



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년08월12일  
(11) 등록번호 10-1295729  
(24) 등록일자 2013년08월06일

(51) 국제특허분류(Int. C1.)	(73) 특허권자
G10L 19/24 (2013.01) G10L 19/12 (2006.01)	프랑스 텔레콤
(21) 출원번호 10-2008-7004177	프랑스 파리 뤼 올리비에르 드 세레스 78 (우:75015)
(22) 출원일자(국제) 2006년07월10일	(72) 발명자
심사청구일자 2011년07월08일	라고트, 슈테판
(85) 번역문제출일자 2008년02월21일	프랑스 22700 패로스 귀렉 불러바드 테스트라오우리에로스 11
(65) 공개번호 10-2008-0033997	비례데, 데이비드
(43) 공개일자 2008년04월17일	프랑스 22560 플루무르-보도우 비스 쉐밍 드 브레넬로 1
(86) 국제출원번호 PCT/FR2006/050697	코베지, 발라즈스
(87) 국제공개번호 WO 2007/010158	프랑스 22300 라니온 쉐밍 두 모울린 아 벤트 16
국제공개일자 2007년01월25일	(74) 대리인
(30) 우선권주장	남상선, 특허법인 남엔드남
0552286 2005년07월22일 프랑스(FR)	
(56) 선행기술조사문현	
US20010044712 A1	
US6496794 B1	
WO2001048931 A2	
전체 청구항 수 : 총 15 항	심사관 : 김주식

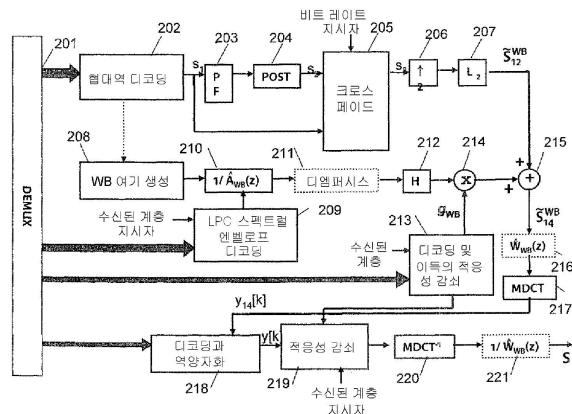
(54) 발명의 명칭 비트 레이트 - 규모 가변적 및 대역폭 - 규모 가변적 오디오디코딩에서 비트 레이트 스위칭 방법

### (57) 요 약

본 발명은 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 디코딩의 비트 레이트 스위칭 방법에 관한 것이다.

본 방법은 오디오 코딩 시스템에 의해 코딩되는 오디오 신호의 디코딩시 비트 레이트 스위칭에 관한 것으로, 상기 디코딩은 비트 레이트에 따른 후처리 단계를 포함한다. 본 발명에 따르면, 초기 비트 레이트로부터 최종 비트 레이트로 스위칭시, 상기 방법은 초기 비트 레이트에서의 신호로부터 최종 비트 레이트에서의 신호로 연속적으로 변화하는 전이 단계를 포함하고, 상기 신호들 중에서 하나 또는 둘 모두가 후처리된다. 본 발명은 데이터 패킷 네트워크들에서 VoIP 음성 및/또는 오디오 신호들의 전송에도 적용된다.

### 대 표 도



## 특허청구의 범위

### 청구항 1

멀티레이트 오디오 코딩 시스템에 의해 코딩된 오디오 신호의 디코딩시 비트 레이트 스위칭 방법에 있어서,

상기 디코딩은 비트 레이트에 따른 적어도 하나의 후처리(post-processing) 단계를 포함하고,

디코딩된 신호로부터, 제 1 신호(S1) 및 제 2 신호(S2)라고 불리는 두 신호들이 크로스-페이딩 모듈의 입력에 공급되고, 상기 신호들 중 적어도 하나는 후처리 단계에서 후처리되고, 상기 후처리는 상이한 세트들의 비트 레이트들에 상응하는 후처리 동작들의 세트의 일부를 형성하고,

제 1 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트에서의 현행 프레임과 제 2 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트에서의 선행 프레임 사이의 비트 레이트 스위치를 감지하는 경우, 상기 제 2 세트의 비트 레이트들에 상응하는 후처리에 따라서, 후처리되거나 후처리되지 않은 상기 제 2 신호의 가중치를 감축하고, 상기 제 1 세트의 비트 레이트들에 상응하는 후처리에 따라서, 후처리되거나 후처리되지 않은 상기 제 1 신호의 가중치를 증가시킴에 의한 가중화에 의해 크로스-페이딩 단계가 수행되어 출력 신호(S3)를 획득하고;

제 2 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트에서의 현행 프레임과 제 1 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트에서의 선행 프레임 사이의 비트 레이트 스위치를 감지하는 경우, 상기 제 1 세트의 비트 레이트들에 상응하는 후처리에 따라서, 후처리되거나 후처리되지 않은 상기 제 1 신호의 가중치를 감축하고, 상기 제 2 세트의 비트 레이트들에 상응하는 후처리에 따라서, 후처리되거나 후처리되지 않은 상기 제 2 신호의 가중치를 증가시킴에 의한 가중화에 의해 크로스-페이딩 단계가 수행되어 출력 신호(S3)를 획득하는,

비트 레이트 스위칭 방법.

### 청구항 2

제 1 항에 있어서,

후처리는 고대역 필터링인,

비트 레이트 스위칭 방법.

### 청구항 3

제 1 항에 있어서,

후처리는 적응성 포스트-필터링인,

비트 레이트 스위칭 방법.

### 청구항 4

제 1 항에 있어서,

후처리는 고대역 필터링과 적응성 포스트-필터링의 조합인,

비트 레이트 스위칭 방법.

### 청구항 5

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 크로스-페이딩 모듈의 입력에서의 상기 신호들 중 하나의 신호만이 후처리되는,

비트 레이트 스위칭 방법.

### 청구항 6

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 크로스-페이딩 모듈의 입력에서의 상기 두 신호들 모두가 상이한 세트의 비트 레이트들에 상응하는 상이한

후처리 동작들로 후처리되는,

비트 레이트 스위칭 방법.

#### 청구항 7

컴퓨터에 의해 실행될 때, 제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 따른 방법을 실행하기 위한 프로그램 명령어들을 포함하는 컴퓨터-판독가능 매체.

#### 청구항 8

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 따른 비트 레이트 스위칭 방법을 구현하는 것을 특징으로 하는 비트 레이트-규모 가변적 오디오 디코딩 시스템.

#### 청구항 9

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 따른 비트 레이트 스위칭 방법을 구현하는 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 디코딩 시스템으로서,

상기 제 1 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트는 제1 주파수 대역의 제1 디코딩 계층에 의해 획득되고, 상기 제 2 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트는 상기 제1 주파수 대역을 제2 주파수 대역으로 확장하는 계층으로서 지정되는 제2 디코딩 계층에 의해 획득되는,

비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 디코딩 시스템.

#### 청구항 10

삭제

#### 청구항 11

멀티레이트 오디오 디코더에 있어서,

상기 디코더는 적어도 후처리 수단을 포함하고, 상기 후처리는 비트 레이트에 따르며,

상기 디코더는, 디코딩된 신호로부터, 제 1 신호(S1) 및 제 2 신호(S2)를 입력으로서 수신하는 크로스-페이드 모듈을 포함하고 – 두 신호들 중 적어도 하나는 상이한 세트들의 비트 레이트들에 상응하는 후처리 동작들의 세트 중의 후처리를 통과한 것임 –,

상기 크로스-페이드 모듈은,

제 1 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트에서의 현행 프레임과 제 2 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트에서의 선행 프레임 사이의 비트 레이트 스위치를 감지하는 경우, 상기 제 2 세트의 비트 레이트들에 상응하는 후처리 동작에 따라서, 후처리되거나 후처리되지 않은 상기 제 2 신호의 가중치를 감축하고, 상기 제 1 세트의 비트 레이트들에 상응하는 후처리 동작에 따라서, 후처리되거나 후처리되지 않은 상기 제 1 신호의 가중치를 증가시킴에 의한 가중화에 의해 크로스-페이딩을 수행하여 상기 크로스-페이딩 모듈로부터 출력 신호(S3)를 획득되게 하고;

제 2 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트에서의 현행 프레임과 제 1 세트의 비트 레이트들 내의 비트 레이트에서의 선행 프레임 사이의 비트 레이트 스위치를 감지하는 경우, 상기 제 1 세트의 비트 레이트들에 상응하는 후처리 동작에 따라서, 후처리되거나 후처리되지 않은 상기 제 1 신호의 가중치를 감축하고, 상기 제 2 세트의 비트 레이트들에 상응하는 후처리 동작에 따라서, 후처리되거나 후처리되지 않은 상기 제 2 신호의 가중치를 증가시킴에 의한 가중화에 의해 크로스-페이딩을 수행하여 상기 크로스-페이딩 모듈로부터 출력 신호(S3)를 획득되게 하는,

멀티레이트 오디오 디코더.

