



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2019년06월12일
(11) 등록번호 10-1988710
(24) 등록일자 2019년06월05일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G10L 19/26 (2013.01) *G10L 19/04* (2006.01)
G10L 21/038 (2013.01)
- (52) CPC특허분류
G10L 19/265 (2013.01)
G10L 19/04 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2016-7036229
- (22) 출원일자(국제) 2015년06월26일
심사청구일자 2018년07월19일
- (85) 번역문제출일자 2016년12월23일
- (65) 공개번호 10-2017-0026382
- (43) 공개일자 2017년03월08일
- (86) 국제출원번호 PCT/US2015/038120
- (87) 국제공개번호 WO 2015/200859
국제공개일자 2015년12월30일
- (30) 우선권주장
62/017,753 2014년06월26일 미국(US)
14/750,784 2015년06월25일 미국(US)

- (56) 선행기술조사문헌
WO2006116025 A1*
NAGEL Frederik, et al. A harmonic bandwidth extension method for audio codecs. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing 2009(ICASSP 2009), 2009. pp.145-148.*

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

전체 청구항 수 : 총 36 항

심사관 : 이남숙

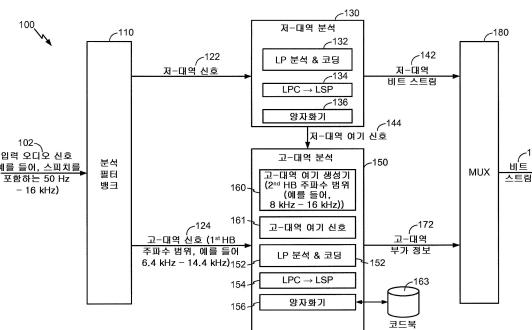
- (54) 발명의 명칭 미스매치된 주파수 범위들을 이용한 고-대역 신호 코딩

(57) 요 약

방법은 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하는 단계를 포함한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 방법은 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계를 포함한다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수

(뒷면에 계속)

대 표 도



범위를 갖는다. 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 범위를 생성하기 위하여 고-대역 여기 신호는 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 제공된다.

(52) CPC특허분류

G10L 21/038 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

인코더에서 오디오 신호를 수신하는 단계;

상기 인코더에서, 상기 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하는 단계로서, 상기 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는, 상기 제 1 신호를 생성하는 단계;

상기 인코더에서, 저-대역 여기 신호에 기초하여 변환 동작을 수행하여 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계로서, 상기 제 2 컴포넌트는 상기 제 1 주파수 범위에 대해 미스매치되는 제 2 주파수 범위를 갖는, 상기 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계;

상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분과의 비교를 위한 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위하여 상기 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 상기 고-대역 여기 신호를 제공하는 단계; 및

유선, 무선, 또는 광학 채널을 통한 송신을 위해 출력 비트 스트림을 생성하는 단계로서, 상기 출력 비트 스트림은 멀티플렉싱 동작에 기초하고 상기 오디오 신호에 대응하는 인코딩된 오디오 신호를 나타내는, 상기 출력 비트 스트림을 생성하는 단계를 포함하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 제 1 주파수로부터 제 2 주파수까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 상기 제 2 주파수와 상기 제 1 주파수 사이의 차이로부터 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 상위 주파수까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 6.4 킬로헤르츠 (kHz)로부터 14.4 kHz 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 8 kHz로부터 16 kHz 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계는,

상기 인코더의 고-대역 여기 신호 생성 경로에서, 저-대역 인코더에 의하여 생성된 상기 저-대역 여기 신호를 수신하는 단계; 및

업-샘플링된 신호를 생성하기 위하여 상기 저-대역 여기 신호를 업-샘플링하는 단계를 포함하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계는,

대역폭 확장된 신호를 생성하기 위하여 상기 업-샘플링된 신호에 대해 비-선형 변환 동작을 수행하는 단계; 및

플리핑된 스펙트럼 신호를 생성하기 위하여 상기 대역폭 확장된 신호에 대해 스펙트럼 플립 동작을 수행하는 단

계를 더 포함하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계는, 상기 플리핑된 스펙트럼 신호를 저역-통과 필터링하는 단계를 더 포함하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 신호의 생성, 상기 고-대역 여기 신호의 생성, 및 상기 고-대역 여기 신호의 제공은 모바일 디바이스를 포함하는 디바이스 내에서 수행되는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 8

인코더의 기저 대역 신호 생성 경로의 제 1 회로로서, 상기 제 1 회로는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하도록 구성되고, 상기 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는, 상기 제 1 회로;

상기 인코더의 고-대역 여기 신호 생성 경로의 제 2 회로로서, 상기 제 2 회로는 저-대역 여기 신호에 기초하여 변환 동작을 수행하여 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하도록 구성되고, 상기 제 2 컴포넌트는 상기 제 1 주파수 범위에 대해 미스매치되는 제 2 주파수 범위를 갖는, 상기 제 2 회로;

상기 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터로서, 상기 필터는,

상기 고-대역 여기 신호를 수신하고; 그리고

상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분과의 비교를 위한 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 합성된 베전을 생성하도록 구성된,

상기 필터; 및

유선, 무선, 또는 광학 채널을 통한 송신을 위해 출력 비트 스트림을 제공하도록 구성된 출력부로서, 상기 출력비트 스트림은 멀티플렉싱 동작에 기초하고 상기 오디오 신호에 대응하는 인코딩된 오디오 신호를 나타내는, 상기 출력부를 포함하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 6.4 킬로헤르츠 (kHz)로부터 14.4 kHz 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 8 kHz로부터 16 kHz 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 10

제 8 항에 있어서,

상기 제 2 회로는,

저-대역 인코더에 의하여 생성된 상기 저-대역 여기 신호를 수신하고; 그리고

업-샘플링된 신호를 생성하기 위하여 상기 저-대역 여기 신호를 업-샘플링하도록 구성된, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 제 2 회로는 추가적으로,

대역폭 확장된 신호를 생성하기 위하여 상기 업-샘플링된 신호에 대해 비-선형 변환 동작을 수행하고; 그리고
플리핑된 스펙트럼 신호를 생성하기 위하여 상기 대역폭 확장된 신호에 대해 스펙트럼 플립 동작을 수행하도록
구성된, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 제 2 회로는 추가적으로, 상기 플리핑된 스펙트럼 신호에 대해 저역-통과 필터 동작을 수행하도록 구성된,
고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 13

제 8 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 제 1 주파수로부터 제 2 주파수까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제
2 주파수 범위는 상기 제 2 주파수와 상기 제 1 주파수 사이의 차이로부터 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부
분의 상위 주파수까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하고,

인코더를 포함하는 보코더를 더 포함하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 14

제 8 항에 있어서,

안테나에 커플링되고 상기 오디오 신호에 대응하는 신호를 수신하도록 구성된 수신기를 더 포함하고,

상기 제 1 회로, 상기 제 2 회로, 상기 필터 및 상기 수신기는 모바일 디바이스에 통합되는, 고-대역 신호 코딩
을 위한 장치.

청구항 15

제 8 항에 있어서,

상기 제 1 회로, 상기 제 2 회로, 및 상기 필터는 고정 위치 유닛에 통합되는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 16

명령들을 포함하는 비-일시적 컴퓨터-판독가능한 저장 매체로서,

상기 명령들은, 인코더에 의해 실행될 때, 상기 인코더로 하여금:

수신된 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하게 하는 것으로서, 상기 제
1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는, 상기 제 1 신호를 생성하게 하고;

저-대역 여기 신호에 기초하여 변환 동작을 수행하여 상기 수신된 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 제 2 컴
포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하게 하는 것으로서, 상기 제 2 컴포넌트는 상기 제 1 주파수 범위
에 대해 미스매치되는 제 2 주파수 범위를 갖는, 상기 고-대역 여기 신호를 생성하게 하고;

상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분과의 비교를 위한 상기 수신된 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 합성
된 버전을 생성하기 위하여 상기 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 상기 고-대역 여기
신호를 제공하게 하며; 그리고

유선, 무선, 또는 광학 채널을 통한 송신을 위해 출력 비트 스트림을 제공하게 하는 것으로서, 상기 출력 비트
스트림은 멀티플렉싱 동작에 기초하고 상기 오디오 신호에 대응하는 인코딩된 오디오 신호를 나타내는, 상기 출력
비트 스트림을 제공하게 하는, 비-일시적 컴퓨터-판독가능한 저장 매체.

청구항 17

오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하기 위한 수단으로서, 상기 제 1 컴

포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는, 상기 제 1 신호를 생성하기 위한 수단;

상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하기 위해 저-대역 여기 신호에 기초하여 변환 동작을 수행하기 위한 수단으로서, 상기 제 2 컴포넌트는 상기 제 1 주파수 범위에 대해 미스매치되는 제 2 주파수 범위를 갖는, 상기 변환 동작을 수행하기 위한 수단;

상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분과의 비교를 위한 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위한 수단으로서, 상기 수행하기 위한 수단이 상기 고-대역 여기 신호를 수신하도록 구성되고 상기 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는, 상기 합성된 버전을 생성하기 위한 수단; 및

유선, 무선, 또는 광학 채널을 통한 송신을 위해 출력 비트 스트림을 제공하기 위한 수단으로서, 상기 출력 비트 스트림은 멀티플렉싱 동작에 기초하고 상기 오디오 신호에 대응하는 인코딩된 오디오 신호를 나타내는, 상기 출력 비트 스트림을 제공하기 위한 수단을 포함하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 18

제 17 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 제 1 주파수로부터 제 2 주파수까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 상기 제 2 주파수와 상기 제 1 주파수 사이의 차이로부터 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 상위 주파수까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하며, 상기 제 1 신호를 생성하기 위한 수단, 상기 수행하기 위한 수단, 및 상기 합성된 버전을 생성하기 위한 수단은 모바일 디바이스에 통합되는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 19

제 17 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 6.4 킬로헤르츠 (kHz)로부터 14.4 kHz 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 8 kHz로부터 16 kHz 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 20

디코더에서 오디오 신호의 인코딩된 버전을 수신하는 단계로서, 상기 오디오 신호의 상기 인코딩된 버전은 상기 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터 및 상기 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 포함하고, 상기 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는, 상기 오디오 신호의 인코딩된 버전을 수신하는 단계;

상기 디코더에서, 저-대역 여기 신호에 기초하여 변환 동작을 수행하여 상기 제 1 데이터에 기초하여 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계로서, 상기 고-대역 여기 신호는 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하고, 상기 제 2 컴포넌트는 상기 제 1 주파수 범위에 대해 미스매치되는 제 2 주파수 범위를 갖는, 상기 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계;

상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위하여 상기 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 상기 고-대역 여기 신호를 제공하는 단계; 및

적어도 하나의 출력 비트 스트림에 대응하는 합성된 오디오 신호를 생성하는 단계로서, 상기 적어도 하나의 출력 비트 스트림은 상기 오디오 신호의 상기 저-대역 부분의 디코딩된 버전 및 상기 합성된 버전의 조합에 기초하여 생성되고, 상기 합성된 오디오 신호는 상기 오디오 신호에 대응하는 디코딩된 오디오 신호를 나타내는, 상기 합성된 오디오 신호를 생성하는 단계를 포함하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 21

제 20 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 6.4 킬로헤르츠 (kHz)로부터 14.4 kHz 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 8 kHz로부터 16 kHz 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 22

제 20 항에 있어서,

상기 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계는,

상기 디코더의 고-대역 여기 신호 생성 경로에서, 상기 저-대역 여기 신호를 수신하는 단계; 및
업-샘플링된 신호를 생성하기 위하여 상기 저-대역 여기 신호를 업-샘플링하는 단계를 포함하는, 고-대역 신호
코딩 방법.

청구항 23

제 22 항에 있어서,

상기 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계는,

대역폭 확장된 신호를 생성하기 위하여 상기 업-샘플링된 신호에 대해 비-선형 변환 동작을 수행하는 단계; 및
플리핑된 스펙트럼 신호를 생성하기 위하여 상기 대역폭 확장된 신호에 대해 스펙트럼 플립 동작을 수행하는 단
계를 더 포함하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 24

제 23 항에 있어서,

상기 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계는, 상기 플리핑된 스펙트럼 신호를 저역-통과 필터링하는 단계를 더
포함하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 25

제 20 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 제 1 주파수로부터 제 2 주파수까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제
2 주파수 범위는 상기 제 2 주파수와 상기 제 1 주파수 사이의 차이로부터 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부
분의 상위 주파수까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩 방법.

청구항 26

고-대역 여기 신호 생성 경로로서, 상기 회로는 고-대역 여기 신호를 생성하기 위해 저-대역 여기
신호에 기초하여 변환 동작을 수행하도록 구성되고, 상기 고 대역 여기 신호를 생성하는 것은 오디오 신호의 저
-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터에 기초하고, 상기 오디오 신호는 상기 제 1 데이터를 포함하고 그리고 상기
오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 더 포함하는 수신된 인코딩된 오디오
신호에 대응하고, 상기 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖고, 상기 고-대역 여기 신호는 상기 오디오 신호
의 상기 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하고, 상기 제 2 컴포넌트는 상기 제 1 주파수 범위에 대해 미스
매치되는 제 2 주파수 범위를 갖는, 상기 회로;

상기 고-대역 여기 신호를 수신하도록 구성되고 상기 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터
로서, 상기 필터는 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하도록 구성된, 상기 필터; 및
적어도 하나의 출력 비트 스트림에 대응하는 합성된 오디오 신호를 제공하도록 구성된 출력부로서, 상기 적어도
하나의 출력 비트 스트림은 상기 오디오 신호의 상기 저-대역 부분의 디코딩된 버전 및 상기 합성된 버전의 조
합에 기초하여 생성되고, 상기 합성된 오디오 신호는 상기 오디오 신호에 대응하는 디코딩된 오디오 신호를 나
타내는, 상기 출력부를 포함하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 디코더.

청구항 27

제 26 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 6.4 킬로헤르츠 (kHz)로부터 14.4 kHz 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상
기 제 2 주파수 범위는 8 kHz로부터 16 kHz 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩을

위한 디코더.

청구항 28

제 26 항에 있어서,

상기 회로는,

상기 저-대역 여기 신호를 수신하고; 그리고

업-샘플링된 신호를 생성하기 위하여 상기 저-대역 여기 신호를 업-샘플링하도록 구성된, 고-대역 신호 코딩을 위한 디코더.

청구항 29

제 28 항에 있어서,

상기 회로는 추가적으로,

대역폭 확장된 신호를 생성하기 위하여 상기 업-샘플링된 신호에 대해 비-선형 변환 동작을 수행하고; 그리고

플리핑된 스펙트럼 신호를 생성하기 위하여 상기 대역폭 확장된 신호에 대해 스펙트럼 플립 동작을 수행하도록 구성된, 고-대역 신호 코딩을 위한 디코더.

청구항 30

제 29 항에 있어서,

상기 회로는 추가적으로, 상기 플리핑된 스펙트럼 신호에 대해 저역-통과 필터 동작을 수행하도록 구성된, 고-대역 신호 코딩을 위한 디코더.

청구항 31

제 26 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 제 1 주파수로부터 제 2 주파수까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 상기 제 2 주파수와 상기 제 1 주파수 사이의 차이로부터 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 상위 주파수까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 디코더.

청구항 32

고-대역 여기 신호를 생성하기 위해 저-대역 여기 신호에 기초하여 변환 동작을 수행하기 위한 수단으로서, 상기 고 대역 여기 신호를 생성하는 것은 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터에 기초하고, 상기 오디오 신호는 상기 제 1 데이터를 포함하고 그리고 상기 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 더 포함하는 수신된 인코딩된 오디오 신호에 대응하고, 상기 수행하기 위한 수단은, 플리핑된 스펙트럼 신호를 저역-통과 필터링하는 것을 포함하는 리샘플링 프로세스를 수행하도록 구성되고, 상기 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖고, 상기 고-대역 여기 신호는 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하고, 상기 제 2 컴포넌트는 상기 제 1 주파수 범위에 대해 미스매치되는 제 2 주파수 범위를 갖는, 상기 변환 동작을 수행하기 위한 수단;

상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위한 수단으로서, 상기 합성된 버전을 생성하기 위한 수단은 상기 고-대역 여기 신호를 수신하도록 구성되고 상기 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는, 상기 합성된 버전을 생성하기 위한 수단; 및

적어도 하나의 출력 비트 스트림에 대응하는 합성된 오디오 신호를 제공하기 위한 수단으로서, 상기 적어도 하나의 출력 비트 스트림은 상기 오디오 신호의 상기 저-대역 부분의 디코딩된 버전 및 상기 합성된 버전의 조합에 기초하여 생성되고, 상기 합성된 오디오 신호는 상기 오디오 신호에 대응하는 디코딩된 오디오 신호를 나타내는, 상기 합성된 오디오 신호를 제공하기 위한 수단을 포함하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 33

제 32 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 6.4 킬로헤르츠 (kHz)로부터 14.4 kHz 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 8 kHz로부터 16 kHz 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 34

제 32 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 제 1 주파수로부터 제 2 주파수까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 상기 제 2 주파수와 상기 제 1 주파수 사이의 차이로부터 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 상위 주파수까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 고-대역 신호 코딩을 위한 장치.

