(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.[6]
H03M 7/30

(45) 공고일자 2005년12월27일
(11) 등록번호 10-0518470
(24) 등록일자 2005년09월26일

(21) 출원번호 10-1995-0703544
(22) 출원일자 1995년08월23일
번역문 제출일자 1995년08월23일
(86) 국제출원번호 PCT/IB1994/000418
국제출원일자 1994년12월13일
(65) 공개번호 10-1996-0701518
(43) 공개일자 1996년02월24일
(87) 국제공개번호 WO 1995/18523
국제공개일자 1995년07월06일

(81) 지정국
국내특허 : 일본, 대한민국,

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 리히텐슈타인, 사이프러스, 독일, 덴마크, 스페인, 핀란드, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴,

(30) 우선권주장 93203652.8 1993년12월23일 유럽특허청(EPO)(EP)

(73) 특허권자
코닌클리케 필립스 일렉트로닉스 엔.브이.
네델란드왕국, 아인드호펜, 그로네보드스베그 1

(72) 발명자
아르놀두스베르너요한네스오멘
네델란드,베아아인드호펜5621,그로네보드세베그1

마르크에드빈그로네베겐
네델란드,베아아인드호펜5621,그로네보드세베그1

로베르트게르브란드반데르발
네델란드,베아아인드호펜5621,그로네보드세베그1

레이몬드니콜라스요한벨드휘스
네델란드,베아아인드호펜5621,그로네보드세베그1

(74) 대리인
정상구
신현문
이범래
이병호

심사관 : 나용수

(54) 적응성디더감산,숨겨진채널비트삽입및필터링을통한다중비트코드화디지탈음향의엔코딩방법및장치와,이방법과함께사용하기위한엔코딩및디코딩장치

요약

다중비트 입력 샘플의 스트림으로서 수신된 음향을 엔코딩하기 위해, 입력 샘플의 유한 길이의 시퀀스로부터, 순간 가청 문턱값 특성이 결정된다. 다음에, 정형되고 디더 결정된 신호가 입력 샘플로부터 감산되어 처리 샘플을 생성한다. 디더 신호 감산은 문턱값 아래의 처리 샘플 비트를 동적으로 무시한다. 다음에, 문턱값 아래의 가변수의 비트들에 의한 양자화가 행해지고, 문턱값 위의 모든 샘플 비트들을 유지한다. 무시된 비트는, 샘플당 조정가능한 수의 비트에서 숨겨진 채널 비트로서 디더 신호에 의해 대체된다. 따라서, 업그레이드된 출력 샘플은 무시되지 않은 비트와 숨겨진 채널 비트를 갖는다. 노이즈는 업그레이드된 샘플과 처리 샘플 간의 차이를 정형 필터링하는 것을 통한 차이이고, 이 정형 필터링은 실제 문턱값 대 주파수 특성에 대해 수신된 백색 노이즈형 신호를 보정할 수도 있다.

명세서

발명의 분야

본 발명은 숨겨진 채널 비트(buried channel bit)를 삽입하는 동안 다중비트 샘플들의 스트림으로서 수신된 음향을 엔코딩하는 방법에 관한 것이다. 이러한 방법은, M.A. Gerzon 및 P.G. Craven 에 의한 공개 문헌, 1993년 3월, Audio Eng. Soc. Conv. Berlin 의 프리프린트(preprint) 3551, 'A High-Rate Buried Channel for Audio CD'에 개시되어 있다. 또한, 우선일이 1992년 8월 5일이고 1994년 2월 17일에 공개된, 동일 저자들에 의한 국제특허출원 W094/03988호를 참조한다. 첫번째 참조 문헌은 감산식으로 디더된 노이즈 정형 양자화(subtractively dithered noise-shaped quantization)를 통해 숨겨진 채널을 추가하는 비교적 간단한 방식에 근거한 것이다. 비록 그 추가된 특징이 숨겨진 채널에 의해 전송된 고음질의 음향을 향상시킬 수 있을지라도, 상기 참조 문헌은 '감산' 원리의 잠재성들을 완전하게 이용하지 못하고 있으며, 이로 인해 숨겨진 채널의 최적 전송 용량이 저하되거나, 아니면 원래의 고음질의 음향, 예컨대 CD 음향 등의 의도된 잔류 인지 품질(residual perceptive quality)이 저하된다는 사실을 본 발명자들은 발견하였다.

