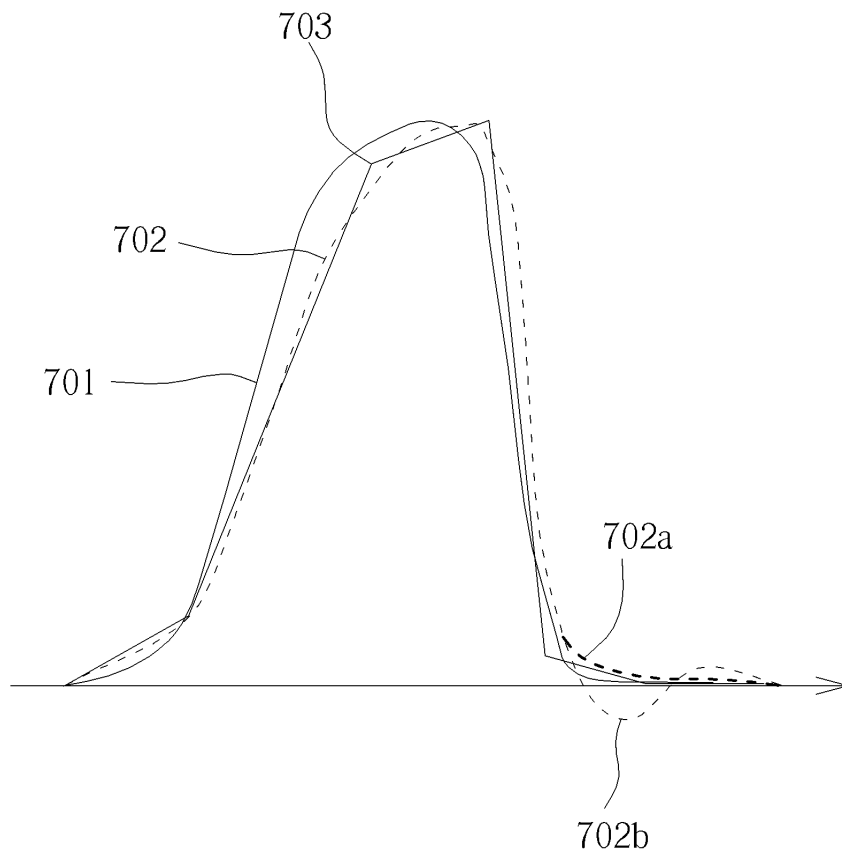
도면5



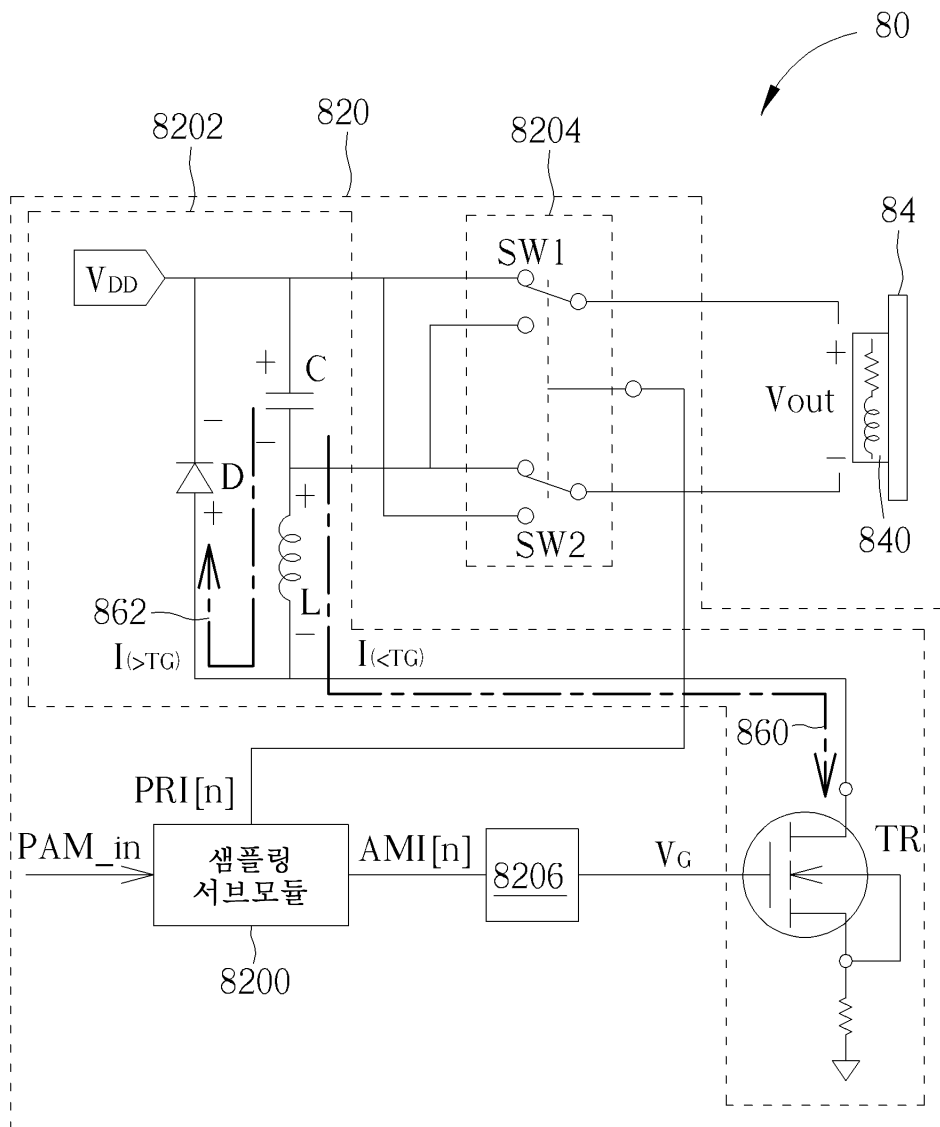
도면6



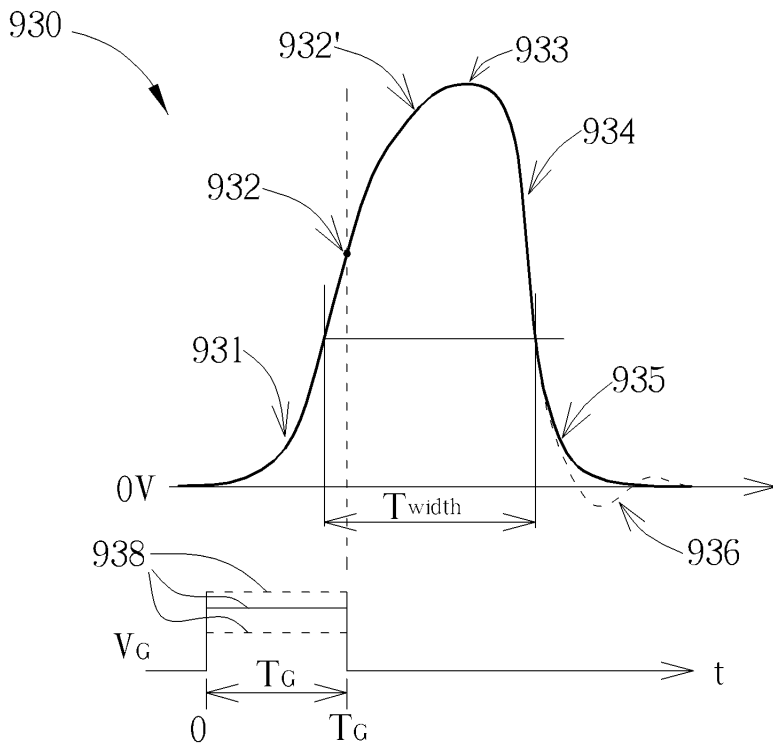
