



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

(11) 공개번호 10-2018-0098335  
(43) 공개일자 2018년09월03일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
G10L 19/00 (2006.01) G10L 19/24 (2013.01)  
G10L 19/26 (2013.01)
- (52) CPC특허분류  
G10L 19/0017 (2013.01)  
G10L 19/24 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2018-7021177
- (22) 출원일자(국제) 2016년12월21일  
심사청구일자 없음
- (85) 번역문제출일자 2018년07월23일
- (86) 국제출원번호 PCT/GB2016/054030
- (87) 국제공개번호 WO 2017/109495  
국제공개일자 2017년06월29일
- (30) 우선권주장  
1522560.0 2015년12월21일 영국(GB)

- (71) 출원인  
크레이븐, 피터 그라함  
영국, 지유 27 2 피터 씨리 헤즐미어 더 킵 미드  
허스트 로드  
로, 말콤  
영국, 비엔44 3큐지 웨스트 서섹스, 스테이닝, 힐  
스로드 29
- (72) 발명자  
크레이븐, 피터 그라함  
영국, 지유 27 2 피터 씨리 헤즐미어 더 킵 미드  
허스트 로드  
로, 말콤  
영국, 비엔44 3큐지 웨스트 서섹스, 스테이닝, 힐  
스로드 29
- (74) 대리인  
특허법인 대아

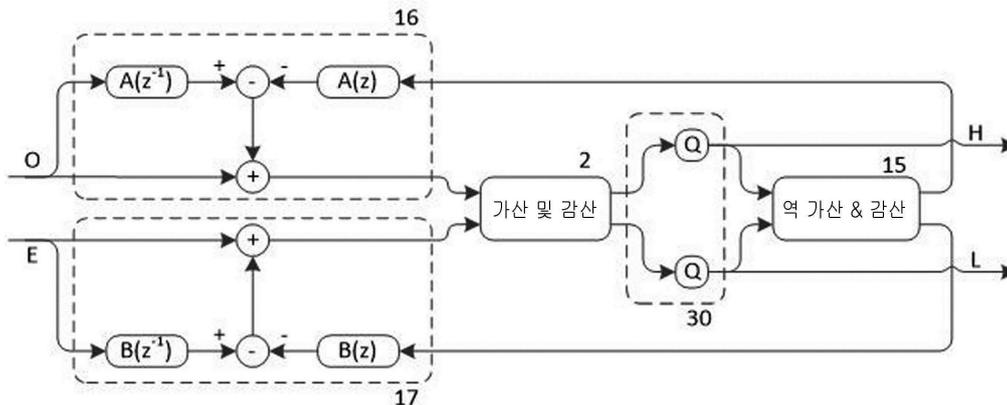
전체 청구항 수 : 총 35 항

(54) 발명의 명칭 **전역통과 필터들을 이용한 무손실 대역분할 및 대역결합**

**(57) 요약**

전역통과 필터링을 이용한 신호 샘플들의 스트림들의 무손실 대역분할 및 대역결합을 위한 방법들 및 장치들이 설명된다. 상기 대역분할 작동은 오리지널 스트림을 상기 오리지널 스트림의 짝수 및 홀수 샘플들을 나타내는 2개의 중간 스트림들로 리포맷하고, 이후 상기 오리지널 스트림의 고주파 요소들 및 저주파 요소들을 나타내는 2개의 출력 서브스트림을 제공하도록 매트릭스가 이들을 필터링한다. 반대로, 대역결합 작동 매트릭스는 2개의 양자화된 중간 서브스트림들을 제공하기 위해 2개의 부대역 스트림들을 필터링하고, 이후 출력 스트림을 제공하기 위해 필터링된 스트림들을 인터리브하여, 중간 서브스트림들이 출력 스트림의 짝수 및 홀수 샘플들이 되도록 한다.

**대표도**



(52) CPC특허분류  
*G10L 19/26* (2013.01)

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

오리지널 샘플링 레이트를 갖는 양자화된 신호 샘플들의 오리지널 스트림을 상기 오리지널 샘플링 레이트의 절반을 갖는 양자화된 신호 샘플들의 2개의 출력 서브스트림으로 분리하는 방법으로서, 상기 2개의 출력 서브스트림은 상기 오리지널 스트림의 고주파 요소들 및 저주파 요소들을 각각 나타내며, 상기 방법은:

상기 오리지널 스트림을, 상기 오리지널 스트림의 짝수 및 홀수 샘플들을 각각 나타내는 2개의 중간 스트림으로 리포맷하는 단계;

2개의 출력 서브스트림을 제공하도록 상기 2개의 중간 스트림을 필터링 및 매트릭스화하는 단계를 포함하고,

상기 필터링 및 매트릭스화 단계는:

- 샘플들을 갖는 양자화된 신호를 생성하기 위해 양자화기를 이용하는 단계;
- 시간 역순으로 양자화된 신호 샘플들을 생성하는 단계; 및
- 이미 생성된 양자화된 신호의 샘플들로부터 유도되는 피드백에 따라 양자화된 신호 샘플들을 생성하는 단계를 포함하고,

각각의 출력 서브스트림은 최대 위상 폴들을 포함하는 각각의 전달 함수에 의해 각각의 중간 스트림에 관련되는, 방법.

#### 청구항 2

제1항에 있어서,

입력의 출력 서브스트림에 대하여, 중간 서브스트림들 양쪽으로부터의 상기 전달 함수는 동일한 DC 이득 크기를 갖는, 방법.

#### 청구항 3

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 필터링 및 매트릭스화 단계는:

상기 2개의 중간 스트림들의 샘플들의 오버랩 블록들을 처리하는 단계;

다른 블록과의 오버랩에 대응하는 샘플들의 각각 처리된 블록의 최종 부분을 버리는 단계; 및

샘플들의 각각 처리된 블록의 나머지 부분들을 결합하는 단계를 포함하는, 방법.

#### 청구항 4

제1항 내지 제3항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 2개의 출력 서브스트림들은 상기 오리지널 양자화된 스트림이 적절히 초기화된 대역결합기에 의해 정확하게 복원되도록 하는 것에 요구되는 정보를 함께 포함하는, 방법.

#### 청구항 5

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,

어떠한 2개의 개별 입력 스트림들도 상기 동일한 출력 서브스트림들 및 상기 필터 내의 잔류 상태 모두를 생성하지 않는, 방법.

#### 청구항 6

제1항 내지 제5항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 필터링 및 매트릭스화 단계는:

2개의 필터링된 중간 스트림들을 생성하기 위해 2개의 중간 스트림들을 필터링하는 단계; 및

2개의 출력 서브스트림을 생성하기 위해 상기 필터링된 중간 스트림들을 매트릭스화하는 단계를 포함하는, 방법.

#### 청구항 7

제6항에 있어서,

상기 매트릭스화 단계는 가감산 매트릭스를 이용하여 수행되는, 방법.

#### 청구항 8

제1항 내지 제7항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 출력 서브스트림들은 추가의 양자화없이 인버터블 리니어 프로세싱에 의해 상기 양자화된 신호로부터 유도되는, 방법.

#### 청구항 9

제1항 내지 제8항 중 어느 하나의 방법을 수행하는데 적용되는, 대역분할기.

#### 청구항 10

제9항에 따른 대역분할기의 고주파 출력 및 저주파 출력에 따라 유도되는 데이터를 포함하는, 기록 매체.

#### 청구항 11

각각 부대역 샘플링 레이트를 갖는 양자화된 신호 샘플들의 2개의 부대역 스트림을 결합하는 방법으로서, 상기 방법은 부대역 샘플링 레이트의 2배를 갖는 양자화된 신호 샘플들의 출력 스트림을 제공하고, 상기 출력 스트림은 2개의 부대역 스트림들 각각에 의해 나타내어지는 고주파 요소들 및 저주파 요소들을 가지며, 상기 방법은:

2개의 양자화된 중간 서브스트림들을 제공하기 위해 2개의 부대역 스트림들을 매트릭스화 및 필터링하는 단계; 및

상기 출력 스트림을 제공하기 위해 2개의 양자화된 중간 서브스트림들을 인터리빙하여 상기 중간 서브스트림들이 각각 상기 출력 스트림의 짝수 및 홀수 샘플들이 되도록 하는 단계를 포함하고,

각각의 중간 서브스트림은 최대 위상 제로를 포함하는 무한 임펄스 응답 'IIR'인 각각의 전달 함수에 의해 각각의 부대역 스트림에 관련되어지고

상기 매트릭스화 및 필터링 단계는 상기 출력 스트림이 각각의 부대역 스트림의 양자화된 신호 샘플들이 적절히 초기화된 대역분할기에 의해 정확하게 복원되는 것을 허용하기 위해 요구되는 정보를 포함하는 것을 보장하도록 구성되는 양자화를 포함하는, 방법.

#### 청구항 12

제11항에 있어서,

임의의 부대역 스트림에 대하여, 양 중간 스트림들에 대한 전달 함수는 동일한 DC 이득 크기를 갖는, 방법.

#### 청구항 13

제11항 또는 제12항에 있어서,

상기 2개의 부대역 스트림들을 매트릭스화 및 필터링하는 단계는:

매트릭스화된 서브스트림들을 생성하기 위해 2개의 부대역 스트림들을 매트릭스화하는 단계; 및

2개의 양자화된 중간 서브스트림들을 생성하기 위해 2개의 상이한 양자화된 필터들로 매트릭스화된 서브스트림

을 각각 필터링하는 단계를 포함하는, 방법.

**청구항 14**

제13항에 있어서,

상기 매트릭스화 단계는 양자화를 포함하는, 방법.

**청구항 15**

제13항 또는 제14항에 있어서,

상기 필터링 단계는 상기 2개의 필터들을 가로질러 공동으로 양자화하는 벡터 양자화기에 의해 수행되는 양자화를 포함하는, 방법.

**청구항 16**

제11항 내지 제15항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 2개의 부대역 스트림들 각각으로부터 상기 2개의 중간 서브스트림들 각각으로의 4개의 전달 함수들 모두는 전역통과인, 방법.

**청구항 17**

제16항에 있어서,

제1 전역통과 응답은 1.0 및 0.527864045의  $2^{-15}$  이내의 계수들을 가지고, 제2 전역통과 응답은 1.0 및 0.105572809의  $2^{-15}$  이내의 계수들을 갖는, 방법.

**청구항 18**

제16항에 있어서,

제1 전역통과 응답은 1.0, 0.3644245374의  $2^{-15}$  이내 및 0.01036373471의  $2^{-15}$  이내의 계수들을 가지고, 제2 전역통과 응답은 1.0, 0.8365625224의  $2^{-15}$  이내 및 0.09327361235의  $2^{-15}$  이내의 계수들을 갖는, 방법.

**청구항 19**

제11항 내지 제18항 중 어느 한 항의 방법을 수행하는데 적용되는, 대역결합기.

**청구항 20**

대역분할기로서,

샘플링 레이트에서 신호샘플들의 입력 스트림을 수신하는데 적용되는 입력;

2개의 출력 스트림들을 제공하는데 적용되는 2개의 출력으로서, 각각의 출력 스트림은 입력 스트림의 샘플링 레이트의 절반을 갖는, 2개의 출력;

하나의 입력 및 2개의 출력을 갖는 디-인터리빙 유닛으로서, 상기 디-인터리빙 유닛의 입력은 상기 대역분할기의 입력에 결합되고, 상기 디-인터리빙 유닛의 출력들은 상기 입력 스트림의 짝수번째 및 홀수번째 샘플들을 각각 포함하는, 디-인터리빙 유닛;

제1 입력 및 출력을 각각 갖는 2개의 전역통과 필터들로서, 각각의 전역통과 필터의 제1 입력은 상기 디-인터리빙 유닛의 각각의 출력에 결합되는, 2개의 전역통과 필터들; 및

2개의 입력 및 2개의 출력을 갖는 무손실 가산-덧-감산 유닛으로서, 상기 가산-덧-감산 유닛의 입력들 각각은 상기 2개의 전역통과 필터들의 출력들 중 하나에 각각 결합되고, 상기 가산-덧-감산 유닛의 출력들 각각은 상기 대역분할기의 출력들 중 하나에 각각 결합되는, 무손실 가산-덧-감산 유닛을 포함하고,

각각의 전역통과 필터는 시간 역순으로 상기 입력 스트림의 샘플들을 수신하는데 적용되는, 대역분할기.

**청구항 21**

제20항에 있어서,

각각의 전역통과 필터는 상기 가산-및-감산 유닛의 출력들로부터 유도되는 피드백을 수신하는데 적용되는 제2 입력을 가지며, 이에 따라 상기 가산-및-감산 유닛은 상기 필터 내에 통합되는, 대역분할기.

**청구항 22**

제20항에 있어서,

양자화기를 추가로 포함하고, 각각의 전역통과 필터는 상기 입력 스트림의 이미 수신된 샘플 및 이미 제공된 출력 샘플들과 상기 이미 수신된 입력 샘플에 후속하여 현재 샘플까지 및 현재 샘플을 포함하여 수신되는 입력 샘플들의 선형 결합의 양자화 합과 동일한 출력 샘플을 제공하는데 적용되는, 대역분할기.

**청구항 23**

제21항에 있어서,

양자화기를 또한 포함하고, 각각의 전역통과 필터는 상기 입력 스트림의 이미 수신된 샘플 및 전역통과 필터의 제2 입력에 의해 이미 수신된 피드백 샘플들과 상기 이미 수신된 샘플에 후속하여 현재 샘플까지 및 현재 샘플을 포함하여 수신되는 입력 스트림의 샘플들의 선형 결합의 양자화 합과 동일한 출력 샘플을 제공하는데 적용되는, 대역분할기.

**청구항 24**

제20항 내지 제23항 중 어느 한 항에 있어서,

계수들 340/32768 및 11941/32768을 갖는 I무한 임펄스 응답 'IIR'에 의해 2개의 필터들 중 하나가 특징화되고, 계수들 3056/32768 및 27412/32768을 갖는 IIR에 의해 다른 전역통과 필터가 특징화되는, 대역분할기.