발명의 개요

따라서, 본 발명의 목적은 무엇보다도 잔류 인지 품질 및 숨겨진 음향 채널의 전송 용량을 모두 최적화하기 위해 숨겨진 채널 산입(inclusion)의 특성들을 개선하는데 있다. 이제 본 발명의 한 양태에 따르면, 본 발명은,

-입력 샘플들의 유한 길이 시퀀스를 구성하고, 상기 시퀀스에서 순간 비균일 가청 문턱값 대 주파수 특성을 결정하는 단계와,

-처리 샘플들을 생성하도록 상기 입력 샘플들로부터 정형된 노이즈 신호를 감산하는 단계와,

-상기 특성에 관련된 비트 레벨 아래의 처리 샘플 비트들을, 디더(dither) 신호(v)를 감산하고 이어서 상기 비트 레벨 아래의 가변수의 b 비트들에 의해 양자화하는 것을 통해, 동적으로 무시하지만, 적어도 상기 비트 레벨 위의 모든 처리 샘플 비트들을 유지하는 단계와,

-상기 처리 샘플 당 조절가능한 수의 b 비트들을 특징으로 하는 숨겨진 채널 비트들로서 상기 디더 신호로 이러한 무시된 처리 샘플 비트들을 대체하는 단계와,

-무시되지 않은 처리 샘플 비트들 및 숨겨진 채널 비트들을 포함하는 업그레이드된 샘플들(y)을 출력하는 단계를 포함하고,

상기 업그레이드된 샘플들과 상기 처리 샘플들 간의 디더 결정 차이에 대한 노이즈 정형 필터에 의한 정형 필터링을 통해 상기 노이즈 신호를 생성하는 동안, 정형 필터링은 상기 순간 문턱값 대 주파수 특성에 대해 수신된 차이 신호를 보정하는 것을 특징으로 한다.

특히, 순간 문턱값 대 주파수 특성에 대한 상기 차이의 정형 필터링은 인간의 청각 시스템이 비교적 둔감한 주파수들에서 "스펙트럼 공간(spectrum space)"을 발생할 수 있게 한다. 그 결과, 다소 조절가능한 길이의 샘플들에 대해, 단위 샘플 당 균일한 수의 숨겨진 채널 비트들이 주입될 수 있다. 다음의 시퀀스에 대해서는, 숨겨진 채널 비트들의 수가 다시 결정되어야 한다. 확장된 특징은 주 채널의 특성을 형성한 다음에, 전송 용량을 최적화하기 위해 숨겨진 채널의 특성이 또한 유사한 방식으로 정형될 수 있다는 점이다. 특히, 디더 신호가 정형되어야 할 것이다. 이것은 시스템에 약간의 복잡성을 부가시킨다.

유리하게는, 노이즈 정형 필터는 백색 노이즈형 특성에 근접하는 차이 신호를 수신한다. 많은 경우들에서, 주 채널의 품질에 영향을 줄 가능성에 비해 차이 신호에 대한 필요성이 높지 않으므로, 디더(dither)는 임의의 내용을 가질 수도 있다. 다른 상황들에서, 차이는 주 채널의 정보와는 상관없을 수도 있으며, 심지어 자기 상관(self-correlation)도 없을 수 있다. 후자의 상황들에서, 디더는 적절한 상관의 부재(absence)를 얻기 위해 전처리된다(preprocessed). 그러한 랜덤화 방식들 자체는 공지되어 있다.

유리하게는, 상기 노이즈 신호 생성은 가변 특성을 갖는 양자화 필터에 의해 행해진다. 이런 식으로, 상기 순간 가청도에 대한 적응(adaptation)이 향상되고 주관적 오디오 품질이 개선된다.

유리하게는, 상기 정형 필터링은, 각각의 특유 그리드 주파수(unique grid frequency) Θ_k^C 에 각각 위치한 일련의 기본적 필터 곡선들로부터 합성된 전체 필터 곡선을 가지며 전체 스펙트럼의 국소 전력 스펙트럼 밀도에 근접하는 폭 $\triangle_k$ 을 갖는 필터로 행하여진다. 이것은, 특히 상기 그리드 주파수들이 비균일 간격을 갖는 것을 허용하는, 아주 간단한 전력 스펙트럼 밀도의 모델링 방법이다. 일반적으로, 이것은 사용된 그리드 주파수들의 수에 대한 정확성을 개선시키고, 따라서 계산 속도를 빠르게 한다.