#### 청구항 12

제 11 항에 있어서,

후처리 수단은 고대역 필터링을 수행하는,

멀티레이트 오디오 디코더.

### 청구항 13

제 11 항에 있어서,

후처리 수단은 적응성 포스트-필터링을 수행하는,

멀티레이트 오디오 디코더.

### 청구항 14

제 11 항에 있어서,

후처리 수단은 고대역 필터링과 적응성 포스트-필터링의 조합을 수행하는,

멀티레이트 오디오 디코더.

### 청구항 15

제 11 항에 있어서,

상기 크로스-페이딩 모듈의 입력에서의 상기 신호들 중 하나의 신호만이 후처리되는,

멀티레이트 오디오 디코더.

### 청구항 16

제 11 항 내지 제 15 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 크로스-페이딩 모듈의 입력에서의 상기 두 신호들 모두가 상이한 세트의 비트 레이트들에 상응하는 상이한 후처리 동작들로 후처리되는,

멀티레이트 오디오 디코더.

## 명세서

### 기술 분야

- [0001] 본 발명은, 멀티레이트 오디오 코딩 시스템, 더욱 상세하게는 비트 레이트-규모 가변적 오디오 코딩 시스템과 적용 가능하다면 대역폭-규모 가변적 오디오 코딩 시스템에 의해 코딩된 오디오 신호를 디코딩할 때 비트 레이트를 스위칭하는 방법에 관한 것이다. 본 발명은 또한 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 디코딩 시스템과 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 디코더에 상기 방법을 적용하는 것에 관한 것이다.

### 배경 기술

- [0002] 본 발명은 전송 채널 용량의 함수로써 조절될 수 있는 품질을 제공하기 위한 IP 타입에 의해서 음성 패킷 네트워크들을 통해 음성 및/또는 오디오 신호들을 전송하는 분야에서 특히 유용한 애플리케이션을 제공한다.

- [0003] 본 발명의 방법은 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 코더/디코더(코덱)의 다양한 비트 레이트들 사이에서 인공물 없이 전이들을 달성하는데, 더욱 상세하게는 비트 레이트-종속적 후처리와 하나 이상의 광대역 향상 계층들을 갖는 전화 대역 코어를 이용하는 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 코딩의 의미에서 전화 대역과 광대역 사이에서 전이를 달성한다.

- [0004] 일반적인 방식에서는, 용어 "전화 대역"과 "협대역"은 300 헤르쯔(Hz) 내지 3400Hz의 주파수 대역을 참조하고, 용어 "광대역"은 50Hz 내지 7000Hz의 대역을 위해 지정된다.

- [0005] 오늘날, 오디오-주파수(음성 및/또는 오디오) 신호를 디지털 신호로 변환하고 이러한 방식으로 디지털화된 신호들을 처리하기 위한 많은 기법들이 존재한다.

- [0006] 가장 폭넓게 사용되는 기법들은 PCM 또는 ADPCM 코딩과 같은 "파형 코딩" 방법들, CELP(code excited linear prediction) 코딩과 같은 "합성에 의한 분석을 이용한 파라메트릭 코딩" 방법들, 및 "서브-대역들에서 또는 전

환에 의한 지각(perceptual) 코딩" 방법들이다.

- [0007] 협대역 CELP 코딩은 일반적으로 품질을 향상시키기 위해 후처리를 사용한다. 상기 후처리는 통상적으로 적응성 포스트-필터링과 고대역 필터링을 포함한다. 오디오-주파수 신호들을 코딩하기 위한 표준 기법들은 예를 들면 "Speech Coding and Synthesis(W.B.Kleijn and K.K.Paliwal editors, Elsevier, 1995)"에 기술되어 있다. 오디오-주파수 신호들의 양방향 전송에서 사용되는 기법들만이 여기에 관련된다.
- [0008] 종래 음성 코딩에서, 코더는 고정 비트 레이트 비트 스트림을 생성한다. 상기 고정 비트 레이트 제약조건은 코더 및 디코더의 구현과 사용을 단순화한다. 이러한 시스템들의 예시로는 초당 64 킬로비트(kbps)에서의 G.711 코딩과 8kbps에서의 G.729 코딩을 들 수 있다.
- [0009] 이동 텔레포니, VoIP, 또는 애드 혹 네트워크들을 통한 통신과 같은 특정 애플리케이션에서는, 가변 비트 레이트 비트 스트림을 생성하는 것이 바람직하고, 비트 레이트 값들은 미리 정의된 집합으로부터 취해진다. 다양한 멀티레이트 코딩 기법들이 존재한다 :
- [0010] • AMR-NB, AMR-WB, SMV, 또는 VMR-WB 시스템들에서 사용되는 것과 같은 소스 및/또는 채널에 의해 제어되는 멀티모드 코딩.
- [0011] • 코어 비트 레이트와 하나 이상의 향상 계층들을 포함하므로 계층적인 것으로 언급되는 비트 스트림을 생성하는, "규모 가변적"으로서 공지된 계층적 코딩. 48kbps, 56kbps, 및 64kbps에서 G.722 시스템은 비트 레이트-규모 가변적 코딩의 단순한 예시이다. MPEG-4 CELP 코덱은 비트 레이트-규모 가변적이고 대역폭-규모 가변적이다 (T.Numura 등에 의해 저술된 A bitrate and bandwidth scalable CELP coder, ICASSP 1998 참조).
- [0012] • 다중 기술 코딩(A.Gershho, J.D.Gibson, V.Cuperman, H.Dong에 의해 저술된 A multiple description speech coder based on AMR-WB for mobile ad hoc networks, ICASSP 2004 참조).
- [0013] 멀티레이트 코딩에서는, 하나의 코딩 비트 레이트로부터 다른 코딩 비트 레이트로의 스위칭이 에러들 또는 인공 물들을 생성하지 않음을 보장하는 것이 필요하다.
- [0014] 모든 비트 레이트들에서의 코딩이 동일한 대역폭의 오디오 신호의 동일한 코딩 모델에 의한 표현에 기초하고 있을 경우에, 비트 레이트 스위칭은 단순하다. 예를 들어, AMR-NB 시스템에서, 신호는 전화 대역(300Hz-3400Hz)에서 정의되고, ACELP 모델과 호환되는 LPC(linear predictive coding) 타입 모델에 의하여 그럼에도 불구하고 조작되는 컴포트 잡음의 생성을 제외하고서, 코딩은 ACELP(algebraic code excited linear prediction) 모델에 의존적이다. AMR-NB 코딩이 종래 방식으로 적응성 포스트-필터링과 고대역 필터링 형태의 후처리를 사용함이 주지되어야 하며, 상기 적응성 포스트-필터링은 디코딩 비트 레이트에 따라 계수된다. 그럼에도 불구하고, 비트 레이트에 따라 변동되는 후처리 파라미터들의 사용에 관련된 임의의 문제점들을 관리하는데 있어서 아무런 사전 주의가 취해지지 않는다. 대조적으로, AMR-WB 타입의 광대역 CELP 코딩은 특히 복잡성의 이유로 후처리를 사용하지 않는다.
- [0015] 비트 레이트 스위칭은 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 코딩에서 훨씬 더 문제성 (problematic)이다. 따라서 코딩은 비트 레이트에 따라 상이한 대역폭들과 모델들에 기초한다.
- [0016] 계층적 오디오 코딩의 기본 개념은 예를 들면 Y.Hiwasaki, T.Mori, H.Ohmuro, J.Ikeda, D.Tokumoto, 및 A.Kataoka에 의해 저술된 문서인 Scalable Speech Coding Technology for High-Quality Ubiquitous Communications(NTT Technical Review, March 2004)에 기술되어 있다. 이러한 타입의 코딩에서는, 비트 스트림이 기본 계층과 하나 이상의 향상 계층들을 포함한다. 기본 계층은 최소 코딩 품질을 보장하는 "코어 코덱"으로 불리는 고정 저-비트 레이트 코덱에 의해 생성된다. 상기 계층은 수용 가능한 품질 레벨을 유지하기 위하여 디코더에 의해 수신되어야 한다. 향상 계층들은 품질을 향상시키기 위해 사용된다. 향상 계층들이 코더에 의해 모두 송신되더라도, 상기 향상 계층들이 디코더에 의해 모두 수신되지 않을 수 있다. 계층적 코딩의 주요 장점은 단순히 비트 스트림을 절단함으로써 비트 레이트의 적응성을 허용한다는 점이다. 계층들의 수, 즉 비트 스트림의 가능 절단의 수는 코딩의 단위(granularity)를 정의한다. 코딩은 비트 스트림이 두 개 내지 네 개 계층들 정도로 계층을 거의 포함하지 않는 경우 강력한 단위인 것으로 지정되는데, 미세 단위 코딩은 1kbps 정도의 중분을 허용한다.
- [0017] 여기에서 가장 주목하는 것은 전화 대역 CELP 타입 코어 코더와 하나 이상의 광대역 향상 계층들을 이용한 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적인 계층적 코딩 기법들이다. 이러한 시스템들의 예시로는 H.Taddei 등에 의해 저술된 A Scalable Three Bitrate(8, 14.2 및 24kbps) Audio Coder(107<sup>th</sup> Convention AES, 1999