**청구항 25**

제20항 내지 제24항 중 어느 한 항에 있어서,

입력 및 출력을 갖는 블로킹 유닛; 및

입력을 갖는 결합 유닛을 추가로 포함하고,

상기 블로킹 유닛은:

블로킹 유닛의 입력에 나타내어지는 샘플들의 스트림을 수신하고,

상기 스트림을 시작 및 종료를 갖는, 샘플들의 오버랩 블록들로 분할하며,

블로킹 유닛의 출력에 오버랩 블록들을 제공하는데 적용되고,

상기 결합 유닛은 그것의 입력에 나타내어지는 샘플들의 오버랩 처리된 블록들을 수신하여, 각각의 처리된 블록으로부터 처리된 블록의 끝으로부터 오버랩 부분을 버리고, 처리된 샘플들의 연속 스트림을 제공하는 나머지 부분들을 결합하는데 적용되는, 대역분할기.

**청구항 26**

대역결합기로서,

입력 양자화된 신호 샘플들의 제1 및 제2 스트림을 수신하는데 적용되는 2개의 입력들;

각각의 입력 스트림의 샘플링 레이트의 2배의 샘플링 레이트를 갖는 출력 스트림을 제공하는데 적용되는 출력;

가산 출력 및 감산 출력으로서 각각 구성되는 2개의 입력들 및 2개의 출력들을 갖는 가산-및-감산 유닛

제1 입력 및 출력을 각각 갖는 2개의 전역통과 필터들; 및

2개의 입력들 및 1개의 출력을 갖는 인터리빙 유닛을 포함하고,

상기 가산-및-감산 유닛의 입력들은 상기 대역결합기의 입력들에 연결되고;

상기 2개의 전역통과 필터들 각각의 제1 입력은 상기 가산-및-감산 유닛의 가산 출력 및 감산 출력에 각각 연결되고;

상기 인터리빙 유닛의 입력들은 상기 전역통과 필터의 출력들에 결합되고;

상기 인터리빙 유닛의 출력은 상기 대역결합기의 출력에 결합되며,

상기 대역결합기는 무손실인, 대역결합기.

#### 청구항 27

제26항에 있어서,

상기 가산-및-감산은 가산 및 감산을 수행하기 전에 팩터 2에 의해 그것의 입력들 중 하나의 크기를 조정하는, 대역결합기.

#### 청구항 28

제26항 또는 제27항에 있어서,

또한 양자화기를 포함하되, 각각의 전역통과 필터는 상기 전역통과 필터의 제1 입력에 의해 이미 수신된 샘플과 이미 제공된 출력 샘플들과 상기 이미 수신된 샘플에 후속하여 현재의 샘플까지 및 현재의 샘플을 포함하여 수신되는 입력 샘플들의 선형결합의 양자화 합과 동일한 출력을 제공하는데 적용되는, 대역결합기.

#### 청구항 29

제28항에 있어서,

상기 양자화기는 양 전역통과 필터들 내의 신호들을 공동으로 양자화시키는데 적용되는 벡터 양자화기인, 대역결합기.

#### 청구항 30

제26항 또는 제27항에 있어서,

2개의 입력과 2개의 출력을 갖는 벡터 양자화기를 포함하며,

상기 벡터 양자화기의 입력들은 2개의 전역통과 필터들의 각각의 출력들에 연결되고;

상기 벡터 양자화기의 출력들은 상기 대역결합기의 출력들에 연결되며;

각각의 전역통과 필터는 상기 벡터 양자화기의 출력들에 따라 유도되는 피드백을 수신하는데 적용되는 제2 입력을 갖는, 대역결합기.

#### 청구항 31

제30항에 있어서,

상기 대역결합기는 또한 양자화기를 포함하되, 각각의 전역통과 필터는 상기 전역통과 필터의 제1 입력에 의해 이미 수신된 샘플과 상기 피드백의 이미 제공된 샘플들 및 상기 이미 수신된 샘플에 후속하여 수신되던 현재의 샘플까지 및 현재의 샘플을 포함하는 입력 샘플들의 선형결합의 양자화 합과 동일한 출력을 제공하는데 적용되는, 대역결합기.

#### 청구항 32

제26항 내지 제31항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 대역결합기는 대역분할기에 의해 생성되는 신호들의 쌍을 소유하도록 구성되어, 상기 대역결합기의 출력이 상기 대역분할기에 의해 수신된 신호 샘플들의 스트림의 무손실 복제인, 대역결합기.

#### 청구항 33

제26항 내지 제31항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 전역통과 필터는 상태 변수들을 가지고;

상기 대역결합기가, 상기 상태 변수들의 동일한 초기화를 가지지만 2개의 경우들에 수신되는 입력 스트림에 차이를 가지면서, 제1 출력 스트림 및 제2 출력 스트림을 제공하기 위해 2회 작동된다면, 제1 출력 스트림과 제2 출력 스트림 간의 차이가 있거나 각각의 작동 후에 필터들의 상태들 간의 차이가 있을 것인, 대역결합기.

**청구항 34**

제26항 내지 제33항 중 어느 한 항에 있어서,

계수들 340/32768 및 11941/32768을 갖는 IIR 응답에 의해 제1 전역통과 필터가 특징화되고, 계수들 3056/32768 및 27412/32768을 갖는 IIR 응답에 의해 제2 전역통과 필터가 특징화되는, 대역분할기.

**청구항 35**

전송 시스템으로서,

무손실 대역분할기를 포함하는 인코더; 및

무손실 대역결합기를 포함하는 디코더를 포함하고,

상기 대역분할기 및 대역결합기 각각은 디터된 양자화기를 포함하는 전역통과 필터를 포함하고;

상기 전송 시스템은 또한 상기 대역분할기에 있는 양자화기 및 상기 대역결합기에 있는 양자화기를 위한 동기화된 디터를 구비하는, 전송 시스템.

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 본 발명은 샘플 신호들의 처리에 관한 것으로, 보다 상세하게는 이러한 신호들의 무손실 대역분할 및 대역결합 (bandjoining)에 관한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 많은 어플리케이션은 낮은 샘플링 레이트에서 개별적으로 처리되거나 전송될 수 있는 부대역(subband) 신호들을 생성하기 위해 샘플 신호가 2개 이상의 주파수 대역들로 분할될 것을 요구하며, 최대 샘플링 레이트에서 신호를 생성하기 위한 재결합이 이어진다. 분할 및 결합을 수행하기 위한 (구직 거울 필터(Quadrature Mirror Filters)를 포함하는) 다위상 필터링 네트워크는 광범위한 연구의 주제로 되어 왔다. 대역분할 방법에 의해 잠재적으로 도입되는 신호 가공물들은 통과대역 리플 및 앨리어싱을 포함하지만, 리플이 제로이고, 부대역 신호들이 최종 대역결합 필터로 수정되지 않은 전송 어플리케이션의 경우 부대역 신호들에 존재하는 앨리어스 제품이 최종 재결합에서 취소되는 디자인들이 공지되어 있다.

[0003] 용어 '무손실'은 상기 통신 문헌에서 이러한 디자인을 언급하기 위해 종종 사용되지만, 그러한 문헌에서 완벽한 산술이 가정되며 그렇게 표시된 디자인은 산술 반올림 에러 존재의 경우 정확한 재구축을 제공하거나 제공하지 않을 수 있다. 이 문서에서 우리는 상기 오디오 문헌의 용어를 채택할 것이며, '무손실'은 이미 양자화된 신호들의 정확한 비트 단위 재구축을 의미한다. 따라서, 무손실 디코더는 인코더에 의해 생성된 임의의 산술적 에러들 또는 양자화들을 반전시켜야 한다.

[0004] '리프팅' 기술은 무손실 처리를 실행하는 데 자주 사용되었으며, 리프팅을 이용하는 대역분할/결합 아키텍처들이 A. R. Calderbank, I. Daubechies, W. Sweldens 및 B-L에 의해 설명되었다. Yeo, "정수를 정수에 맵핑하는 과형요소 변환", 특히 그림 4 및 5 참조, Applied and Computational Harmonic Analysis 5, 332-369 (1998). 인코더가 샘플 신호를 저주파(LF)와 고주파 대역(HF)으로 분할하고 이후 대응하는 디코더가 대역을 결합하기 위해, 이러한 아키텍처들은 일반적으로 인코더와 디코더 각각이 두 개의 유한 임펄스 응답(FIR) 필터들을 실행하는 것을 요구한다. 필터들은 불편하게 길어질 수 있으며, 각각은 LF와 HF 대역 간의 전이 폭에 반비례하는 다수의 탭을 필요로 한다. 또한, 2-FIR 디자인은 인코더 및 디코더에서 적어도 3개의 FIR 필터들을 각각요구하는 더 큰 대칭성을 달성하기 위해 하프-나이퀴스트(Nyquist) 주파수에 대한 미러-이미지들인 LF와 HF 응답을 제공하지

않는다.

[0005] 통신 문헌에서 대역분할 및 결합의 다른 타입은 IIR 필터링을 이용한다. IIR 필터들은 일반적으로 FIR 필터들보다 주어진 개수의 산술 작동들을 갖는 경사로 달성될 수 있지만, 상기 문헌에서 IIR 대역 분할 및 결합 필터들은 무손실 재구축을 얻지 못한다. 예를 들어, 1996년 9월 10~13일 이탈리아 트리에스테에서 열린 EUSIPCO-96 제 8회 유럽 신호 처리 컨퍼런스의 진행에서, Kleinmann T 및 Lacroix A에 의한 "음성 부대역 코딩을 위한 저 지연 IIR QMF बैं크의 효율적인 디자인"에서, 재구축된 진폭 응답은 평평하지만 크로스오버 주파수 부근에서 그룹 지연이 증가한다. 따라서 이 계획은 양자화 에러들없이 실행된 경우에도 무손실이 아니다.

[0006] 따라서, 필요한 것은 무손실 재구축을 제공하는 경제적인 IIR 아키텍처이다. 인코더가 LF 및 HF 대역들을 소비자 제품에 개별적으로 전송하는 어플리케이션들에 대하여, 디코더의 컴퓨터적인 복잡성을 최소화하는 것이 특히 바람직하다.

### 발명의 내용

[0007] 본 발명의 제1 양태는 오리지널 샘플링 레이트를 갖는 양자화된 신호 샘플들의 오리지널 스트림을 상기 오리지널 샘플링 레이트의 절반을 갖는 양자화된 신호 샘플들의 2개의 출력 서브스트림으로 분리하는 방법을 제공하는데, 상기 2개의 출력 서브스트림은 상기 오리지널 스트림의 고주파 요소들 및 저주파 요소들을 각각 나타내며, 상기 방법은:

[0008] 상기 오리지널 스트림을, 상기 오리지널 스트림의 짝수 및 홀수 샘플들을 각각 나타내는 2개의 중간 스트림으로 리포맷하는 단계;

[0009] 2개의 출력 서브스트림을 제공하도록 상기 2개의 중간 스트림을 필터링 및 매트릭스화하는 단계를 포함하고,

[0010] 상기 필터링 및 매트릭스화 단계는:

[0011] - 샘플들을 갖는 양자화된 신호를 생성하기 위해 양자화기를 이용하는 단계;

[0012] - 시간 역순으로 양자화된 신호 샘플들을 생성하는 단계; 및

[0013] - 이미 생성된 양자화된 신호의 샘플들로부터 유도되는 피드백에 따라 양자화된 신호 샘플들을 생성하는 단계를 포함하고,

[0014] 각각의 출력 서브스트림은 최대 위상 폴들(maximum phase poles)을 포함하는 각각의 전달 함수에 의해 각각의 중간 스트림에 관련된다.

[0015] 피드백은 전달 함수에 폴들(poles)을 생성하는데 사용되는데 이는 계수들이 거의 없는 양호한 주파수 식별을 가능하게 한다. 최대 위상 폴들을 만드는 것은 인과적 대역결합기가 위상 왜곡을 제거하는 것을 가능하게 함으로써 Kleinmann 및 Lacroix의 종래기술을 향상시킨다. 샘플들에 대하여 역순으로 작동하는 것은 최대 위상 폴들을 갖는 필터링이 안정적으로 실행되는 것을 가능하게 한다.

[0016] 바람직하게는, 임의의 출력 서브스트림에 대하여, 양 중간 서브스트림들로부터의 전달 함수는 동일한 DC 이득 크기를 갖는다. 이 방식에서 가감산 매트릭스의 사용은 대역 분할기가 DC를 순수하게 하나의 출력으로 향하게 하고 나이퀴스트 주파수들을 순수하게 다른 하나로 향하게 한다.

[0017] 몇몇 실시예들에서, 매트릭스 필터링 단계는:

[0018] 2개의 중간 스트림들의 샘플들의 오버랩 블록들을 처리하는 단계;

[0019] 다른 블록과의 오버랩에 대응하는 샘플들의 각각 처리된 블록의 최종 부분을 버리는 단계; 및

[0020] 샘플들의 각각 처리된 블록의 나머지 부분들을 결합하는 단계를 포함한다.

[0021] 이 방식으로, 본 발명에 따른 대역분할기는 시간 역전된 블록 상에 국부적으로 작동하는 동안 전체 순방향 순서로 오디오를 처리할 수 있다. 오버랩과 버려짐은 각각의 블록의 처리가 상기 대역분할기 출력들에 영향을 주는 섹션에 도달하기 전에 소산되기 시작할 때 발생하는 트랜션트(transient)를 허용한다.

[0022] 바람직하게는, 2개의 출력 서브스트림들은 오리지널 양자화된 스트림이 적절히 초기화된 대역결합기에 의해 정확하게 복원(recover)되도록 하는 것에 요구되는 정보를 함께 포함한다.

[0023] 이 방식으로, 작동이 정확하게 반전될 수 있어 각각의 대역의 무손실 전송, 대역결합을 수반하는 시스템이 전체

적으로 무손실로 되는 것을 가능하게 한다.