또한 본 발명은 상기 엔코딩을 실현하는 엔코딩 장치 및 상기 방법의 실행을 통해서 얻어지는 신호를 디코딩하는 디코딩 장치에 관한 것이다. 다른 여러 장점들은 종속 청구항들에 열거되어 있다.

본 발명의 상기 및 다른 양태들 및 장점들은 양호한 실시예들을 참조하여, 특히 첨부된 도면을 참조하여 하기에서 보다 상세히 설명될 것이다.

도면의 간단한 설명

제 1 도는 본 발명에 따른 장치의 전반적인 블럭도.

제 2 도는 본 발명에 따라 강화된 참조 기술에 따른 숨겨진 채널 엔코더에 대한 기초로서 사용하기 위한 감산식 디더 양자화기를 도시한 도면.

제 3 도는 음향 스펙트럼 예를 통해 주파수 종속 마스크된 문턱값을 도시한 도면.

제 4 도는 제 1 의 숨겨진 채널 형성 예를 도시한 도면.

제 5 도는 제 2 의 숨겨진 채널 형성 예를 도시한 도면.

제 6 도는 피치 예측이 없는 단순화된 CELP 엔코더를 도시한 도면.

제 7도는 노이즈 정형 양자화기를 도시한 도면.

제 8도는 기본적 필터 곡선을 도시한 도면.

원리의 간단한 설명

숨겨진 채널 기술은, 오디오 또는 음향 신호가 인지된 오디오 품질 면에서 실제로 너무 높은 샘플 비트 스트링의 길이에 의해 표현되는 정확도로 종종 나타내어진다는 사실을 이용한다. 따라서 정보량을 감소시켜 다른 정보 서비스를 위한 전송 용량을 확보할 수 있다. 추가 정보는 주 신호의 최하위 부분에 삽입된다. 종래의 수신기에서, 주 신호의 이런 보정은 인간 청자가 그 차이를 감지할 수 없을 정도로 관련성이 없다. 그러나 개선된 수신기 시스템은 부가 정보를 검색하여 이것을 별개의 출력상에 생성할 것이다. 본 발명에 따라, 그 차이 스펙트럼은 실제 문턱값 대 주파수 특성에 대해 수신된 신호를 보정하기 위해 정형 필터링된다. 이것은 인간의 청각 시스템이 비교적 둔감한 주파수들에서 "스펙트럼 공간"을 생성할 수 있게 한다. 그 차이가 백색 노이즈형이라면, 청자는 심지어 추가된 채널에 대해서도 덜 민감할 것이다.