도면7



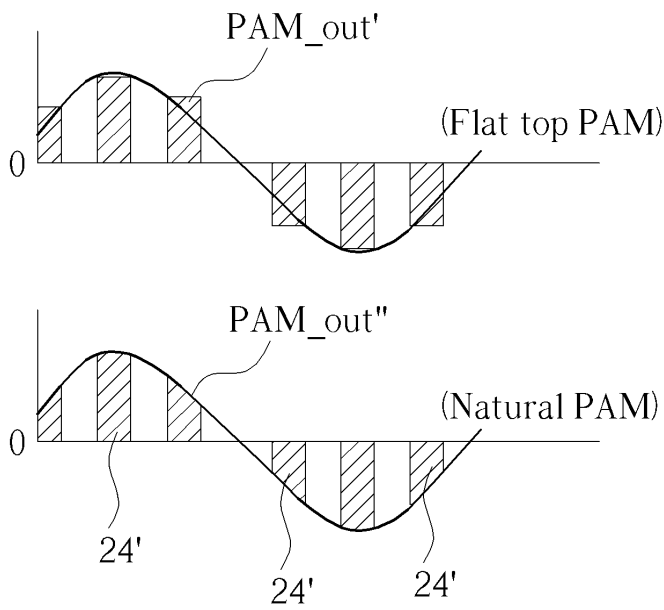
도면8



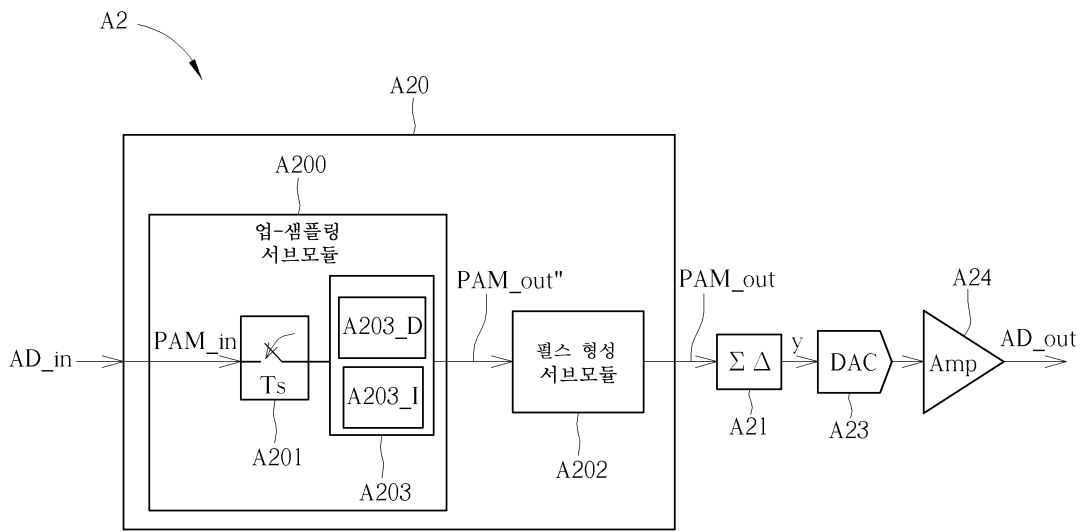
도면9



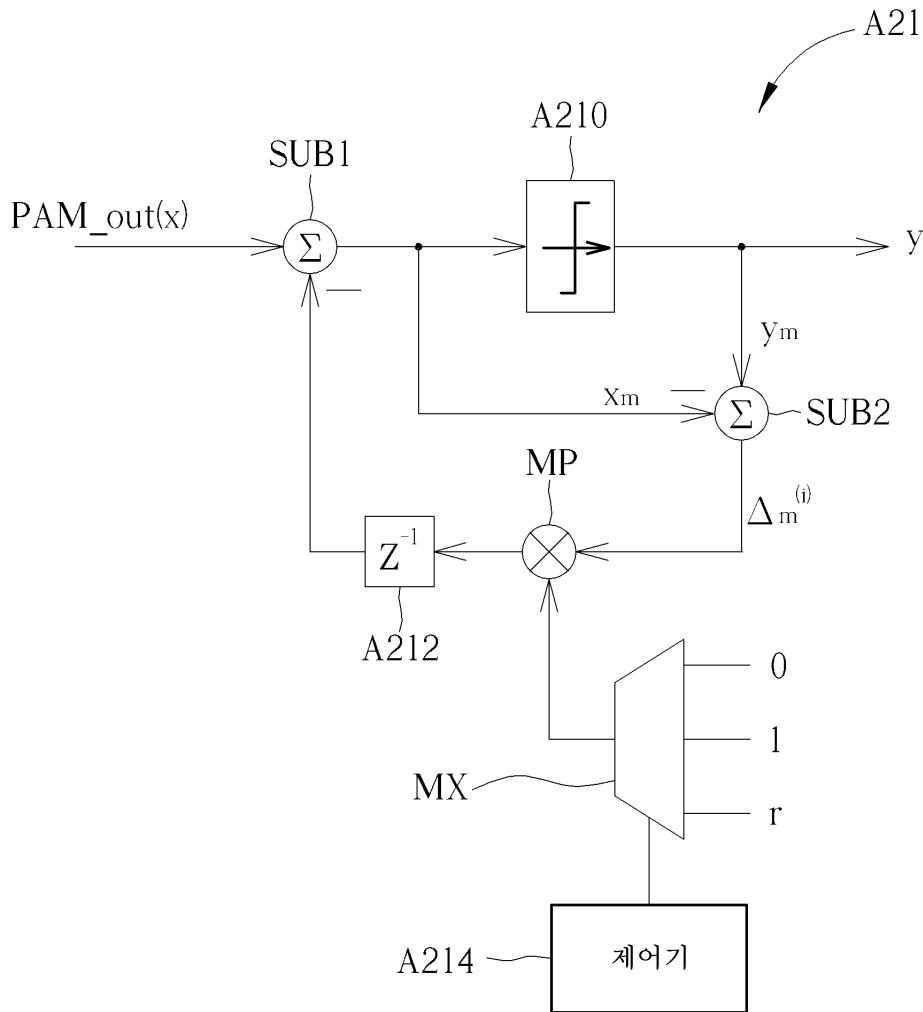