청구항 35

명령들을 포함하는 비-일시적 컴퓨터-판독가능한 저장 매체로서,

상기 명령들은 디코더 내의 프로세서에 의해 실행될 때, 상기 프로세서로 하여금,

오디오 신호의 인코딩된 버전을 수신하게 하는 것으로서, 상기 인코딩된 버전은 상기 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터 및 상기 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 포함하고, 상기 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는, 상기 인코딩된 버전을 수신하게 하고;

고-대역 여기 신호를 생성하기 위해 저-대역 여기 신호에 기초하여 변환 동작을 수행하게 하는 것으로서, 상기 고 대역 여기 신호를 생성하는 것은 상기 제 1 데이터에 기초하고, 상기 고-대역 여기 신호는 상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하고, 상기 제 2 컴포넌트는 상기 제 1 주파수 범위에 대해 미스 매치되는 제 2 주파수 범위를 갖는, 상기 변환 동작을 수행하게 하고;

상기 오디오 신호의 상기 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위하여 상기 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 상기 고-대역 여기 신호를 제공하게 하며; 그리고

적어도 하나의 출력 비트 스트림에 대응하는 합성된 오디오 신호를 제공하게 하는 것으로서, 상기 적어도 하나의 출력 비트 스트림은 상기 오디오 신호의 상기 저-대역 부분의 디코딩된 버전 및 상기 합성된 버전의 조합에 기초하여 생성되고, 상기 합성된 오디오 신호는 상기 오디오 신호에 대응하는 디코딩된 오디오 신호를 나타내는, 상기 합성된 오디오 신호를 제공하게 하는, 비-일시적 컴퓨터-판독가능한 저장 매체.

청구항 36

제 35 항에 있어서,

상기 제 1 주파수 범위는 6.4 킬로헤르츠 (kHz)로부터 14.4 kHz 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응하고, 상기 제 2 주파수 범위는 8 kHz로부터 16 kHz 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응하는, 비-일시적 컴퓨터-판독 가능한 저장 매체.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 특허 출원은 명칭이 모두 "HIGH-BAND SIGNAL CODING USING MISMATCHED FREQUENCY RANGES" 이고 2015년 6월 25일에 출원된 미국 특허 출원 제 14/750,784 호 및 2014년 6월 26일에 출원된 미국 가특허 출원 제 62/017,753 호로부터의 우선권을 주장하며, 그 내용들은 참조로 그 전부가 통합된다.

[0002] 본 개시는 일반적으로 신호 처리에 관한 것이다.

배경 기술

[0003] 기술에서의 진보들은 보다 작고 보다 강력한 컴퓨팅 디바이스들을 야기하고 있다. 예를 들어, 작고, 가볍고, 사용자들이 가지고 다니기 쉬운 휴대용 무선 전화기들, 개인 휴대 정보 단말기들 (PDA들) 및 페이징 디바이스들과 같은 무선 컴퓨팅 디바이스들을 포함하여 다양한 휴대용 개인 컴퓨팅 디바이스들이 현재 존재한다.

좀 더 구체적으로, 셀룰러 전화기들 및 인터넷 프로토콜 (IP) 전화기들과 같은 휴대용 무선 전화기들은 무선 네트워크들을 통해 음성 및 데이터 패킷들을 통신할 수 있다. 또한, 많은 그러한 무선 전화기들은 이에 포

함되는 다른 유형의 디바이스들을 포함한다. 예를 들어, 무선 전화기는 디지털 스틸 카메라, 디지털 비디오 카메라, 디지털 레코더 및 오디오 파일 재생기를 또한 포함할 수 있다.

[0004] 디지털 기술들에 의한 음성 송신은 특히 장거리 및 디지털 라디오 전화기 어플리케이션들에 있어서 널리 퍼져 있다. 재구성된 스피치의 인식된 품질을 유지하면서 채널을 통하여 전송될 수 있는 최소 정보량을 결정하는 데에 관심이 있을 수도 있다. 샘플링 및 양자화에 의해 스피치가 송신되면, 64 kbps 정도의 데이터 레이트가 아날로그 전화기의 스피치 품질을 달성하는데에 이용될 수도 있다. 스피치 분석의 이용과, 이에 후속하는 코딩, 송신 및 수신기에서의 재-합성을 통하여, 데이터 레이트의 현저한 감소가 달성될 수도 있다.

[0005] 스피치를 압축하기 위한 디바이스들은 많은 통신 분야들에 이용되는 것을 알 수도 있다. 예시적인 분야가 무선 통신이다. 무선 통신의 분야는 예를 들어, 코드리스 전화 방식들, 페이징, 무선 로컬 루프들, 무선 전화 방식들, 이를 테면 셀룰러 및 퍼스널 통신 서비스 (PCS) 전화 시스템들, 모바일 IP 전화 방식 및 위성 통신 시스템들을 포함한 많은 어플리케이션들을 갖는다. 특정 어플리케이션은 모바일 가입자들을 위한 무선 전화 방식이다.

[0006] 다양한 오버-디-에어 (over-the-air) 인터페이스들은, 예를 들어, FDMA (frequency division multiple access), TDMA (time division multiple access), CDMA (code division multiple access) 및 TD-SCDMA (time division-synchronous CDMA) 을 포함한 무선 통신 시스템들에 대해 개발되어 왔다. 이와 연계하여, 예를 들어, AMPS (Advanced Mobile Phone Service), GSM (Global System for Mobile Communications) 및 IS-95 (Interim Standard 95) 를 포함한 다양한 국내 및 국제 표준들이 확립되어 왔다. 예시적인 무선 전화 방식 통신 시스템은 CDMA 시스템이다. IS-95 표준 및 그 파생안들, IS-95A, ANSI J-STD-008, 및 IS-95B (여기에서는 총괄적으로 IS-95라고 지칭된다) 은 셀룰러 또는 PCS 전화 방식 통신 시스템들을 위한 CDMA 오버-디-에어 인터페이스의 사용을 구체화하는 TIA (Telecommunication Industry Association) 및 다른 잘 알려진 표준 단체들에 의해 공표되었다.

[0007] IS-95 표준은 후속하여 보다 많은 용량 및 고속의 패킷 데이터 서비스들을 제공하는 cdma2000 및 WCDMA 와 같은 "3G" 시스템들로 발전하였다. cdma2000 의 두 변형들이, TIA 에 의해 발행된 문헌들인 IS-2000 (cdma2000 1xRTT) 및 IS-856 (cdma2000 1xEV-DO) 에 의해 제시된다. cdma2000 1xRTT 통신 시스템은 153 kbps 의 피크 데이터 레이트를 제공하는 반면에, cdma2000 1xEV-DO 통신 시스템은 38.4 kbps 내지 2.4 Mbps 범위에 있는 데이터 레이트들의 세트를 정의한다. WCDMA 표준은 "3GPP" (3rd Generation Partnership Project), 문헌 번호 3G TS 25.211, 3G TS 25.212, 3G TS 25.213 및 3G TS 25.214 에서 구체화된다. IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications Advanced) 사양은 "4G" 표준들을 기술한다. IMT-Advanced 사양은 (예를 들어, 기차와 자동차들로부터) 높은 이동성 통신을 위하여 초당 100 메가비트들 (Mbit/s) 에서 그리고 (예를 들어, 보행자들 및 정지된 사용자들로부터) 낮은 이동성 통신을 위하여 초당 1 기가비트 (Gbit/s) 에서 4G 서비스에 대한 피크 데이터 레이트를 설정한다.

[0008] 인간의 스피치 생성의 모델에 관련한 파라미터들을 추출함으로써 스피치를 압축하는 기술들을 채용하는 디바이스들은 스피치 코더들이라 지칭된다. 스피치 코더들은 인코더 및 디코더를 포함할 수도 있다. 인코더는 인커밍 스피치 신호를 시간 블록들 또는 분석 프레임들로 분할한다. 시간의 각각의 세그먼트 (또는 "프레임")의 지속 기간은 신호의 스펙트럼의 포락선이 상대적으로 정지 상태인 것으로 예상될 수도 있기에 충분히 짧도록 선택될 수도 있다. 특정 어플리케이션에 대해 적절한 것으로 여겨지는 임의의 프레임 길이 또는 샘플링 레이트가 이용될 수도 있지만, 예를 들어, 하나의 프레임 길이는 8 킬로헤르츠 (kHz) 의 샘플링 레이트에서 160 개의 샘플들에 대응하는 20 밀리초이다.

[0009] 인코더는 인커밍 스피치 프레임을 분석하여 특정 관련 파라미터들을 추출하고, 그 후 파라미터들을 이진 표현으로, 예를 들어, 비트들의 세트 또는 이진 데이터 패킷으로 양자화한다. 데이터 패킷들은 통신 채널 (즉, 유선 및/또는 무선 네트워크 접속) 을 통하여 수신기 및 디코더로 송신된다. 디코더는 데이터 패킷들을 프로세싱하고, 프로세싱된 데이터 패킷들을 역 양자화하여 파라미터들을 생성하고, 역 양자화된 파라미터들을 이용하여 스피치 프레임들을 재합성한다.

[0010] 스피치 코더의 기능은 스피치에 내재된 자연 리던던시들 (natural redundancies) 을 제거함으로써 디지털화된 스피치 신호를 저-비트-레이트 신호로 압축하는 것이다. 디지털 압축은 비트들의 세트로 파라미터들을 표현하기 위해 파라미터들의 세트로 입력 스피치 프레임을 표현하고 양자화를 채용함으로써 달성될 수도 있다. 입력 스피치 프레임이 N_i 비트들의 수를 갖고, 스피치 코더에 의해 생성된 데이터 패킷이 N_o 비트들의 수를 가지

면, 스피치 코더에 의해 압축 팩터는 $C_r = N_i/N_o$ 이다. 과제는 타겟 압축 팩터를 달성하면서 디코딩된 스피치의 높은 음성 품질을 유지하는 것이다. 스피치 코더의 성능은 (1) 위에 설명된 분석 및 합성 프로세스의 조합 또는 스피치 모델이 얼마나 잘 수행하는지, 및 (2) 프레임 당 N_o 비트들의 타겟 비트 레이트에서 파라미터 양자화 프로세스가 얼마나 잘 수행되는지에 의존한다. 따라서, 스피치 모델의 타겟은 각각의 프레임에 대한 파라미터들의 작은 세트로 타겟 음성 품질 또는 스피치 신호의 본질을 캡처하는 것이다.

[0011] 스피치 코더들은 일반적으로 스피치 신호를 기술하기 위해 파라미터들의 세트 (벡터들을 포함) 를 활용한다. 파라미터들의 양호한 세트는 이상적으로는 지각적으로 정확한 스피치 신호의 재구성을 위한 낮은 시스템 대역폭을 제공한다. 피치, 신호 파워, 스펙트럼의 포락선 (또는 포먼트들 (formants)), 진폭 및 위상 스펙트럼은 스피치 코딩 파라미터들의 예들이다.

[0012] 스피치 코더들은 시간-영역 코더들로서 구현될 수도 있으며, 이 시간-영역 코더들은 한 번에 스피치의 작은 세그먼트들 (예를 들어, 5 밀리초 (ms) 서브-프레임들) 을 인코딩하기 위해 높은 시간-분해능 프로세싱을 채용함으로써 시간-영역 스피치 과형을 캡처하려 시도한다. 각각의 서브-프레임에 대해, 코드북 스페이스로부터 나타내는 고-정밀도 탐색 알고리즘에 의해 구해진다. 대안적으로, 스피치 코더들은, 파라미터들의 세트로 입력 스피치 프레임의 단기 스피치 스펙트럼을 캡처하고 (분석) 스펙트럼 파라미터들로부터 스피치 과형을 재생성하도록 대응하는 합성 프로세스를 채용하려 시도하는 주파수-영역 코더들로 구현될 수도 있다. 파라미터 양자화기는 알려진 양자화 기술들에 따라 코드 벡터들의 저장된 표현들로 이를 파라미터들을 표현함으로써 파라미터들을 보존한다.

[0013] 하나의 시간-영역 스피치 코더는 CELP (Code Excited Linear Predictive) 코더이다. CELP 코더에서, 스피치 신호에서의 단기 상관성들, 또는 리던던시들은 단기 포먼트 필터의 계수들을 구하는 선형 예측 (LP; linear prediction) 분석에 의해 제거된다. 단기 예측 필터를 인커밍 스피치 프레임에 적용하는 것은 LP 잔차 신호를 생성하며, 이 신호는 추가로 장기 예측 필터 파라미터들 및 후속하는 확률적 코드북으로 모델링 및 양자화된다. 따라서, CELP 코딩은 시간-영역 스피치 과형을 인코딩하는 작업 (task) 을 LP 단기 필터 계수들을 인코딩하고 LP 잔차를 인코딩하는 별도의 작업들로 분할한다. 시간-영역 코딩은, 고정된 레이트에서 (즉, 각각의 프레임에 대해 비트들의 동일한 수 (N_o) 를 이용하여) 또는 (상이한 비트 레이트들이 프레임 컨텐츠들의 상이한 유형들에 대하여 이용되는) 가변 레이트에서 수행될 수 있다. 가변-레이트 코더들은 타겟 품질을 얻는데 적합한 레벨로 코덱 파라미터들을 인코딩하는데 요구되는 비트들의 양을 이용하려 시도한다.

[0014] CELP 코더와 같은 시간-영역 코더들은 시간-영역 스피치 과형의 정확도를 보전하기 위해 프레임 당 높은 수의 비트들 (N_o) 에 의존할 수도 있다. 이러한 코더들은 프레임 당 비트들의 수 (N_o) 가 비교적 크다고 (예를 들어, 8 kbps 이상) 가정하면 우수한 음성 품질을 전달할 수도 있다. 낮은 비트 레이트들 (예를 들어, 4 kbps 이하) 에서, 시간-영역 코더들은 이용 가능한 비트들의 제한된 수로 인하여 높은 품질 및 개인화 성능을 유지하는 것에 실패할 수도 있다. 낮은 비트 레이트들에서, 제한된 코드북 스페이스는 더 높은 레이트의 상업적 어플리케이션들에 배치되는 시간-영역 코더들의 과형-매칭 능력을 클립한다. 따라서, 시간에 따른 향상들에도 불구하고, 낮은 비트 레이트들에서 동작하는 많은 CELP 코딩 시스템들은 노이즈로서 특징되는 인식하기에 현저한 왜곡을 겪는다.

[0015] 낮은 비트 레이트들에서의 CELP 코더들에 대한 대안은 CELP 코더와 유사한 원리를 아래에서 동작하는 NELP ("Noise Excited Linear Predictive") 코더이다. NELP 코더들은 코드북보다는, 스피치를 모델링하기 위해 필터링된 의사-랜덤 (pseudo-random) 노이즈 신호를 이용한다. NELP 가 코딩된 스피치에 대해 보다 간략한 모델을 이용하기 때문에, NELP 는 CELP 보다 더 낮은 비트 레이트를 실현한다. NELP 는 무성음 스피치 또는 목음을 압축 또는 표현하는데 이용될 수도 있다.

[0016] 2.4 kbps 정도의 레이트들에서 동작하는 코딩 시스템들은 일반적으로 본래 파라미터적 (parametric) 이다. 즉, 이러한 코딩 시스템들은 일정한 간격들에서 스피치 신호의 스펙트럼 포락선 (또는 포먼트들) 및 피치-주기를 기술하는 파라미터들을 송신함으로써 동작한다. 이러한 이른바 파라미터적 코더들의 예가 LP 보코더 시스템이다.

[0017] LP 보코더들은 유성 스피치 신호를 피치 주기 당 단일 펄스로 모델링한다. 이 기본 기술은 다른 무엇보다도, 스펙트럼의 포락선에 대한 송신 정보를 포함하도록 증대될 수도 있다. LP 보코더들이 합리적인 성능을 일반적으로 제공하고 있지만, 이들은 베즈로서 특징화되는 인식하기에 현저한 왜곡을 도입할 수도 있다.