양호한 실시예의 상세한 설명

제 1 도는 본 발명에 따른 장치의 전반적인 블럭도를 도시한다. 블럭(20)은, 약 44kHz 에서 반복되는, 예컨대 각각 16 비트로 구성되는 샘플들의 스트림으로서 엔코딩되는 디지탈 음향의 소스이다. 이 음향은 미리 정해진 대역폭을 가지며, 음악, 음성 등과 같은 임의의 내용을 가질 수 있다. 블럭(22)은, 특정 시간간격, 즉 1024 샘플 = 0.02 초의 간격을 갖도록 이러한 샘플들의 유한 길이를 구성하고, 가청 문턱값 대 주파수 특성을 결정한다. 가청도는 인입하는 오디오의 제한된 수의 주요 특성을 근거로 결정될 수 있다. 이는 또한 순간 주파수에 의존하며, 다른 대역으로부터의 영향을 통해 하나의 주파수 대역에 대한 마스킹(masking) 효과들에 대해 음향의 일반적 또는 국소적 크기(loudness)에 의존하고, 가청도는 청자들 사이에서 변동될 수도 있지만 마지막 변동은 일반적으로 무시된다. 문턱값은 공지되어 있는 방식으로 결정될 수 있으며 그 결과가 이하에 제시될 것이다. 또한, 문턱값의 결정 후에, 다수의 유효도가 낮은 b 비트들을 무시함으로써 샘플들은 양자화된다. 블록(24)은 숨겨진 채널 비트의 소스이다. 숨겨진 채널의 특징은, 표시가능한 부제(subtitle)나 텍스트(text)와 같은 주 채널에 대한 부가적 해설, 유사하거나 각각 상이한 음질 레벨들의 다중 채널 음향 재생에서의 부가적 음향 채널, 다국적 언어 서비스나, 가라오께나 심지어 비디오와 같이 임의적일 수 있다. 또한, 비관련 서비스들도 고려될 수 있다. 그러나 숨겨진 채널을 MPEG 오디오 채널로 규정하는 것이 특히 유리하다. 그 자체로서 이 표준은 보통의 비트율로 고품질 오디오 전송을 제공하기에 유용함이 입증되었다. 또한, 숨겨진 채널 자체는, 업그레이드된 샘플(upgraded sample)들의 숨겨진 부분을 구성할지라도 기능적으로 관련없는 두 개 이상의 부채널(sub-channel)들로 구성될 수도 있다. 블록(26)에서는, 중요도가 낮은 레벨들에서 시작하여, 소스(20)에서 무시된 샘플 비트들 또는 그 일부가 소스(24)에서 의 비트로 대체된다. 또한 업그레이드된 샘플들의 스트림의 서로 떨어진 위치들에서, 숨겨진 채널에는, 샘플 당 무시된 비트 수가 얼마인지 또는 다음에 얼마가 될 것인지, 및 적용가능하다면 언제 그 다음 표시가 발생될 것인지에 대한 표시들이 삽입된다. 효율적인 동작을 위해 이러한 표시들 간의 간격은 최적값으로 설정되어야 한다. 그 간격이 너무 작으면, 오버헤드(overhead)가 증가된다. 그 간격이 너무 크면, 각 샘플들에서 볼 때 무시된 비트 수가 너무 적다. 전송, 저장 또는 다른 특성을 가질 수도 있는 채널(28)은 업그레이드된 샘플들을 수신기(30)에 제공한다. 수신기(30)는, 수신된 표시들을 근거로 숨겨진 채널 비트에서 샘플들의 표준부(standard part)를 분리할 수 있다 샘플들의 표준부는 오디오를 표준 방식으로 표현하는 디코더(32)에 제공되는데, 디코더(32)에서는 대체된 비트들이 유지되어, 부가청 노이즈(sub-audible noise)를 나타낸다. 숨겨진 채널 비트는 이들을 정확하게 처리하기 위해 프로그램된 보조 디코더에 제공된다. 또다른 설정은, 표준 채널을 무시하고, 숨겨진 채널 디코더가 채널 수신기의 디지털 출력에서 생성된 모든 샘플들을 수신하여, 그로부터 숨겨진 채널 정보를 추출하는 것이다, 다른 한편으로 이 채널에 보통의 비업그레이드된 수신기가 제공되었다면, 이것은 업그레이드된 샘플들을 보통의 샘플들인 것처럼 처리할 것이다. 결국 이것은 일부 종류의 스피커를 구동하는 아날로그 오디오 증폭기가 된다. 대개 주 채널 비트와 상관없이 숨겨진 채널 비트는 이제 의도된 가청도 문턱값 아래에서 유지되는 일부 종류의 노이즈를 직접적으로 표현할 수 있다.

제 2 도는 상기 참조 기술에 따른 숨겨진 채널 엔코더에 대한 기초로서 사용하기 위한, 본 발명에 따른 특정 기능들이 강화된 감산식 디더 양자화기(subtractively dithered quantizer)를 도시한다. 입력(52)에서, b 비트의 디더 신호(dither signal; v)가 이하에 설명되는 방식으로 입력된다. 요소들(54, 58, 60, 62)은 적절한 비트폭의 디지털 가산기-감산기들이다. 요소(56)는 예시적인 16 비트 수신 신호 x의 정확도를, 절단(truncation)에 의해 더 낮은 수의 16-b 비트로 감소시키는 양자화기이다. 그러한 특징 자체는, S. P. Lipshitz 등에 의한 "Quantization and Dither. A theoretical Survey', J. Audio Eng. Soc. Vol,40, no.5, pp.355-375, May 1992 에 기술되어 있다. b 비트 디더 신호 v의 사용은, 주 채널과의 상관성의 부족이 충분한 경우, 양자화 에러 e가 스펙트럼상 백색을 유지하며 통계학적으로 입력 신호 x에 독립적이라는 것을 보증하는데, 이것은 인지성의 차원에서 양호하다 디더 신호는 정보의 추가나 희생없이 숨겨진 채널 신호의 랜덤화 버전(randomized version)일 수 있다. 그러한 랜덤화는 재동기화의 필요없이 역행될 수 있다. 랜덤 특성은 숨겨진 채널 자체 내에서 뿐만 아니라 주 채널에 관련하여 지정되어 있다고 이해된다. 숨겨진 채널 자체의 컨텍스트 내에서, 상기 신호가 양호하게 구성된다면, 그것은 종래의 수단에 의해서 랜덤화될 수 있다. 동일한 디더 신호 v가 요소(54)에서 가산되어, 저장이나, 전송 또는 추가의 처리를 위해 출력(66)에서 호환성 출력 신호 y를 형성한다. 블록(64)은 노이즈 정형 필터(noise shaping filter)로서, 감산기(62)에 의해 생성되는, 호환성 출력 신호 y와 디더 신호 v의 도입 전의 입력 신호 간의 차이를 수신한다. 노이즈 정형 필터(64)의 출력 신호는, 원래의 오디오 신호 x를 차례로 수신하는 감산기(60)에 피드백된다. 노이즈 크기는 9차 FIR(finite impulse response: 유한 임펄스 응답) 필터만으로 약 16dB 만큼 감소될 수 있음을 발견하였다. 이 방식은 비교가능한 크기의 샘플 숨겨진 채널 신호 당 2 내지 3 비트의 노이즈 레벨을 CD 신호에서의 고유 노이즈 플로어(inherent noise floor)처럼 만들 것이다. 필터 특성을 H(Z)로 하면, y는 다음과 같이 정의된다.