with a strong granularity of 8, 14.2 and 24kbps), B.Kovesi, D.Massaloux, A.Sollaoud에 의해 저술된 A scalable speech and audio coding scheme with continuous bitrate flexibility(ICASSP 2004 with fine granularity of 6.4 at 32kbps, or MPEG-4 CELP coding)에 주어져 있다.

- [0018] 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 코딩의 의미에서 비트 레이트 스위칭의 문제점에 관련된 가장 적절한 참조들 중에서, 국제 특허 WO 01/48931과 WO 02/060075에 대한 언급이 이루어질 수 있다.
- [0019] 그러나, 상기 두 개의 문서들에 기재된 기법들은 전화 대역과 광대역 코딩을 사용하는 통신 네트워크들 사이의 인터워킹(interworking)에 대한 문제점들만을 다룬다.
- [0020] 특히, 국제 특허 WO 02/060075는 광대역으로부터 전화 대역으로의 변환을 위한 최적화된 테시메이션 시스템을 기술한다.
- [0021] 국제 특허 WO 01/48931에 제안된 방법은 특히 "스펙트럴 프로파일"을 추출함으로써 전화 대역 신호로부터 의사(pseudo)-광대역 신호를 생성하는 대역 확장 기법이다. 종래 기술에서 공지된 유사한 기법들은, 수신된 전화 대역 신호로부터 광대역 신호를 생성하기 위한 정보를 전송하지 않고서 대역 확장 기법을 이용하여 대역 감소를 방지하기 추구함으로써 광대역으로부터 전화 대역으로의 스위칭에 관련된 문제점들을 주로 강조한다. 이러한 방법들이 대역폭들 사이의 전이에 대한 제어를 실제로 추구하지는 않는다는 것과 상기 방법들도 매우 가변적인 품질의 대역 확장 기법들에 의존하는 단점을 갖는다는 것과 그려므로 상기 방법들도 안정적인 출력 품질을 보장할 수 없다는 것이 주지되어야 한다.
- [0022] 따라서, 본 발명의 요지에 의해 해결될 기술적 문제점은 멀티레이트 오디오 코딩 시스템에 의해 코딩되는 오디오 신호의 디코딩 시 스위칭 비트 레이트 방법을 제안하는 것으로, 상기 디코딩은 비트 레이트에 따른 적어도 하나의 후처리 단계를 포함하고, 디코딩 시 비트 레이트의 급속한 변동들이 발생하는 경우 특히 민감한 인공물들을 제거하기 위하여 이 방법은 사용되는 후처리가 디코딩 비트 레이트에 의존하도록 하는 상이한 비트 레이트들 사이에서 전이들이 처리될 수 있도록 허용한다. 후처리는 신호에 위상 시프트를 도입하고, 후처리의 상이한 두 가지 형태들의 사용은 전이들 동안에 위상 연속의 문제점들을 수반한다.

### 발명의 상세한 설명

- [0023] 본 발명에 따르면, 명시된 기술적 문제점에 대한 솔루션은, 초기 비트 레이트로부터 최종 비트 레이트로의 스위칭 동안에 본 방법이 초기 비트 레이트에서의 신호로부터 최종 비트 레이트에서의 신호로 연속적으로 변화하는 전이 단계를 포함하고, 상기 신호들 중에서 하나 또는 둘 모두가 후처리된다는 것이다.
- [0024] 따라서, 본 발명은 디코딩이 비트 레이트에 따른 후처리를 포함하고, 초기 비트 레이트에서의 후처리로부터 최종 비트 레이트에서의 후처리로의 연속적인 변화가 상기 전이 단계 동안에 수행된다는 장점을 갖는다. 본 발명의 이러한 특징은 하기에서 상세하게 기술되며, 초기 비트 레이트에서 디코딩되는 오디오 신호에 적용되는 후처리에서 "크로스 페이드"를 수행하는 것에 대응한다. 이것은 디코딩된 신호가 후처리되는 전화 대역 및 오디오 신호가 일반적으로 후처리되지 않는 광대역 사이의 비트 레이트 스위칭에 있어서 특히 유용함을 알 수 있다.
- [0025] 한 특정 실시예에서, 상기 연속적인 변화는 초기 비트 레이트에서의 신호의 가중치를 감소시키고 최종 비트 레이트에서의 신호의 가중치를 증가시키는 가중화에 의해 수행된다.
- [0026] 본 발명은 또한 초기 비트 레이트에서의 신호와 최종 비트 레이트에서의 신호가 모두 후처리되는 상황도 커버한다.
- [0027] 본 발명은 또한 컴퓨터에 의해 실행될 때 본 발명의 방법을 실행하기 위한 코드 명령어들을 포함하는 컴퓨터 프로그램을 제공한다.
- [0028] 본 발명은 비트 레이트-규모 가변적 오디오 디코딩 시스템으로 본 발명의 방법을 적용하는 것을 더 제공한다.
- [0029] 본 발명은 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 디코딩 시스템에 본 발명의 방법을 적용하는 것을 더 제공하며, 상기 시스템에서는 초기 비트 레이트는 제1 주파수 대역 내의 제1 디코딩 계층에 의해 획득되고 최종 비트 레이트는 제2 디코딩 계층에 의해 획득되는데, 상기 제2 디코딩 계층은 상기 제1 주파수 계층을 제2 주파수 계층으로 확장하는 계층으로 지정되고, 후처리 단계는 초기 비트 레이트에서 수행되는 디코딩에 적용된다.
- [0030] 본 발명은 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 디코딩 시스템에 본 발명의 방법을 적용하는 것을 더 제공하며, 상기 시스템에서는 최종 비트 레이트는 제1 주파수 대역 내의 제1 디코딩 계층에 의해 획득

되고 초기 비트 레이트는 제2 디코딩 계층에 의해 획득되는데, 상기 제2 디코딩 계층은 상기 제1 주파수 대역을 제2 주파수 대역으로 확장하는 계층으로 지칭되고, 후처리 단계는 최종 비트 레이트에서 수행되는 디코딩에 적용된다.

- [0031] "대역 확장"의 특정 예시는 상기 정의된 "광대역"으로, 상기 제1 대역이 전화 대역이다.
- [0032] 본 발명은 주목할만한 멀티레이트 오디오 디코더를 더 제공하며, 상기 디코더는 비트 레이트에 따른 후처리 스테이지를 포함하고, 상기 후처리 스테이지는 초기 비트 레이트로부터 최종 비트 레이트로의 스위칭시 초기 비트 레이트에서의 신호로부터 최종 비트 레이트에서의 신호로의 연속적인 변화에 의한 전이를 수행하도록 적용되며, 상기 신호들 중에서 적어도 하나가 후처리된다.
- [0033] 특히, 상기 후처리 스테이지는 초기 비트 레이트에서의 신호의 가중치를 감소시키고 최종 비트 레이트에서의 신호의 가중치를 증가시키는 가중화에 의해 상기 연속적인 변화를 수행하도록 적용된다.
- [0034] 비제한적인 예시를 통해 제공되는 첨부된 도면들에 관련된 하기의 기술은 본 발명이 무엇으로 구성되고 구현하는 것이 어떻게 감소될 수 있는지를 명백하게 설명할 것이다.