[0018] 최근에, 과형 코더들 및 파라미터적 코더들 양쪽 모두의 하이브리들인 코더들이 출현되었다. 이러한 이른바 하이브리드 코더들의 예시는 PWI (prototype-waveform interpolation) 스피치 코딩 시스템이다. PWI 코딩 시스템은 또한 PPP (prototype pitch period) 스피치 코더로서 알려져 있을 수도 있다. PWI 스피치 코딩 시스템은 유성 스피치를 코딩하기 위한 효율적인 방법을 제공한다. PWI의 기본 개념은 고정된 간격들에서 대표하는 피치 사이클 (프로토타입 과형) 을 추출하고, 이 기술을 송신하고, 그리고 프로토타입 과형들 사이를 보간함으로써 스피치 신호를 재구성하는 것이다. PWI 방법은 LP 잔차 신호 또는 스피치 신호 중 어느 것에서 동작할 수도 있다.

[0019] 스피치 신호 (예를 들어, 코딩된 스피치 신호, 재구성된 스피치 신호 또는 양자) 의 오디오 품질을 향상시키는데에 연구적 관심 또는 상업적 관심이 있을 수도 있다. 예를 들어, 통신 디바이스는 최적의 음성 품질보다 낮은 스피치 신호를 수신할 수도 있다. 설명을 위해, 통신 디바이스는 음성 호출 동안 다른 통신 디바이스로부터 스피치 신호를 수신할 수도 있다. 음성 호출 품질은, 환경적 노이즈 (예를 들어, 바람, 거리 노이즈), 통신 디바이스들의 인터페이스들의 제한들, 통신 디바이스들에 의한 신호 프로세싱, 패킷 로스, 대역 폭 제한들, 비트-레이트 제한들 등과 같은 다양한 원인들에 의해 시달릴 수도 있다.

[0020] 통상적인 전화 시스템들 (예를 들어, PSTN들 (public switched telephone networks)) 에서, 신호 대역폭은 300 Hz 내지 3.4 kHz 의 주파수 범위로 제한된다. 광대역 (WB) 어플리케이션들, 이를테면 셀룰라 전화 방식 및 VoIP (voice over internet protocol) 에서, 신호 대역폭은 50 Hz 내지 7 kHz 까지의 범위에 걸쳐 있을 수도 있다. SWB (Super wideband) 코딩 기술들은 약 16 kHz 까지 확장하는 대역폭을 지원한다. 3.4 kHz 의 협대역 전화 방식으로부터 16 kHz 의 SWB 전화 방식으로 신호 대역폭을 확장하는 것은 신호 재구성의 품질, 명료성 (intelligibility) 및 자연스러움을 개선할 수도 있다.

[0021] SWB 코딩 기술들은 통상적으로, (예를 들어, 또한 "저-대역" 이라 지칭되는 0 Hz 내지 6.4 kHz) 신호의 하위 주파수 부분을 인코딩 및 송신하는 것을 수반한다. 예를 들어, 저-대역은 필터 파라미터들 및/또는 저-대역 추출 신호를 이용하여 표현될 수도 있다. 그러나, 코딩 효율을 향상시키기 위하여, (예를 들어, 또한 "고-대역" 이라 지칭되는 6.4 kHz 내지 16 kHz) 신호의 상위 주파수 부분은 완전하게 인코딩 및 송신되지 않을 수도 있다. 대신에, 수신기는 고-대역을 예측하기 위해 신호 모델링을 활용할 수도 있다. 일부 구현들에서, 예측을 돋기 위하여 고-대역에 연관된 데이터는 수신기에 제공될 수도 있다. 이러한 데이터는 "부가 정보"로 지칭될 수도 있고, 이득 (gain) 정보, 라인 스펙트럼의 주파수들 (LSF들, 또한 라인 스펙트럼의 쌍들로 지칭되는 LSP들 (line spectral pairs)) 등을 포함할 수도 있다.

[0022] 신호 모델링을 이용하여 고-대역을 예측하는 것은 저-대역과 연관된 데이터 (예를 들어, 저-대역 여기 신호) 에 기초한 고-대역 여기 신호를 생성하는 것을 포함할 수도 있다. 그러나, 고-대역 여기 신호를 생성하는 것은, 복잡하고 연산적으로 고가인 다운-믹싱 동작들 및 폴-제로 필터링 동작들을 포함할 수도 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

과제의 해결 수단

[0023] 본 명세서에 개시된 기술들의 일 예에 따르면, 방법은, 인코더에서 오디오 신호를 수신하는 단계 및 인코더에서 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하는 단계를 포함한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 방법은, 인코더에서, 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계를 포함한다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 방법은, 인코더에서, 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 베전을 생성하기 위하여 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 고-대역 여기 신호를 제공하는 단계를 포함한다.

[0024] 본 명세서에 개시된 기술들의 다른 예에 따르면, 인코더는, 기저 대역 신호 생성 경로의 제 1 회로 및 고-대역 여기 신호 생성 경로의 제 2 회로를 포함한다. 제 1 회로는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하도록 구성된다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 제 2 회로는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하도록 구성된다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 인코더는 또한, 제 1 신호에 기초하여

생성된 필터 계수들을 가지며, 고-대역 여기 신호를 수신하고 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하도록 구성된 필터를 포함한다.

[0025] 본 명세서에 개시된 기술들의 다른 예에 따르면, 장치는, 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하기 위한 수단을 포함한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 장치는 또한, 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하기 위한 수단을 포함한다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 장치는 또한, 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위한 수단을 포함한다. 합성된 버전을 생성하기 위한 수단은 고-대역 여기 신호를 수신하도록 구성되고 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는다.

[0026] 본 명세서에 개시된 기술들의 다른 예에 따르면, 비-일시적 컴퓨터-판독가능한 매체는, 인코더에 의한 실행 시 인코더로 하여금, 수신된 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하게 하고, 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하게 하는 명령들을 포함한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖고, 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 명령들은 또한 인코더로 하여금, 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위하여 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 고-대역 여기 신호를 제공하게 한다.

[0027] 본 명세서에 개시된 기술들의 다른 예에 따르면, 방법은, 디코더에서 오디오 신호의 인코딩된 버전을 수신하는 단계를 포함한다. 인코딩된 버전은 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터 및 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 포함한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 방법은, 디코더에서, 제 1 데이터에 기초하여 고-대역 여기 신호를 생성하는 단계를 포함한다. 고-대역 여기 신호는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응한다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 방법은 또한, 디코더에서, 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위하여 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 고-대역 여기 신호를 제공하는 단계를 포함한다.

[0028] 본 명세서에 개시된 기술들의 다른 예에 따르면, 디코더는, 고-대역 여기 신호 생성 경로의 제 1 회로를 포함한다. 제 1 회로는 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터에 기초하여 고-대역 여기 신호를 생성하도록 구성된다. 오디오 신호는 제 1 데이터 및 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 포함하는 수신된 인코딩된 오디오 신호에 대응한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 고-대역 여기 신호는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하고, 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 디코더는 또한, 고-대역 여기 신호를 수신하도록 구성되고 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터를 포함한다. 필터는 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하도록 구성된다.

[0029] 본 명세서에 개시된 기술들의 다른 예에 따르면, 장치는, 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터에 기초하여 고-대역 여기 신호를 생성하기 위한 수단을 포함한다. 오디오 신호는 제 1 데이터 및 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 포함하는 수신된 인코딩된 오디오 신호에 대응한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 고-대역 여기 신호는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응한다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 장치는 또한, 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위한 수단을 포함한다. 합성된 버전을 생성하기 위한 수단은 고-대역 여기 신호를 수신하도록 구성되고 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는다.

[0030] 본 명세서에 개시된 기술들의 다른 예에 따르면, 비-일시적 컴퓨터-판독가능한 매체는, 디코더 내의 프로세서에 의한 실행 시 프로세서로 하여금, 오디오 신호의 인코딩된 버전을 수신하게 하는 명령들을 포함한다. 인코딩된 버전은 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터 및 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 포함한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 명령들은 프로세서로 하여금, 제 1 데이터에 기초하여 고-대역 여기 신호를 생성하게 하고, 고-대역 여기 신호는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응한다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 명령들은 또한 프로세서로 하여금, 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위하여 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 고-대역 여기 신호를 제공하게 한다.

도면의 간단한 설명

[0031]

도 1 은 미스매치된 주파수 범위들을 이용하여 오디오 신호의 고-대역 부분을 인코딩하도록 동작되는 시스템의 다이어그램이다.

도 2a 는 미스매치된 주파수 범위들을 이용하여 오디오 신호의 고-대역 부분을 인코딩하도록 동작되는 인코더의 컴포넌트들을 도시하는 다이어그램이다.

도 2b 는 미스매치된 주파수 범위들을 이용하여 오디오 신호의 고-대역 부분을 인코딩하도록 동작되는 인코더의 컴포넌트들을 도시하는 다른 다이어그램이다.

도 3 은 특정 구현에 따른 신호들의 주파수 컴포넌트들을 도시하는 다이어그램들을 포함한다.

도 4 는 미스매치된 주파수 범위들을 이용하여 오디오 신호의 고-대역 부분을 합성하도록 동작되는 디코더의 컴포넌트들을 도시하는 다이어그램이다.

도 5 는 미스매치된 주파수 범위들을 이용하여 오디오 신호를 인코딩하는 방법의 플로우챠트를 도시한다.

도 6 은 미스매치된 주파수 범위들을 이용하여 인코딩된 오디오 신호를 디코딩하는 방법의 플로투챠트를 도시한다.

도 7 은 도 1 내지 6 의 시스템들, 다이어그램들, 방법들에 따른 신호 프로세싱 동작들을 수행하도록 동작되는 무선 디바이스의 블록 다이어그램이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0032]

오디오 신호의 고-대역 부분의 미스매치된 주파수 범위들을 이용하여 오디오 신호를 인코딩하기 위한 기술들이 개시된다. 인코더 (예를 들어, 스피치 인코더 또는 "보커더") 는, 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 주파수 범위 (예를 들어, 6.4 kHz - 14.4 kHz) 의 제 1 컴포넌트에 대응하는 필터 계수들과 같은 부가-대역 정보를 생성할 수도 있다. 인코더는 또한 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 주파수 범위 (예를 들어, 8 kHz - 16 kHz) 의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성할 수도 있다. 제 1 주파수 범위는 제 2 주파수 범위와 상이하지만 (즉, 주파수 범위들이 미스매치됨), 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위해 인코더는 필터 계수들에 기초하여 고-대역 여기 신호를 필터링한다. 제 1 주파수 범위 대신에 제 2 주파수 범위에 대응하는 고-대역 여기 신호를 사용하는 것은, 폴-제로 필터들 및/또는 다운-믹서들과 같은 고-복잡성 컴포넌트들을 이용하지 않고 고-대역 여기 신호를 생성하는 것을 가능하게 한다.

[0033]

도 1 을 참조하면, 노이즈 변조 및 이득 조정을 수행하도록 동작되는 시스템이 도시되며, 일반적으로 100 으로 지정된다. 일 구현에 따르면, 시스템 (100) 은 (예를 들어, 무선 전화기 또는 코더/디코더 (코덱)) 에서의) 인코딩 시스템 또는 장치에 통합될 수도 있다. 시스템 (100) 은 미스매치된 주파수들을 이용하여 입력 신호의 고-대역 부분을 인코딩하도록 구성된다. 예를 들어, 제 1 주파수 범위 내의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트는 합성 필터에 대한 필터 계수들을 생성하기 위해 분석될 수도 있는 한편, 상이한 주파수 범위 내의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트는 합성 필터에 대한 여기 신호를 생성하는데 이용될 수도 있다.

[0034]

다음의 설명에서 도 1 의 시스템 (100) 에 의해 수행되는 다양한 기능들은 소정의 컴포넌트들 또는 모듈들에 의해 수행되는 것으로 설명된다는 것에 유의해야 한다. 그러나, 이러한 컴포넌트들 및 모듈들의 분할은 단지 예시용이다. 다른 구현에 따르면, 특정 컴포넌트 또는 모듈에 의해 수행되는 기능은 그 대신에 다수의 컴포넌트들 또는 모듈들 사이에서 분할될 수도 있다. 더욱이, 다른 구현에서, 도 1 의 두 개 이상의 컴포넌트들 또는 모듈들은 단일 컴포넌트 또는 모듈로 통합될 수도 있다. 도 1 에서 도시되는 각각의 컴포넌트 또는 모듈은 하드웨어 (예를 들어, 필드-프로그래밍가능한 게이트 어레이 (field-programmable gate array; FPGA) 디바이스, 주문형 집적회로 (application-specific integrated circuit; ASIC), 디지털 신호 프로세서 (digital signal processor; DSP), 제어기 등), 소프트웨어 (예를 들어, 프로세서에 의해 실행가능한 명령들) 또는 이의 임의의 조합을 이용하여 구현될 수도 있다.

[0035]

시스템 (100) 은 입력 오디오 신호 (102) 를 수신하도록 구성되는 분석 필터 뱅크 (110) 를 포함한다. 예를 들어, 입력 오디오 신호 (102) 는 마이크 또는 다른 입력 디바이스에 의해 제공될 수도 있다. 일 구현에 따르면, 입력 오디오 신호 (102) 는 스피치를 포함할 수도 있다. 입력 오디오 신호 (102) 는 대략적으로 50 Hz 에서 대략적으로 16 kHz 까지의 주파수 범위 내의 데이터를 포함하는 SWB 신호일 수도 있다. 분석 필터 뱅크 (110) 는 주파수에 기초하여 입력 오디오 신호 (102) 를 다수의 부분들로 필터링할 수도 있다. 예를 들어, 분석 필터 뱅크 (110) 는 저-대역 신호 (122) 및 고-대역 신호 (124) 를 생성할 수도 있다. 저-대역

신호 (122) 및 고-대역 신호 (124)는 동일하거나 동일하지 않은 대역폭을 가질 수도 있고, 중첩하거나 중첩하지 않을 수도 있다. 다른 구현에서, 분석 필터 뱅크 (110)는 두 개보다 많은 출력들을 생성할 수도 있다.

[0036] 도 1의 예에서, 저-대역 신호 (122) 및 고-대역 신호 (124)는 중첩하지 않는 주파수 대역들을 차지한다. 예를 들어, 저-대역 신호 (122) 및 고-대역 신호 (124)는 각각 50 Hz - 7 kHz 및 7 kHz - 16 kHz의 중첩하지 않는 주파수 대역들을 차지할 수도 있다. 다른 구현에 따르면, 저-대역 신호 (122) 및 고-대역 신호 (124)는 각각 50 Hz - 8 kHz 및 8 kHz - 16 kHz의 중첩하지 않는 주파수 대역들을 차지할 수도 있다. 다른 구현에 따르면, 저-대역 신호 (122)와 고-대역 신호 (124)는 중첩하고 (예를 들어, 각각 50 Hz - 8 kHz 및 7 kHz - 16 kHz), 이는 분석 필터 뱅크 (110)의 저역-통과 필터 및 고역-통과 필터가 평활한 롤오프 (smooth rolloff)를 갖는 것을 가능하게 할 수도 있으며, 이는 저역-통과 필터 및 고역-통과 필터의 설계를 간소화하고 비용을 감소시킬 수도 있다. 저-대역 신호 (122)와 고-대역 신호 (124)가 중첩하는 것은 또한 수신기에서 저-대역과 고-대역 신호들의 평활한 블렌딩 (blending)을 가능하게 할 수도 있으며, 이는 보다 적은 가정 아티팩트들 (artifacts)을 초래할 수도 있다.

[0037] 도 1의 예는 SWB 신호의 프로세싱을 도시하고 있지만, 이는 단지 예시를 위한 것임에 유의하여야 한다. 다른 구현에 따르면, 입력 오디오 신호 (102)는 대략적으로 50 Hz 내지 대략적으로 8 kHz의 주파수 범위를 갖는 광대역 (WB) 신호일 수도 있다. 그러한 구현에서, 저-대역 신호 (122)는 대략적으로 50 Hz 내지 대략적으로 6.4 kHz의 주파수 범위에 대응할 수도 있고, 고-대역 신호 (124)는 대략적으로 6.4 kHz 내지 대략적으로 8 kHz의 주파수 범위에 대응할 수도 있다.