도면10



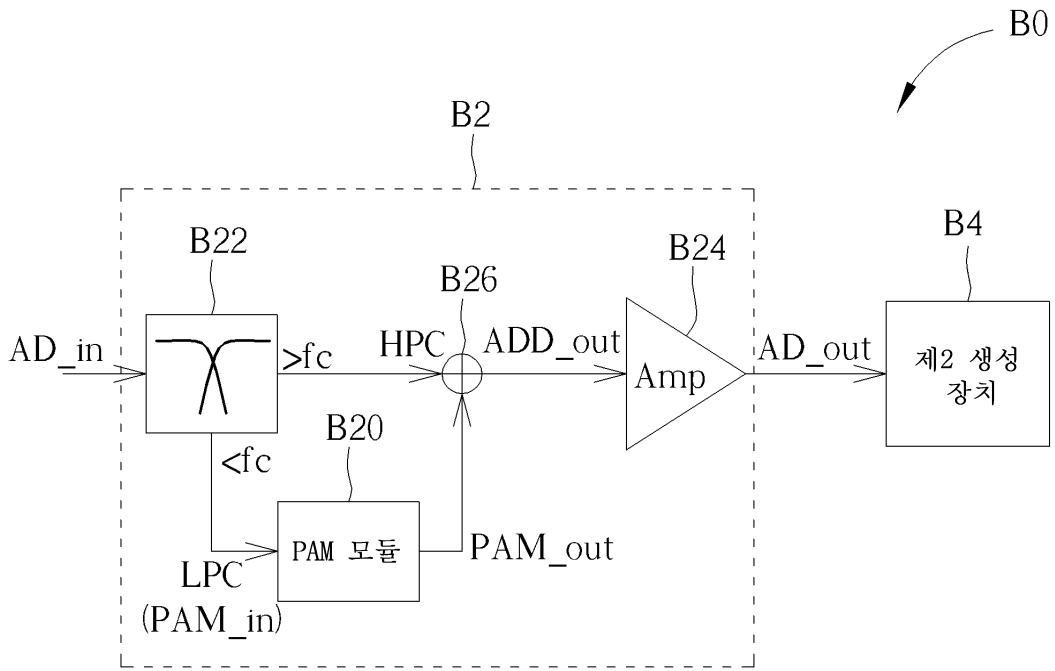
도면11



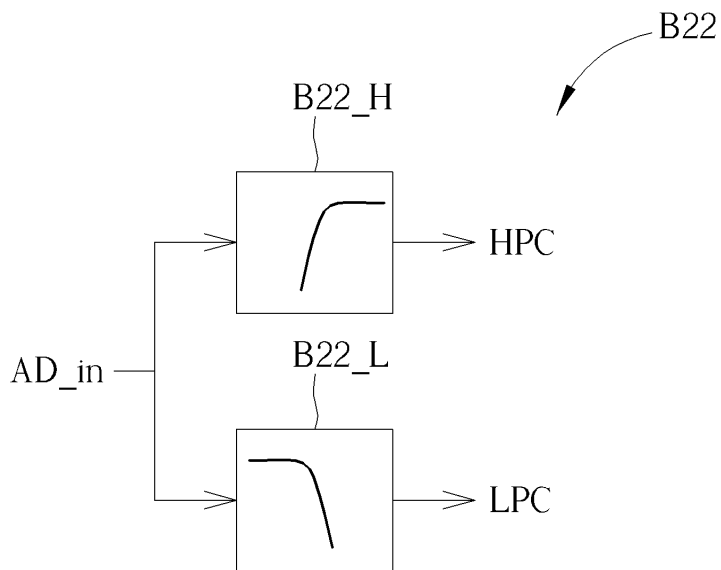
도면12