### 실시예

- [0044] 본 발명은 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 오디오 코더의 의미에서 하기에 기술된다. 여기서 고려되는 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 코딩 구조는 코어 코딩을 위해 전화 대역 CELP 탑입 코더를 사용하는데, 한 특정한 실시예는 ITU-T 권고안 G.729의 Coding of Speech at 8 kbit/s using Conjugate Structure Algebraic Code Excited Linear Prediction(CS-ACELP)(March 1996)과, R.Salami 등에 의해 기술된 ITU-T 권고안 G.729 첨부안 A : Reduced complexity 8 kbit/s CS-ACELP codec(ICASSP 1997)을 사용한다.
- [0045] 세 개의 항상 스테이지들이 CELP 코어 코딩에 추가되는데, 즉 전화 대역 CELP 코딩 향상, 대역 확장, 및 예측적 전환 코딩이다.
- [0046] 여기서 고려되는 비트 레이트 스위칭은 전화 대역과 광대역 사이의 스위칭이다.
- [0047] 도 1은 사용되는 코더에 대한 도면이다.
- [0048] 16kHz에서 샘플링된 50Hz-7000Hz의 오디오 대역을 갖는 오디오 신호는 320 샘플들의 20 밀리초(ms) 프레임들로 분할된다. 50Hz의 컷오프 주파수를 이용한 고대역 필터링(101)이 입력 신호에 적용된다. 획득된 신호(S<sup>WB</sup>)는 코더의 다수의 브랜치들에서 사용된다.
- [0049] 먼저, 제1 브랜치에서, 16kHz로부터 8kHz까지 두 배수의 인자(102)에 의한 저대역 필터링 및 언더샘플링이 신호(S<sup>WB</sup>)에 적용된다. 상기 동작은 8kHz에서 샘플링된 전화 대역 신호를 생성한다. 상기 신호는 CELP 탑입 코딩을 사용하는 코어 코더(103)에 의해 처리된다. 여기서, 코딩은 G.729A 코더에 대응하고, 상기 코더는 8kbps의 비트 레이트를 가진 비트 스트림의 코어를 생성한다.
- [0050] 그런 다음 제1 향상 계층이 CELP 코딩의 제2 스테이지(103)에 진입한다. 상기 제2 스테이지는 특히 비유성음(non-voiced sounds)을 위해 CELP 여기(excitation)의 인리치먼트(enrichment)를 수행하고 품질 향상을 제공하는 이노베이터 딕셔너리(innovator dictionary)로 구성된다. 상기 제2 코딩 스테이지의 비트 레이트는 4kbps이고 연관된 파라미터들은 월스들의 부호들과 위치들 그리고 40 샘플들(8kHz에서 5ms)의 각각의 서브-프레임에 대하여 연관된 이노베이터 딕셔너리의 이득이다.
- [0051] 코어 코더와 제1 향상 계층의 디코딩은 전화 대역에서 합성된 12kbps 신호(104)를 획득하기 위해 수행된다. 8kHz로부터 16kHz까지 두 배수의 오버샘플링과 저대역 필터링(105)이 코더의 두 개의 제1 스테이지들로부터 16kHz에서 샘플링된 버전을 생성한다.
- [0052] 제3 향상 계층은 광대역으로의 대역 확장(106)을 수행한다. 입력 신호(S<sup>WB</sup>)는 프리-эм페시스 필터(pre-emphasis filter)에 의해 사전처리될 수 있다. 프리-эм페시스 필터는 광대역 선형 예측 필터로부터 높은 주파수들의 더 우수한 을 생성한다. 그 다음에, 프리-эм페시스 필터의 효과를 보상하기 위하여, 반전 디-эм페시스 필터(inverse de-emphasis filter)가 합성에서 사용된다. 상기 코딩 구조 및 디코딩 구조에 대한 대안은 프리-эм페시스 필터 또는 디-эм페시스 필터를 사용하지 않는다.
- [0053] 다음 단계는 광대역 선형 예측 필터들을 계산하고 양자화한다. 선형 예측 필터는 18번째 오더 필터(order

filter)이지만, 예를 들면 16번째 오더 예측과 같은 하부 예측 오더가 선택될 수 있다. 선형 예측 필터는 Levinson-Durbin 알고리즘을 이용하는 자기상관 방법에 의해 계산될 수 있다.

- [0054] 상기 광대역 선형 예측 필터  $A_{WB}(Z)$ 는 전화 대역 코어 코더로부터 필터  $\hat{A}_{WB}^{WB}(z)$ 로부터의 계수들에 대한 예측을 이용하여 양자화된다. 상기 계수들은 그런 다음에 예를 들어 멀티스테이지 벡터 양자화를 이용하여 및 H.Ehara, T.Morii, M.Oshikiri, K.Yoshida에 의해 저술된 Predictive VQ for bandwidth scalable LSP quantization(ICASSP 2005)에 기술된 바와 같이 전화 대역 코어 코더의 역양자화된 LSF(line spectrum frequency) 파라미터들을 이용하여 양자화될 수 있다.
- [0055] 광대역 여기는 코어 코더의 전화 대역 여기 파라미터들 : 피치 기간 지연, 연관된 이득, 및 코어 코더의 대수적 여기들과 CELP 여기의 제1 인리치먼트 계층과 연관된 이득들로부터 획득된다. 상기 여기는 전화 대역 스테이지 여기의 파라미터들의 오버샘플링된 버전을 사용하여 생성된다.
- [0056] 그 다음에 상기 광대역 여기는 이전에 계산된 합성 필터에 의해 필터링된다. 프리-эм퍼시스가 입력 신호에 적용된 경우, 디-эм퍼시스 필터가 합성 필터의 출력 신호에 적용된다. 획득된 신호는 에너지가 조정되지 않은 광대역 신호이다. 고대역(3400Hz-7000Hz)의 에너지의 레벨링(leveling)을 위한 이득을 계산하기 위하여, 고대역 필터링이 광대역 합성 신호에 적용된다. 이와 별로, 동일한 고대역 필터링이 선행하는 두 개의 스테이지들의 합성 신호와 지연된 원래 신호 간의 차이에 대응하는 에러 신호에 적용된다. 상기 두 개의 신호들은 그런 다음에 합성된 광대역 신호에 적용될 이득을 계산하기 위하여 사용된다. 상기 이득은 두 개의 신호들 간의 에너지 비율의 수단에 의해 계산된다. 양자화된 이득( $g_{WB}$ )은 그런 다음에 80 샘플들(5ms 내지 16kHz)의 서브-프레임의 레벨에서 신호( $S_{14}^{WB}$ )에 적용되고, 이러한 방식으로 획득된 신호는 14kbps의 비트 레이트에 대응하는 광대역 신호를 생성하기 위해 선행 스테이지로부터의 합성된 신호에 추가된다.
- [0057] 코딩의 나머지는 예측적 전환 코딩 방식을 사용하여 주파수 도메인에서 수행된다. 지연된 입력 신호들(108)과 14kbps 합성 신호들(107)은 통상적으로  $y=0.92$  및  $\mu=0.68$ 인  $A_{WB}(z/y)*(1-\mu z)$ 의 지각 대기 필터(109, 111)에 의해 필터링된다. 상기 신호들은 그런 다음에 TDAC(time domain aliasing cancellation) 오버랩 전환 코딩 방식에 의해 인코딩된다(Y.Mahieux 및 J.P.Petit의 Transform coding of audio signals at 64 kbit/s, IEEE GLOBECOM 1990).
- [0058] 수정된 이산 코사인 전환(MDCT : a modified discrete cosine transform)이 50% 오버랩을 갖는 가중된 입력 신호의 640 샘플들의 블록들에 대하여(20ms마다 MDCT 분석의 리프레싱)(110) 그리고 또한 14kbps에서 선행 대역 확장 스테이지로부터의 가중된 합성 신호에 대하여(동일한 블록 길이 및 동일한 오버랩)(112) 모두에 적용된다. 인코딩될 MDCT 스펙트럼(113)은 0 내지 3400Hz 대역의 경우 14kbps에서 합성 신호 및 가중된 입력 신호 간의 차이 그리고 3400Hz 내지 7000Hz의 가중된 입력 신호에 대응한다. 스펙트럼은 최종 40 계수들에 0을 설정함으로써 7000Hz에 제한된다(최초 280 계수들만이 코딩됨). 스펙트럼은 18 대역들로 분할된다 : 8 계수들의 한 대역과 16 계수들의 17 대역들로 분할된다. 스펙트럼의 각각의 대역을 위해, MDCT 계수들의 에너지가 계산된다(스케일 인자들). 18 스케일 인자들은 이후에 양자화되고 코딩되고 프레임으로 전송되는 가중된 신호의 스펙트럴 엔벨로프(spectral envelope)를 구성한다. 도 3은 비트 스트림의 포맷을 도시한다.
- [0059] 동적 비트 할당은 스펙트럴 엔벨로프의 역양자화된 버전으로부터 스펙트럴 대역의 에너지에 기초한다. 상기 동적 비트 할당은 코더와 디코더의 이진 할당 사이에 호환성을 달성한다. 각각의 대역에서 정규화된(미세 구조) MDCT 계수들은 사이즈 및 차원(dimension)에서 인터리빙되는 덱셔너리들을 이용하여 벡터 웜타이즈들에 의해 양자화되고, 상기 덱셔너리들은 C.Lamblin 등에 의해 저술된 "Vector quantization with variable dimension and resolution"(특히 PCT FR 04 00219, 2004)에서 기술된 바와 같은 순열 코드들의 연합으로 구성된다. 최종적으로, 코어 코더에 대한 정보, 전화 대역 CELP 향상 스테이지, 광대역 CELP 스테이지와 최종적으로 스펙트럴 엔벨로프 및 정규화된 코딩된 계수들이 다중화되고 프레임들에서 전송된다.
- [0060] 도 2는 도 1의 코더와 연관된 디코더에 대한 블록도이다.
- [0061] 모듈(2701)은 비트 스트림에 포함된 파라미터들을 역다중화한다. 하나의 프레임을 위해 수신된 비트들의 수의 합수로써 디코딩하는 다수의 경우들이 존재하고, 네 가지 경우들이 도 2와 관련되어 기술된다 :
- [0062] 1. 제1 경우는 8kbps의 수신 비트 레이트에 대하여, 디코더에 의해 최소 개수 비트들의 수신에 관한 것이다. 이 경우, 제1 스테이지만이 디코딩된다. 따라서, CELP(G.729+) 탑 코어 디코더(202)에 관련된 비트 스트림만