$$y = x + |1 - H(Z)|^2 \bullet \triangle^2/12$$

그리고 y 는 x 에 대해서 청자에게 있어서 주관적으로 대수롭지 않은 정도의 양만큼 변화되어야 하며, $\triangle = 2^b$ 는 기본적 스텝 크기이다. 이제, 숨겨진 채널의 전송율은 재양자화 동작의 조잡도(coarseness)에 의존한다. 이와 관련하여, 상기 첫 번째 Gerzon 등에 의한 참고 문헌의 p.2, 1.40 ff 및 p.13, 5번째 문단에는, 상기 결과로 얻어지는 에러가 고레벨 주 오디

오 신호에 의해 마스킹될 때 재양자화가 보다 더 조잡해 질 수도 있다고 제시되어 있다. 다른 한편으로, 본 발명자들은, 인간의 청각 시스템의 주파수 의존 감도를 사용함으로써, 숨겨진 채널의 전송율을 증가시키는 훨씬 더 효과적인 방법을 발견했다. 제 2 도의 구성에 대한 보다 더 세밀한 점은 숨겨진 채널(68)에 의해 공급된 데이터를 임시로 저장할 수 있는 버퍼(50)이다. 출력(66)에서의 숨겨진 채널의 비균일 비율(non-uniform rate)의 측면에서, 버퍼는 그 충전도(filling degree)를 거의 일정하게 유지하는 일부 종류의 피드백 구성을 가질 수도 있다. 버퍼가 너무 비게 되면, 숨겨진 채널의 전체 용량이 일부 포기될 수도 있다. 버퍼가 너무 채워질 경우에는, 여러 전략들이 존재하는데, 그 하나는 소스(68)로부터의 공급율(feed rate)을 낮추는 것이다. 숨겨진 부채널이 하나 이상 존재할 경우 더 과감한 전략은 여러 부채널 중 중요도가 가장 낮은 부채널을 포기하는 것이다. 그 부채널이 동영상을 나타낸다면, 그것은 임시로 정지화의 시퀀스로 축소될 수 있을 것이다. 제 2 도의 구성에 대한 다양한 변형들이 가능하다. 예컨대, 몇몇 가산 장치들은 감산 장치들로 변경될 수도 있다. 이것은 보로우(borrow)들의 필요한 전파(propagating) 때문에 하드웨어를 다소 복잡하게 할 것이다. 그러나 특정 샘플 표기(notation) 시스템들에서는 특히 그 영향이 매우 작다.

이와 관련해서, 제 3 도는 제 1 의 음향 스펙트럼 예를 통해 주파수 의존 마스킹 문턱값을 도시한다. 제 4 도는 0 음향 입력에 근거해서, 제 1 의 예시적 숨겨진 채널 형성을 도시한다.