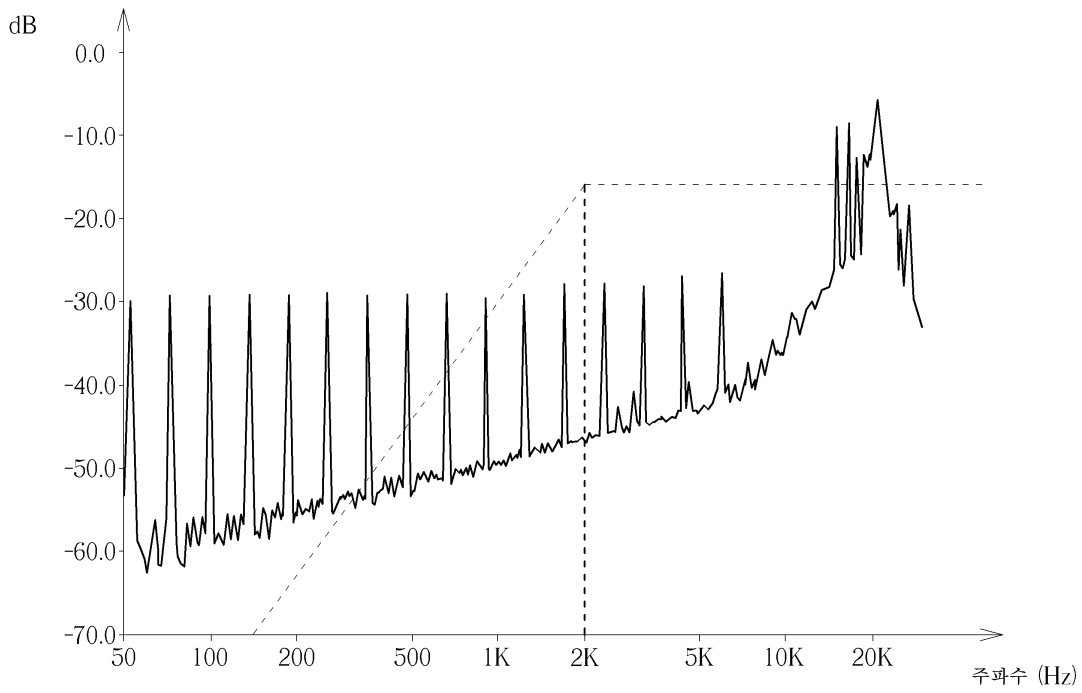
도면13



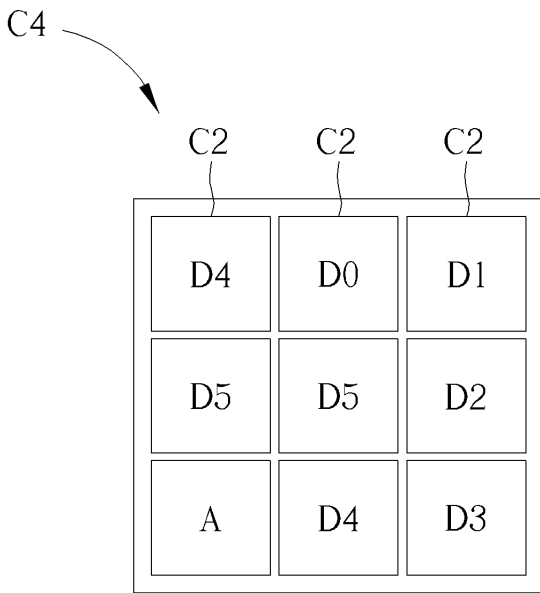
도면14



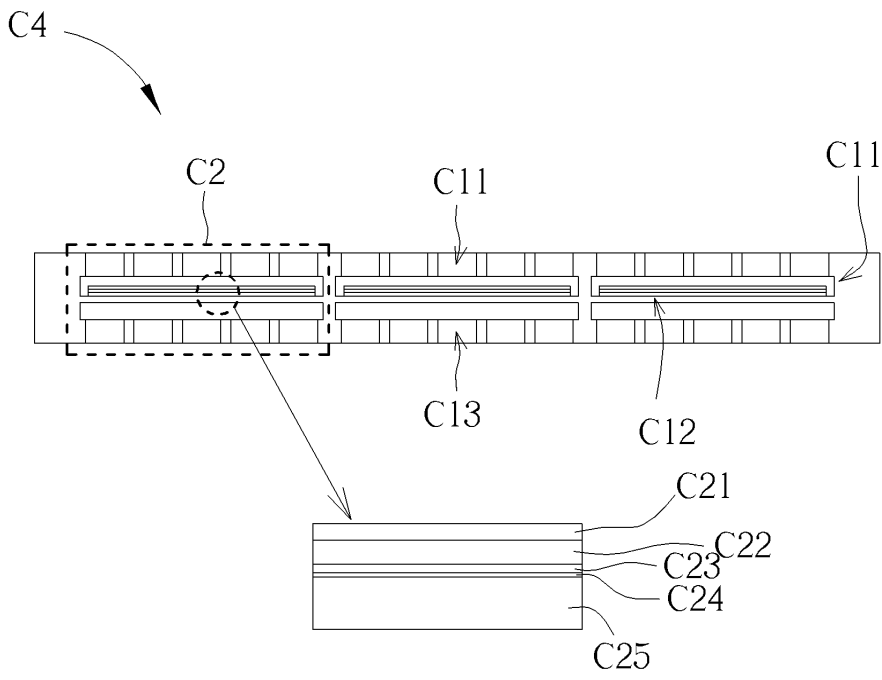