- [0024] 어떠한 2개의 개별 입력 스트림들이 동일한 출력 서브스트림들 및 필터들 내의 잔류 상태 모두를 생성하지 않는 것이 바람직하다.
- [0025] 이 방식으로, 각각의 가능 출력 세트가 기껏해야 하나의 입력 스트림에 의해 생성되기 때문에, 신호 샘플들에 대한 어떠한 정보도 대역분할기의 작동으로 소실되지 않는다. 결과적으로, 대역분할기는 무손실로 설명될 수 있다. 필터링은 시간에 있어 입력 효과를 퍼트리기 때문에 비교를 포함하는 필터 상태가 필요하다.
- [0026] 몇몇 실시예들에서, 필터링 및 매트릭스화 단계는:
- [0027] 2개의 필터링된 중간 스트림들을 생성하기 위해 2개의 중간 스트림들을 필터링하는 단계; 및
- [0028] 2개의 출력 서브스트림을 생성하기 위해 필터링된 중간 스트림들을 매트릭스화하는 단계를 포함한다.
- [0029] 이 방식으로, 실행은 더 큰 실행 효율을 위한 단순한 매트릭스화를 갖는 2개의 필터링 작동들을 사용할 수 있다. 종종 다른 방식으로 절충될 수 있지만 낮은 차수의 전역 통과필터들을 갖는다.
- [0030] 바람직하게는, 상기 매트릭스화는 가감산 매트릭스를 이용하여 수행된다.
- [0031] 바람직하게는, 상기 출력 서브스트림들은 추가 양자화없이 인버터블 리니어 프로세싱(invertible linear processing)에 의해 상기 양자화된 신호로부터 유도된다.
- [0032] 이 방식에서, 상기 대역분할기는 상기 대역분할기 출력들 상의 낮은 양자화 노이즈를 갖는 신호 경로에서 단지 하나의 양자화로 작동될 수 있다.
- [0033] 피드백이 양자화로부터 유도되기 때문에, 만약 그것을 따른다면, 후속 처리는 출력 서브스트림들로부터 양자화된 신호, 및 따라서 피드백을 분명하게 결정할 수 있다. 피드백에 대한 지식은 대역결합기의 상태 변수들이 대역분할기의 그것을정확하게 추적할 수 있도록 하기 위해 중요하다.
- [0034] 본 발명의 제2 양태는 상기 제1 양태의 방법을 수행하는데 적용되는 대역분할기를 제공하는 것이다.
- [0035] 본 발명의 제3 양태는 제2 양태에 따른 대역분할기의 고주파 출력 및 저주파 출력에 따라 유도되는 데이터를 포함하는, 기록 매체를 제공하는 것이다.
- [0036] 이 방식으로, 기록 매체는 대역결합기를 이용하여 전체 대역폭 오디오의 복제를 재구축하는 소비자와 감소된 대역폭 오디오를 즐기지 않는 소비자 모두에게 도움이 될 수 있다.
- [0037] 본 발명의 제4 양태는 각각 부대역 샘플링 레이트를 갖는 양자화된 신호 샘플들의 2개의 부대역 스트림을 결합하는 방법을 제공하는 것인데, 상기 방법은 부대역 샘플링 레이트의 2배를 갖는 양자화된 신호 샘플들의 출력 스트림을 제공하고, 상기 출력 스트림은 2개의 부대역 스트림들 각각에 의해 나타내어지는 고주파 요소들 및 저주파 요소들을 가지며, 상기 방법은:,
- [0038] 2개의 양자화된 중간 서브스트림들을 제공하기 위해 2개의 부대역 스트림들을 매트릭스화 및 필터링하는 단계; 및
- [0039] 상기 출력 스트림을 제공하기 위해 2개의 양자화된 중간 서브스트림들을 인터리빙하여, 상기 중간 서브스트림들이 각각 상기 출력 스트림의 짝수 및 홀수 샘플들이 되도록 하는 단계를 포함하고,
- [0040] 각각의 중간 서브스트림은 최대 위상 제로를 포함하는 무한 임펄스 응답(infinite impulse response) 'IIR'인 각각의 전달 함수에 의해 각각의 부대역 스트림에 관련되어지고,
- [0041] 상기 매트릭스화 및 필터링 단계는 상기 출력 스트림이 각각의 부대역 스트림의 양자화된 신호 샘플들이 적절히 초기화된 대역분할기에 의해 정확하게 복원되는 것을 허용하기 위해 요구되는 정보를 포함하는 것을 보장하도록 구성되는 양자화를 포함한다.
- [0042] 이 방식으로, 종래 기술의 Kleinmann 및 Lacroix의 대역결합기의 작동이 본 발명에 따른 대역분할기의 작동을 정확하게 반전시킬 수 있다는 것을 보장하도록 향상되었다. 첫째, 종래 기술의 대역분할기 대역결합기 조합의 위상 왜곡이 제거된다. 둘째, 본 발명에 따른 대역분할기에 의해 생성된 부대역 스트림들은 불가피하게 양자화 노이즈를 포함하지만, 대역결합 방법 내의 적절한 양자화가 추가의 노이즈를 더하는 대신에 대역분할 양자화에 의해 도입된 노이즈를 제거한다.

- [0043] 바람직하게는, 임의의 부대역 스트림에 대하여, 양쪽 중간 스트림들에 대한 전달 함수는 동일한 DC 이득 크기를 갖는다. 이 방식으로 가감산 매트릭스의 사용은, 상기 출력에서 DC가 순수하게 하나의 입력으로부터 나오며 나이퀴스트 주파수들은 순수하게 다른 하나로부터 나오는 것을 보장한다.
- [0044] 명확성을 위하여, 우리는, 대역결합기의 작동이 후속 대역분할에 의해 반전 될 수 있다면, 대역분할기의 작동은 또한 대역분할기에 후속 배치된 동일한 대역결합기에 의해 반전될 것이라는 것을 주목한다.
- [0045] 몇몇 실시예들에서 2개의 부대역 스트림들을 매트릭스화 및 필터링하는 단계는:
- [0046] 2개의 매트릭스화된 서브스트림을 생성하기 위해 2개의 부대역 스트림을 매트릭스화하는 단계; 및
- [0047] 2개의 양자화된 중간 서브스트림을 생성하기 위해 2개의 상이한 양자화된 필터들로 2개의 매트릭스화된 서브스트림을 각각 필터링하는 단계를 포함한다.
- [0048] 이 방식으로, 실행은 더 큰 실행 효율을 위하여 단순한 매트릭스화 및 2개의 필터링 작동을 이용할 수 있다. 다른 방식으로 절충될 수 있지만 낮은 차수의 전역통과 필터들을 갖는다.
- [0049] 몇몇 실시예에서 매트릭스화 단계는 양자화를 포함한다. 이는 필터링 이후 상기 매트릭스화가 수행되고 추가의 양자화를 포함하는 덜 바람직한 대역분할기 실시예들을 반전시키도록 작동한다.
- [0050] 바람직하게는, 신호 처리 루프 내에 포함되는 양자화는 벡터 양자화에 의해 수행된다.
- [0051] 이 방식으로, 대역결합기는 추가의 양자화없이 양자화된 신호로부터 유도되는 출력 서브스트림들의 바람직한 대역분할기 실시예들의 작동을 무손실적으로 반전시킬 수 있다.
- [0052] 바람직하게는, 상기 필터링 단계는 2개의 상이한 전역통과 응답들에 의해 특징화된다.
- [0053] 이 방식으로, 대역 분할기 식별은 2개의 전역통과들이 90도의 차동 위상 쉬프트를 나타내는 정도로부터 도출된다. 이는 거의 계수들없이 효과적인 식별로 이어진다.
- [0054] 몇몇 실시예들에서, 제1 전역통과 응답은 1.0 및 0.527864045의  $2^{-15}$  이내의 계수들을 가지고, 제2 전역통과 응답은 1.0 및 0.105572809의  $2^{-15}$  이내의 계수들을 갖는다.
- [0055] 몇몇 실시예들에서, 제1 전역통과 응답은 1.0, 0.3644245374의  $2^{-15}$  이내 및 0.01036373471의  $2^{-15}$  이내의 계수들을 가지고, 제2 전역통과 응답은 1.0, 0.8365625224의  $2^{-15}$  이내 및 0.09327361235의  $2^{-15}$  이내의 계수들을 갖는다.
- [0056] 이러한 방식들로, 대역분할기 전달 함수들은 리플없이 1차 또는 2차 대역들로부터 얻어지며, 대역분할 오디오가 청취되는 어플리케이션에 적합하다. 실제 실행은 비-단위 계수를 반올림하는 것이 필요하며 공차  $2^{-15}$ 는 16 비트의 일반적인 계수 크기를 반올림하는 것에 대응한다.
- [0057] 본 발명의 제5 양태는 대역분할기를 제공하는데,
- [0058] 샘플링 레이트에서 신호 샘플들의 입력 스트림을 수신하는데 적용되는 입력;
- [0059] 2개의 출력 스트림들을 제공하는데 적용되는 2개의 출력으로서, 각각의 출력 스트림은 입력 스트림의 샘플링 레이트의 절반을 갖는, 2개의 출력;
- [0060] 하나의 입력 및 2개의 출력을 갖는 디-인터리빙 유닛으로서, 상기 디-인터리빙 유닛의 입력은 상기 대역분할기의 입력에 결합되고, 상기 디-인터리빙 유닛의 출력들은 상기 입력 스트림의 짝수번째 및 홀수번째 샘플들을 각각 포함하는, 디-인터리빙 유닛;
- [0061] 제1 입력 및 출력을 각각 갖는 2개의 전역통과 필터들;
- [0062] 2개의 입력 및 2개의 출력을 갖는 무손실 가산-및-감산 유닛으로서, 상기 가산-및-감산 유닛의 입력들 각각은 상기 2개의 전역통과 필터들의 출력들 중 하나에 각각 결합되고, 상기 가산-및-감산 유닛의 출력들 각각은 상기 대역분할기의 출력들 중 하나에 각각 결합되는, 무손실 가산-및-감산 유닛을 포함하고,
- [0063] 각각의 전역통과 필터는 시간 역순으로 상기 입력 스트림의 샘플들을 수신하는데 적용된다.
- [0064] 이 방식으로, 전역통과 필터들의 가산 및 감산을 취함에 의한 작동은 적은 계수들로 양호한 식별이 얻어질 수

있도록 한다. 시간 역순 작동은 최대 위상 폴들을 갖는 전역통과 필터가 안정적으로 실행되는 것을 가능하게 한다. 이들은 대역들로의 분할로부터 위상 또는 진폭 에러가 발생하지 않도록 대응하는 대역결합기에서 최소 위상 폴들을 갖는 인과적 전역 필터에 의해 반전될 수 있다.

- [0065] 몇몇 실시예들에서, 상기 대역분할기는 양자화기를 또한 포함하고, 각각의 전역통과 필터는 입력 스트림의 이미 수신된 샘플 및 이미 제공된 출력 샘플들과 입력 스트림의 이미 수신된 샘플에 후속하여 현재 샘플까지 및 현재 샘플을 포함하여 수신되는 입력 스트림의 샘플들의 선형 결합의 양자화 합과 동일한 출력 샘플을 제공하는데 적용된다.
- [0066] 바람직하게는, 각각의 전역통과 필터는 상기 가산-및-감산 유닛의 출력들로부터 유도되는 피드백을 수신하는데 적용되는 제2 입력을 가지며, 이에 따라 상기 가산-및-감산 유닛은 상기 필터 내에 통합되게 된다.
- [0067] 이 방식으로, 대역분할기는 신호 경로에서 단지 하나의 양자화로 작동할 수 있으며, 대역 분할기 출력들이 오리 지널 신호의 고주파 및 저주파 요소 각각에 대한 더 낮은 노이즈 근사치가 되는 것을 가능하게 한다.
- [0068] 바람직하게는, 상기 대역분할기는 양자화기를 또한 포함하고, 각각의 전역통과 필터는 상기 입력 스트림의 이미 수신된 샘플 및 전역통과 필터의 제2 입력에 의해 이미 수신된 피드백 샘플들과 상기 이미 수신된 샘플에 후속하여 현재 샘플까지 및 현재 샘플을 포함하여 수신되는 입력 스트림의 샘플들의 선형 결합의 양자화 합과 동일한 출력 샘플을 제공하는데 적용된다.
- [0069] 몇몇 실시예들에서 계수들 340/32768 및 11941/32768을 갖는 I무한 임펄스 응답 'IIR'에 의해 2개의 필터들 중 하나가 특징화되고, 계수들 3056/32768 및 27412/32768을 갖는 IIR에 의해 다른 전역통과 필터가 특징화된다.
- [0070] 이 방식으로, 계수들은 리플없이 대역분할기 전달 함수들을 근사화하는 2차 전역통과들에 사용된다. 이 값들은 16 비트 계수들을 갖는 고정 소수점(point) 실행을 위해 반올림된다.
- [0071] 바람직한 실시예에서, 상기 대역분할기는:
- [0072] 입력 및 출력을 갖는 블로킹 유닛; 및
- [0073] 입력을 갖는 결합 유닛을 추가로 포함하고,
- [0074] 상기 블로킹 유닛은 블로킹 유닛의 입력에 나타내어지는 샘플들의 스트림을 수신하고, 상기 스트림을, 각각 시작 및 종료를 갖는, 샘플들의 오버랩 블록들로 분할하며, 블로킹 유닛의 출력에 오버랩 블록들을 제공하는데 적용되고,
- [0075] 상기 블로킹 유닛의 출력은 상기 전역통과 필터들의 제1 입력들에 결합되고;
- [0076] 상기 전역통과 필터들은 샘플들의 각각 오버랩 블록 내의 샘플들을 시간 역순으로 처리하고, 그들의 출력들에서 샘플들의 처리된 블록들을 제공하는데 적용되고
- [0077] 상기 전역통과 필터들의 출력들은 상기 결합 유닛의 입력에 결합되고;
- [0078] 상기 결합 유닛은 그것의 입력에 나타내어지는 샘플들의 오버랩 처리된 블록들을 수신하여, 각각의 처리된 블록으로부터 처리된 블록의 끝으로부터 오버랩 부분을 버리고, 처리된 샘플들의 연속 스트림을 제공하는 나머지 부분들을 결합하는데 적용된다.
- [0079] 이 방식으로, 샘플의 각각의 블록은 시간 역순으로 처리되어, 최대 위상 폴들이 안정적으로 실행되는 것을 가능하게 한다. 그러나 연속적인 블록들은 정상적인 순서로 처리될 수 있으므로, 대역분할이 한정된 미리보기와 함께 진행될 수 있다. 오버랩과 버려짐은 출력에 기여하는 샘플을 처리하기 전에 각각의 블록에서 대역분할기가 시작될 때 발생하는 트랜션트에 대한 시간을 제공한다. 시간 역순 처리로 인해, 이러한 트랜션트는 각각의 블록의 끝에서 발생한다.
- [0080] 본 발명의 제6 양태는 대역결합기를 제공하는데,
- [0081] 입력 양자화된 신호 샘플들의 제1 및 제2 스트림을 수신하는데 적용되는 2개의 입력들;
- [0082] 각각의 입력 스트림의 샘플링 레이트의 2배의 샘플링 레이트를 갖는 출력 스트림을 제공하는데 적용되는 출력;
- [0083] 가산 출력 및 감산 출력으로 각각 구성되는 2개의 입력들 및 2개의 출력들을 갖는 가산-및-감산 유닛;
- [0084] 제1 입력 및 출력을 각각 갖는 2개의 전역통과 필터들; 및