제 4도에서, 표준화된 또는 가정된 인간 청각 시스템에 대해, 곡선(4)은 단편적인 주파수들에 따른 가청도 레벨을 제공한다. 계산상의 이유들로, 곡선(4)은 시뮬레이트되었지만(직선 부분 유의), 이는 자연적인 현상과 아주 흡사하다. 약 400Hz에서 이 문턱값은 최하이고, 더 높거나 더 낮은 주파수들에서는 훨씬 더 높다. 여기서, 트레이스(trace)(1)는 $10^{10}\log(1/12 \times 22050)$dB 로 주어지는 평탄한 CD 노이즈 플로어(noise floor)를 나타낸다. 비록 곡선(4)이 단편적인 주파수들에 대한 가청 문턱값을 제공한다 할지라도, 노이즈에 대한 가청도 효과들은 훨씬 크며, 그 주파수 특성은 곡선(4)보다 훨씬 아래에 있어야 한다. 곡선(2)은 곡선(4)의 문턱값과 동일한 주파수 의존도를 근사적으로 제공하기 위해 정형되는, 곡선(1)의 평탄 노이즈에 대한 스펙트럼이다. 정확한 근사로부터의 dB 편차도 거의 없으며 약 15kHz 이상의 두드러지게 평탄한 형태도 전반적인 성능에 악영향을 주지 않는다는 것이 실험적으로 밝혀졌다. 곡선(3)은 상대적으로 b*6dB의 간격만큼 위쪽으로 이동되었다는 점을 제외하면 곡선(2)과 동일하며, 제 4 도에서 b=2 이다. 이것은 샘플 당 2 비트 폭의 숨겨진 채널을 의미한다. 곡선(3)과 곡선(4) 간의 거리는 부가된 정보를 들리지 않게 유지한다는 것이 밝혀졌다. 곡선(1)과 곡선(4) 간의 최소 거리는 $10^{10}\log(660)$ 이고, 이것은 41kHz 주위의 임계 대역폭에 대응한다. 곡선(3)의 스펙트럼의 집적된 전력을 나타내고 곡선(4)에 접하지 않는 보조 곡선을 이용하여 설계하는 것이 바람직하지만, 단순성을 위해, 이 보조 곡선은 도시되어 있지 않다.

제 3 도는 가청 문턱값의 형태에 대한 실제 음향 스펙트럼의 영향을 도시한다. 여기서, 곡선(A)은 실제 음향 스펙트럼이다. 곡선(B)는 단편적인 톤(tone)에 대한 가청 문턱값을 도시한다. 분명히, 제 4 도에서의 곡선(4)의 골짜기 모양의 특성은 사라졌다.

제 5 도는 제 2 의 예시적 숨겨진 채널의 형성을 도시한다. 여기서, 제 3 도의 곡선(A)과 다른 형태를 가질 수도 있는 시뮬레이트된 오디오 스펙트럼에 의해, 마스킹된 오디오 문턱값은 13kHz에서 약 10dB의 얕은 딥(dip)을 갖고 약 40dB 레벨에 놓이도록 한다. 명료성을 위해, 오디오 스펙트럼 자체는 도시하지 않았다. 제 3 도로부터 명확한 것처럼, 각각의 별도의 스펙트럼 피크는 마스킹된 문턱값을 임계 주파수대에서 주파수폭 이상으로 상승시킬 수 있으며, 이것은 일반적으로 임계 곡선을 평탄하게 나타나게 한다. 또한, 16kHz 이상의 고주파수 범위의 영향은 무시되었다. 여기서, 곡선(1)은 제 4 도의 곡선(1)과 동일하다. 곡선(2)은 곡선(4)의 마스킹된 문턱값과 동일한 형태를 근사적으로 얻기 위해 형성된 평탄 노이즈의 스펙트럼이다. 이 경우, 곡선(2)의 전반적인 형상은 이전의 도면에서 보다 훨씬 더 평탄하다. 곡선(3)은 상대적으로 b*6dB의 거리만큼 위쪽으로 이동되었다는 것을 제외하면 곡선(2)과 동일하며, 제 5 도에서 b=6 이다. 이것은 샘플 당 6 비트폭의 숨겨진 채널을 의미한다. 따라서, 더 높은 음향 에너지에 대해 숨겨진 채널의 폭이 증가될 수도 있다는 것이 밝혀졌다. 또한, 음향 스펙트럼의 형태는 많은 경우들에 있어서 중요하다는 것이 밝혀졌다. 제 5 도에 적용된 제 4 도의 곡선(2)의 형상에 있어서, 향상도는 제 5 도에서 훨씬 떨어졌다. 앞의 도면들의 방식은 전체 주파수 스펙트럼에 근거한 것이다. 특정 오디오 시스템들에서, 그 스펙트럼은 부대역(subband)들에 분포되었고, 여기서 각 부대역들은 아주 독립적인 오디오 신호들을 수반한다. 그런 상황에서, 본 발명의 방법 및 장치는 임의의 부대역에 대해 독립적으로 또는 부대역 조합에 대해 독립적으로 적용될 수 있다. 이것은 약간의 복잡성 증가로 숨겨진 채널의 데이타 전송율을 더 향상시킨다.