도면15



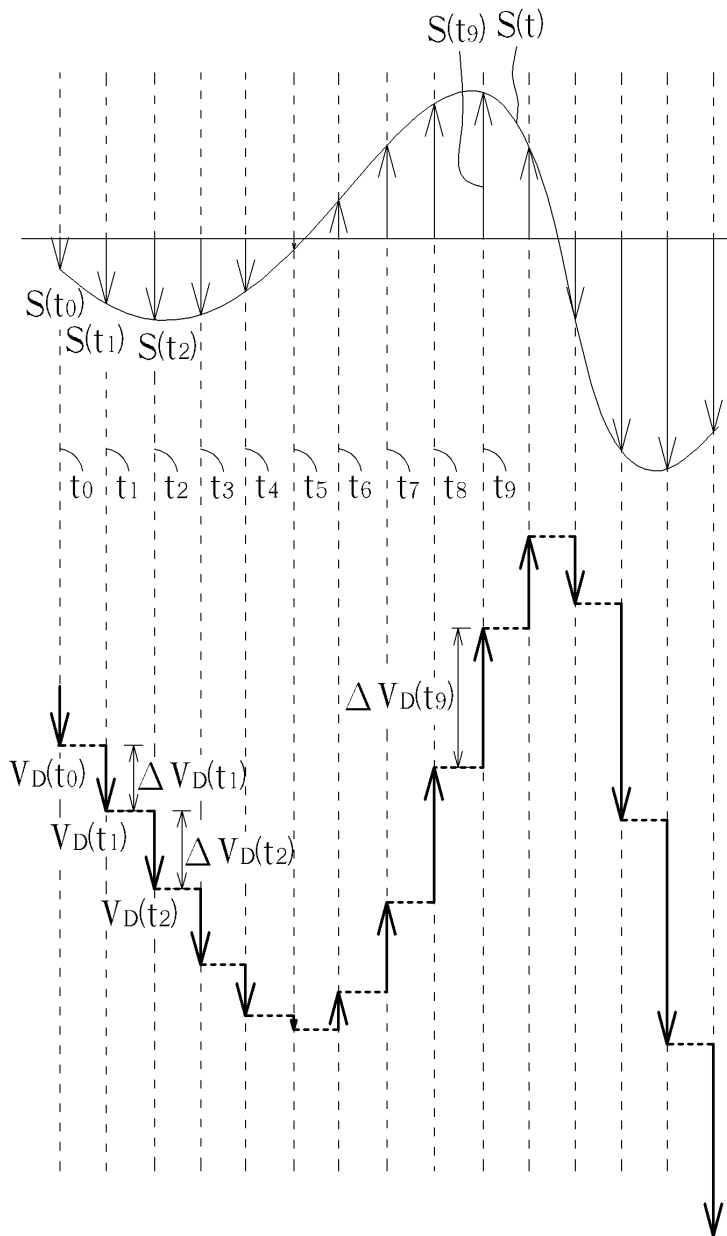
도면16



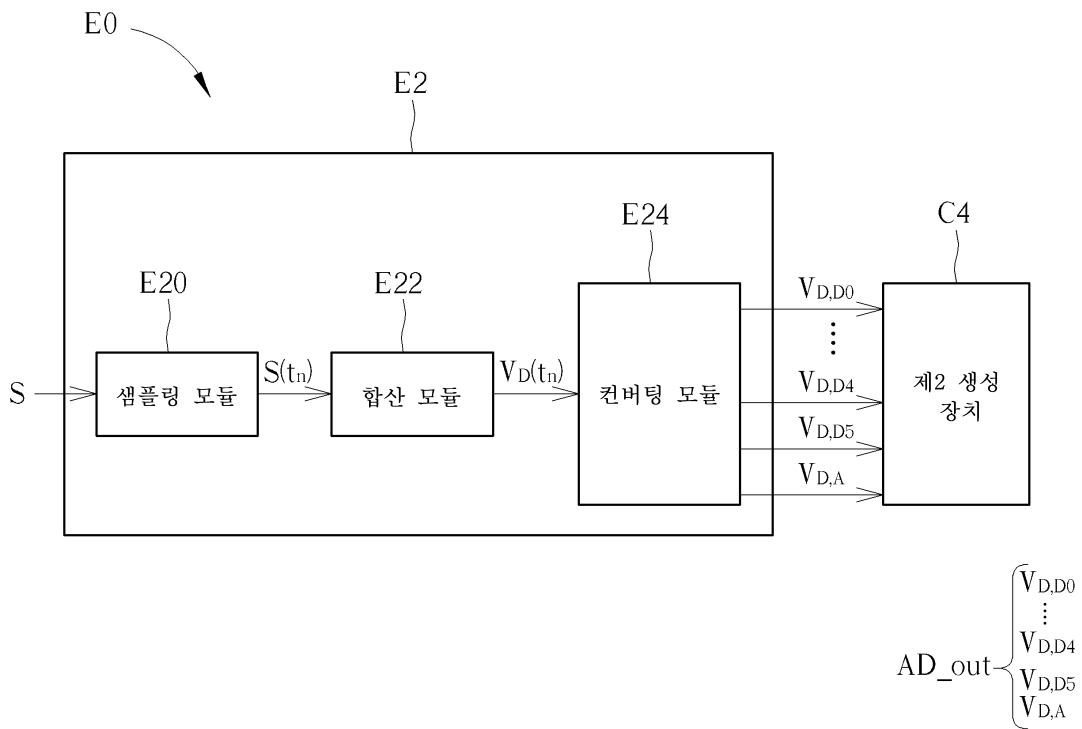
도면17



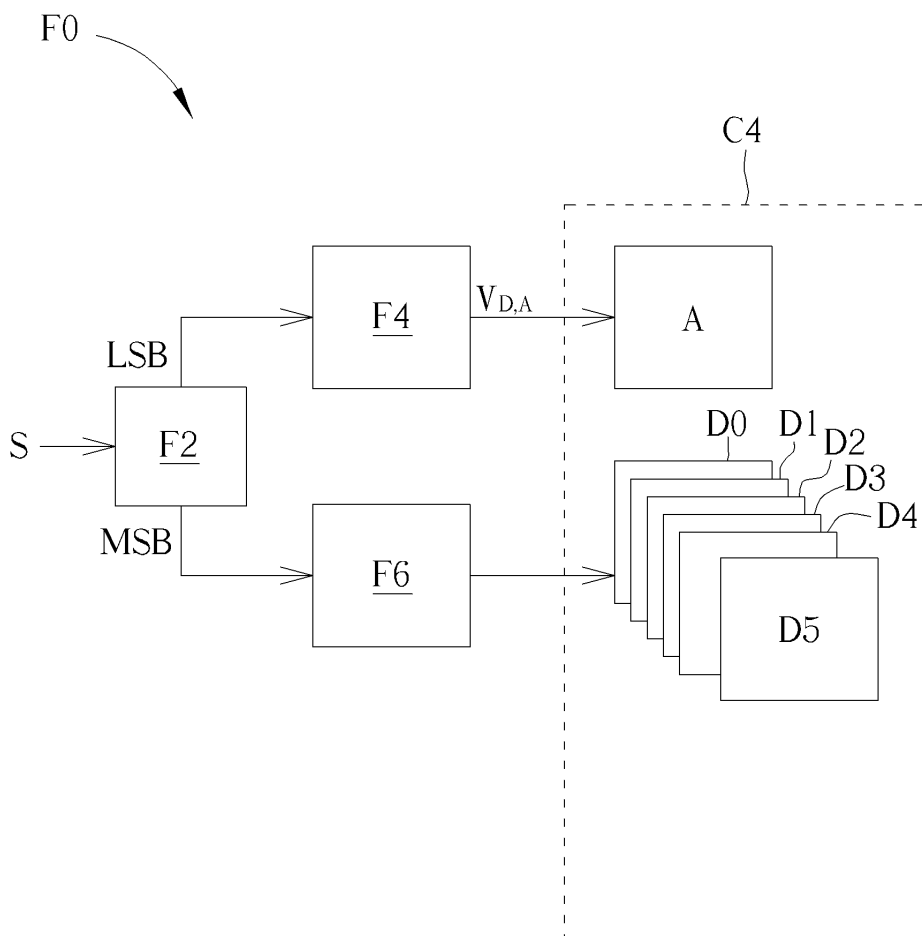