[0038] 시스템 (100)은 저-대역 신호 (122)를 수신하도록 구성된 저-대역 분석 모듈 (130)을 포함할 수도 있다. 일 구현에서, 저-대역 분석 모듈 (130)은 코드 여기 선형 예측 (code excited linear prediction; CELP) 인코더를 나타낼 수도 있다. 저-대역 분석 모듈 (130)은 LP 분석 및 코딩 모듈 (132), 선형 예측 계수 (linear prediction coefficient; LPC) 대 라인 스펙트럼의 쌍 (line spectral pair; LSP) 변환 모듈 (134) 및 양자화기 (136)를 포함할 수도 있다. LSP들은 또한 라인 스펙트럼의 주파수들 (line spectral frequencies; LSF들)이라고 지칭될 수도 있고, 본 명세서에서 두 개의 용어들은 상호 교환가능하게 이용될 수도 있다. LP 분석 및 코딩 모듈 (132)은 LPC들의 세트로서 저-대역 신호 (122)의 스펙트럼의 포락선을 인코딩할 수도 있다. LPC들은 오디오의 각각의 프레임 (예를 들어, 16 kHz의 샘플링 레이트에서 320 개의 샘플들에 대응하는, 오디오의 20 밀리초 (ms)), 오디오의 각각의 서브-프레임 (예를 들어, 오디오의 5 ms) 또는 이의 임의의 조합에 대하여 생성될 수도 있다. 각각의 프레임 또는 서브-프레임에 대해 생성되는 LPC들의 개수는 수행되는 LP 분석의 "차수 (order)"에 의해 결정될 수도 있다. 일 구현에서, LP 분석 및 코딩 모듈 (132)은 10-차 LP 분석에 대응하는 11 개의 LPC들의 세트를 생성할 수도 있다.

[0039] LPC 대 LSP 변환 모듈 (134)은 (예를 들어, 일-대-일 변환을 이용하여) LP 분석 및 코딩 모듈 (132)에 의해 생성되는 LPC들의 세트를 대응하는 LSP들의 세트로 변환할 수도 있다. 대안적으로, LPC들의 세트는 대응하는 파코 (parcor) 계수들, 로그-면적비 값들, 이미턴스 스펙트럼의 쌍들 (immittance spectral pairs; ISPs) 또는 이미턴스 스펙트럼의 주파수들 (immittance spectral frequencies; ISFs)의 세트로 일-대-일 변환될 수도 있다. LPC들의 세트와 LSP들의 세트 사이의 변환은 예러 없이 가역일 수도 있다.

[0040] 양자화기 (136)는 변환 모듈 (134)에 의해 생성되는 LSP들의 세트를 양자화할 수도 있다. 예를 들어, 양자화기 (136)는 다수의 엔트리들 (예를 들어, 백터들)을 포함하는 다수의 코드북들을 포함하거나 그에 연결될 수도 있다. LSP들의 세트를 양자화하기 위해, 양자화기 (136)는 LSP들의 세트에 (예를 들어, 최소 제곱 또는 평균 제곱 예러와 같은 왜곡 측정에 기초하여) "가장 가까운" 코드북들의 엔트리들을 식별할 수도 있다. 양자화기 (136)는 코드북에서 식별된 엔트리들의 위치에 대응하는 인덱스 값 또는 인덱스 값들의 시리즈들을 출력할 수도 있다. 이에 따라 양자화기 (136)의 출력은 저-대역 비트 스트림 (142)에 포함되는 저-대역 필터 파라미터들을 나타낼 수도 있다.

[0041] 저-대역 분석 모듈 (130)은 또한 저-대역 여기 신호 (144)를 생성할 수도 있다. 예를 들어, 저-대역 여기 신호 (144)는 저-대역 분석 모듈 (130)에 의해 수행되는 LP 프로세스 동안에 생성되는 LP 잔차 신호를 양자화함으로써 생성되는 인코딩된 신호일 수도 있다. LP 잔차 신호는 예측 예러를 나타낼 수도 있다.

[0042] 시스템 (100)은 분석 필터 뱅크 (110)로부터의 고-대역 신호 (124) 및 저-대역 분석 모듈 (130)로부터의 저-대역 여기 신호 (144)를 수신하도록 구성된 고-대역 분석 모듈 (150)을 더 포함할 수도 있다. 고-대역 분석 모듈 (150)은 고-대역 신호 (124) 및 저-대역 여기 신호 (144)에 기초하여 고-대역 부가 (side) 정보 (172)를 생성할 수도 있다. 예를 들어, 본 명세서에서 더 설명되는 바와 같이, 고-대역 부가 정보 (172)

는 (예를 들어, 고-대역 에너지 대 저-대역 에너지의 비율에 적어도 기초한) 이득 정보 및/또는 고-대역 LSP들을 포함할 수도 있다.

[0043] 고-대역 분석 모듈 (150)은 고-대역 여기 생성기 (160)를 포함할 수도 있다. 고-대역 여기 생성기 (160)는 저-대역 여기 신호 (144)의 스펙트럼을 제 2 고-대역 주파수 범위 (예를 들어, 8 kHz - 16 kHz)로 확장함으로써 고-대역 여기 신호 (161)를 생성할 수도 있다. 설명을 위해, 고-대역 여기 생성기 (160)는 저-대역 여기 신호로의 변환을 적용할 수도 있고 (예를 들어, 절대-값 또는 제곱 동작과 같은 비-선형 변환), 고-대역 여기 신호 (161)를 생성하기 위하여 변환된 저-대역 여기 신호를 노이즈 신호 (예를 들어, 저-대역 신호 (122)의 느리게 변화하는 시간적 특징들을 모방한 저-대역 여기 신호 (144)에 대응하는 포락선에 따라 변조된 백색 노이즈)와 믹싱할 수도 있다.

[0044] 고-대역 여기 신호 (161)는 고-대역 부가 정보 (172)에 포함되는 하나 이상의 고-대역 이득 파라미터들을 결정하는데 이용될 수도 있다. 도시된 것과 같이, 고-대역 분석 모듈 (150)은 또한 LP 분석 및 코딩 모듈 (152), LPC 대 LSP 변환 모듈 (154) 및 양자화기 (156)를 포함할 수도 있다. 각각의 LP 분석 및 코딩 모듈 (152), LPC 대 LSP 변환 모듈 (154) 및 양자화기 (156)는 저-대역 분석 모듈 (130)의 대응하는 컴포넌트들과 관련하여 상술한 것과 같이, 그러나 비교적 감소된 분해능으로 (예를 들어, 각각의 계수, LSP 등에 대해 더 적은 비트들을 이용하여), 기능할 수도 있다. LP 분석 및 코딩 모듈 (152)은, 변환 모듈 (154)에 의해 LSP들로 변환되고 코드북 (156)에 기초하여 양자화기 (156)에 의해 양자화되는 LPC들의 세트를 생성할 수도 있다. 예를 들어, LP 분석 및 코딩 모듈 (152), 변환 모듈 (154) 및 양자화기 (156)는 고-대역 부가 정보 (172)에 포함되는 고-대역 필터 정보 (예를 들어, 고-대역 LSP들)을 결정하기 위해 고-대역 신호 (124)를 이용할 수도 있다. 일 구현에 따르면, 고-대역 부가 정보 (172)는 고-대역 이득 파라미터들 뿐만 아니라 고-대역 LSP들을 포함할 수도 있다. 고-대역 분석 모듈 (150)은, 변환 모듈 (154)에 의해 생성된 LPC들에 기초한 필터 계수들을 이용하고 고-대역 여기 신호 (161)를 입력으로 수신하는 로컬 디코더를 포함할 수도 있다. 로컬 디코더의 합성 필터의 출력 (예를 들어, 고-대역 신호 (124)의 합성된 버전)은 고-대역 신호 (124)와 비교될 수도 있고, 이득 파라미터들 (예를 들어, 프레임 이득 및/또는 시간적 포락선 이득 형상 값들)은 결정되고 양자화되고 그리고 고-대역 부가 정보 (172) 내에 포함될 수도 있다.

[0045] 저-대역 비트 스트림 (142) 및 고-대역 부가 정보 (172)는 멀티플렉서 (MUX) (180)에 의해 멀티플렉싱되어 출력 비트 스트림 (192)을 생성할 수도 있다. 출력 비트 스트림 (192)은 입력 오디오 신호 (102)에 대응하는 인코딩된 오디오 신호를 나타낼 수도 있다. 예를 들어, 출력 비트 스트림 (192)은 (예를 들어, 유선, 무선, 또는 광학 채널을 통해) 송신되고/되거나 저장될 수도 있다. 수신기에서, 역멀티플렉서 (DEMUX), 저-대역 디코더, 고-대역 디코더 및 필터 뱅크에 의해 역 동작들이 수행되어 오디오 신호 (예를 들어, 스피커 또는 다른 출력 디바이스에 제공되는 입력 오디오 신호 (102)의 재구성된 버전)를 생성할 수도 있다. 저-대역 비트 스트림 (142)을 나타내기 위해 이용되는 비트들의 수는 실질적으로 고-대역 부가 정보 (172)를 나타내는데 이용되는 비트들의 수보다 클 수도 있다. 따라서, 출력 비트 스트림 (192)에서의 비트들의 대부분은 저-대역 데이터를 나타낼 수도 있다. 고-대역 부가 정보 (172)는, 신호 모델에 따라 저-대역 데이터로부터 고-대역 여기 신호를 재생성하기 위하여 수신기에서 이용될 수도 있다. 예를 들어, 신호 모델은 저-대역 데이터 (예를 들어, 저-대역 신호 (122))와 고-대역 데이터 (예를 들어, 고-대역 신호 (124)) 사이의 관계들 또는 상관들의 예상되는 세트를 나타낼 수도 있다. 따라서, 상이한 종류의 오디오 데이터 (예를 들어, 스피치, 음악 등)에 대하여 상이한 신호 모델들이 이용될 수도 있고, 이용 중에 있는 특정 신호 모델은 인코딩된 오디오 데이터의 통신에 앞서 송신기 및 수신기에 의해 협의될 수도 있다 (또는 산업 표준에 의해 정의될 수도 있다). 신호 모델을 이용하여, 송신기에서의 고-대역 분석 모듈 (150)은, 수신기에서의 대응하는 고-대역 분석 모듈이 출력 비트 스트림 (192)으로부터 고-대역 신호 (124)를 재구성하기 위해 신호 모델을 이용하는 것이 가능하도록 고-대역 부가 정보 (172)를 생성하는 것이 가능할 수도 있다.

[0046] 고-대역 신호 (124)의 제 1 주파수 범위와 매칭하지 않는 제 2 주파수 범위에 대응하는 고-대역 여기 신호 (161)를 생성함으로써, 도 2a 내지 4 와 관련하여 더 설명될 것과 같이, 시스템 (100)은 폴-제로 필터링 및 다운-믹싱 동작들과 연관된 연산적으로 고가인 동작들과 복잡도를 감소시킬 수도 있다. 미스매치된 주파수들을 이용하는 예시적인 예들이 도 2a 내지 4 와 관련하여 더욱 자세하게 설명된다.

[0047] 도 2a를 참조하면, 인코더 (200) 내에서 이용되는 컴포넌트들이 도시되며, 인코더 (200)의 신호들을 표현할 수도 있는 다양한 신호들의 주파수 컴포넌트들을 도시하는 그래프들이 도 3에 도시된다. 인코더 (200)는 도 1의 시스템 (100)에 대응할 수도 있다.

- [0048] 대역폭 "F" 를 갖는 입력 신호 (201) (예를 들어, 0 Hz - F Hz 의 주파수 범위를 갖는 신호, 이를테면 $F = 16,000 = 16k$ 일 때 0 Hz - 16 kHz) 는 인코더 (200) 에 의해 수신될 수도 있다. 입력 신호 (201) 는 도 3 의 그래프 (302) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다. 도 3 의 그래프들은 예시적인 것이고 일부 특징들은 명확화를 위하여 강조될 수도 있다. 도 3 의 그래프들은 일 구현에 따른 간소화되고 비-제한적인 예를 제공하여, 인코딩 및/또는 디코딩 동안 생성될 수도 있는 다양한 신호들의 간소화된 주파수 스펙트럼들을 사실적으로 도시하고 있으며, 반드시 일정한 비율로 도시되는 것은 아니다. 도 3 의 그래프 (301) 는 0 Hz 에서부터 주파수 F1 (393) 까지의 저-대역 (LB) 부분 (390) 을 갖고 F1 Hz 에서부터 입력 신호 (201) 의 상위 주파수 F (392) 까지의 고-대역 (HB) 부분 (391) 을 갖는 입력 신호 (201) 의 주파수 컴포넌트들의 예를 도시한다. 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트는 F1 (393) 부터 주파수 F2 (394) 까지 이어지는 제 1 주파수 범위 (396) 를 갖는다. 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트는 (F2-F1) (395) 부터 F (392) 까지 또는 F1+(F-F2) 부터 F (392) 까지 이어지는 제 2 주파수 범위 (397) 를 갖는다. 후술하는 바와 같이, 입력 신호 (201) 의 제 1 주파수 범위 (396) 는 필터 계수들을 생성하는데 이용될 수도 있고, 제 2 주파수 범위 (397) 는 고-대역 여기 신호를 생성하는데 이용될 수도 있다.
- [0049] 분석 필터 (202) 는 입력 신호 (201) 의 저-대역 부분을 출력할 수도 있다. 분석 필터 (202) 로부터 출력된 신호 (203) 는 0 Hz 에서부터 주파수 F1 까지의 (이)를테면 $F1 = 6.4k$ 일 때, 0 Hz - 6.4 kHz 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다.
- [0050] ACELP 인코더와 같은 저-대역 인코더 (204) (예를 들어, 도 1 의 저-대역 분석 모듈 내의 LP 분석 및 코딩 모듈 (132)) 는 신호 (203) 를 인코딩할 수도 있다. 저-대역 인코더 (204) 는 LPC들 및 저-대역 여기 신호 (205) 와 같은 코딩 정보를 생성할 수도 있다. 저-대역 여기 신호 (205) 는 도 3 의 그래프 (304) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다.
- [0051] ACELP 인코더로부터의 (또한 도 4 에서 설명되는 바와 같이 수신기 내의 ACELP 디코더에 의하여 재생될 수도 있는) 저-대역 여기 신호 (205) 는, 업샘플링된 신호 (207) 의 유효 대역폭이 0 Hz 내지 F Hz 의 주파수 범위 내가 되도록 샘플러 (206) 에서 업샘플링된다. 저-대역 여기 신호 (205) 는 12.8 kHz 의 샘플링 레이트 (예를 들어, 6.4 kHz 저-대역 여기 신호 (205) 의 나이퀴스트 샘플링 레이트) 에 대응하는 샘플들의 세트로서 샘플러 (206) 에 의하여 수신된다. 예를 들어, 저-대역 여기 신호 (205) 는 저-대역 여기 신호 (205) 의 대역폭의 레이트의 두 배 또는 2.5 배로 샘플링될 수도 있다. 업샘플링된 신호 (207) 는 도 3 의 그래프 (306) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다.
- [0052] 비-선형 변환 생성기 (208) 는 업샘플링된 신호 (207) 에 기초한 비-선형 여기 신호로 도시된 대역폭-확장된 신호 (209) 를 생성하도록 구성될 수도 있다. 예를 들어, 비-선형 변환 생성기 (208) 는 업샘플링된 신호 (207) 에 대하여 비-선형 변환 동작 (예를 들어, 절대-값 동작 또는 제곱 동작) 을 수행하여 대역폭-확장된 신호 (209) 를 생성할 수도 있다. 비-선형 변환 동작은, 0 Hz 내지 F1 Hz (예를 들어, 0 Hz 내지 6.4 kHz) 의 저-대역 여기 신호 (205) 를 이를테면 0 Hz 내지 F Hz (예를 들어, 0 Hz 내지 16 kHz) 의 높은 대역으로, 원 신호의 하모닉스 (harmonics) 를 확장할 수도 있다. 대역폭-확장된 신호 (209) 는 도 3 의 그래프 (308) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다.
- [0053] 대역폭-확장된 신호 (209) 는 제 1 스펙트럼 플리핑 모듈 (210) 에 제공될 수도 있다. 제 1 스펙트럼 플리핑 모듈 (210) 은 "플리핑된 (flipped)" 신호 (211) 를 생성하기 위하여 대역폭-확장된 신호 (209) 의 스펙트럼 미러 동작 (예를 들어, 스펙트럼을 "플리핑") 을 수행하도록 구성될 수도 있다. 대역폭-확장된 신호 (209) 의 스펙트럼을 플리핑하는 것은, 대역폭-확장된 신호 (209) 의 컨텐츠를 플리핑된 신호 (211) 의 0 Hz 내지 F Hz (예를 들어, 0 Hz 내지 16 kHz) 범위의 스펙트럼의 반대 끝들로 변경 (예를 들어, "플립 (flip)") 할 수도 있다. 예를 들어, 대역폭-확장된 신호 (209) 의 14.4 kHz 에서의 컨텐트는 플리핑된 신호 (211) 의 1.6 kHz 가 될 수도 있고, 대역폭-확장된 신호 (209) 의 0 Hz 에서의 컨텐트는 플리핑된 신호 (211) 의 16 kHz 가 될 수도 있는 따위이다. 플리핑된 신호 (211) 는 도 3 의 그래프 (310) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다.
- [0054] 플리핑된 신호 (211) 는 스위치 (212) 의 입력에 제공될 수도 있으며, 스위치 (212) 는 선택적으로 필터 (214) 및 다운-믹서 (216) 를 포함하는 제 1 경로로의 동작의 제 1 모드로 또는 필터 (218) 를 포함하는 제 2 경로로의 동작의 제 2 모드로 플리핑된 신호 (211) 를 전한다. 예를 들어, 스위치 (212) 는 인코더 (200) 의 동작 모드를 지시하는 제어 입력에서의 신호에 응답하는 멀티플렉서를 포함할 수도 있다.
- [0055] 동작의 제 1 모드에서, 플리핑된 신호 (211) 는 필터 (214) 에서 대역-통과 필터링되어, $F2 > F1$ 일 때, ($F-F2$)