마스킹된 목표 레벨들로부터 노이즈 가중 필터들 및 노이즈 정형 필터들의 계산

이하, 제 2 도의 필터(64)에 대한 합성 필터 곡선을 계산하는 양호한 실시예가 설명된다. 이 분야의 관련 공개 문헌으로는, E. Ordentlich 및 Y. Shoham 에 의한, "32kbps에서 광대역 음성의 저지연 코드 여기 선형 예측 코딩(Low-delay code-excited linear-predictive coding of wideband speech at 32kbps)", Proc. ICASSP-91, pp9-12, Toronto, 1991 가 있

다. 다음에서 제시되는 기술은 MPE, RPE 및 CELP 와 같은 서로 다른 분야에서의 다양한 응용에 적합하다. 여기서, 여기 시퀀스(excitation sequence)(MPE, RPE) 또는 여기 벡터(CELP = codebook excited linear prediction(코드북 여기 선형 예측))는 가중 평균 제곱 에러 기준에 근거하여 선택된다.

그와 같은 코더(coder)에서, 다수의 여기 시퀀스들 또는 벡터들로부터 짧은 출력 시퀀스들이 생성된다. 생성된 출력 시퀀스들은 원래의 입력 시퀀스들과 비교된다. 비교 기준은 가중 평균 제곱 에러이다. 이것은 입력과 생성된 출력 간의 차이가 노이즈 가중 필터를 통해 처리된다는 것을 의미한다. 그 다음, 필터링된 차이 시퀀스의 전력(power)이 추정된다. 이 전력은 가중 평균 제곱 에러로 불린다. 최소 가중 평균 제곱 에러를 초래하는 여기 시퀀스가 선택된다.

제 6 도는 CELP 코더에 가중 필터가 어떻게 사용되는지를 도시한다. 인입하는 음성 신호 x[i]로부터, 박스 LPC 분석은, 예측 계수들 a_1, ..., a_p, 가중 필터에 대한 계수들 및 이득율을 계산한다. 코드북은 다수의 여기 벡터들을 포함한다. 그 벡터의 길이는 N 이다. 선택하는 도중에, 모든 벡터들은 이득율로 승산되고 분석 필터를 통해 처리된다. 그 결과, $\hat{x}[i]$로 표기된 N개의 샘플들의 시퀀스가 발생된다. N개의 샘플 $\hat{x}[i]$로부터 N 개의 입력 샘플들 x[i]를 감산함으로써 에러 시퀀스가 형성된다. 에러 시퀀스는 가중 필터를 통해 처리된다. 가중 에러 시퀀스의 단기 전력(short-term power)인 가중 평균 제곱 에러가 계산된다. 선택 박스는 가장 낮은 가중 평균 제곱 에러를 초래하는 코드 벡터를 선택한다 이득율, 예측 계수들 및 벡터들의 인덱스는 디코더로 전송된다.

본 설명에서, 여기 벡터는 여기 시퀀스로 간주되며, 따라서 여기 시퀀스라는 표현만이 사용될 것이다.

공통으로 사용된 가중 필터들은 음성 신호의 예측 계수들(LPC 계수들) a_1, ..., a_p에 근거한 것이다. 이 필터의 가능한 형태는 다음과 같다.

$$W(z) = \frac{1+\sum_{k=1}^{p} a_k \gamma_1^k z^{-k}}{1+\sum_{k=1}^{p} a_k \gamma_2^k z^{-k}} \cdot \frac{1}{1+\sum_{k=1}^{2} p_k \delta^k z^{-k}} \qquad (1)$$

계수들 p_1 및 p_p 는 시퀀스의 첫번째 3 개의 자기상관 지체량(autocorrelation lag)에 LPC 분석을 적용함으로써 구해진다. 계수들 δ , γ_1, 및 γ_2 는 포르만트(formants)의 위치에서 가중량을 제어한다. 이들은 양호한 인지 성능이 얻어지도록 동조된다. 양호한 값들은 다음과 같다.

$$\delta = 0.7,\ \gamma_1 = 0.95,\ \gamma_2 = 0.8$$

다른 유사한 형태들이 또한 유효하다. 잘 선택된 코드북에 대해, 코딩 에러의 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density) 함수는 다음에 비례한다.