도면18



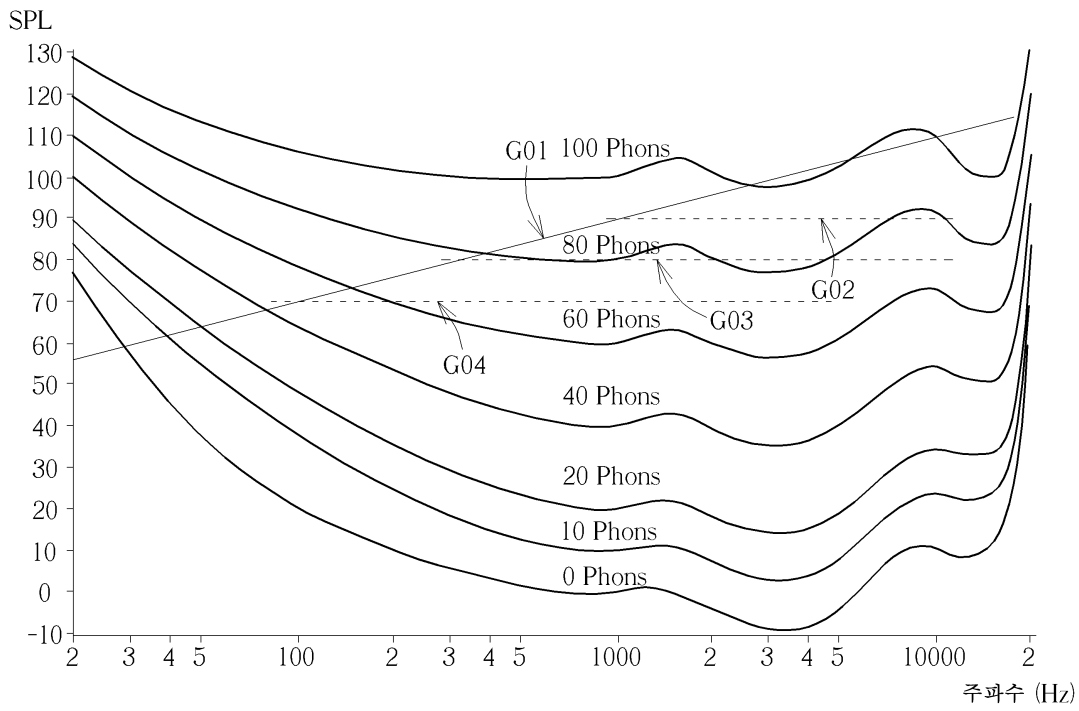
도면19



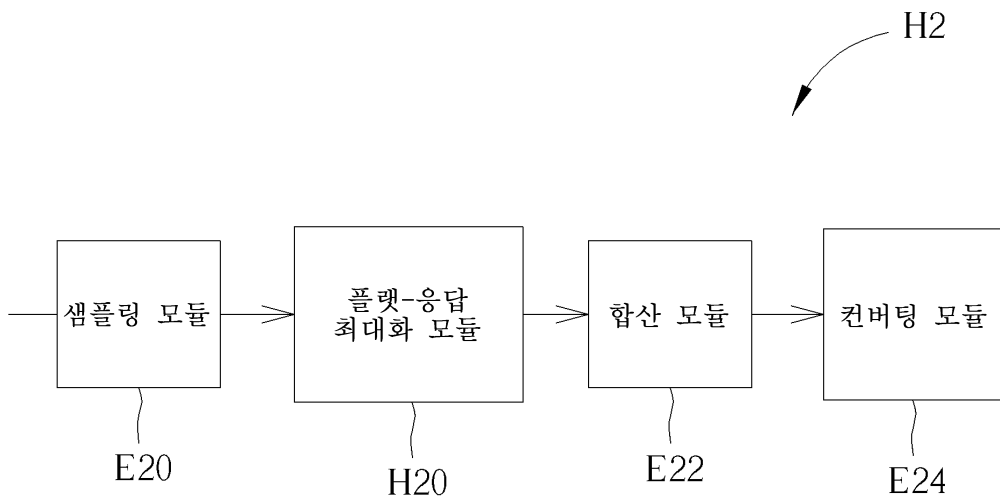
도면20