Hz 내지 (F-F1) Hz 의 주파수 범위 밖의 신호 컨텐트가 감소되거나 또는 제거된 대역-통과 신호 (215) 를 생성 할 수도 있다. 예를 들어, F = 16k, F1 = 6.4k 그리고 F2 = 14.4k 일 때, 플리핑된 신호 (211) 는 1.6 kHz 내지 9.6 kHz 의 주파수 범위에서 대역-통과 필터링될 수도 있다. 필터 (214) 는 대략적으로 F-F1 에서 (예를 들어, 16 kHz - 6.4 kHz = 9.6 kHz 에서) 차단주파수를 갖는 저역-통과 필터로 동작하도록 구성된 폴-제로 필터를 포함할 수도 있다. 예를 들어, 폴-제로 필터는 차단 주파수에서 급격한 경사면 (drop-off) 을 갖는 고-차 필터일 수도 있고, 플리핑된 신호 (211) 의 고-주파수 컴포넌트들을 걸러내도록 (예를 들어, (F-F1) 및 F 사이의, 이를테면 9.6 kHz 및 16 kHz 사이의, 플리핑된 신호 (211) 의 컴포넌트들을 걸러낸다) 구성될 수도 있다. 게다가, 필터 (214) 는 F-F2 아래의 (예를 들어, 16 kHz - 14.4 kHz = 1.6 kHz 아래의) 출력 신호 내의 주파수 컴포넌트들을 약화시키도록 구성되는 고역-통과 필터를 포함할 수도 있다.

[0056] 대역-통과 신호 (215) 는 다운-믹서 (216) 에 제공될 수도 있으며, 다운-믹서 (216) 는 0 Hz 내지 (F2-F1) Hz, 이를테면 0 Hz 내지 8 kHz 로 확장되는 유효 신호 대역폭을 갖는 신호 (217) 를 생성할 수도 있다. 예를 들어, 다운-믹서 (216) 는 신호 (217) 를 생성하기 위해 대역-통과 신호 (215) 를 1.6 kHz 및 9.6 kHz 사이의 주파수 범위로부터 기저 대역 (예를 들어, 0 Hz 내지 8 kHz 의 주파수 범위) 으로 다운-믹싱하도록 구성될 수도 있다. 다운-믹서 (216) 는 2-단계 힐버트 (Hilbert) 변환들을 이용하여 구현될 수도 있다. 예를 들어, 다운-믹서 (216) 는 허수 및 실수 컴포넌트들을 갖는 두 개의 5-차 무한 임펄스 응답 (infinite impulse response; IIR) 필터들을 이용하여 구현될 수도 있고, 이는 복잡하고 연산적으로 고가인 동작들을 초래할 수도 있다. 신호 (217) 는 도 3 의 그래프 (312) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다.

[0057] 동작의 제 2 모드에서, 신호 (219) 를 생성하기 위해 스위치 (212) 는 플리핑된 신호 (211) 를 필터 (218) 에 제공한다. 필터 (218) 는 F2 위의 (예를 들어, 8 kHz 위의) 주파수 컴포넌트들을 약화시키는 저역 통과 필터로 동작할 수도 있다. 필터 (218) 에서의 저역 통과 필터링은 샘플링 레이트가 $2*(F2-F1)$ (예를 들어, $2*(14.4 \text{ Hz} - 6.4 \text{ Hz} = 16 \text{ kHz}$) 로 변환되는 리샘플링 프로세스의 부분으로서 수행될 수도 있다. 신호 (219) 는 도 3 의 그래프 (314) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다.

[0058] 스위치 (220) 는 동작의 모드에 따라 적응적 화이트닝 및 스케일링 모듈 (222) 에서 프로세싱될 신호들 (217, 219) 중 하나를 출력하고, 적응적 화이트닝 및 스케일링 모듈의 출력은 가산기와 같은 결합기 (240) 의 제 1 입력에 제공된다. 결합기 (240) 의 제 2 입력은 노이즈 포락선 모듈 (232) (예를 들어, 변조기) 및 스케일링 모듈 (234) 에 따라 프로세싱되는 랜덤 노이즈 생성기 (230) 의 출력으로부터 야기된 신호를 수신한다. 결합기 (240) 는 도 1 의 고-대역 여기 신호 (161) 와 같은 고-대역 여기 신호 (241) 를 생성한다.

[0059] 0 Hz 및 F Hz 사이의 주파수 범위 내의 유효 대역폭을 갖는 입력 신호 (201) 는 기저 대역 신호 생성 경로에서 프로세싱될 수도 있다. 예를 들어, 플리핑된 신호 (243) 를 생성하기 위해 입력 신호 (201) 는 제 2 스펙트럼 플리핑 모듈 (242) 에서 스펙트럼으로 플리핑될 수도 있다. 플리핑된 신호 (243) 는 필터 (244) 에서 대역-통과 필터링되어, (F-F2) Hz 내지 (F-F1) Hz (예를 들어, 1.6 kHz 내지 9.6 kHz) 의 주파수 범위 밖의 신호 컴포넌트들이 제거되거나 감소된 대역-통과 신호 (245) 를 생성할 수도 있다. 그리고 나서 대역-통과 신호 (245) 는 다운-믹서 (246) 에서 다운 믹싱되어, 0 Hz 내지 (F2-F1) Hz (예를 들어, 0 Hz 내지 8 kHz 또는 0 Hz 내지 F1+(F-F2) Hz) 의 주파수 범위 내의 유효 신호 대역폭을 갖는 고-대역 "타겟" 신호 (247) 를 생성할 수도 있다. 플리핑된 신호 (243) 는 도 3 의 그래프 (310) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다. 대역-통과 신호 (245) 는 도 3 의 그래프 (316) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다. 고-대역 타겟 신호 (247) 는 제 1 주파수 범위에 대응하는 기저 대역 신호이고 도 3 의 그래프 (312) 에 도시된 것과 같은 주파수 컴포넌트들을 가질 수도 있다.

[0060] 고-대역 여기 신호 (241) 가 고-대역 타겟 신호 (247) 를 표현하기 위하여 고-대역 여기 신호 (241) 에 대한 변조들을 표현하는 파라미터들이 추출되고 디코더로 송신될 수도 있다. 설명을 위해, 고-대역 타겟 신호 (247) 는 LP 분석 모듈 (248) 에 의하여 프로세싱되어, LPC-대-LSP 변환기 (250) 에서 LSP들로 변환되고 양자화 모듈 (252) 에서 양자화되는 LPC들을 생성할 수도 있다. 양자화 모듈 (252) 은 도 1 의 고-대역 부가 정보 (172) 에서와 같이 디코더로 전송되는 LSP 양자화 인덱스들을 생성할 수도 있다.

[0061] LPC들은 입력으로 고-대역 여기 신호 (241) 를 수신하고 출력으로 합성된 고-대역 신호 (261) 를 생성하는 합성 필터 (260) 를 구성하는데 이용될 수도 있다. 이득 형상 파라미터 값들과 같은 이득 정보 (263) 를 생성하기 위해, 합성된 고-대역 신호 (261) 는 시간적 포락선 추정 모듈 (262) 에서 고-대역 타겟 신호 (247) 과 비교된다 (신호들 (261 및 247) 의 에너지들은 각각의 신호들의 각각의 서브-프레임에서 비교될 수도 있다). 이득 정보 (263) 는 양자화 모듈 (264) 에 제공되어, 도 1 의 고-대역 부가 정보 (172) 에서와 같이 디코더로 전

송되는 양자화된 이득 정보 인덱스들을 생성할 수도 있다.

[0062] 제 1 경로와 관련하여 설명된 바와 같이, 동작의 제 1 모드에서 고-대역 여기 신호 (241) 생성 경로는 신호 (217) 를 생성하기 위한 다운믹스 동작을 포함한다. 이 다운믹스 동작은 힐버트 (Hilbert) 변환들을 통하여 구현된다면 복잡할 수 있다. QMF들 (quadrature mirror filters) 에 기초한 대안적인 구현은 현저하게 높은 전체 시스템 지연들을 초래할 수 있다. 그러나, 동작의 제 2 모드에서 다운믹스 동작은 고-대역 여기 신호 (241) 생성 경로 내에 포함되지 않는다. 이것은 도 3 의 그래프 (314) 에 대한 그래프 (312) 의 비교를 통하여 사실적으로 볼 수 있는 것과 같이, 고-대역 여기 신호 (241) 및 고-대역 타겟 신호 (247) 사이의 미스매치를 초래할 수도 있다.

[0063] 제 2 모드에 따라 (예를 들어, 필터 (218) 를 이용하여) 고-대역 여기 신호 (241) 를 생성하는 것은 필터 (214) (예를 들어, 폴-제로 필터) 및 다운-믹서 (216) 를 우회하고, 폴-제로 필터링 및 다운-믹서와 연관된 연산적으로 고가의 동작들 및 복잡성을 감소시킬 수도 있다는 것이 인식될 것이다. 도 2a 는 (필터 (214) 및 다운-믹서 (216) 를 포함하는) 제 1 경로 및 (필터 (218) 를 포함하는) 제 2 경로를 인코더 (200) 의 별개의 동작 모드들과 연관된 것으로 설명하고 있으나, 다른 구현들에서는, 인코더 (200) 는 제 1 모드에서 또한 동작하도록 구성됨 없이 제 2 모드에서 동작하도록 구성될 수도 있다 (예를 들어, 인코더 (200) 는, 필터 (218) 의 입력이 폴리핑된 신호 (211) 를 수신하도록 커플링시키고, 신호 (219) 가 적응적 화이트닝 및 스케일링 모듈 (222) 의 입력에 제공되도록 하면서, 스위치 (212), 필터 (214), 다운-믹서 (216) 및 스위치 (220) 를 생략할 수도 있다).

[0064] 도 2b 를 참조하면, 인코더 (290) 내에 이용되는 컴포넌트들이 도시된다. 인코더 (290) 내의 컴포넌트들은 도 1 의 시스템 (100) 내에 포함될 수도 있다. 인코더 (290) 는 도 2a 의 인코더 (200) 와 실질적으로 유사한 방법으로 동작할 수도 있다. 예를 들어, 인코더 (290) 및 도 2a 의 인코더 (200) 의 유사한 컴포넌트들은 동일한 도면 부호들을 가지며 실질적으로 유사한 방법으로 동작할 수도 있다.

[0065] 인코더 (290) 는 기저 대역 신호 생성 경로 내에 스펙트럼의 플립 및 합성 모듈 (292) 을 포함한다. 스펙트럼의 플립 및 합성 모듈 (292) 은 입력 신호 (201) 를 수신하도록 구성될 수도 있다. 스펙트럼의 플립 및 합성 모듈 (292) 은 기저 대역 신호 (247) 를 생성하기 위해 입력 신호 (201) 에 대하여 스펙트럼의 플립 및 합성 동작을 수행하도록 구성될 수도 있다. 일 구현에 따르면, 스펙트럼의 플립 및 합성 모듈 (292) 은 입력 신호 (201) 에 대해 스펙트럼의 플립 및 합성 동작을 수행하도록 동작되는 QMF 필터 뱅크를 포함할 수도 있다.

[0066] 설명을 위해, 입력 신호 (201) 는 0 Hz 내지 16 kHz 의 신호 컴포넌트들을 가질 수도 있다. QMF 필터 뱅크 (예를 들어, 스펙트럼의 플립 및 합성 모듈 (292)) 는 합성 단계에서 6 kHz 내지 14 kHz 의 신호 컴포넌트들을 "매핑" 하기 위한 합성 동작을 수행할 수도 있고, 결과적인 신호는 기저 대역 신호 (247) 를 생성하기 위해 폴리핑될 수도 있다. 이에 따라, 일부 구현들에서는, 도 2a 의 제 2 스펙트럼 폴리핑 모듈 (242) 의 스펙트럼 폴리핑 동작들, 도 2a 의 필터 (244) 의 대역-통과 필터링 동작들 및 도 2a 의 다운-믹서 (246) 의 다운-믹싱 동작들은, 기저 대역 신호 (247) 를 생성하기 위해 QMF 필터 뱅크를 이용하여 암시적으로 수행될 수도 있다.

이에 따라, 도 2a 의 기저 대역 신호 생성 경로와 관련하여 설명된 스펙트럼 폴리핑 동작들, 대역-통과 필터링 동작들 및 다운-믹싱 동작들은 우회될 수도 있고, 도 2b 의 스펙트럼의 플립 및 합성 모듈 (292) 은 기저 대역 신호 (247) 를 생성하기 위해 합성 동작을 암시적으로 수행할 수도 있다.

[0067] 제 1 스펙트럼 폴리핑 모듈 (210) 로부터의 폴리핑된 신호 (211) 는 필터 (218) 에 제공될 수도 있고, 필터 (218) 는 신호 (219) 를 생성하기 위해 폴리핑된 신호 (211) 를 필터링할 수도 있다. 신호 (219) 는 적응적 화이트닝 및 스케일링 모듈 (222) 의 입력에 제공될 수도 있다. 도 2a 의 인코더 (200) 의 비용 및 설계 복잡도는 도 2b 의 인코더 (290) 를 이용하여 본 명세서에서 설명된 기술들을 구현함으로써 (예를 들어, 도 2a 의 스위치 (212, 220), 필터 (214) 및 다운-믹서 (216) 를 제거함으로써) 감소될 수도 있다.

[0068] 도 4 는 인코딩된 오디오 신호, 이를테면 도 1 의 시스템 (100) 또는 도 2a 의 인코더 (200) 에 의해 생성된 인코딩된 오디오 신호를 디코딩하는데 이용될 수 있는 디코더 (400) 를 도시한다.

[0069] 디코더 (400) 는 인코딩된 오디오 신호 (401) 를 수신하는 ACELP 코어 디코더와 같은 저-대역 디코더 (404) 를 포함한다. 인코딩된 오디오 신호 (401) 는 도 2a 의 입력 신호 (201) 와 같은 오디오 신호의 인코딩된 버전이고, 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터 (402) (예를 들어, 저-대역 여기 신호 (215) 및 양자화된 LSP 인덱스들) 및 오디오 신호의 고-대역 부분에 대응하는 제 2 데이터 (403) (예를 들어, 이득 포락선 데이터 (463) 및 양자화된 LSP 인덱스들 (461)) 를 포함한다.