- [0085] 2개의 입력들 및 1개의 출력을 갖는 인터리빙 유닛을 포함하고,
- [0086] 상기 가산-및-감산 유닛의 입력들은 상기 대역결합기의 입력들에 연결되고;
- [0087] 상기 2개의 전역통과 필터들 각각의 제1 입력은 상기 가산-및-감산 유닛의 가산 출력 및 감산 출력에 각각 연결되고;
- [0088] 상기 인터리빙 유닛의 입력들은 상기 전역통과 필터의 출력들에 결합되고;
- [0089] 상기 인터리빙 유닛의 출력은 상기 대역결합기의 출력에 결합되며,
- [0090] 상기 대역결합기는 무손실이다.
- [0091] 이 방식으로, 무손실 특성은, 본 발명에 따른 대역결합기와 본 발명에 따른 대역분할기로 구성된 시스템이 입력을 대역결합기로 정확하게 복사하는 것을 가능하게 함으로써, Kleinmann 및 Lacroix의 대역결합기의 작동을 향상시킨다. 따라서 Kleinmann 및 Lacroix의 위상 왜곡이 제거될 뿐만 아니라 대역분할기의 양자화에 의해 도입된 노이즈가 대역결합기의 양자화에 의해 제거된다.
- [0092] 몇몇 실시예들에서, 가산-및-감산은 가산 및 감산을 취하기 전에 팩터 2에 의해(2배로) 그것의 입력들 중 하나를 스케일링한다.
- [0093] 이 방식으로, 가감산 매트릭스는 단위 결정 가산 및 감산 유닛을 이용하는 대역분할기로부터 발생하는, 2개의 입력에 대한 이득 차이를 2배로 수용할 수 있다.
- [0094] 바람직하게는, 상기 대역결합기는 또한 양자화기를 포함하되, 각각의 전역통과 필터는 제1 입력에 의해 이미 수신된 샘플과 이미 제공된 출력 샘플들과 상기 이미 수신된 샘플에 후속하여 현재의 샘플까지 및 현재의 샘플을 포함하여 수신되는 입력 샘플들의 선형결합의 양자화 합과 동일한 출력을 제공하는데 적용된다.
- [0095] 바람직하게는, 상기 양자화기는 양측 전역통과 필터들 내에 있는 신호들을 공동으로 양자화하는데 적용되는 벡터 양자화기이다.
- [0096] 이 방식으로, 대역 결합기는, 상기 매트릭스화 및 필터링에 있어서 분리된 양자화 대신 단일 양자화를 가지고 바람직한 저 잡음 모드로 작동하는 대역결합기의 작동을 반전할 수 있다.
- [0097] 바람직하게는, 상기 대역결합기는 2개의 입력과 2개의 출력을 갖는 벡터 양자화기를 포함하며,
- [0098] 상기 벡터 양자화기의 입력들은 2개의 전역통과 필터들의 각각의 출력들에 연결되고;
- [0099] 상기 벡터 양자화기의 출력들은 상기 대역결합기의 출력들에 연결되며;
- [0100] 각각의 전역통과 필터는 상기 벡터 양자화기의 출력들에 따라 유도되는 피드백을 수신하는데 적용되는 제2 입력을 갖는다.
- [0101] 바람직하게는, 상기 대역결합기는 또한 양자화기를 포함하되, 각각의 전역통과 필터는 상기 전역통과 필터의 제1 입력에 의해 이미 수신된 샘플과 상기 피드백의 이미 제공된 샘플들 및 상기 이미 수신된 샘플에 후속하여 수신되던 현재의 샘플까지 및 현재의 샘플을 포함하는 입력 샘플들의 선형 결합의 양자화 합과 동일한 출력을 제공하는데 적용된다.
- [0102] 바람직하게는, 상기 대역결합기는 대역분할기에 의해 생성되는 신호들의 쌍을 소유하도록 구성되어, 상기 대역결합기의 출력이 상기 대역분할기에 의해 수신된 신호 샘플들의 스트림의 무손실 복제이다.
- [0103] 이 방식으로, 대역결합기의 무손실 작동은 위에 열거한 것과 같은 위상 왜곡이 없고 및 순 양자화 노이즈가 없는 장점을 제공하는 것은 분명하다.
- [0104] 바람직하게는, 상기 대역결합기는 상태 변수들을 갖는 전역통과 필터를 포함하여, 상기 대역결합기가, 상기 상태 변수들의 동일한 초기화를 가지지만 2개의 경우들에 수신되는 입력 스트림에 차이를 가지면서, 제1 출력 스트림 및 제2 출력 스트림을 제공하기 위해 2회 작동된다면, 제1 출력 스트림과 제2 출력 스트림 간의 차이가 있거나 각각의 작동 후에 필터들의 상태들 간의 차이가 있을 것이다.
- [0105] 이 방식으로, 대역 결합기는 작동 후에 구별되는 입력들이 작동 후 여전히 구별 가능하고 따라서 무손실이기 때문에, 정보를 잃지 않는다는 것이 확인된다.
- [0106] 몇몇 실시예들에서, 계수들 340/32768 및 11941/32768을 갖는 IIR 응답에 의해 제1 전역통과 필터가

특징화되고, 계수들 3056/32768 및 27412/32768을 갖는 IIR 응답에 의해 제2 전역통과 필터가 특징화된다.

- [0107] 이 방식으로, 계수들은 리플없이 대역분할기 전달 함수들을 근사화하는 2차 전역통과들에 사용된다. 이 값들은 16 비트 계수들로 고정 소수점 실행을 위해 반올림된다.
- [0108] 본 발명의 제7 양태는 무손실 대역분할기를 포함하는 인코더 및 무손실 대역결합기를 포함하는 디코더를 포함하는 전송 시스템을 제공하는데,
- [0109] 상기 대역분할기 및 대역결합기 각각은 디더된 양자화기를 포함하는 전역통과 필터를 포함하고;
- [0110] 상기 전송 시스템은 또한 상기 대역분할기에 있는 양자화기 및 상기 대역결합기에 있는 양자화기를 위한 동기화된 디더(synchronised dither)를 구비한다.
- [0111] 이 방식으로, 대역분할기에서의 양자화들은 디더링의 사용으로 유리한 한편, 동기화는 결합된 시스템의 무손실 거동을 보존한다. 만약 대역분할 신호가 직접 들린다면 그 양자화를 들을 수 있다.
- [0112] 본 기술분야에서 능숙한 사람들에 의해 이해될 것이지만, 본 발명은 무손실 재구축을 제공하는 샘플 신호들의 무손실 대역분할 및 대역결합을 위한 기술 및 장치들을 제공한다. 본 개시에 비추어 능숙한 사람들에게는 추가의 변형 및 꾸밈들이 명백할 것이다.

**도면의 간단한 설명**

- [0113] 본 발명의 실시예들이 첨부된 도면을 참조로 상세히 설명될 것이다:  
 도 1은 공지된 손실성 IIR 대역분할기 및 대역결합기를 나타낸다;  
 도 2는 위상 왜곡에 대한 개념적 보정과 함께 도 1의 대역분할기 및 대역결합기를 나타낸다;  
 도 3은 1차 IIR 대역분할기의 진폭 응답을 나타내는데, 실선은 LF 신호이고 점선은 HF 신호이다.  
 도 4는 2차 IIR 대역분할기의 진폭 응답을 나타내는데, 실선은 LF 신호이고 점선은 HF 신호이다.  
 도 5a는 공지된 무손실 IIR 필터 아키텍처를 나타낸다.  
 도 5b는 도 5a에 도시된 필터의 역을 나타낸다.  
 도 6은 한 쌍의 무작위로 초기화된 무손실 전역통과 필터들이 동일한 상태로 수렴하는데 걸리는 시간의 히스토그램을 나타낸다.  
 도 7은 도 2의 대역분할기와 유사하지만 전역통과 필터링과 무손실 가산 및 감산 작동들이 통합된 대역분할기를 나타낸다.  
 도 8은 도 7에 도시된 대역분할기에 대응하는 대역결합기를 나타낸다.  
 도 9a는 도 8에 도시된 대역 결합기의 작동들(31 및 13)의 확대를 나타낸다.  
 도 9b는 도 9a에 도시된 결합된 작동들의 간략화된 버전을 나타낸다.  
 도 10은 도 8에 도시된 대역결합기에 의해 수행되는 작동들의 벡터 양자화기 모습을 나타낸다.  
 도 11은 도 10에 도시된 벡터 양자화기에 의해 실행되는 양자화를 나타낸다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0114] 타입-리버스를 갖는 전역통과
- [0115] Kleinmann 및 Lacroix에 의해 앞서 언급된 논문으로부터 재생성된, 도 1의 종래 기술의 구조는 입력 샘플 신호 (11)를 오리지널 레이트의 절반으로 샘플링된 2 개의 부대역 신호들(9 및 10)로 분할하고, 이후 출력 신호(12)를 제공하기 위해 그들을 재결합하도록 디자인되어 있다. 전형적으로, 부대역 신호(9)는 입력 신호(11)로부터 주로 저주파 정보를 포함하는 'LF' 신호이며, 부대역 신호(10)는 입력 신호(11)로부터 주로 고주파 정보를 포함하는 'HF' 신호이다.
- [0116] 우리는 가산-및-감산 유닛(3)이 팩터(2)에 의한 전체 스케일링을 제외하고는, 가산-및-감산 유닛(2)의 효과를 반전시킨다는 것을 주목한다. 유닛들(2 및 3)은 동일할 수 있다. 따라서 도 1의 작동은 다음과 같이 설명될 수

있다:

- [0117] · 신호(11)은 디-인터리브(de-interleave) 유닛(1)에 의해 짝수 및 홀수 샘플 스트림들로 분할된다.
- [0118] · 짝수 샘플들은 전달 함수  $E_0$ 를 갖는 필터(5)에 의해 필터링되고 홀수 샘플들은 전달 함수  $E_1$ 을 갖는 필터(6)에 의해 필터링된다.
- [0119] · 2개의 가산-및-감산 유닛들(2 및 3)은 부호 2에 의한 스케일링을 제외하고는 널(null) 효과를 함께 갖는다.
- [0120] · 짝수 샘플들은 전달 함수  $E_1$ 을 갖는 필터(7)에 의해 현재 필터링되고 홀수 샘플들은 전달 함수  $E_0$ 를 갖는 필터(8)에 의해 현재 필터링된다.
- [0121] · 짝수 및 홀수 샘플 스트림들은 인터리빙 유닛(4)에서 재결합된다.
- [0122] 따라서, 디-인터리빙 유닛으로부터의 짝수 샘플들은  $E_0$ 에 의해 이후  $E_1$ 에 의해 필터링되고, 홀수 샘플들은  $E_1$ 에 의해 이후  $E_0$ 에 의해 필터링된다. 필터링이 가환적(commutative)이기 때문에 전체적으로 도 1의 효과는 진폭에 있어 팩터 2에 의해(2배로) 스트림(11)을 스케일링하고 전달 함수  $E_0 \cdot E_1$ 으로 그것을 필터링한다는 것이 명백하다. 또한 디-인터리빙 및 인터리빙 유닛들에서  $z^{-1}$  요소로 인해 하나의 샘플의 지연이 있다.
- [0123] 만약 필터들(5 및 6)이 직선 경로라면, 즉  $E_0=1$  및  $E_1=1$ 인 경우, 신호(10)은 입력(11)의 제로-주파수 신호 요소에 대하여 제로 응답을 가질 것이며 유사하게 신호 9는 나이퀴스트 주파수, 즉 신호(11)의 샘플링 주파수의 절반에서 오리지널 신호 요소들에 대하여 제로 응답 신호를 가질 것이다. 따라서 매우 낮은 그리고 매우 높은 주파수들이 분리되었을 것이다. 다른 주파수들은 디-인터리빙 유닛 내에서 " $z^{-1}$ " 지연에 의해 생성된 주파수 의존 위상 쉬프트 때문에 불완전하게 분리된다. 필터들(5 및 6)의 목적은 이 위상 쉬프트를 대략적으로 보상하여 높은 그리고 낮은 주파수 간의 우수한 식별이 상당한 대역폭에 걸쳐 유지되도록 하는 것이다.
- [0124] 따라서 응답  $E_0$ 는 저주파에서 신호(11)의 하나의 샘플 주기의 지연을 근사하는  $E_1$ 의 그것에 대하여 낮은 주파수에서 위상 쉬프트를 제공해야 한다.  $E_0$  및  $E_1$ 이 오리지널 샘플 주파수의 절반에서 실행되기 때문에, 그들은 그러므로, 그 위상차가 로컬 샘플링 주파수에서 1/2 샘플 주기를 근사화하는 한 쌍의 전역통과 필터로 설계되어야만 한다. 우리는 적절한 디자인들을 나타낼 것이지만, 우선 도 1에 도시된 대역분할기와 대역결합기의 조합이 전역통과이면서 따라서 위상 왜곡을 도입하는 전달 함수( $E_0 \cdot E_1$ )를 갖는 문제점을 다룰 필요가 있다. 이 문제는 위에 언급된 Kleinmann과 Lacroix 논문에서 인식되었으나 전기통신 실무에서 일부 잔류 왜곡은 수용가능한 것으로 고려되었으나 완전히 무손실 솔루션은 찾지 못하였다.
- [0125] 개념적으로, 원하지 않는 전달 함수( $E_0 \cdot E_1$ )는 반전 필터  $(E_0 \cdot E_1)^{-1}$ 를 이용하여 보정될 수 있다. 이 반전 필터가 결과적인(acausal) 중요한 실제적 어려움을 순간적으로 무시하면, 도 2에서 우리는 개념적인 반전 필터 $(E_0 \cdot E_1)^{-1}$ 를 필터들(5' 및 6')에 병합하고, 이제는 개념적 응답( $E_1^{-1}$  및  $E_0^{-1}$ )을 각각 갖는다.
- [0126] P. P. Vaidyanathan, S. K. Mitra and Y. Neuvo"에 의해 저 감도 IIR 디지털 필터 구현에 대한 새로운 접근법들", IEEE Trans. 음향, 음성 및 신호 처리, vol. ASSP-34, no. 2, pp. 350-361, April 1986에는, 가산 및 감산이 Butterworth, Chebyshev 또는 타원형 응답을 제공하는 한 쌍의 전역통과 필터를 생성하는데 적합한 설계 절차가 제시되어 있다.
- [0127] 제로 리플이 바람직하고 예리한 모서리가 바람직하지 않은 오디오 어플리케이션에 대하여, 우리는 다음의 필터들이 적합함을 확인하였다:

[0128] 1차: 
$$E_0 = \frac{z^{-1} + 0.5278640450}{1 + 0.5278640450z^{-1}}$$

[0129] 
$$E_1 = \frac{z^{-1} + 0.1055728090}{1 + 0.1055728090z^{-1}}$$

[0130] 2차: 
$$E_0 = \frac{z^{-2} + 0.3644245374z^{-1} + 0.01036373471}{1 + 0.3644245374z^{-1} + 0.01036373471z^{-2}}$$

[0131] 
$$E_1 = \frac{z^{-2} + 0.8365625224z^{-1} + 0.0932736124}{1 + 0.8365625224z^{-1} + 0.0932736124z^{-2}}$$

[0132] 이 문서에서 여기 그리고 이후에,  $z^{-1}$ 은 부대역 샘플링 레이트에서 하나의 샘플의 지연을 나타낸다: 이는 실행에 적절하지만 Kleinmann과 Lacroix에서 사용된 규칙과는 다르다.

[0133]  $\frac{1}{2}$ 의 스케일 팩터를 삽입하면, 저역통과 및 고역통과 응답들은 다음과 같이 주어진다:

[0134] 
$$lopass = (E_1^{-1} + E_0^{-1}) / 2 \quad hipass = (E_1^{-1} - E_0^{-1}) / 2$$

[0135] 전역통과 필터의 시간-역전(time-reverse)이 또한 그것의 반전(inverse)이라는 것은 잘 알려져 있다. 이것은 예를 들어 위의  $E_0$ 에 대한 표현식에서  $z^{-1}$ 을  $z$ 로 대체하여 확인될 수 있는데, 이는 분자와 분모를 교환하는 것과 동일한 효과를 갖는다.

[0136] 우리는 역-시간 처리가 반드시 비실용적인 것은 아니라는 것을 주목한다. 일부 소비자 어플리케이션에 있어서, 인코더는 오디오 신호를 LF 및 HF 요소로 분리하며, 이들은 개별적으로 전달되고 소비자의 디코더에 결합된다. 오디오 트랙의 사전 인코딩(pre-encoding)은 일반적으로 파일 대 파일 처리로 수행되며, 따라서 역-시간 처리는 순방향 처리보다 개념적으로 어려운 것이 아니다. 따라서, 결과적인 전역통과 필터들( $E_1^{-1}$  및  $E_0^{-1}$ )은 역 시간에 인과적(causal) 필터로 실행될 수 있다:

[0137] 
$$lopass = \text{Rev} (E_1 + E_0) / 2 \quad hipass = \text{Rev} (E_1 - E_0) / 2$$

[0138] 결과적인 저역통과 및 고역통과 응답들은 1차 필터의 경우 도 3에 도시되고 2차 필터의 경우 도 4에 도시되어 있다. 주파수는 스케일링되어,  $f=1$ 이 교차 주파수이며, 이는 부대역 나이퀴스트 주파수와 같고,  $f=2$ 는 오리지널 나이퀴스트 주파수이다. 이 디자인은 총 파워를 보존하며 저역통과 및 고역통과 커브들은  $f=1$ 에 대해 대칭이고, 이때 각각은 -3dB이다. 도 3의 1차 고역통과는  $f=0.5$ 에서 38dB 그리고  $f=0.25$ 에서 70dB에 의해 감쇠한다. 도 4의 2차 고역통과는  $f=0.5$ 에서 69dB 그리고  $f=0.25$ 에서 126dB에 의해 감쇠한다. 이러한 감쇠들은 이러한 디자인들의 낮은 계산 비용을 고려할 때 현저한 것으로 고려될 수 있다.

[0139] 적절한 초기화를 통해, 이상의 처방은 대역분할기에 나타내어지는 신호의 대역결합기에 의한 정확한 재구축을 제공할 것이며, 전체적으로 정확한 산술을 가정한다. 우리는 이제 양자화된 산술을 이용할 때 필터링이 어떻게 무손실로 만들 수 있는지 검토한다.

[0140] 무손실 최소-위상 IIR 필터링

[0141] 최소-위상 IIR 필터의 대중적인 "Direct form I" 실행은 WO 96/37048 "과형 데이터를 위한 무손실 코딩 방법"에서 언급된 바와 같이 쉽게 무손실로 만들어진다. 해당 문헌의 도 6c 및 도 6d는 여기의 5a 및 도 5b로 각각 재현된다. 해당 문헌의 다른 도면들은 동일한 또는 유사한 기능을 갖는 몇몇 다른 토폴로지를 나타낸다. 도 5a는  $(1 + A(z^{-1})) / (1 + B(z^{-1}))$ 의  $z$ -변환을 갖는 1차 무손실 IIR 필터를 나타내는 반면, 도 5b는  $(1 + B(z^{-1})) / (1 + A(z^{-1}))$ 의  $z$ -변환을 갖는 대응 반전 필터를 나타낸다.

[0142] 도 5a에 대한 입력은 특정 스텝 크기로 양자화되는 것으로 가정되고, 양자화 기(20)는 동일한 스텝 크기로 양자화하며, 따라서 출력이 유사하게 양자화되는 것을 보장한다. 필터들(21 및 22)의 계수들은 유한 워드 길이를 가지며, 양자화기(20)는 또한 재순환 신호들이 필터(22)의 분수 계수들(fractional coefficients)에 의한 반복된 곱셈을 통해 임의로 긴 워드 길이를 획득하는 것을 방지한다.

[0143] 도 5a의 작동은 결정적이며, WO 96/37048에서 설명된 바와 같이, 도 5a 및 도 5b의 캐스케이드는 도 5b의 출력에서 도 5a에 대한 입력의 정확한 복제를 재생성하며, 입력은 이미 양자화된 것으로 가정하고, 필터들(21' 및 22')의 상태 변수들은 필터들(21 및 22)의 상태 변수들과 같은 값들로 초기화되는 것으로 가정한다. 일부 디자인에서, 이 초기화는 명시적으로 수행되는 반면, 다른 것들은 2개의 필터들의 상태들 간의 확률적 수렴에 의존

하며, 그러한 수렴이 얻어질 때까지가 아니라면 재생성이 무손실이 아닐 것이라는 것을 받아들인다.

[0144] 결과적 IIR 필터들의 역-시간 실행

[0145] 우리는 이제 1차 전역통과 필터( $E_0$ ) 및 그 역( $E_0^{-1}$ )이 어떻게 실행될 수 있는지를 보다 상세하게 나타내는데, 여기서:

[0146] 
$$E_0 = \frac{z^{-1} + 0.5278640450}{1 + 0.5278640450z^{-1}} \quad E_0^{-1} = \frac{1 + 0.5278640450z^{-1}}{z^{-1} + 0.5278640450}$$

[0147] 또는 보다 콤팩트하게:

[0148] 
$$E_0 = \frac{z^{-1} + k}{1 + z^{-1}k} \quad E_0^{-1} = \frac{1 + z^{-1}k}{z^{-1} + k}$$

[0149] 여기서,  $k=0.527864045$ 이고, 특히  $|k| < 1$ 인 경우,  $E_0$ 의 분모가 최소-위상이고 이에 의해  $E_0$ 가 표준 수단에 의해 실행될 수 있는 안정적인 그리고 인과적 필터인 것을 보장한다.

[0150] 우리는 인코딩-디코딩 어플리케이션의 LF 경로를 고려하며, 샘플 값  $\{x_i\}$ 의 입력 시퀀스가 인코더에서  $E_0^{-1}$ 으로 나타내어져 전송된 시퀀스  $\{y_i\}$ 를 생성하며, 이는 결과적으로 디코더에서  $E_0$ 에 나타내어진다. 우리는  $E_0$ 의 출력은 복귀 관계로 표현된 동일한 입력 시퀀스  $\{x_i\}$ 가 되어야 한다고 요구한다:

[0151] 
$$x_i = y_{i-1} + y_i k - x_{i-1} k \quad i = 1 \dots n$$

[0152] 인코더에서  $E_0^{-1}$  필터의 작동을 추론하기 위해, 우리는  $y_{i-1}$ 에 대하여 다음과 같이 풀었다:

[0153] 
$$y_{i-1} = x_i - y_i k + x_{i-1} k \quad i = n \dots 1$$

[0154] 인과율(causality)은 표기법  $i = n \dots 1$ 로 표시되고 필터  $E_0^{-1}$ 의 역 시간 실행을 반영하여,  $i$ 가 감소하는 순으로 수행되도록 값  $\{y_i\}$ 의 연산을 요구한다. 연산을 초기화하기 위해 인코더는 주어진 신호 값  $\{x_i, i=1..n\}$  뿐만 아니라  $y_n$ 에 대한 값을 필요로 한다.  $y_n$ 은 예를 들어 제로와 같이 임의로 선택될 수 있다. 또한 디코더는 초기화가 필요한데, 인코더가 필터링된 값  $\{y_i, i=1..n\}$ 과 함께 오리지널 값  $x_1$ 을 전송하는 편리한 방법이다. 이후, 디코더는  $x_1$ 을 그것의 첫번째 출력 값으로 직접 사용할 뿐만 아니라  $i=2$ 부터 이어서 실행되는 나머지 계산에 대한 상태 초기화로 사용한다.

[0155] 이러한 초기화가 주어지면 디코더는 이후 오리지널 신호  $\{x_i\}$ 를 정확히 재구축할 수 있으며, 단지 산술적 반올림 에러 및 전송시 임의의 단어길이 자르기가 적용된다.  $E_1$ 과  $E_1^{-1}$ 을 실행하기 위해  $k=0.1055728090$ 과 정확히 동일한 절차가 사용될 수 있다.

[0156] 무손실 역-시간 처리

[0157] 무손실 처리를 위해 우리는 양자화된 입력 시퀀스  $\{x_i\}$ 를 가정하고, 분수 계수들에 의한 곱셈의 결과는 양자화되어야 한다. 이 복귀 관계는 이제 다음으로 대체된다:

[0158] 
$$x_i = y_{i-1} + Q_i(y_i k - x_{i-1} k), \quad i = 1 \dots n$$

[0159] 
$$y_{i-1} = -Q_i(y_i k - x_{i-1} k) + x_i, \quad i = n \dots 1$$

[0160] 여기서,  $Q_i$ 는 입력 시퀀스  $\{x_i\}$ 와 동일한 스텝 크기를 갖는 양자화를 나타낸다. 전송된 시퀀스  $\{y_i\}$ 는 그러면 또한 동일한 스텝 사이즈로 양자화된 값을 포함한다. " $Q_i$ "의 접미사 " $i$ "는 예를 들어 디터링된 양자화기에서와

같이 양자화 Q가 샘플마다 상이할 수 있음을 강조한다. 그러나, 인코더-디코더 쌍에서, 인코더에서 각각의  $Q_i$ 는 대응하는 디코더에서의  $Q_i$ 와 동일해야 하며, 이는 디더의 경우 인코더와 디코더 간에 동기화된, 동일한 의사랜덤 시퀀스 생성기에 의해 일반적으로 얻어진다.

[0161] 양자화 된 값이 스텝 사이즈의 정수배가 될 필요는 없다: 종종 펜딩 중인 특허출원 PCT/GB2015/050910에서 설명된 바와 같이 랜덤 옵셋을 갖는 양자화기를 이용하는 것이 유리하다. 다른 일반화는 신호들  $\{x_i\}$  및  $\{y_i\}$ 이 벡터-값일 수 있고,  $Q_i$ 는 벡터 양자화기이다.

[0162] 블록단위 역-시간 인코더 처리

[0163] 양자화되지 않은 경우와 무손실의 경우 모두, 완전한 출력 시퀀스  $\{x_n\}$ 의 정확한 재구축은 예를 들어 값  $x_1$ 에 의한 디코더 상태의 초기화를 요구한다.

[0164] 정확한 산술을 사용하는 양자화되지 않은 처리에서, 올바른 초기화를 제공하는 것에 실패하는 것은  $E_0$ 의 임펄스 응답에 비례하는 일시적인 에러를 야기하고, 이는  $E_0$ 가 1차일 때 감쇠 지수가 될 것이고 보다 일반적으로 감쇠된 사인파를 포함하여 선형 결합이 될 것이다. 이 일시적 에러는  $i$ 가 증가함에 따라 급격히 감소할 것이며, 약간의 샘플 또는 수십개의 샘플 후에는 일반적으로 중요하지 않게 될 것이다.