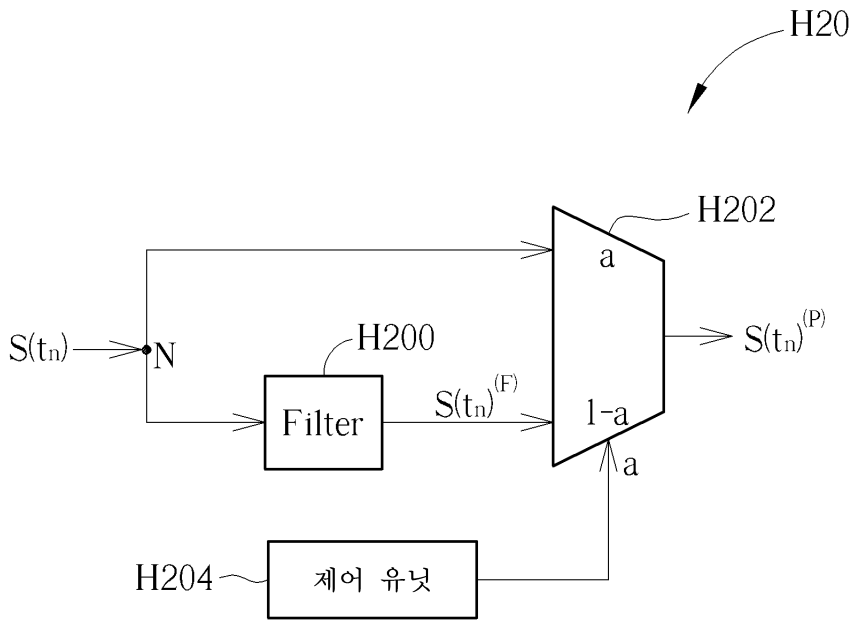
도면21



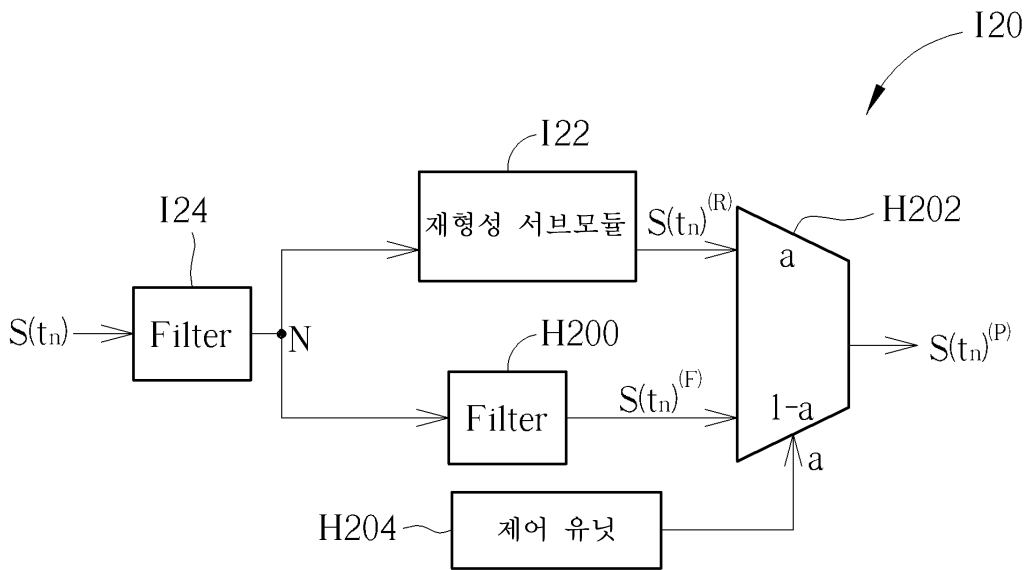
도면22



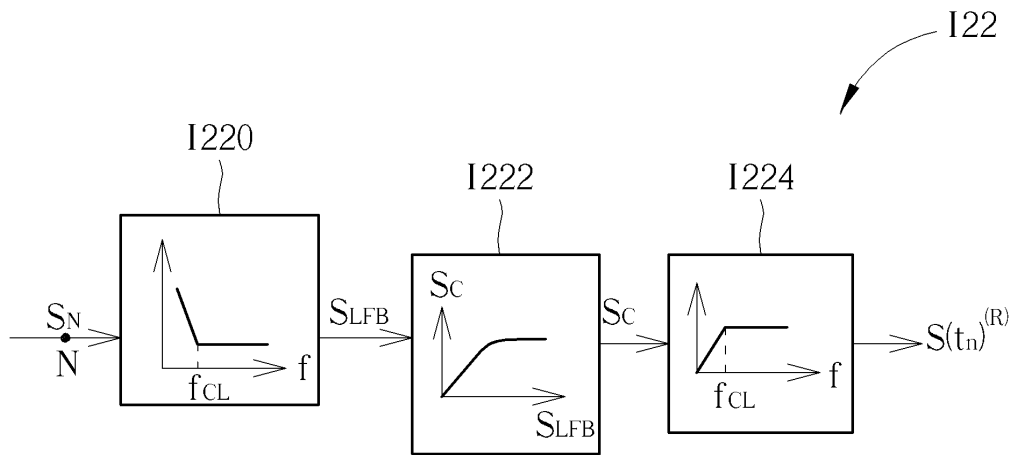