이 수신되고 디코딩된다. 상기 합성은 G.729 디코더에 의한 적응성 포스트-필터링(203) 및 고대역 필터링 후처리(204)에 의해 처리될 수 있다. 본 실시예에서, "후처리"란 용어는 상기 두 동작들의 조합을 언급한다. 그러나, "후처리"란 용어가 또한 적응성 포스트-필터링만을 언급하거나 또는 고대역 필터링 타입 후처리만을 언급할 수도 있음을 명백하다. 상기 신호는 16kHz에서 샘플링된 신호를 생성하기 위하여 오버샘플링(206)되고 필터링(207)된다.

[0063] 2. 제2 경우는 12kbps의 수신 비트 레이트에 대하여, 제1 디코딩 스테이지 및 제2 디코딩 스테이지에만 관련된 비트들의 개수의 수신에 관한 것이다. 이 경우, 코어 디코더와 제1 CELP 여기 인리치먼트 스테이지가 디코딩된다. 상기 합성은 G.729 디코더에 의한 후처리(203, 204)에 의해 처리될 수 있다. 이전과 같이, 상기 신호는 16kHz에서 샘플링된 신호를 생성하기 위하여 오버샘플링(206)되고 필터링(207)된다.

[0064] 3. 제3 경우는 14kbps의 수신 비트 레이트에 대하여, 세 개의 제1 디코딩 스테이지들에 관련된 비트들의 개수의 수신에 해당한다. 이 경우, 후처리가 CELP 디코딩 출력에 적용되지 않는 사실과는 별도로 두 개의 제1 디코딩 스테이지들이 제2 경우와 같이 먼저 수행되고, 그 이후에 대역 확장 모듈은 광대역에서 스펙트럴 라인들(WB-LSF) 쌍의 파라미터들을 디코딩(209)하고 여기(excitation)와 연관된 이득들을 디코딩(213)한 후에 16kHz에서 샘플링된 신호를 생성한다. 광대역 여기는 코어 코더의 파라미터들과 제1 CELP 인리치먼트 스테이지(208)로부터 생성된다. 상기 여기는 그런 다음에 합성 필터(210)에 의해 그리고 적합하다면 프리-엠퍼시스 필터가 코더에서 사용된 경우 디-엠퍼시스 필터(211)에 의해 필터링된다. 고대역 필터(212)가 획득된 신호에 적용되고, 대역 확장 신호의 에너지가 5ms마다 연관된 이득들(214)을 통해 적응된다. 그런 다음에 상기 신호는 두 개의 제1 디코딩 스테이지들(215)로부터 획득된 16 kHz에서 샘플링된 전화 대역 신호에 추가된다. 7000Hz에 제한되는 신호를 획득하는 목표로, 상기 신호는 반전 MDCT(220) 및 가중된 합성 필터(221) 이전에 최종 40 MDCT 계수들을 0으로 설정함으로써 전환 도메인에서 필터링된다.

[0065] 4. 최종 경우는 16kbps 이상의 수신 비트 레이트에 대하여, 디코더의 모든 스테이지들의 디코딩에 대응한다. 최종 스테이지는 예측적 전환 디코더로 구성된다. 상기에서 기술된 단계 3이 먼저 수행된다. 그런 다음에, 수신된 추가 비트들의 개수의 함수로써, 예측적 전환 디코딩 방식이 적용된다 :

[0066] · 비트들의 개수가 미세 구조가 수신되지 않지만 스펙트럴 엔벨로프의 일부에만 상응하거나 또는 스펙트럴 엔밸로프의 전체에 상응하는 경우, 대역 확장 스테이지(215)에 의해 생성된 신호에 상응하는 3400Hz 내지 7000Hz의 범위에서, 부분적이거나 또는 완전한 스펙트럴 엔밸로프가 MDCT 계수들(216, 217)의 대역들의 에너지를 조절하기 위해 사용된다(218). 본 시스템은 수신된 비트들의 개수의 함수로써 오디오 품질의 점진적 향상을 달성한다.

[0067] · 비트들의 개수가 스펙트럴 엔밸로프의 전체에 대응하고 미세 구조의 전체 또는 일부에 대응하는 경우, 비트 할당은 동일한 방식으로 인코더에서 수행된다. 미세 구조가 수신되는 대역에서, 디코딩된 MDCT 계수들은 스펙트럴 엔밸로프 및 역양자화된 미세 구조로부터 계산된다. 미세 구조가 수신되지 않은 3400Hz 내지 7000Hz 범위의 스펙트럴 대역들에서는, 선행 문단의 절차가 사용된다, 즉 대역 확장에 의해 획득된 신호로부터 계산된 MDCT 계수들(216, 217)은 수신된 스펙트럴 엔밸로프에 기초한 에너지에 있어서 조절된다(218). 그러므로 합성을 위해 사용되는 MDCT 스펙트럼은 : 0 내지 3400Hz 사이의 대역들에서 디코딩된 여러 신호에 추가된 두 개의 제1 디코딩 스테이지들에서 합성된 신호; 그리고 또한, 3400Hz 내지 7000Hz 범위의 대역의 경우, 미세 구조가 수신되었고 대역 확장 스테이지의 MDCT 계수들이 다른 스펙트럴 대역들에 대한 에너지에 있어서 조절된 대역들에서 디코딩된 MDCT 계수들로 구성된다.

[0068] 반전 MDCT가 디코딩된 MDCT 계수들에 적용되고(220), 가중된 합성 필터에 의한 필터링(221)은 출력 신호를 생성한다.

[0069] 본 발명에 따른 스위칭 방법은 도 2의 디코더의 의미에서 하기에 기술된다.

[0070] 블록(205)은 "크로스 페이드" 모듈을 나타낸다. 디코더에 의해 수신되는 비트들의 개수가 제1 스테이지 또는 제1 스테이지 및 제2 스테이지 이상 디코딩하기에 불충분한 경우, 즉 8kbps 또는 12kbps의 수신 비트 레이트에 대하여, 디코더의 최종 출력의 유효 대역폭은 전화 대역이다. 이러한 상황에서, 합성된 신호의 품질을 향상시키기 위하여, G.729A 디코더의 일부의 넓은 관점에서 후처리(203, 204)가 오버샘플링 이전에 전화 대역에 적용된다.