[0165] '무손실' 양자화된 처리를 사용하면, 부정확한 초기화가 유사한 초기 일시적 에러를 야기할 것이다. 일단 트랜션트가 사라지면, 디코딩 필터  $E_0$ 의 상태가 인코딩의 상태와 동기화될 때까지 에러가 노이즈가 된다. 높은 차수의 필터로 이 상태 동기화가 절대 발생하지 않을 수 있지만, 이 문서에서 고려된 차수 2의 필터  $E_0$ 에 대해 그리고 적절한 디더링된 양자화기를 이용하여 우리는 초기 트랜션트가 종료되고 에러가 노이즈로 되는 시간으로부터 120 샘플 주기 후에 동기화가 얻어지지 않을 것이  $10^{-12}$  미만의 확률이 있다고 예상하였다. 여기에 설명된 2-차 필터에 대하여, 초기 트랜션트는 약 30개의 샘플들이 96dB로 감소하거나 45개의 샘플들이 144dB로 감소한다. 이러한 필터들은 거의 완전한 확실성을 가지고 165 샘플 주기 후에 초기화의 독립 상태로 안정화된다.

[0166] 이 추론은 이제 역-시간 필터링에 적용될 수 있다. 더 긴 파일의 시작으로부터 가져온 1165개의 샘플들의 블록이 역-시간으로 필터링되면, 처음 1000개의 필터링된 샘플은 이에 의해, 역순으로 필터링될 때 전체 파일의 처음 1000개 샘플들로 거의 완전한 확실성을 가지고, 동일하게 된다.

[0167] 따라서 전체 파일의 역-시간 필터링은 불필요하다: 파일은 적어도 165 개의 샘플들에 의해 오버랩되는 블록으로 처리 될 수 있다. 블록은 임의의 순서, 특히 순방향 또는 병렬로 처리될 수 있으며, 역-시간 필터링이 각각의 블록 내에서 사용되고, 각각의 블록의 최종 165개의 샘플은 버려진다. 이 원칙은 또한 블록 처리 및 오버랩에 의해 도입된 지연에 따라, 샘플들의 스트림의 실시간 처리를 가능하게 한다.

[0168] 165개 샘플의 추정치는 100,000 번의 시도에 관한 도 6의 외삽에 기초하는데, 2개의 양자화된 필터가  $2^{15}$  차수 양자화 단계의 상이하고 무작위로 선택된 신호 값에 대응하는 상태로 초기화되었다. 상기 필터들은 이전에 주어진 계수들  $k_1=0.8365625224$  및  $k_2=0.09327361235$ 를 갖는 2차였으며, 그들 각각의 양자화기는 직사각형 확률 밀도 함수 및 하나의 양자화 단계와 동일한 피크 대 피크 진폭을 갖는 동일한 'RPDF' 디더로 디더링되었다. 도 6은 2개의 양자화기가 정렬되는데 소요된 시간의 히스토그램이다. 수직축은 실험 횟수의 10을 기준으로하는 대수(logarithm)이며, 수평축은 샘플 주기의 시간이다. 대부분의 시험에서 양자화기들은 동기화에 약 30 샘플 주기를 소요하고 동기화되지 않은 수는 이후 각각 10 샘플 주기마다 약 팩터 10으로 감소한다는 것을 알 수 있을 것이다.

[0169] 2차 복귀 관계

[0170] 참고로 앞서 나타난 복귀 관계는 2 차 필터링으로 확장된다. 예를 들어  $E_0$ 을 취하면, 숫자 표현식:

[0171] 
$$E_0 = \frac{z^{-2} + 0.3644245374z^{-1} + 0.01036373471}{1 + 0.3644245374z^{-1} + 0.01036373471z^{-2}}$$
 는

$$E_0 = \frac{z^{-2} + z^{-1}k_1 + k_2}{1 + z^{-1}k_1 + z^{-2}k_2}$$

[0172] 다음과 같이 표현될 수 있다:

[0173] 여기서  $k_1 = 0.3644245374$  및  $k_2 = 0.01036373471$ .

[0174] 디코딩 및 인코딩 식은 이제 다음과 같다:

$$x_i = y_{i-2} + Q_i(k_1 y_{i-1} + k_2 y_i - k_1 x_{i-1} - k_2 x_{i-2}), \quad i = 1..n$$

$$y_{i-2} = -Q_i(k_1 y_{i-1} + k_2 y_i - k_1 x_{i-1} - k_2 x_{i-2}) + x_i, \quad i = n..1$$

[0177] 이는 개념적 필터들  $E_0$  및  $E_0^{-1}$ 에 각각 대응한다. 인코더에 대한 초기화 조건들은 제로와 같은 임의의 편리한 값이  $y_{n-1}$  및  $y_n$  양에 대해 사용될 수 있으며, 이는 참조되지만 연산되지는 않는다는 것이다. 인코더는 필터링된 값  $\{y_i, i = 1..n\}$ 과 함께 오리지널 값  $x_1$  및  $x_2$ 를 전송함으로써 디코더를 초기화할 수 있다. 이후 디코더는  $x_1$  및  $x_2$ 를 그것의 처음 2개의 출력 값으로 사용할 뿐만 아니라 그들을  $i=3$ 부터 실행되는 나머지 연산에 대한 상태 초기화로 사용한다.

[0178] 최초 수십개의 디코딩된 샘플에 대하여 정확한 재구축이 요구되지 않는다면, 초기화는 대안적으로 생략될 수 있다.

[0179] 무손실 가산 및 감산

[0180] 도 2는 대역분할기 내의 가산 및 감산 네트워크(2) 및 대역결합기 내의 반전 가산 및 감산 네트워크(3)를 나타낸다. 무손실 전역통과를 통합한 무손실 전역통과 네트워크(16)을 나타내기 위해 대역분할기 및 대역결합기가 도 7 및 도 8에 다시 도시되어 있다.

[0181] 결과적 필터들을 실행하는 것의 위의 논의에서 우리는 유닛들(2 및 3)의 구성에 대해 2의 스케일링을 기꺼이 도입한다. 그러나 우리는 무손실 작동 상으로 이동할 때, 우리는 필터(7과 8)로의 입력을 필요로 하기 때문에, 이 2의 팩터는 필터(5' 및 6')로부터의 출력을 정확하게 무손실 복제하는데 어색하다. 우리는 이 문제를 다루는 여러가지 방법을 제시한다.

[0182] 가장 직접적인 접근법은 2에 의한 스케일링을 유닛(3)에 포함하여, 유닛(2)의 정확한 반전이 되도록 하는 것이다.

[0183] 따라서, 유닛(2)는 다음과 같이 연산한다:

$$\begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix}$$

[0184]

[0185] 그리고 유닛(3)은 다음과 같이 연산한다:

$$\begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix}$$

[0186]

[0187] 이것은 0.5에 의한 스케일링과 결합된 유닛(2)의 복제이다.

[0188] 그러나 이 실행은  $L_f$  및  $H_f$  신호의 무손실 압축을 포함하는 시스템의 일부로 사용하기에 어색한데, E 및 O가 독

립적으로 양자화된 값일 때, L 및 H는 그렇지 않기 때문이다. 결정자 -2를 갖는 전달 함수  $\begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$ 로 인해, L 및 H 출력들에 상호 정보가 있고(이들은 공통 1sb를 가짐), 임의의 무손실 압축은 이 중복성을 이용하지 않았으면 비효율적일 것이다. 그러나 이 특이한 중복성을 이용해야만 하는 것은, 부과하는 힘든 요구이다.

[0189] 이 문제를 피하기 위해, 가산 및 감산 유닛(2)는 바람직하게는 결정자  $\pm 1$ 을 가지며, 합리적인 선택은 가산 및 반감산(half difference)이 되는데, 다음과 같다:

$$\begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -0.5 & 0.5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix}$$

[0190]

그리고, 따라서 유닛(3)은 다음과 같이 연산한다:

$$\begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -0.5 & 0.5 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.5 & -1 \\ 0.5 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix}$$

[0192]

$0.5(O - E)$ 의 연산은 양자화를 요구하는데, 이는 밴드분할기의 Hf 출력으로 추가의 노이즈를 도입하지만, 다음과 같은 무손실 방식으로 수행될 수 있다:

$$L = E + O$$

$$H = O - Q(0.5L)$$

그리고 유닛(3)에 대한 반전 작동은 다음과 같다:

$$O = H + Q(0.5L)$$

$$E = L - O$$

무손실 가산 및 감산과 전역통과의 통합

추가로, 가산 및 감산 작동들과 함께 전역통과 필터링을 통합함으로써 Lf 출력에서 양자화 노이즈의 양을 저감하는 것이 가능하다. 이는 대역분할기의 Lf 출력이 대역폭 확장 데이터에 액세스하지 못하는 사람들에게 의해 청구될 수 있는 WO2013186561에 개시된 바와 같은 시스템에서 특히 유리하다. 또한, Hf 오디오 경로에서 추가의 양자화가 필요하지 않다.

이는 도 7 및 도 8에 도시되어 있는데, 가산 및 감산 작동들(2 및 14)이 다음에 의해 실행되도록 의도된다:

$$\begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -0.5 & 0.5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix}$$

그리고 반전 가산 및 감산 작동들(3, 14 및 15)은 다음에 의해 실행되도록 의도된다:

$$\begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.5 & -1 \\ 0.5 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix}$$

마지막 섹션과 대조적으로, 이들은 이제 정확한 산술로 수행될 수 있다.

도 7은 대역분할기에서 부호 5', 6' 및 2의 재구성을 나타낸다.

$$\frac{1+A(z^{-1})}{1+A(z)} = E_1^{-1}$$

필터(16)는 전역통과  $E_1^{-1}$ 를 실행하면서 5'을 대체하지만 양자화는 가산 및 감산 작동(2) 이후까지 지연되며 피드백은 추가의 반전 가산 및 감산 작동(15) 이후 얻어진다. 마찬가지로, 필터(17)는 부호 6'을 대체한다. 이의 순 효과는 양 전역통과 내부에서 벡터 양자화가 수행되어, Lf 및 Hf 신호들이 개별적으로 양자화된다는 것이다.

도 8은 밴드결합기의 작동을 나타낸다. 만약 도 8이 도7의 출력에 공급된다면, 작동(3)은 도 7의 작동(15)를 복제하여 필터  $A(Z)$  및  $B(Z)$ 에 대한 입력들이 도 7의 그들의 입력들을 복제하는 것을 보장한다. 만약 우리가 도 8의 이전 출력들이 도 7의 입력들에 복제되었고 양자화(31)가 양자화(30)이 가산된 것과 동일한 양자화 에러를 감산하였다고 가정하면, 우리는 도 8이 도 7의 작동을 정확히 반전한다고 유도적으로 결론내릴 수 있다.

우리는 이제 양자화기(30)의 부정된(negated) 양자화 에러를 갖기 위해 양자화기들(31)이 충족해야하는 조건들이 무엇인지를 고려한다.

첫째로, 2개의 출력 값이 입력 값으로부터 등거리에 있는 상황에 대한 고려가 필요하다. 양자화기(30)가  $-\infty$ 쪽으로 타이클을 만든다(round a tie)면 양자화기(31)는  $+\infty$ 쪽으로 타이클을 만들어야 한다. (이는 대역결합기 양자화기가 이제 사이드 체인 측쇄 변화를 양자화하기보다는 주 신호 경로에 있기 때문에 도 5a 및 5b의 상황과 상이

하다).

[0211] 둘째로, 도 7의 입력들 및 출력들이 스텝사이즈  $\Delta$ 의 배수로 양자화된다고 가정하면, 도 8로부터의 출력들도 마찬가지로 마찬가지일 것이다. 그러나 그들은 다음과 같은 반전 가산 및 감산 매트릭스에 의해 양자화기(31)의 출력들로부터 유도된다

[0212] 
$$\begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.5 & -1 \\ 0.5 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix} \text{ which rearranges to } \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -0.5 & 0.5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix}$$

[0213] 만약 E와 O가 모두  $\Delta$ 의 짝수배이거나 모두  $\Delta$ 의 홀수배라면, L은  $\Delta$ 의 짝수 배가 될 것이고 H는  $\Delta$ 의 배수가 될 것이다. 그러나 E와 O가 반대 홀짝(opposite parity)이라면, L은  $\Delta$ 의 홀수배가 될 것이고 H는  $\Delta/2$ 의 홀수 배가 될 것이다.

[0214] 따라서 도 8의 밴드결합기는 L을 먼저 양자화할 것을 필요로 하고, 이후 L이 짝수 또는 홀수인지에 따라  $\Delta$ 의 배수 또는  $\Delta$ 의 배수 +  $\Delta/2$  중 하나에 H를 각각 양자화할 것을 필요로 한다.

[0215] 이를 하는 한가지 방법은  $Q_H$ 에 대해  $\Delta$ 의 정수 값으로 양자화하는 양자화기를 이용하기 전에 L의 양자화된 값의 절반을 더하고 이후 나중에 다시 이를 감산한다. 이러한 작동(31)의 확장도 9a에 도시되어 있으며, 이는 또한 반전 가산 및 감산을 실행하는 다음 작동(13)을 확장한다

[0216] 
$$\begin{pmatrix} E \\ O \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.5 & -1 \\ 0.5 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix}$$

[0217]  $0.5L$ 을 더하는 부호 13의 작동은 그것을 감산하는 H에서의 작동을 취소하고, 결합된 작동은 도 9b에 도시된 바와 같이 간략화한다.