도면23



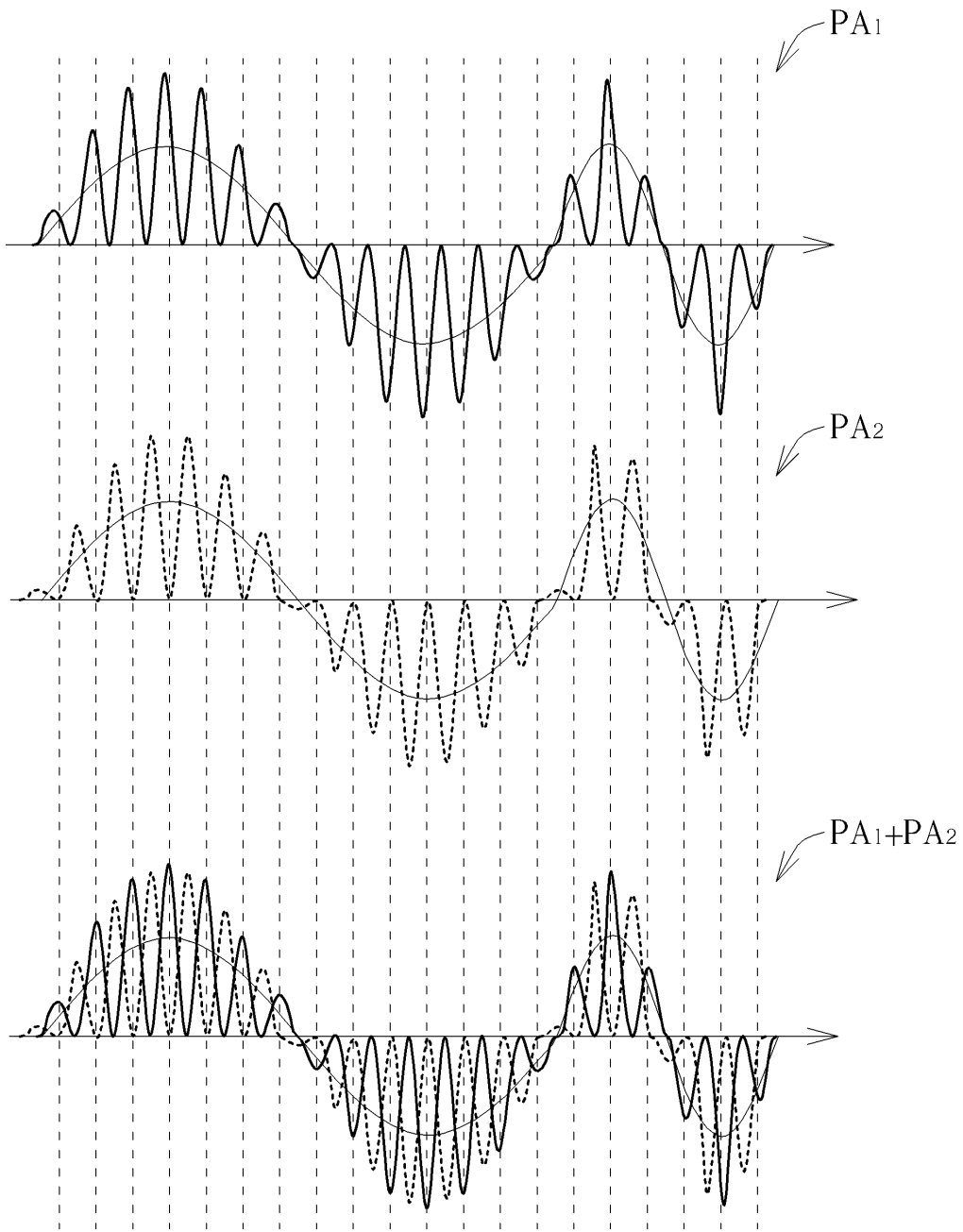
도면24



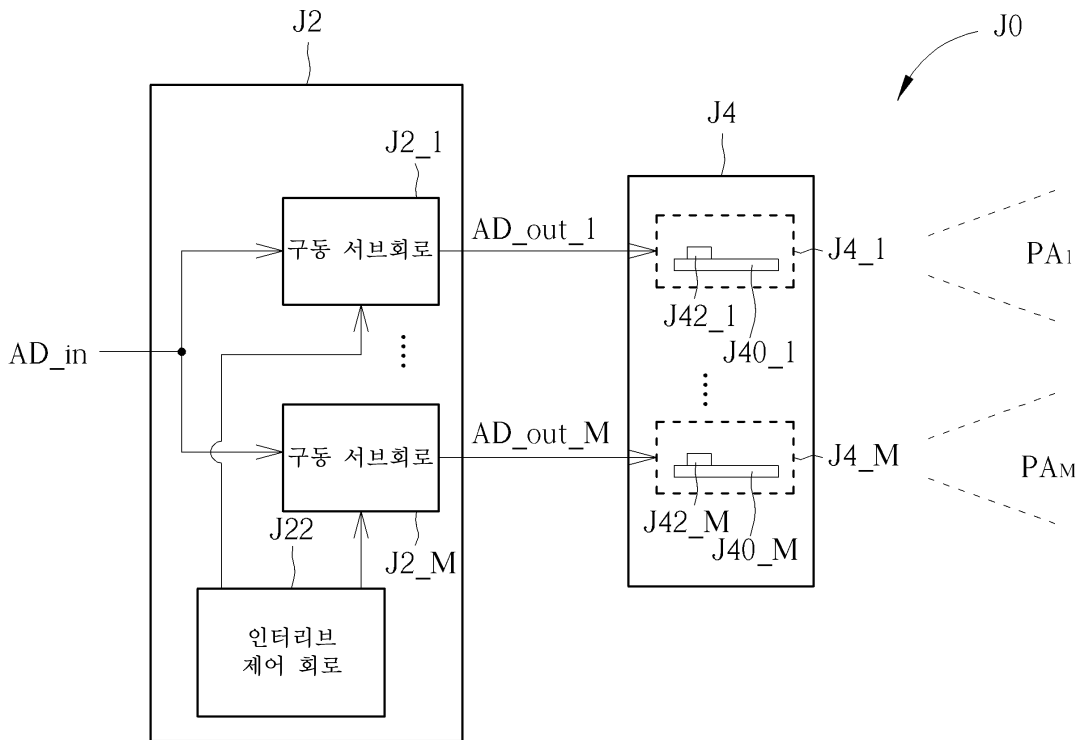
도면25



도면26



도면27



도면28