- [0070] 저-대역 디코더 (404) 는 합성된 저-대역 디코딩된 신호 (471) 를 생성한다. 고-대역 신호 합성은 도 2a 의 저-대역 여기 신호 (205) (또는 저-대역 여기 신호 (205) 의 표현, 이를테면 인코더로부터 수신된 저-대역 여기 신호 (205) 의 양자화된 버전) 를 도 2a 의 샘플러 (206) 에 제공하는 것을 포함한다. 고-대역 합성은 도 2a 의 결합기 (240) 의 제 1 입력에 제공하기 위해, 샘플러 (206), 비-선형 변환 생성기 (208), 제 1 스펙트럼 플리핑 모듈 (210), 필터 (218) 및 적응적 화이트닝 및 스케일링 모듈 (222) 을 이용하여 고-대역 여기 신호 (241) 를 생성하는 것을 포함한다. 결합기의 제 2 입력은 도 2a 의 랜덤 노이즈 생성기 (230) 의 출력에 의해 생성되고, 노이즈 포락선 모듈 (232) 에 의해 프로세싱되고, 스케일링 모듈 (234) 에서 스케일링된다.
- [0071] 도 2a 의 합성 필터 (260) 는, 도 2a 의 인코더 (200) 의 양자화 모듈 (252) 에 의한 출력과 같은 인코더로부터 수신된 LSP 양자화 인텍스들에 따라 디코더 (400) 내에 구성될 수도 있고, 합성된 신호를 생성하기 위해 결합기 (240) 에 의하여 출력된 여기 신호 (241) 를 프로세싱한다. 합성된 신호는 조정된 신호 (463) 를 생성하기 위해 (예를 들어, 도 2a 의 인코더 (200) 의 양자화 모듈 (264) 로부터 출력된 이득 포락선 인텍스들에 따른) 이득 형상 파라미터 값들과 같은 하나 이상의 이득들을 적용하도록 구성되는 시간적 포락선 어플리케이션 모듈 (462) 에 제공된다.
- [0072] 고-대역 합성은 0 Hz 내지 (F2-F1) Hz 의 주파수 범위로부터 (F-F2) Hz 내지 (F-F1) Hz (예를 들어, 1.6 kHz 내지 9.6 kHz) 의 주파수 범위로 조정된 신호를 업믹싱하도록 구성되는 믹서 (464) 에 의한 프로세싱으로 계속된다. 믹서 (464) 에 의해 출력된 업믹싱된 신호는 샘플러 (466) 에서 업샘플링되고, 샘플러 (466) 의 업샘플링된 출력은 스펙트럼의 플립 모듈 (468) 에 제공되며, 스펙트럼의 플립 모듈 (468) 은 F1 Hz 로부터 F2 Hz 까지 확장되는 주파수 대역을 갖는 고-대역 디코딩된 신호 (469) 를 생성하기 위해 제 1 스펙트럼 플리핑 모듈 (210) 과 관련하여 설명된 바와 같이 동작할 수도 있다.
- [0073] 저-대역 디코더 (404) 에 의해 출력된 저-대역 디코딩된 신호 (471) (0 Hz 내지 F1 Hz) 및 스펙트럼의 플립 모듈 (468) 로부터 출력된 고-대역 디코딩된 신호 (469) (F1 Hz 내지 F2 Hz) 는 합성 필터 뱅크 (470) 에 제공된다. 합성 필터 뱅크 (470) 는 저-대역 디코딩된 신호 (471) 및 고-대역 디코딩된 신호 (469) 의 조합에 기초하여 도 2a 의 오디오 신호 (201) 의 합성된 버전과 같은 합성된 오디오 신호 (473) 를 생성하며, 이는 0 Hz 내지 F2 Hz 의 주파수 범위를 갖는다.
- [0074] 도 2a 와 관련하여 설명된 바와 같이, 제 2 모드에 따라 (예를 들어, 필터 (218) 를 이용하여) 고-대역 여기 신호 (241) 를 생성하는 것은 필터 (214) (예를 들어, 폴-제로 필터) 및 다운-믹서 (216) 를 우회하고, 폴-제로 필터링 및 다운-믹서와 연관된 연산적으로 고가의 동작들 및 복잡성을 감소시킬 수도 있다는 것이 인식될 것이다. 도 4 는 (필터 (214) 및 다운-믹서 (216) 를 포함하는) 제 1 경로 및 (필터 (218) 를 포함하는) 제 2 경로를 인코더 (400) 의 별개의 동작 모드들과 연관된 것으로 설명하고 있으나, 다른 구현들에서는, 인코더 (400) 는 제 1 모드에서 또한 동작하도록 구성됨 없이 제 2 모드에서 동작하도록 구성될 수도 있다 (예를 들어, 인코더 (400) 는, 필터 (218) 의 입력이 플리핑된 신호 (211) 를 수신하도록 커플링시키고, 신호 (219) 가 적응적 화이트닝 및 스케일링 모듈 (222) 의 입력에 제공되도록 하면서, 스위치 (212), 필터 (214), 다운-믹서 (216) 및 스위치 (220) 를 생략할 수도 있다).
- [0075] 도 5 를 참조하면, 방법은 도 1 의 시스템 (100) 또는 도 2a 의 인코더 (200) 와 같은 인코더에 의하여 수행될 수도 있는 것으로 도시된다. 오디오 신호는 502 에서 인코더에 수신된다. 예를 들어, 오디오 신호는 도 1 의 입력 오디오 신호 (102) 또는 도 2a 의 입력 오디오 신호 (201) 일 수도 있다.
- [0076] 504 에서, 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호는 인코더에서 생성된다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 예를 들어, 제 1 신호는 기저 대역 신호일 수도 있고, 도 1 의 고-대역 신호 (124) 또는 도 2a 의 기저 대역 신호 (247) 에 대응할 수도 있다. 제 1 주파수 범위는 도 3 의 제 1 주파수 범위 (396) 에 대응될 수도 있다.
- [0077] 506 에서, 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호가 인코더에서 생성된다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 인코더는 이를테면 도 2a 의 필터 (218) 를 이용함으로써 (예를 들어, 필터 (214) 및 다운-믹서 (216) 를 생략 또는 우회함으로써) 폴-제로 필터를 이용하지 않으면서 그리고 다운-믹싱 동작을 이용하지 않으면서, 고-대역 여기 신호를 생성할 수도 있다. 예를 들어, 고-대역 여기 신호는 도 1 의 고-대역 여기 신호 (124) 또는 도 2a 의 고-대역 여기 신호 (241) 에 대응할 수도 있다.
- [0078] 제 2 주파수 범위는 도 3 의 제 2 주파수 범위 (397) 에 대응할 수도 있다. 예를 들어, 제 1 주파수 범위는

제 1 주파수 (예컨대, F1 (393))로부터 제 2 주파수 (예컨대, F2 (394)) 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응할 수도 있고, 제 2 주파수 범위는 제 2 주파수와 제 1 주파수의 차이 (예컨대, F2-F1 (395))로부터 오디오 신호의 고-대역 부분의 상위 주파수 (예컨대, F (392)) 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응할 수도 있다.

설명을 위해, 제 1 주파수 대역은 대략적으로 6.4 kHz로부터 대략적으로 14.4 kHz 까지 이어질 수도 있고, 제 2 주파수 대역은 대략적으로 8 kHz로부터 대략적으로 16 kHz 까지 이어질 수도 있다.

[0079] 508에서, 고-대역 여기 신호는 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위하여 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 제공된다. 예를 들어, 도 2a의 고-대역 여기 신호 (241)는, 제 1 주파수 범위에 대응하는 기저 대역 신호 (247)에 기초하여 생성되는 LP 분석 모듈 (248)로부터의 데이터에 응답하는, 합성 필터 (260)에 제공될 수도 있다.

[0080] 도 5의 방법은 필터 (214) 및 다운-믹서 (216)와 연관된 연산적으로 고가의 동작들 및 복잡성을 감소시킬 수도 있다.

[0081] 도 6을 참조하면, 방법은 도 4의 디코더 (400)와 같은 디코더에 의하여 수행될 수도 있는 것으로 도시된다. 602에서, 오디오 신호의 인코딩된 버전이 디코더에서 수신된다. 인코딩된 버전은 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터 및 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 포함한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 갖는다. 예를 들어, 오디오 신호의 인코딩된 버전은 제 1 데이터 (402) 및 제 2 데이터 (403)를 포함하는 도 4의 인코딩된 오디오 신호 (401)일 수도 있다.

[0082] 604에서, 고-대역 여기 신호가 제 1 데이터에 기초하여 생성된다. 고-대역 여기 신호는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응한다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 갖는다. 디코더는 이를테면 도 4의 필터 (218)를 이용함으로써 (예를 들어, 필터 (214) 및 다운-믹서 (216)를 생략 또는 우회함으로써) 폴-제로 필터를 이용하지 않으면서 그리고 다운-믹싱 동작을 이용하지 않으면서, 고-대역 여기 신호를 생성할 수도 있다. 예를 들어, 고-대역 여기 신호는 도 4의 고-대역 여기 신호 (241)에 대응할 수도 있다.

[0083] 제 2 주파수 범위는 도 3의 제 2 주파수 범위 (397)에 대응할 수도 있다. 예를 들어, 제 1 주파수 범위는 제 1 주파수 (예컨대, F1 (393))로부터 제 2 주파수 (예컨대, F2 (394)) 까지 이어지는 제 1 주파수 대역에 대응할 수도 있고, 제 2 주파수 범위는 제 2 주파수와 제 1 주파수의 차이 (예컨대, F2-F1 (395) 또는 F1+(F-F2))로부터 오디오 신호의 고-대역 부분의 상위 주파수 (예컨대, F (392)) 까지 이어지는 제 2 주파수 대역에 대응할 수도 있다. 설명을 위해, 제 1 주파수 대역은 대략적으로 6.4 kHz로부터 대략적으로 14.4 kHz 까지 이어질 수도 있고, 제 2 주파수 대역은 대략적으로 8 kHz로부터 대략적으로 16 kHz 까지 이어질 수도 있다.

[0084] 606에서, 고-대역 여기 신호는 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위하여 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는 필터에 제공된다. 예를 들어, 도 4의 고-대역 여기 신호 (241)는 도 4의 합성 필터 (260)에 제공되고, 도 4의 합성 필터 (260)는 도 4의 제 2 데이터 (403)에서 수신된 양자화된 LSP 인덱스들에 기초하여 생성되는 필터 계수들을 가질 수도 있다.

[0085] 도 6의 방법은 필터 (214) 및 다운-믹서 (216)와 연관된 계산적으로 고가의 동작들 및 복잡성을 감소시킬 수도 있다.

[0086] 도 5 내지 6의 하나 이상의 방법들은, 중앙 프로세싱 유닛 (central processing unit; CPU), DSP 또는 제어기와 같은 프로세싱 유닛의 하드웨어 (예를 들어, FPGA 디바이스, ASIC 등)를 통하여, 펌웨어 디바이스를 통하여, 또는 이들의 임의의 조합으로 구현될 수도 있다. 예로서, 도 5 내지 6의 하나 이상의 방법들은 도 7과 관련하여 설명된 바와 같이 명령들을 실행시키는 프로세서에 의하여 수행될 수 있다.

[0087] 도 7을 참조하면, 디바이스 (예를 들어, 무선 통신 디바이스)의 블록 다이어그램이 도시되며, 일반적으로 700으로 지정된다. 다양한 구현에서, 디바이스 (700)는 도 7에 도시된 것보다 더 적은 또는 더 많은 컴포넌트들을 가질 수도 있다. 예시적인 구현에서, 디바이스 (700)는 도 1, 도 2a, 도 2b 또는 도 4의 하나 이상의 시스템들에 대응할 수도 있다. 예시적인 구현에서, 디바이스 (700)는 도 및 도 6의 하나 이상의 방법들에 따라 동작할 수도 있다.

[0088] 일 구현에 따르면, 디바이스 (700)는 프로세서 (706) (예를 들어, CPU)를 포함한다. 디바이스 (700)는 하나 이상의 부가적인 프로세서들 (710) (예를 들어, 하나 이상의 DSP들)을 포함할 수도 있다. 프로세서들 (710)은 스피치 및 음악 코더-디코더 (코텍) (708) 및 애코 소거기 (712)를 포함할 수도 있다. 스피치 및

음악 코덱 (708) 은 보코더 인코더 (736), 보코더 디코더 (738) 또는 양자를 포함할 수도 있다.

[0089] 일 구현에 따르면, 보코더 인코더 (736) 는 도 1 의 시스템 (100) 또는 도 2a 의 인코더 (200) 를 포함할 수도 있다. 보코더 인코더 (736) 는 미스매치된 주파수 범위들 (예를 들어, 도 3 의 제 1 주파수 범위 (396) 및 제 2 주파수 범위 (397)) 을 이용하도록 구성될 수도 있다. 보코더 디코더 (738) 는 도 4 의 디코더 (400) 를 포함할 수도 있다. 보코더 디코더 (738) 는 미스매치된 주파수 범위들 (예를 들어, 도 3 의 제 1 주파수 범위 (396) 및 제 2 주파수 범위 (397)) 을 이용하도록 구성될 수도 있다. 스피치 및 음악 코덱 (708) 이 프로세서들 (710) 의 컴포넌트로 도시되어 있으나, 다른 구현들에서는, 스피치 및 음악 코덱 (708) 의 하나 이상의 컴포넌트들은 프로세서 (706), 코덱 (734), 다른 프로세싱 컴포넌트 또는 이들의 조합에 포함될 수도 있다.

[0090] 디바이스 (700) 는 트랜시버 (750) 를 통하여 안테나 (742) 에 커플링된 무선 제어기 (740) 및 메모리 (732) 를 포함할 수도 있다. 디바이스 (700) 는 디스플레이 제어기 (726) 에 커플링된 디스플레이 (728) 를 포함할 수도 있다. 스피커 (748), 마이크 (746) 또는 양자는 코덱 (734) 에 커플링될 수도 있다. 코덱 (734) 은 DAC (digital-to-analog converter) (702) 및 ADC (analog-to-digital converter) (704) 를 포함할 수도 있다.

[0091] 일 구현에 따르면, 코덱 (734) 은 마이크 (746) 로부터 아날로그 신호들을 수신하고, ADC (704) 를 이용하여 아날로그 신호들을 디지털 신호들로 변환하고 그리고 디지털 신호들을 이를테면 펄스 코드 변조 (PCM) 포맷으로 스피치 및 음악 코덱 (708) 에 제공할 수도 있다. 스피치 및 음악 코덱 (708) 은 디지털 신호들을 프로세싱 할 수도 있다. 일 구현에 따르면, 스피치 및 음악 코덱 (708) 은 디지털 신호들을 코덱 (734) 에 제공할 수도 있다. 코덱 (734) 은 DAC (702) 를 이용하여 디지털 신호들을 아날로그 신호들로 변환할 수도 있고, 아날로그 신호들을 스피커 (748) 에 제공할 수도 있다.

[0092] 메모리 (732) 는 도 5 및 도 6 의 하나 이상의 방법들과 같은 본 명세서에서 개시된 방법들 및 프로세스들을 수행하기 위해, 프로세서 (706), 프로세서들 (710), 코덱 (734), 디바이스 (700) 의 다른 프로세싱 유닛 또는 이들의 조합에 의하여 실행될 수 있는 명령들 (756) 을 포함할 수도 있다. 도 1, 2a, 2b 또는 4 의 시스템들 의 하나 이상의 컴포넌트들은 전용 하드웨어 (예를 들어, 회로) 를 통해, 하나 이상의 작업들을 수행하기 위한 명령들을 실행시키는 프로세서에 의해, 또는 이들의 조합으로 구현될 수도 있다. 예로서, 프로세서 (706) 의 하나 이상의 컴포넌트들 또는 메모리 (732), 프로세서들 (710) 및/또는 코덱 (734) 은 메모리 디바이스, 예컨대, 랜덤 액세스 메모리 (RAM), 자기저항 랜덤 액세스 메모리 (MRAM), 스핀-토크 전송 MRAM (spin-torque transfer MRAM; STT-MRAM), 플래시 메모리, 판독 전용 메모리 (ROM), 프로그램가능한 판독-전용 메모리 (PROM), 소거가능한 프로그램가능 판독-전용 메모리 (EPROM), 전기적으로 소거가능한 프로그램가능 판독 전용 메모리 (EEPROM), 레지스터들, 하드 디스크, 탈착가능한 디스크 또는 컴팩트 디스크 판독-전용 메모리 (CD-ROM) 일 수도 있다. 메모리 디바이스는, 컴퓨터 (예를 들어, 코덱 (734) 에서의 프로세서, 프로세서 (706) 및/또는 프로세서들 (710)) 에 의해 실행되는 경우, 컴퓨터로 하여금, 도 5 및 도 6 의 하나 이상의 방법들의 적어도 일부를 수행하게 하는 명령들 (예를 들어, 명령들 (756)) 을 포함할 수도 있다. 예로서, 프로세서 (706) 의 하나 이상의 컴포넌트들 또는 메모리 (732), 프로세서들 (710), 코덱 (734) 은 컴퓨터 (예를 들어, 코덱 (734) 에서의 프로세서, 프로세서 (706) 및/또는 프로세서들 (710)) 에 의해 실행되는 경우, 컴퓨터로 하여금 도 5-6 의 하나 이상의 방법들의 적어도 일부를 수행하게 하는 명령들 (예를 들어, 명령들 (756)) 을 포함하는 비-일시적 컴퓨터-판독가능한 매체일 수도 있다.