[0218] 도 10에 도시된 대안적 관점은 도 8의 작동들(14, 31 및 13)이 도 11에 예시된 양자화를 실행하는 벡터 양자화기(32)를 형성한다는 것이다. 점들은 E/O 공간에서의 양자화된 출력들이다. 사선 사각형들은 각각의 출력 값으로 양자화된 영역들이다. L 및 H 축들 또한 도시되어 있으며, 이러한 축들에 대해 양자화 영역들은 정사각형이며 축이 정렬된다. 그러나 교대의 L 열들은 읍셋되어 벽돌모양 패턴을 형성한다.

[0219] 산술적 변형

[0220] 본 발명의 본질에 영향을 미치지 않고 산술을 재배열하는 많은 방법이 있다는 것이 이해될 것이다.

[0221] 예를 들어, 도 8은 입력으로부터 양자화기 입력으로의 신호 경로를 다음과 같이 표현한다:

[0222] 
$$\begin{pmatrix} Q_L^{in} \\ Q_H^{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -0.5 & 0.5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1+A(z) & 0 \\ 0 & 1+B(z) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0.5 & -1 \\ 0.5 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix}$$

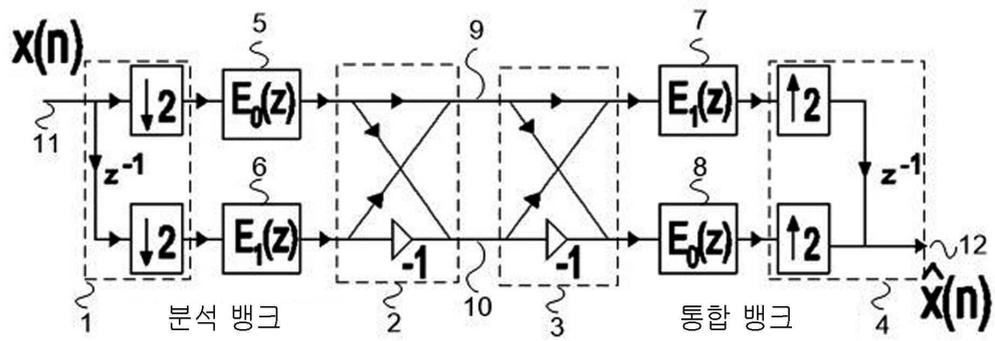
[0223] 이는 다음으로 변형될 수 있다:

[0224] 
$$\begin{pmatrix} Q_L^{in} \\ Q_H^{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1+0.5(A(z)+B(z)) & B(z)-A(z) \\ 0.25(B(z)-A(z)) & 1+0.5(A(z)+B(z)) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L \\ H \end{pmatrix}$$

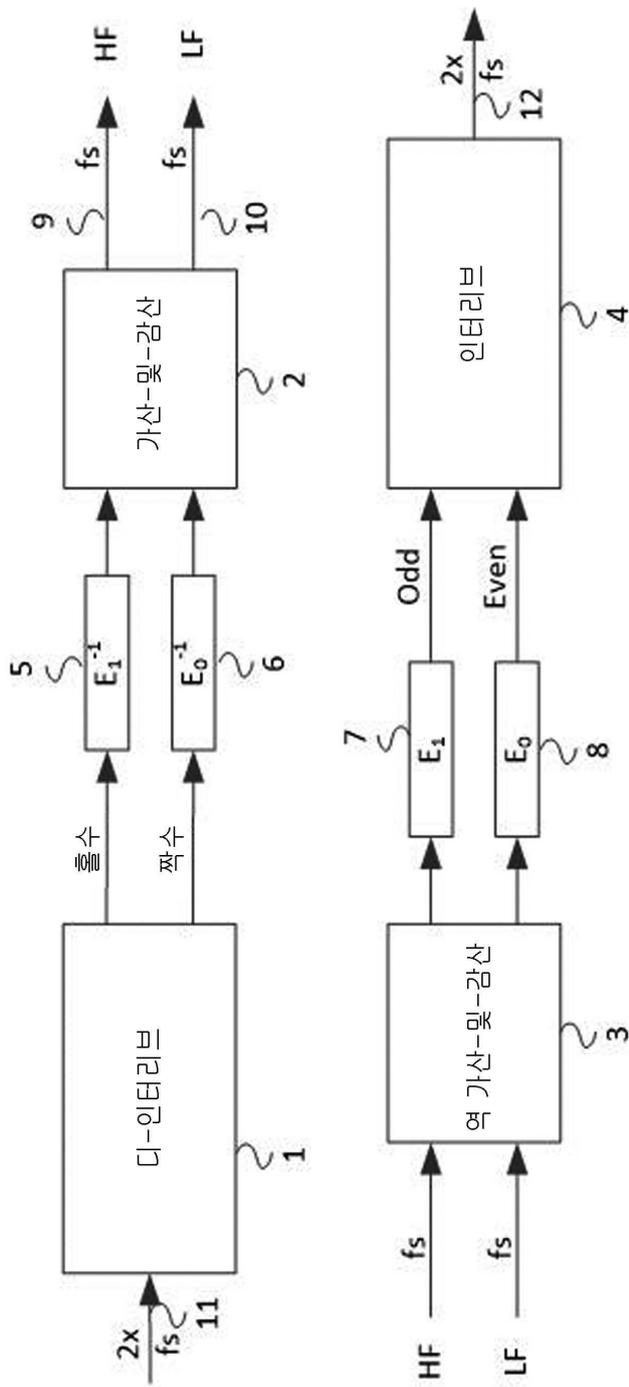
[0225] 가산 및 감산 작동들을 갖는 2개의 필터들이, L/H 및  $Q_L^{in} / Q_H^{in}$  간의 모든 4개의 경로들 상의 관련된 계수들을 갖는 4개의 필터들로 변형되었다. 명백하게, 본 발명의 본질은 이러한 변형에 의해 변하지 않는다.