[0071] 대조적으로, 광대역 스테이지들에서의 디코딩이 또한 수신 비트 레이트가 14kbps와 동등하거나 초과하는 경우에도 수행되면, 상기 후처리는 활성화되지 않는데, 그 이유는 인코더에서 상위 스테이지들의 인코딩이 전화 대역

의 후처리 없는 버전으로부터 계산되었기 때문이다.

- [0072] 후처리(203, 204)는 위상 시프트를 신호에 도입한다. 그러므로, 후처리가 있는 모드와 후처리가 없는 모드 사이에서 스위칭시, 소프트 전이가 제공되어야 한다. 도 4는 크로스 페이드들(cross fades)을 적용함으로써 후처리된 전화 대역 신호와 후처리되지 않은 전화 대역 신호 사이에 상기 느린 전이를 제공하는 블록(205)의 구현을 도시한다.
- [0073] 단계(401)는 현재 프레임이 전화 대역 프레임인지 아닌지를 검사한다, 즉 현재 프레임의 비트 레이트가 8kbps인지 또는 12kbps인지를 검증한다. 부정 응답의 이벤트인 경우, 단계(402)는 선행 프레임이 (선행 프레임의 비트 레이트가 8kbps-12kbps였는지 아닌지를 검증하는 것에 해당하는) 전화 대역에서 후처리되었는지 아닌지를 검증하기 위해 호출된다. 부정 응답의 이벤트인 경우, 단계(403)에서, 후처리되지 않은 신호( $S_1$ )가 신호( $S_3$ )로 복사된다. 반대로, 검사(402)에 대한 긍정 응답일 경우, 단계(404)에서, 신호( $S_3$ )는 크로스 페이드의 결과를 포함할 것인데, 여기서 후처리되지 않은 성분( $S_1$ )의 가중치는 증가하는 반면에 포스트-필터링된 성분( $S_2$ )의 가중치는 감소한다. 단계(404) 이후에 플래그 prevPF를 값 0으로 갱신하는 단계(405)가 이어진다.
- [0074] 단계(401)에서 긍정 응답일 경우, 단계(406)에서 전화 대역에서 후처리가 선행 프레임에 있어서 활성인지 아닌지의 여부에 관한 검증이 수행된다. 긍정 응답의 이벤트인 경우, 단계(408)에서, 후처리된 신호( $S_2$ )가 신호( $S_3$ )로 복사된다. 반대로, 단계(406)에서 부정 응답의 이벤트인 경우, 단계(407)에서, 신호( $S_3$ )가 크로스 페이드에 따라 계산되는데, 여기서 후처리되지 않은 성분( $S_1$ )의 가중치는 감소하는 반면에 후처리된 성분( $S_2$ )의 가중치는 증가한다. 단계(407) 이후에, 단계(409)가 플래그 prevPF를 값 1로 갱신하기 위해 호출된다.
- [0075] 상기 실시예의 변형에서, 디코더에 의해 수신되는 비트들의 개수가 제1 스테이지만 또는 제1 스테이지 및 제2 스테이지지만 디코딩되도록 허용하는 경우, 즉, 8 또는 12kbps의 수신 비트 레이트에 대하여, 디코더의 최종 출력의 유효 대역폭은 전화 대역(신호  $S_1$ )이다. 이러한 상황에서, 합성된 신호의 품질을 향상시키기 위하여, 전화 대역에서의 후처리가 오버샘플링 이전에 적용된다.
- [0076] 대조적으로, 광대역 스테이지 디코딩이 또한 14kbps 이상의 수신 비트 레이트에 대하여, 상이한 후처리가 인코더에서 활성화(신호  $S_2$ )되는데, 상위 스테이지들의 인코딩은 전화 대역의 상기 후처리를 이용한 버전으로부터 계산되었다.
- [0077] 8 또는 12kbps의 비트 레이트를 위해 사용되는 후처리와, 14kbps 이상의 비트 레이트를 위해 사용되는 후처리는 상이한 위상 시프트들을 신호에 도입한다. 그러므로, 상이한 형태들의 후처리를 가진 모드들 사이에서 스위칭시, 소프트 전이가 제공되어야 한다. 다양한 형태들의 후처리를 가진 전화 대역 신호들 간의 상기 느린 전이가 (신호  $S_3$ 를 산출하는) 크로스 페이드들을 적용함으로써 수행된다.
- [0078] 현재 프레임이 전화 대역 프레임인지 아닌지가 검증된다. 부정 응답의 이벤트인 경우, 선행 프레임이 전화 대역이었는지의 여부가 검증된다. 부정 응답의 이벤트인 경우, 후처리된 신호( $S_1$ )가 신호( $S_3$ )로 복사된다. 반대로, 긍정 응답의 이벤트인 경우, 신호( $S_3$ )는 크로스 페이드의 결과를 포함하게 되는데, 여기서 후처리된 성분( $S_1$ )의 가중치는 증가하고 후처리된 성분( $S_2$ )의 가중치는 감소한다.
- [0079] 긍정 응답일 경우, 선행 프레임이 전화 대역 프레임이었는지가 검증된다. 긍정 응답의 이벤트인 경우, 후처리된 신호( $S_2$ )가 신호( $S_3$ )에 복사된다. 반대로, 부정 응답의 이벤트인 경우, 신호( $S_3$ )는 크로스 페이드의 결과로서 계산되는데, 여기서 이번에는 후처리된 성분( $S_1$ )의 가중치는 감소하고 후처리된 성분( $S_2$ )의 가중치는 증가한다.
- [0080] 블록(209)은 대역 확장과 예측적 전환 디코딩 스테이지들에 필요한 광대역 선형 예측 필터들을 계산한다. 상기 계산은 광대역 프레임을 수신한 후에 한 프레임의 비트 스트림의 전화 대역 부분만이 수신되는 경우에 필요하고, 대역의 확장이 대역 효과를 유지하기 위하여 요구된다. 그런 다음에 일련의 LSF가 전화 대역 코어 디코더의 LSF로부터 외삽에 의해 추정된다. 예를 들면, 8 LSF가 전화 대역 및 나이퀴스트 주파수로부터의 최종 LSF 사이의 대역에 걸쳐 균등하게 분포될 수 있다. 그런 다음에 선형 예측 필터는 고주파수들을 위한 플랫한(flat) 진폭 응답 필터를 지향할 수 있다.
- [0081] 블록(213)은 본 발명에 따른 대역 확장을 위해 사용되는 이득 적응을 제공한다. 상기 블록에 해당되는 흐름도

들이 도 5 내지 도 7에 관련되어 기술된다.