[0093] 일 구현에 따르면, 디바이스 (700) 는 모바일 스테이션 모뎀 (mobile station modem; MSM) 과 같은 시스템-인-패키지 또는 시스템-온-칩 디바이스 디바이스 (722) 에 포함될 수도 있다. 일 구현에 따르면, 프로세서 (706), 프로세서들 (710), 디스플레이 제어기 (726), 메모리 (732), 코덱 (734), 무선 제어기 (740) 및 트랜시버 (750) 는 시스템-인-패키지 또는 시스템-온-칩 디바이스 (722) 에 포함된다. 일 구현에 따르면, 터치스크린 및/또는 키패드와 같은 입력 디바이스 (730) 및 및 전원 (744) 은 시스템-온-칩 디바이스 (722) 에 커플링 된다. 더욱이, 일 구현에 따르면, 도 7 에 도시된 바와 같이, 디스플레이 (728), 입력 디바이스 (730), 스피커 (748), 마이크 (746), 안테나 (742) 및 전원 (744) 은 시스템-온-칩 디바이스 (722) 의 외부에 있다. 그러나, 디스플레이 (728), 입력 디바이스 (730), 스피커 (748), 마이크 (746), 안테나 (742) 및 전원 (744) 의 각각은 인터페이스 또는 제어기와 같은 시스템-온-칩 디바이스 (722) 의 컴포넌트에 커플링될 수 있다. 디바이스 (700) 는 모바일 통신 디바이스, 스마트폰, 셀룰러폰, 랩탑 컴퓨터, 컴퓨터, 태블릿 컴퓨터, PDA, 디스플레이 디바이스, 텔레비전, 게이밍 콘솔, 뮤직 재생기, 라디오, 디지털 비디오 재생기, 광학 디스크 재생기, 튜너 (tuner), 카메라, 내비게이션 디바이스, 디코더 시스템, 인코더 시스템 또는 이들의 임의의 조합에 대응한

다.

[0094] 프로세서들 (710) 은 개시된 기술들에 따라 신호 인코딩 및 디코딩 동작들을 수행하도록 동작될 수도 있다. 예를 들어, 마이크 (746) 는 오디오 신호를 캡쳐할 수 도 있다. ADC (704) 는 캡쳐된 오디오 신호를 아날로그 파형으로부터 디지털 오디오 샘플들을 포함하는 디지털 파형으로 변환할 수도 있다. 프로세서들 (710) 은 디지털 오디오 샘플들을 프로세싱할 수도 있다. 에코 소거기 (712) 는 마이크 (746) 로 들어가는 스피커 (748) 의 출력에 의해 생성될 수도 있는 에코를 감소시킬 수도 있다.

[0095] 보코더 인코더 (736) 는 프로세싱된 스피치 신호에 대응하는 디지털 오디오 샘플들을 압축할 수도 있고 송신 패킷 (예를 들어, 디지털 오디오 샘플들의 압축된 비트들의 표현) 을 형성할 수도 있다. 예를 들어, 송신 패킷은 도 1 의 비트 스트림 (192) 의 적어도 일부에 대응할 수도 있다. 송신 패킷은 메모리 (732) 내에 저장될 수도 있다. 트랜시버 (750) 는 송신 패킷의 일부 형태를 변조할 수도 있고 (예를 들어, 다른 정보가 송신 패킷에 첨부될 수도 있음) 안테나 (742) 를 통해 변조된 데이터를 송신할 수도 있다.

[0096] 또 다른 예로서, 안테나 (742) 는 수신 패킷을 포함하는 인커밍 패킷들을 수신할 수도 있다. 수신 패킷은 네트워크를 통하여 다른 디바이스에 의해 전송될 수도 있다. 예를 들어, 수신 패킷은 도 1 의 ACELP 코어 디코더 (404) 에서 수신된 비트 스트림의 적어도 일부에 대응할 수도 있다. 보코더 디코더 (738) 는 (예를 들어, 합성된 오디오 신호 (473) 에 대응하는) 재구성된 오디오 샘플들을 생성하기 위해 수신 패킷을 압축 해제하고 디코딩할 수도 있다. 에코 소거기 (712) 는 재구성된 오디오 샘플들로부터 에코를 제거할 수도 있다. DAC (702) 는 보코더 디코더 (738) 의 출력을 디지털 파형으로부터 아날로그 파형으로 변환할 수도 있고 변환된 파형을 출력을 위해 스피커 (748) 에 제공할 수도 있다.

[0097] 개시된 구현들과 함께, 제 1 장치는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 1 신호를 생성하기 위한 수단을 포함한다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 가질 수도 있다. 예를 들어, 제 1 신호를 생성하기 위한 수단은 도 1 의 시스템 (100), 도 2a 의 제 2 스펙트럼 플리핑 모듈 (242), 도 2a 의 필터 (244), 도 2a 의 다운-믹서 (246), 도 2b 의 스펙트럼의 플립 및 합성 모듈 (292), 도 7 의 보코더 인코더 (736), 도 7 의 프로세서들 (710), 도 7 의 프로세서 (706), 도 7 의 명령들 (756) 과 같은 명령들을 실행시키도록 구성된 하나 이상의 부가적인 프로세서들 또는 이들의 조합을 포함할 수도 있다.

[0098] 제 1 장치는 또한 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응하는 고-대역 여기 신호를 생성하기 위한 수단을 포함할 수도 있다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 가질 수도 있다. 예를 들어, 고-대역 여기 신호를 생성하기 위한 수단은 도 1 의 고-대역 분석 모듈 (150), 도 2a 및 2b 의 분석 필터 (202), 도 2a 및 2b 의 저-대역 인코더 (204), 도 2a 및 2b 의 샘플러 (206), 도 2a 및 2b 의 비-선형 변환 생성기 (208), 도 2a 및 2b 의 제 1 스펙트럼 플리핑 모듈 (210), 도 2a 및 2b 의 필터 (218), 도 2a 및 2b 의 적응적 화이트닝 및 스케일링 모듈 (222), 도 7 의 보코더 인코더 (736), 도 7 의 프로세서들 (710), 도 7 의 프로세서 (706), 도 7 의 명령들 (756) 과 같은 명령들을 실행시키도록 구성된 하나 이상의 부가적인 프로세서들 또는 이들의 조합을 포함할 수도 있다.

[0099] 제 1 장치는 또한 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위한 수단을 포함한다. 합성된 버전을 생성하기 위한 수단은 고-대역 여기 신호를 수신하도록 구성될 수도 있고 제 1 신호에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는다. 예를 들어, 합성된 버전을 생성하기 위한 수단은 도 1 의 고-대역 분석 모듈 (150), 도 2a 및 2b 의 합성 필터 (260), 도 7 의 보코더 인코더 (736), 도 7 의 프로세서들 (710), 도 7 의 프로세서 (706), 도 7 의 명령들 (756) 과 같은 명령들을 실행시키도록 구성된 하나 이상의 부가적인 프로세서들 또는 이들의 조합을 포함할 수도 있다.

[0100] 개시된 구현들과 함께, 제 2 장치는 오디오 신호의 저-대역 부분에 대응하는 제 1 데이터에 기초하여 고-대역 여기 신호를 생성하기 위한 수단을 포함할 수도 있다. 오디오 신호는 제 1 데이터 및 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 1 컴포넌트에 대응하는 제 2 데이터를 포함하는 수신된 인코딩된 오디오 신호에 대응할 수도 있다. 제 1 컴포넌트는 제 1 주파수 범위를 가질 수도 있다. 고-대역 여기 신호는 오디오 신호의 고-대역 부분의 제 2 컴포넌트에 대응할 수도 있다. 제 2 컴포넌트는 제 1 주파수 범위와 상이한 제 2 주파수 범위를 가질 수도 있다. 고-대역 여기 신호를 생성하기 위한 수단은 도 4 의 저-대역 인코더 (404), 도 4 의 샘플러 (206), 도 4 의 비-선형 변환 생성기 (208), 도 4 의 제 1 스펙트럼 플리핑 모듈 (210), 도 4 의 필터 (218), 도 4 의 적응적 화이트닝 및 스케일링 모듈 (222), 도 7 의 보코더 디코더 (738), 도 7 의 프로세서들 (710), 도 7 의 프로세서 (706), 도 7 의 명령들 (756) 과 같은 명령들을 실행시키도록 구성된 하나 이상의 부가적인 프로세서들 또는 이들의 조합을 포함할 수도 있다.

[0101]

제 2 장치는 또한 오디오 신호의 고-대역 부분의 합성된 버전을 생성하기 위한 수단을 포함할 수도 있다. 합성된 버전을 생성하기 위한 수단은 고-대역 여기 신호를 수신하도록 구성될 수도 있고 제 2 데이터에 기초하여 생성된 필터 계수들을 갖는다. 예를 들어, 합성된 버전을 생성하기 위한 수단은 도 4 의 합성 필터 뱅크 (470), 도 7 의 보코더 디코더 (738), 도 7 의 프로세서들 (710), 도 7 의 프로세서 (706), 도 7 의 명령들 (756) 과 같은 명령들을 실행시키도록 구성된 하나 이상의 부가적인 프로세서들 또는 이들의 조합을 포함할 수도 있다. 합성 필터 뱅크 (470) 는 고-대역 디코딩된 신호 (469) 를 수신할 수도 있다. 도 4 와 관련하여 설명된 바와 같이, 고-대역 디코딩된 신호 (469) 는 제 2 데이터 (403) (예를 들어, 이득 포락선 데이터 (463) 및 양자화된 LSP 인덱스들 (461)) 를 이용하여 생성될 수도 있다. 도 7 과 관련하여 설명된 바와 같이, 도 4 의 디코더 (400) 는 도 7 의 보코더 디코더 (738) 내에 포함될 수도 있다. 이에 따라, 보코더 디코더 (738) 내의 컴포넌트들은 합성 필터 뱅크 (470) 과 실질적으로 유사한 방법으로 동작할 수도 있다. 예를 들어, 보코더 디코더 (738) 내의 하나 이상의 컴포넌트들은 제 2 데이터 (403) (예를 들어, 이득 포락선 데이터 (463) 및 양자화된 LSP 인덱스들 (461)) 를 이용하여 생성된 도 4 의 고-대역 디코딩된 신호 (469) 를 수신할 수도 있다.

[0102]

통상의 기술자라면, 본 명세서에 개시된 구현들과 연계하여 설명된 다양한 예시적인 논리 블록들, 구성들, 모듈들, 회로들, 및 알고리즘 단계들이 전자 하드웨어, 하드웨어 프로세서와 같은 프로세싱 디바이스에 의해 실행되는 컴퓨터 소프트웨어 또는 양자의 조합으로서 구현될 수도 있음을 더 알 수 있을 것이다. 다양한 예시적인 컴포넌트들, 블록들, 구성들, 모듈들, 회로들 및 단계들은 그 기능의 면에서 일반적으로 위에서 설명되었다.

그러한 기능성이 하드웨어 또는 실행가능한 소프트웨어로 구현되는지 여부는 특정 어플리케이션 및 전체 시스템에 부과되는 설계 제약들에 따라 달라진다. 당업자들은 각각의 특정 어플리케이션에 대하여 다양한 방식들로 설명된 기능성을 구현할 수도 있으나, 그러한 구현 결정들이 본원 개시의 범위로부터의 벗어남을 야기하는 것으로 해석되어서는 안된다.

[0103]

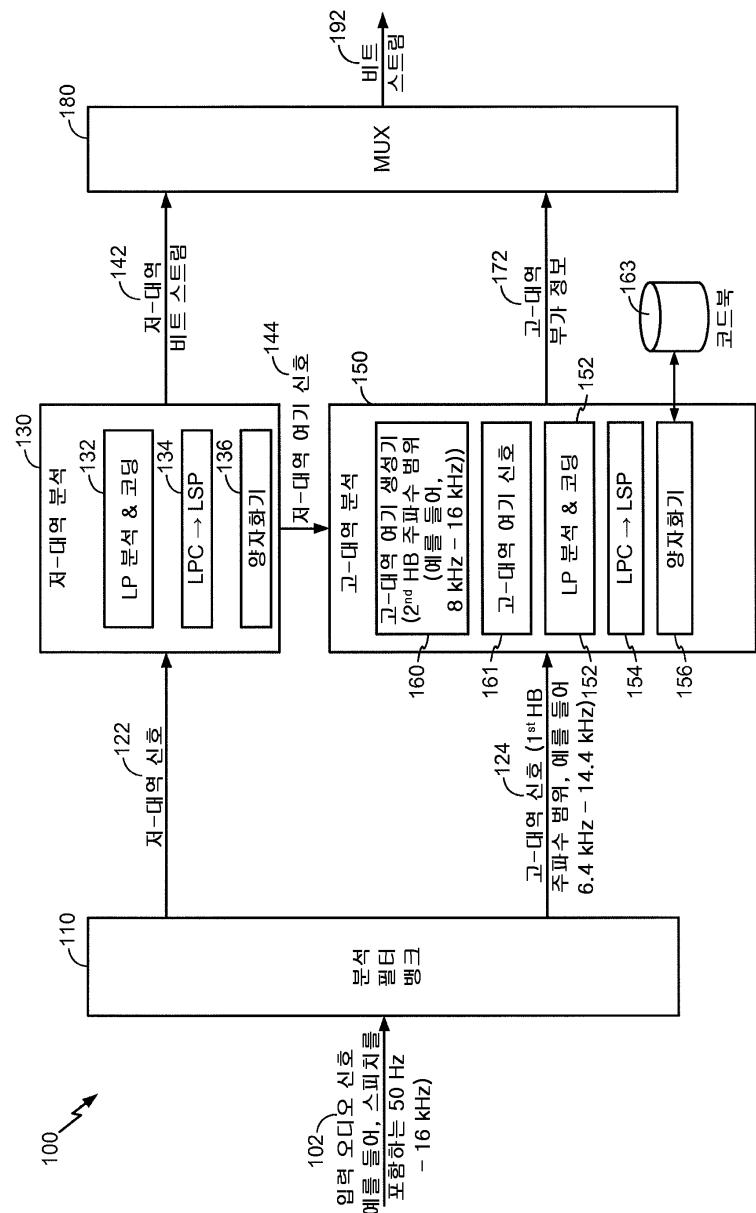
본 명세서에 개시된 구현들과 연계하여 설명된 방법 또는 알고리즘의 단계들은 하드웨어로, 프로세서에 의해 실행되는 소프트웨어 모듈로 또는 이 둘의 조합으로 직접적으로 구체화될 수도 있다. 소프트웨어 모듈은 저장 디바이스, 이를테면 RAM, MRAM, STT-MRAM, 플래시 메모리, ROM, PROM, EPROM, EEPROM, 레지스터들, 하드 디스크, 제거가능한 디스크 또는 CD-ROM 에 상주할 수도 있다. 예시적인 메모리 디바이스는 프로세서에 커플링되어, 프로세서가 메모리 디바이스로부터 정보를 판독하고 메모리 디바이스에 정보를 기록할 수 있다. 대안에서, 메모리 디바이스는 프로세서에 통합될 수도 있다. 프로세서 및 저장 매체는 ASIC 내에 상주할 수도 있다. ASIC 는 컴퓨팅 디바이스 또는 사용자 단말기 내에 상주할 수도 있다. 대안에서, 프로세서 및 저장 매체는 컴퓨팅 디바이스 또는 사용자 단말기에서 개별 컴포넌트들로서 상주할 수도 있다.