도면

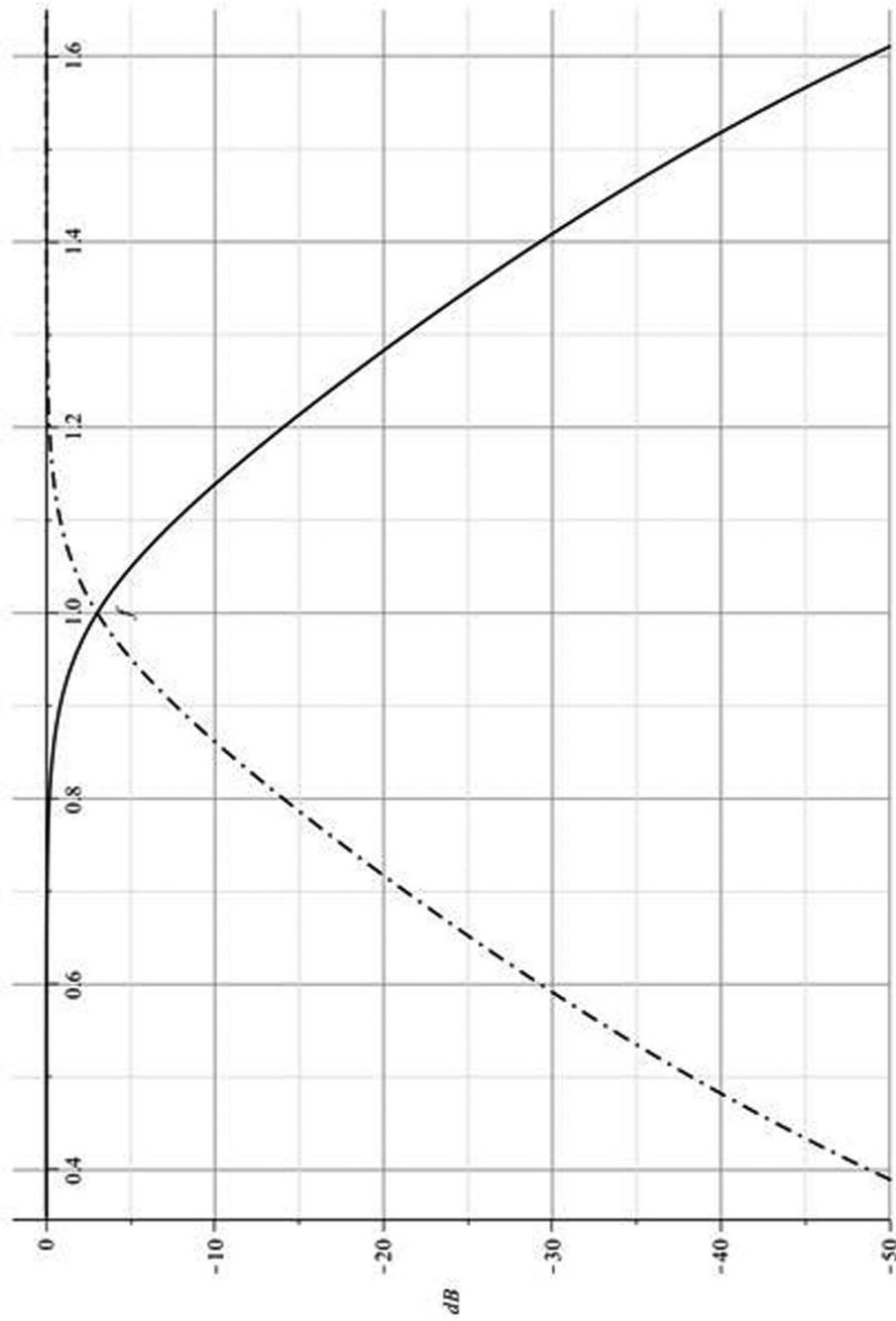
도면1



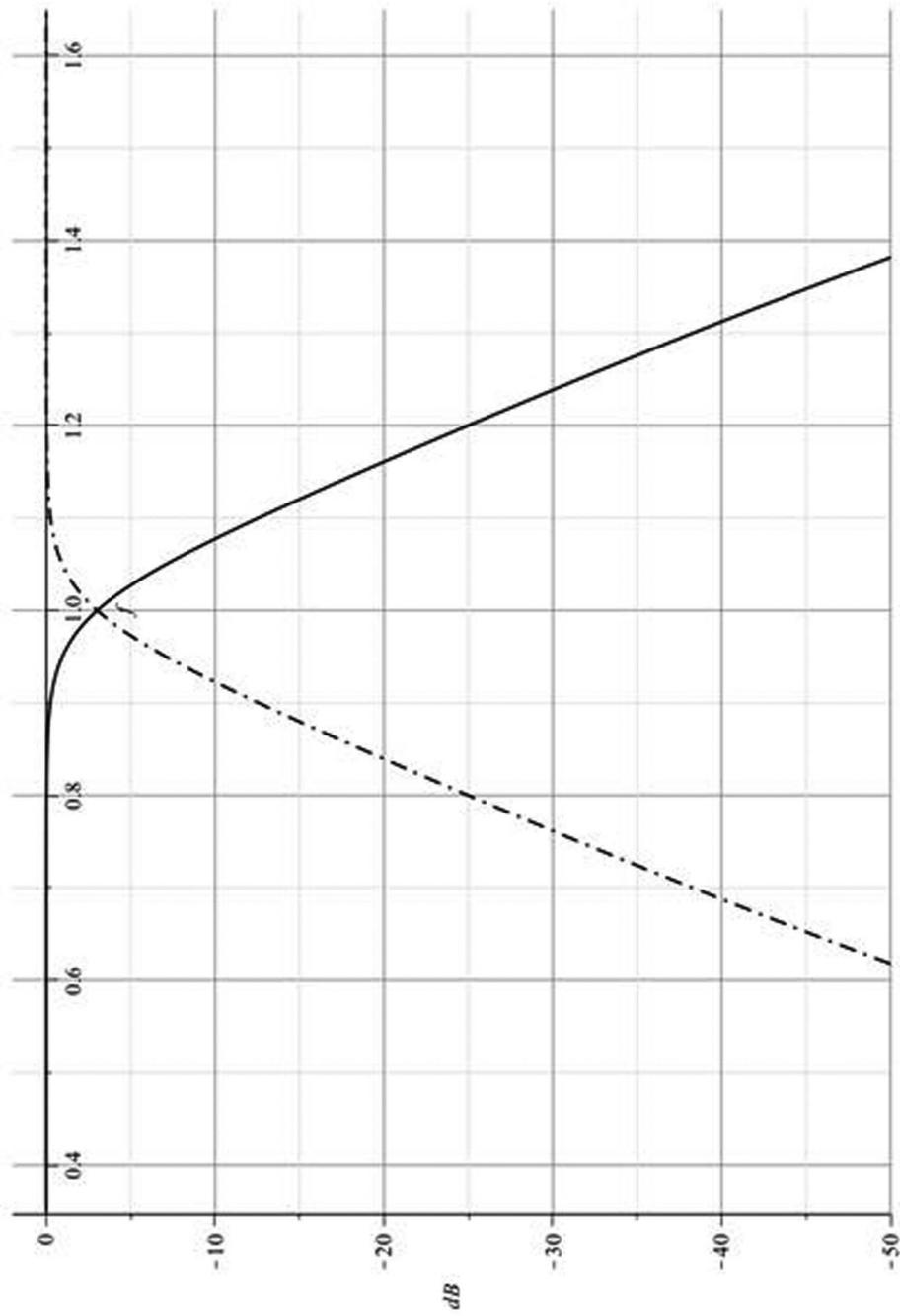
도면2



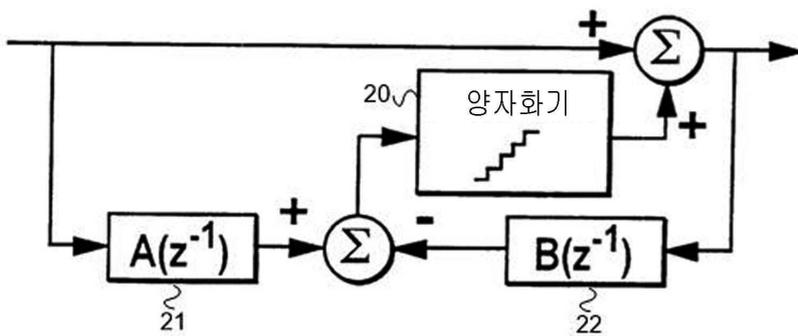
도면3



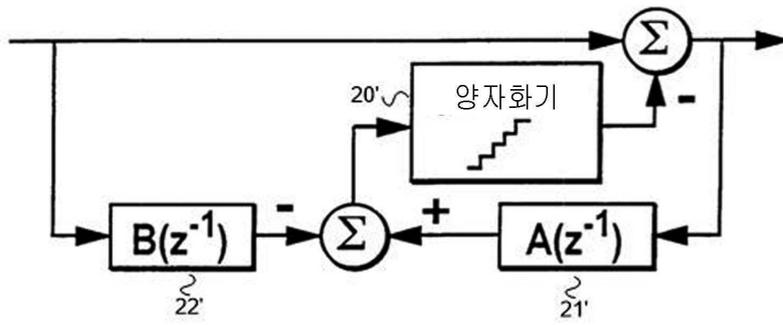
도면4



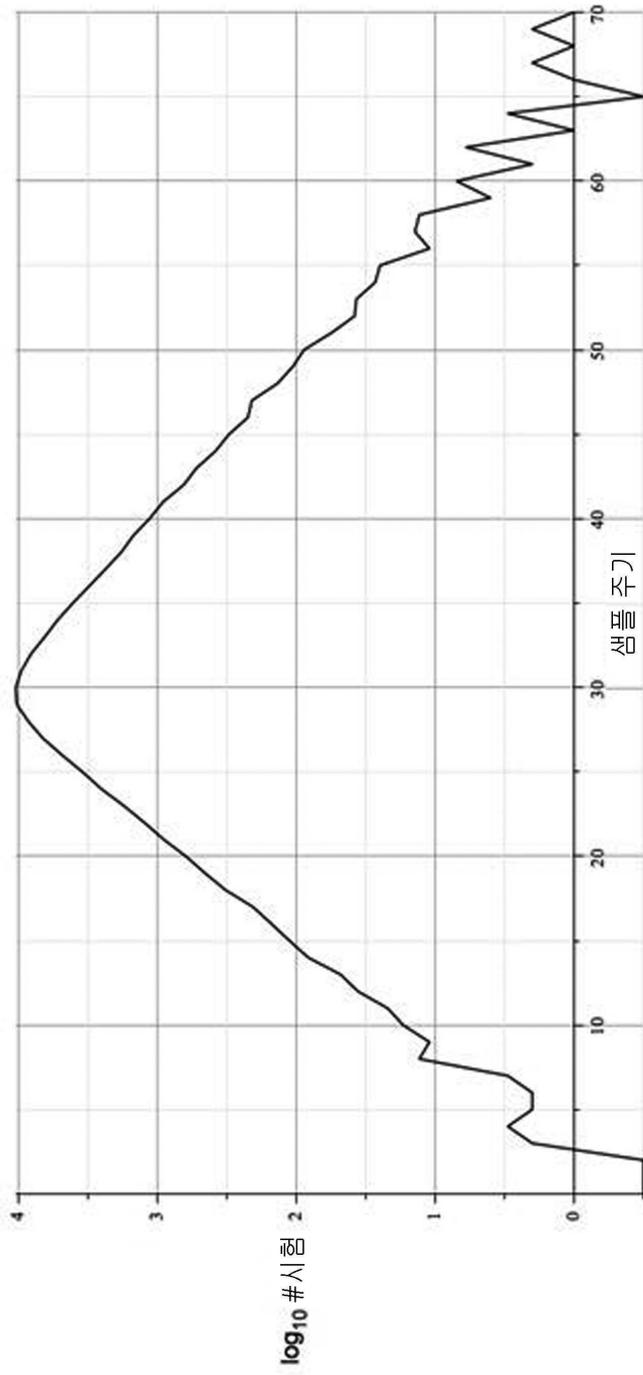
도면5a



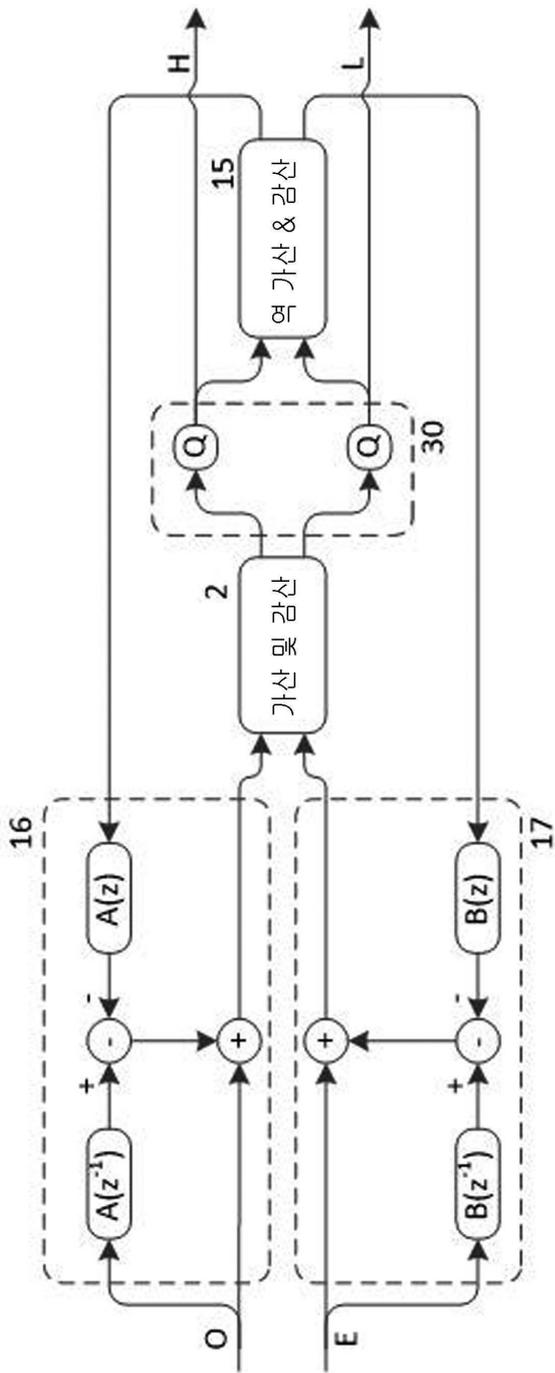
도면5b



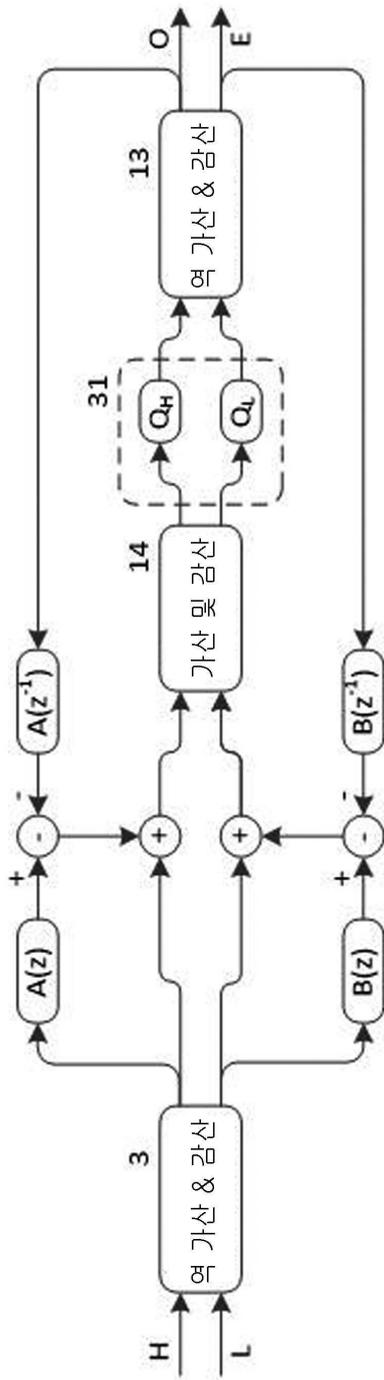
도면6



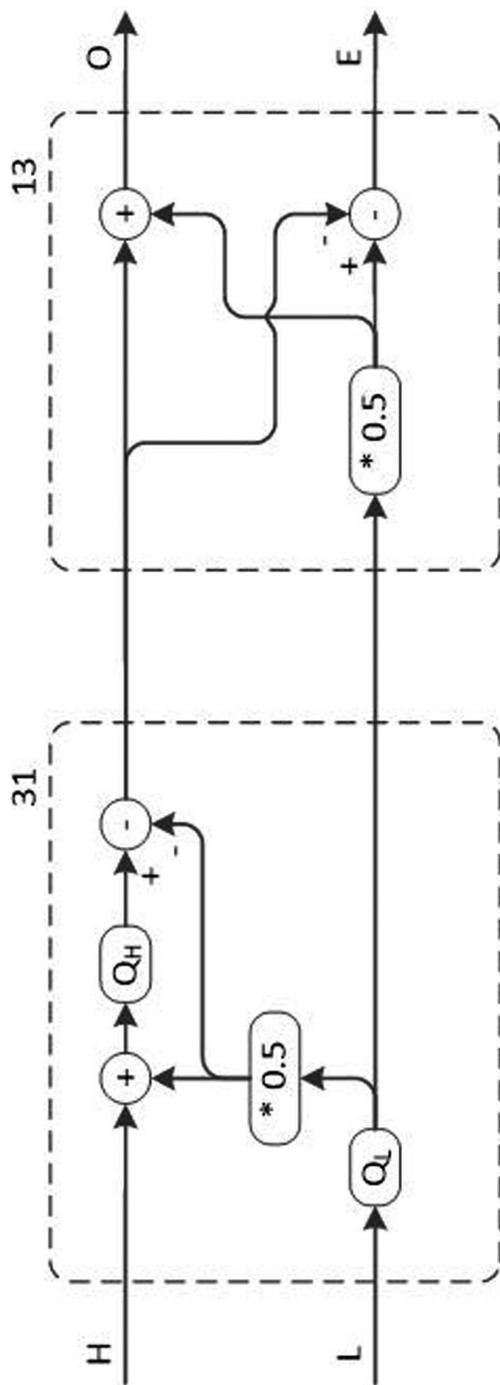
도면7



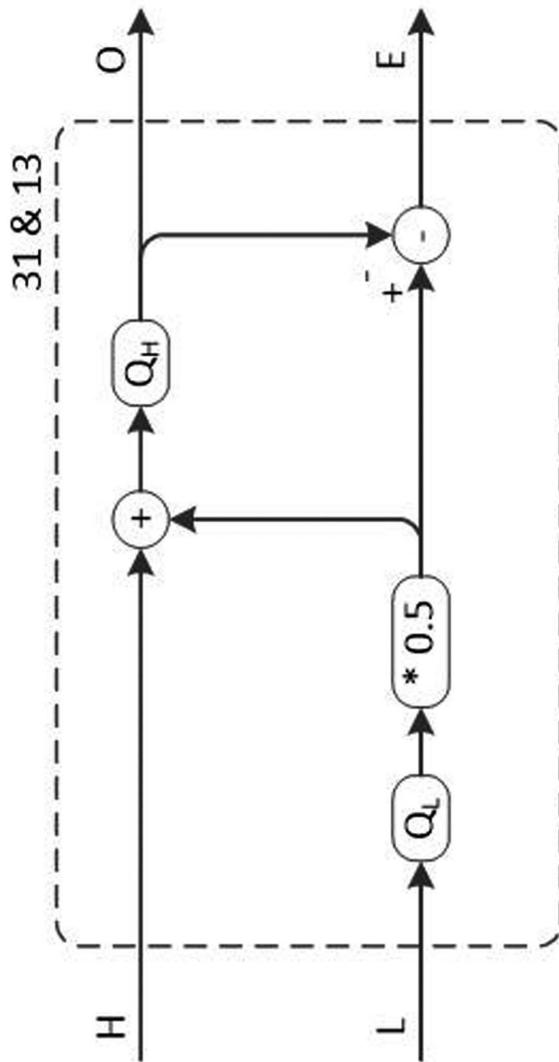
도면8



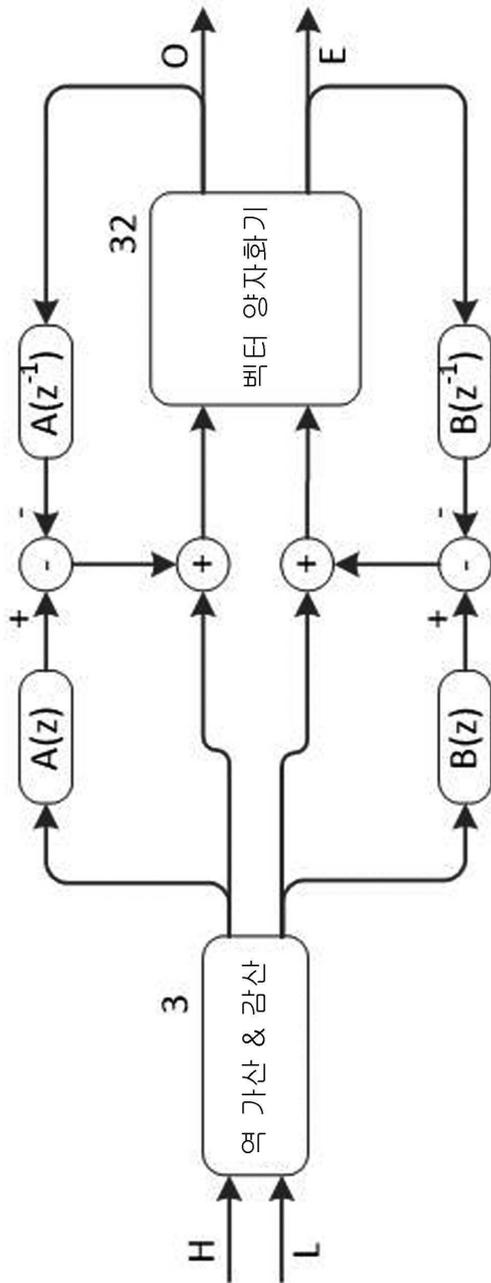
도면9a



도면9b



도면10



도면11