- [0082] 고대역에 적용되는 이득의 적응성 감쇠의 원리가 도 5에 관련되어 기술된다. 무엇보다도, 제1 광대역 디코딩 계층의 이득이 두 가능성들에 따라 계산된다(501). 상기 대역 확장 계층에 상응하는 비트 스트림이 수신된 경우, 이득은 디코딩에 의해 획득된다(503). 대조적으로, 상기 이득이 비트 스트림에서 수신되지 않은 경우, 상기 디코딩 계층에 연관된 이득이 외삽에 의해 추정된다(502). 예를 들면, 이득 계산은 광대역 디코딩 스테이지의 기저대역의 에너지를 이전에 수행된 전화 대역의 실제 디코딩과 정렬함으로써 수행될 수 있다.
- [0083] 도 7에 관련되어 기술되는 원리에 따라, 이전에 수신된 광대역 프레임들의 개수의 카운터가 갱신된다(504).
- [0084] 최종적으로, 상기 카운터는 제1 광대역 디코딩 스테이지의 이득에 적용되는 감쇠의 파라미터들을 설정하기 위해 사용된다(505).
- [0085] 도 7은 수신된 광대역 프레임들의 개수를 카운팅하는 것을 관리하기 위한 프로세스의 흐름도를 나타낸다. 카운터는 다음의 방식에 따라 갱신된다. 현재 프레임이 광대역 프레임일 경우, 그런 다음에 제1 광대역 디코딩 스테이지에 연관된 이득이 수신되었고(도 5의 블록 501) 선행 프레임이 또한 광대역 프레임일 경우, 그러면 카운터는 1만큼 증분되고 값 MAX\_COUNT\_RCV에서 포화된다. 상기 값은 전화 대역 비트 레이트와 광대역 비트 레이트 사이에서의 스위칭 동안에 광대역 디코딩된 신호가 감쇠될 동안의 프레임들의 개수에 상응한다.
- [0086] 대조적으로, 수신된 현재 프레임이 전화 대역 프레임일 경우, 여러 가능한 동작들이 존재한다. 선행 프레임이 또한 전화 대역 프레임일 경우, 카운터는 0에 설정된다. 그렇지 않다면, 선행 프레임이 광대역 프레임이었고 카운터가 MAX\_COUNT\_RCV보다 미만의 값을 가질 경우, 카운터는 또한 0으로 설정된다. 모든 다른 상황들에서, 카운터는 선행 값으로 유지된다.
- [0087] 상기 흐름도의 기능이 도 8의 표에 요약된다. 감쇠 계수에 의해 취해지는 값들은 MAX\_COUNT\_RCV이 값 100을 취할 때 도 9의 표에서 설정되는데, 상기 표는 예시로서 제공되는 것이다. 전화 대역에서의 디코딩을 연장하는 위상에 대응하여, 프레임 65까지 감쇠 계수가 0에서 유지되는 것을 주목하자. 적합한 전이 위상은 감쇠 계수를 점진적으로 증가시킴으로써 프레임(66)으로부터 수행된다.
- [0088] 블록(219)은 도 6과 관련하여 기술된 바와 같이 본 발명에 따른 전환에 의한 예측적 코딩에 의하여 향상 계층들의 적응성 감쇠를 수행한다.
- [0089] 상기 도 6은 예측적 전환 디코딩 계층의 적응성 감쇠 절차에 대한 흐름도이다. 먼저, 상기 계층의 스펙트럴 엔벨로프가 완전히 수신되었는지 여부가 검증된다(601). 그렇다면, 0-3500Hz의 저대역 정정 MDCT 정정 계수들이 도 9의 감쇠표 및 수신된 광대역 프레임 카운터를 사용하여 감쇠된다(602).
- [0090] 그런 다음, 양쪽 경우를 모두에서, 수신된 광대역 프레임들의 개수가 모니터링된다. 상기 개수가 MAX\_COUNT\_RCV 미만일 경우, 정보 전송을 사용하여 대역 확장을 가진 제1 광대역 디코딩 스테이지에 대응하는 MDCT 계수들이 예측적 전환 디코딩 스테이지를 위해 사용된다. 대조적으로, 카운터가 최대값을 갖는 경우, 디코딩된 스펙트럴 엔벨로프를 갖는 예측적 전환 디코딩 대역들의 에너지를 래밸링하는 절차가 수행된다.

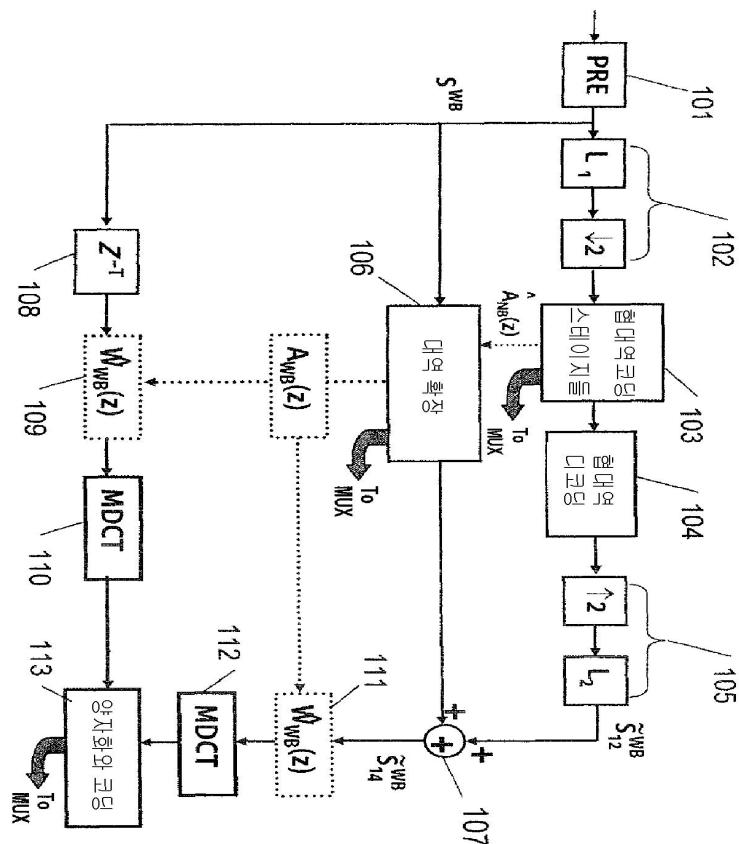
### 도면의 간단한 설명

- [0035] 도 1은 4계층 비트 레이트-규모 가변적 및 대역폭-규모 가변적 코더에 대한 도면,
- [0036] 도 2는 도 1의 코더와 연관된 본 발명의 디코더에 대한 도면,
- [0037] 도 3은 도 1의 코더와 연관된 비트 스트림의 구조에 대한 도면,
- [0038] 도 4는 본 발명의 디코더의 전화 대역에서 후처리된 신호와 후처리되지 않은 신호 사이의 스위칭 방법에 대한 흐름도,
- [0039] 도 5는 전화 대역과 대역 확장된 광대역 사이의 스위칭을 위한 본 발명에 따른 방법에 대한 흐름도,
- [0040] 도 6은 예측적 전환 디코딩 계층을 가진 광대역과 전화 대역 사이에서 스위칭하기 위한 본 발명에 따른 스위칭 방법에 대한 흐름도,
- [0041] 도 7은 본 발명의 방법에 의하여 비트 레이트들 사이에서 및 대역들 사이에서 스위칭하기 위한 수신된 광역 프레임들의 카운팅을 관리하는 프로세스에 대한 흐름도,
- [0042] 도 8은 도 7의 흐름도의 동작을 요약한 표,

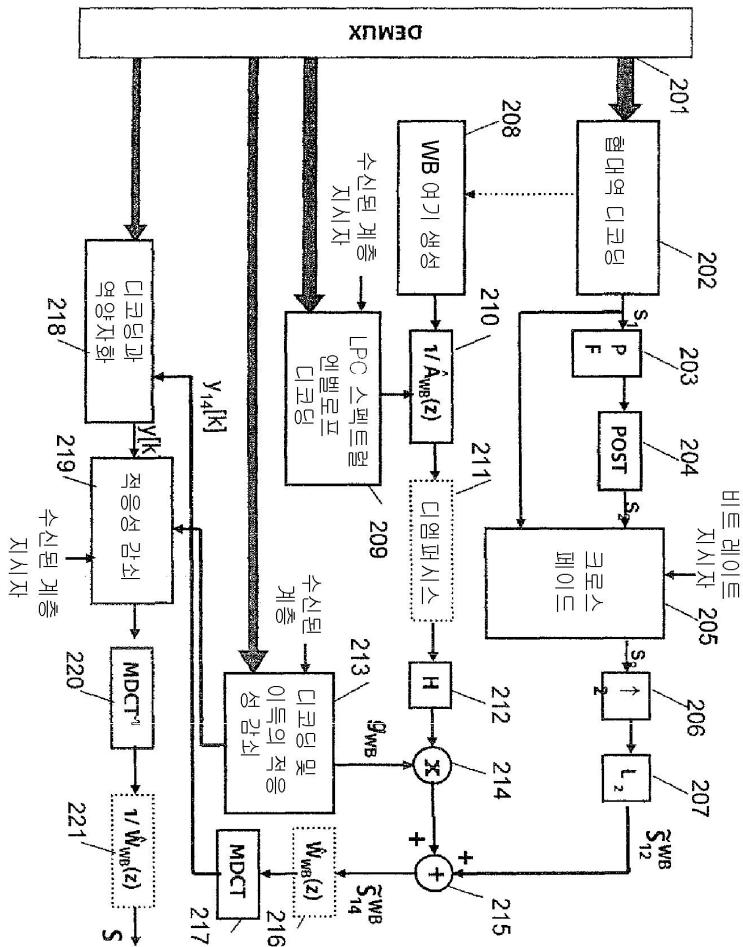
[0043] 도 9는 전화 대역으로부터 광대역으로 스위칭하기 위한 적응성 감쇠 계수들을 설정하는 표.