[0104]

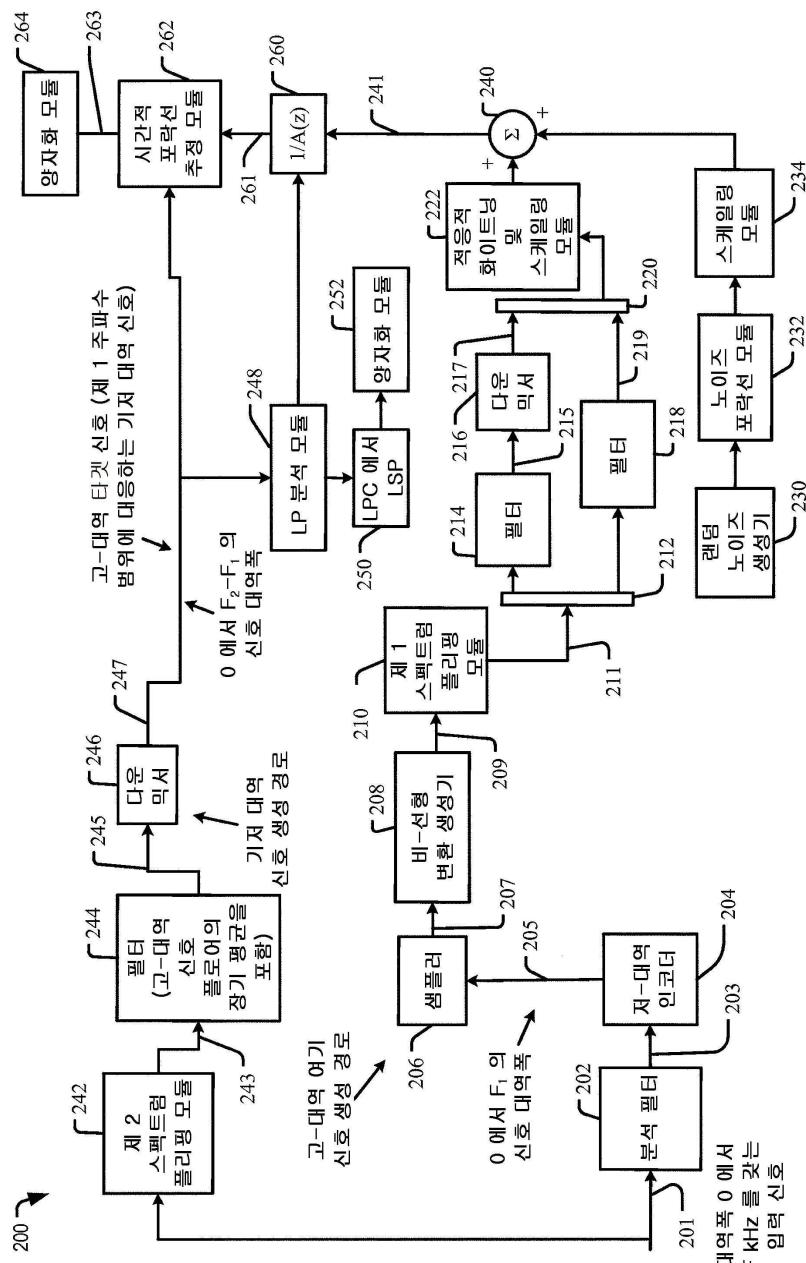
개시된 구현들에 대한 전술한 설명은 통상의 기술자가 개시된 구현들을 실시하거나 이용하는 것을 가능하게 하기 위해 제공된다. 이러한 구현들에 대한 다양한 변형들이 통상의 기술자들에게는 자명할 것이고, 본 명세서에서 정의된 원리들은 본 개시의 범위를 벗어나지 않으면서 다른 구현들에 적용될 수도 있다. 따라서, 본원 개시는 본 명세서에서 나타낸 구현들로 제한되도록 의도되는 것이 아니며, 다음의 청구항들에 의해 정의된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 가능한 가장 넓은 범위를 따르고자 한다.

도면

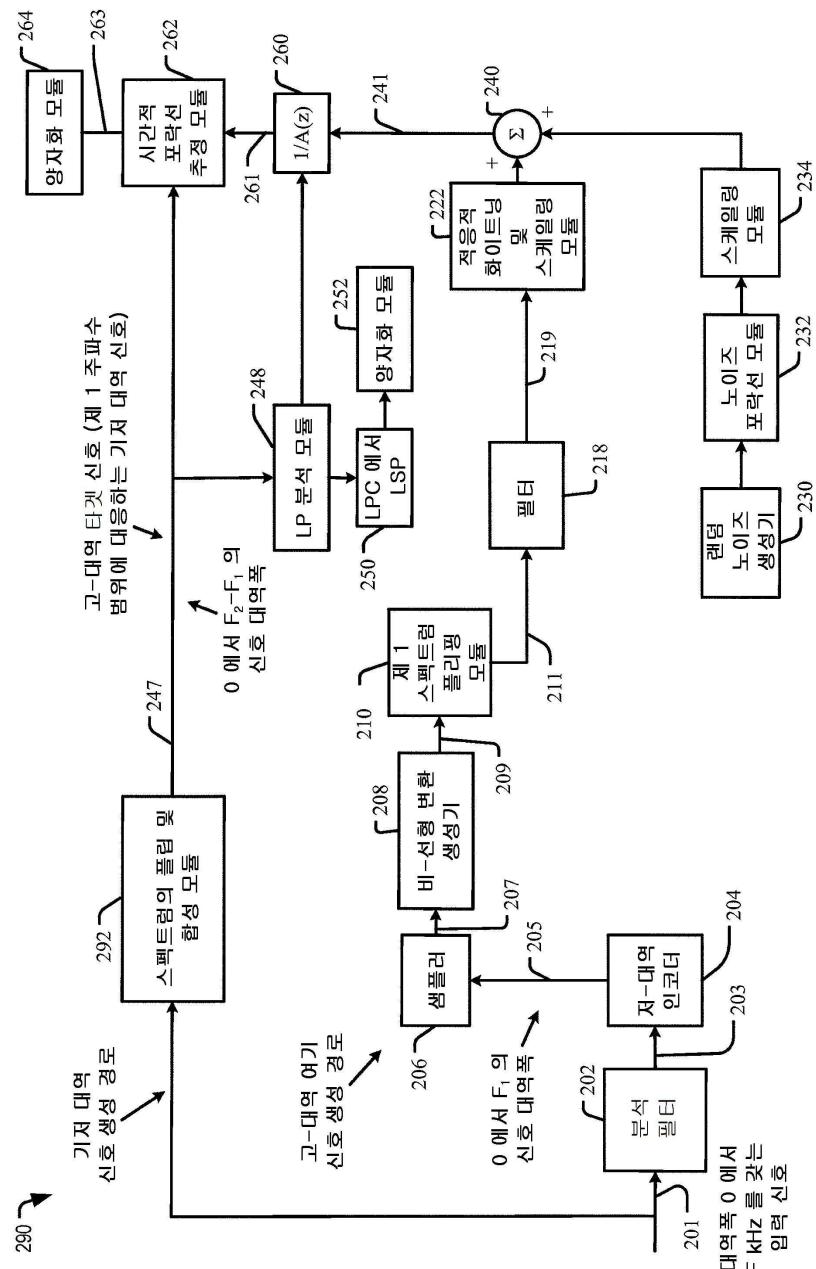
도면1



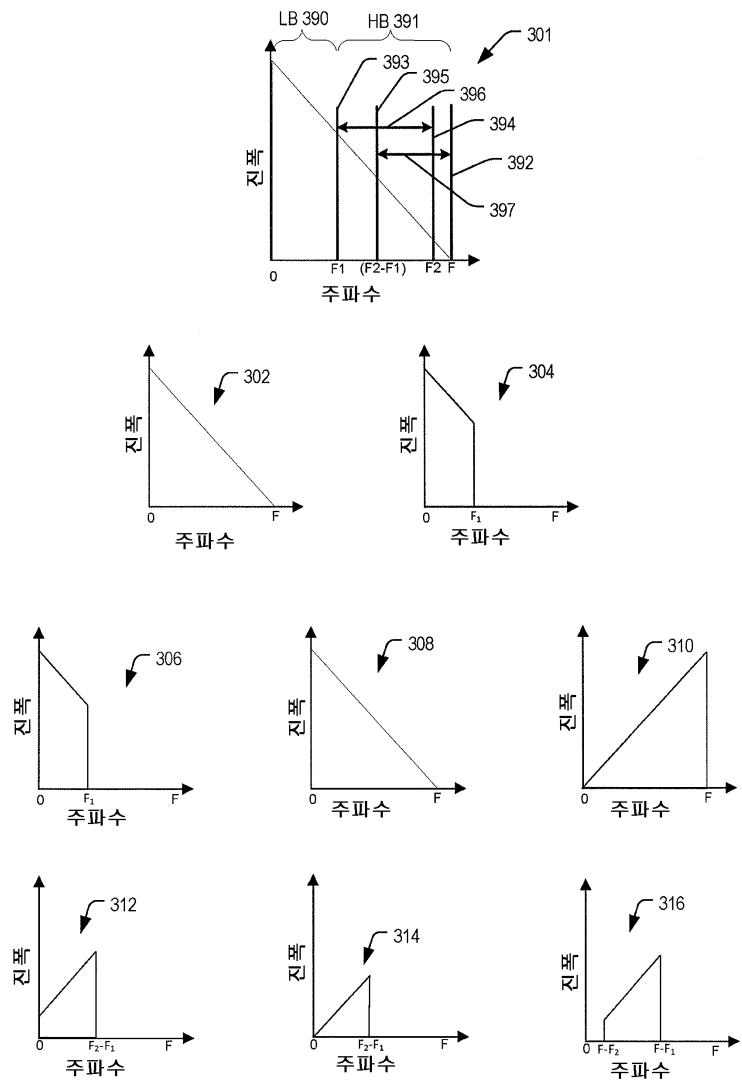
도면2a



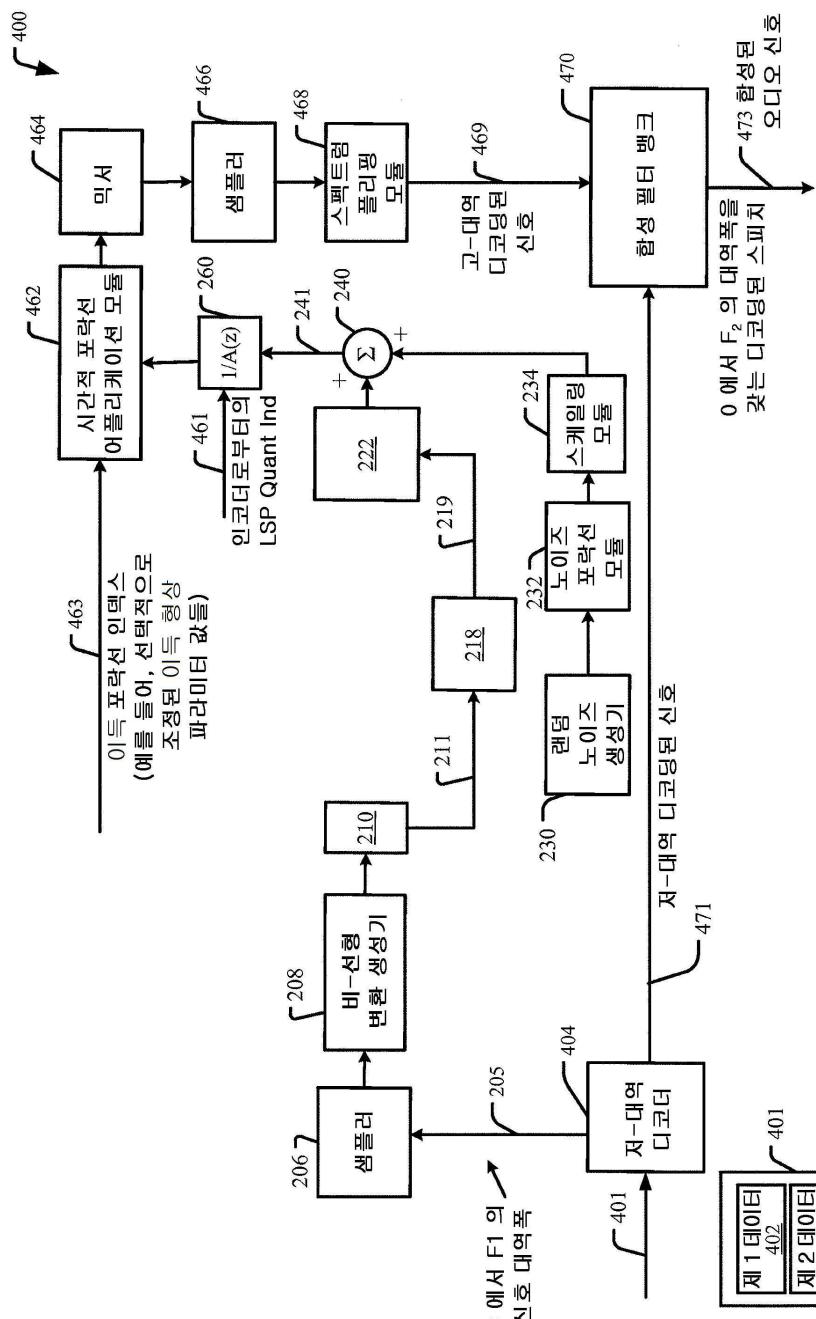
도면2b



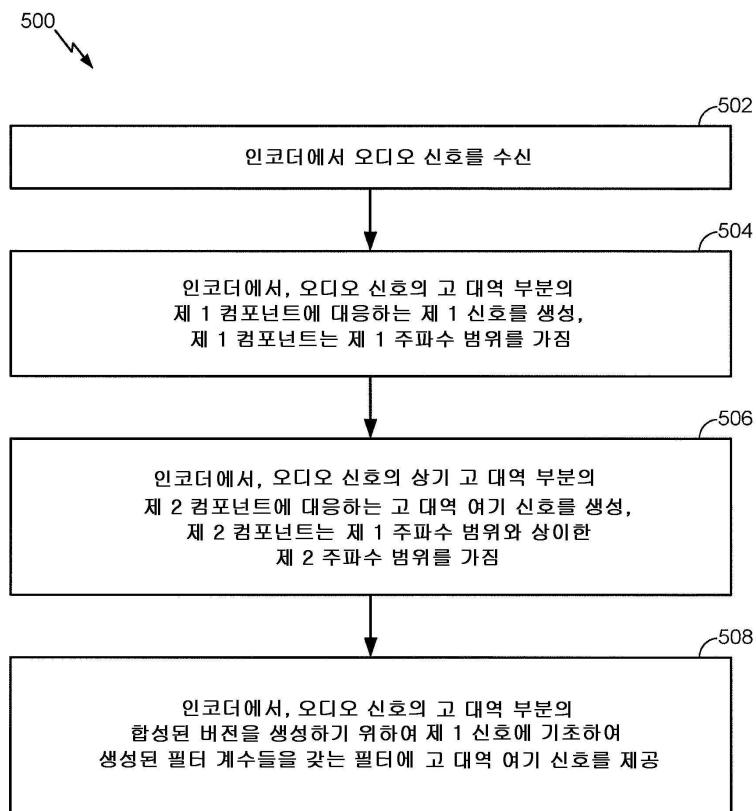
도면3



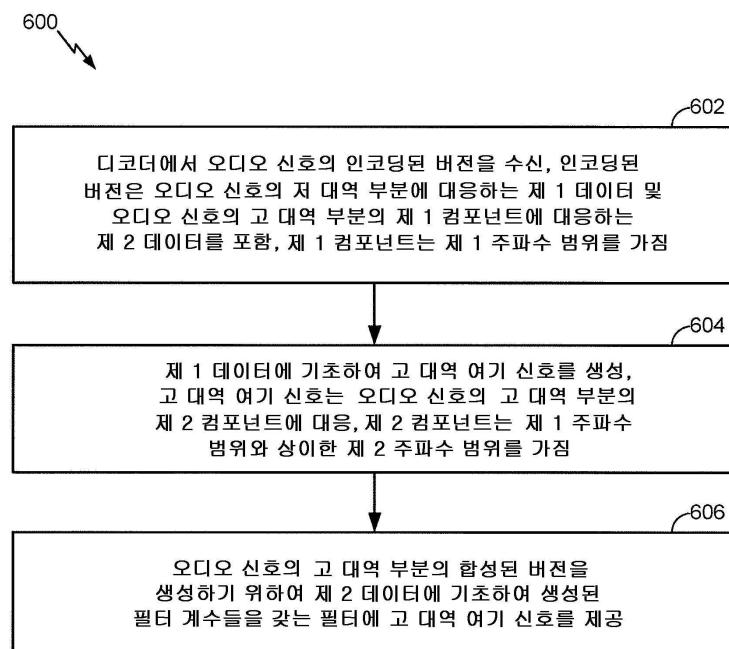
도면4



도면5



도면6



도면7