도면

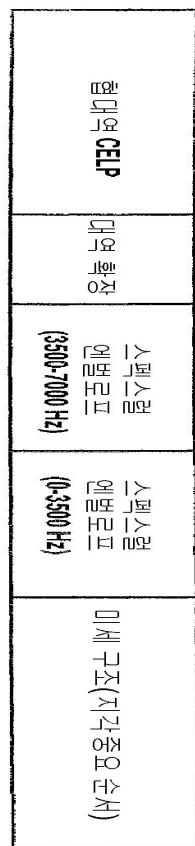
도면1



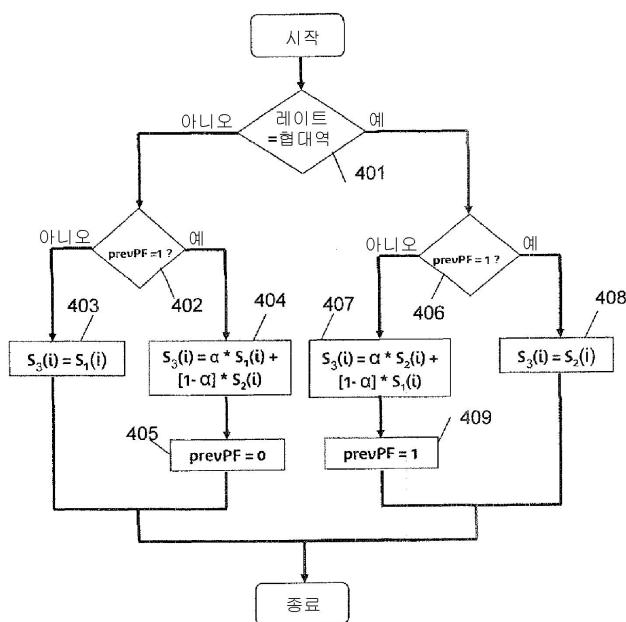
도면2



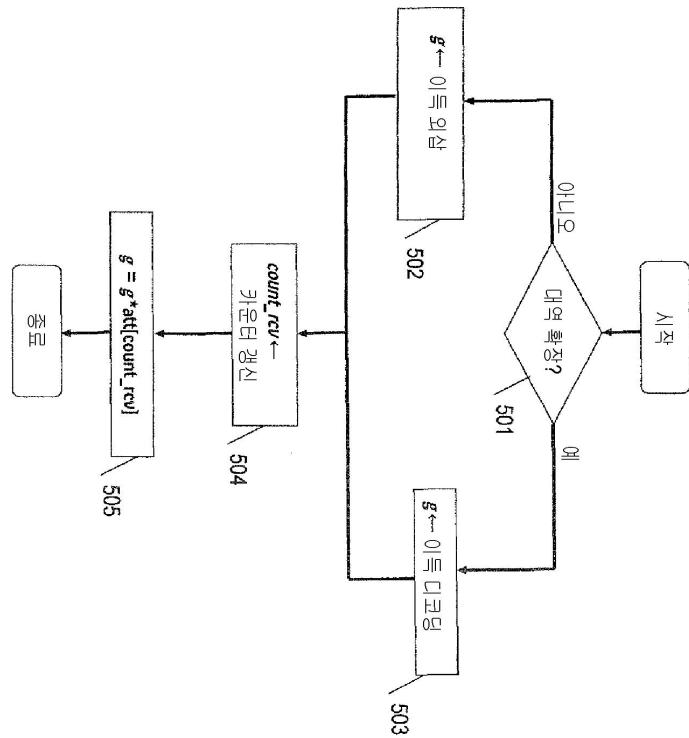
## 도면3



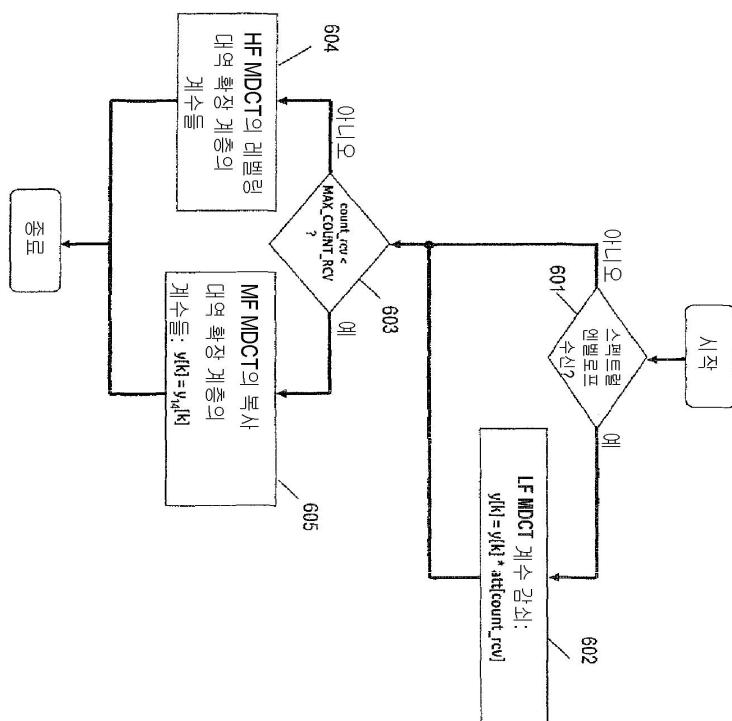
## 도면4



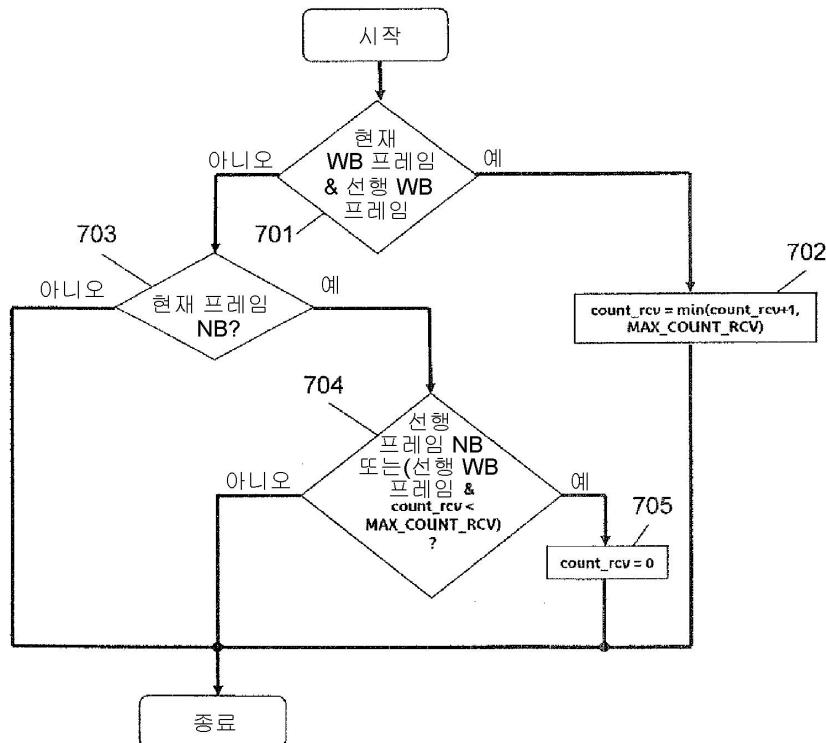
도면5



도면6



## 도면7



## 도면8

현재 광디렉트레이트 무	선행 광디렉트레이트 무	다코더 동작
0	0	Counter = max(counter+1,MAX_COUNT_RCV)
0	0 나오	
아 나오	0	counter < MAX_COUNT_RCV 일 경우 Counter=0, 정보 전송 없이 대역 확장
아 나오	아 나오	Counter=0

## 도면9

n	Att(n)	n	Att(n)	n	Att(n)	n	Att(n)
0	0	25	0	50	0	75	0.01
1	0	26	0	51	0	76	0.01
2	0	27	0	52	0	77	0.01
3	0	28	0	53	0	78	0.01
4	0	29	0	54	0	79	0.01
5	0	30	0	55	0	80	0.1
6	0	31	0	56	0	81	0.1
7	0	32	0	57	0	82	0.1
8	0	33	0	58	0	83	0.1
9	0	34	0	59	0	84	0.1
10	0	35	0	60	0	85	0.31
11	0	36	0	61	0	86	0.31
12	0	37	0	62	0	87	0.31
13	0	38	0	63	0	88	0.31
14	0	39	0	64	0	89	0.31
15	0	40	0	65	0.0001	90	0.5
16	0	41	0	66	0.0001	91	0.5
17	0	42	0	67	0.0001	92	0.5
18	0	43	0	68	0.0001	93	0.5
19	0	44	0	69	0.0001	94	0.5
20	0	45	0	70	0.001	95	0.707
21	0	46	0	71	0.001	96	0.707
22	0	47	0	72	0.001	97	0.707
23	0	48	0	73	0.001	98	0.707
24	0	49	0	74	0.001	99	0.707
						100	1.0