$$\left| \frac{1}{W(\exp(j\theta))} \right|^2 \qquad (2)$$

노이즈 정형기

노이즈 정형기(noise shaper)의 기능은 양자화 노이즈에 스펙트럼 형상을 제공하는 것이다. 제 7도는 노이즈 정형기의 기본적인 도면을 도시한다. 디코딩 후, 양자화 노이즈의 전력 스펙트럼 밀도 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$S(\exp(j\theta)) = |1 + F(\exp(j\theta))|^2 \frac{1}{12} \Delta^2 \qquad (3)$$

여기서, △는 양자화 스텝 크기이다. 음성의 선형 예측 코딩에 공통으로 사용된 필터 F(z)는 $\gamma < 1$ 일 경우 다음과 같다.

$$F(z) = \sum_{k=1}^{p} a_k \gamma^k z^{-k} \qquad (4)$$

이 경우, 양자화 노이즈의 전력 스펙트럼 밀도 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$S(\exp(j\theta)) = \frac{|1+F(\exp(j\theta))|^2}{|1+\sum_{k=1}^{p} a_k \exp(-j\theta)|^2}\frac{1}{12}\Delta^2 = \frac{|1+\sum_{k=1}^{p} a_k \gamma^k \exp(-j\theta)|^2}{|1+\sum_{k=1}^{p} a_k \exp(-j\theta)|^2}\frac{1}{12}\Delta^2 \quad (5)$$

가중 필터 및 노이즈 정형기의 목적은 왜곡이 지각적으로 가장 덜 혼란스럽게 되는 코딩 에러의 스펙트럼 형성이다. 음악 코딩에서 몇몇 방법은 주파수 대역에서 양자화 노이즈의 마스킹 레벨을 추정한다. 이 레벨은 마스킹된 목표 레벨로 불린다. 이들 방법들의 목적 또한 지각적으로 가장 혼란이 적은 왜곡을 얻는 것이다. 그러나, 이들은 (1)의 가중 필터나 (4)의 노이즈 정형기보다 더 양호한 신경 음향학적 기초(psychoacoustical foundation)를 가지며, 따라서 마스킹된 노이즈의 전력 스펙트럼 밀도 함수의 더 양호한 근사가 이루어질 것이다.

다음은 가중 필터 기술이나 노이즈 형성 기술을 마스킹된 목표 레벨의 계산에 결합시킨다. 이렇게 얻어진 가중 필터들이나 노이즈 정형기들은 그 전달 함수들이 마스킹된 노이즈의 스펙트럼 형상에 더 양호하게 대응하므로 공지된 것들 보다 더 양호하다.

목표 레벨들 및 주파수 대역들

목표 레벨들 $t_1, ..., t_m$ 의 세트는, 예컨대 제 3, 4, 5 도에 관련하여 설명된 측정을 통해 미리 계산된다고 가정한다. 목표 레벨은 마스킹 문턱값에서 주파수 대역들의 노이즈 전력을 나타낸다. 이들 주파수 대역들은 인접하여야 하며 0에서 샘플링 주파수의 1/2 에 이르는 범위를 포함해야 한다. 따라서, 정규화 주파수 Θ 가 사용된다.

$-\pi \le \Theta \le \pi$

대응하는 오디오 정규화 주파수 f는 다음과 같다.

$$f = \frac{\theta}{2\pi} f_s$$

여기서, f_s는 샘플링 비율이다.

다음에 대역폭들은 임의로 선택될 수 있다. 실제에서, 임계 대역들이나 동일 간격의 대역들이 사용될 것이다. 마스킹된 목표 레벨 t_k에 대응하는 주파수 대역의 하위 에지(lower edge), 상위 에지(upper edge) 및 중심 주파수는

$\Theta_k^{\,l}$, $\Theta_k^{\,u}$, $\Theta_k^{\,c}$ 로 각각 표기된다.

전력 스펙트럼 밀도의 재구성

스무스한 전력 스펙트럼 밀도 함수(psd), 즉 $S(\exp(j\Theta))$는 psd 재구성 함수$S_k(\Theta)$를 k번째 주파수 대역과 결합시킴으로써 마스킹된 목표 레벨들로부터 유도될 수 있다. 이때 psd는 다음과 같다.

$$S(\exp(j\theta)) = \sum_{k=1}^{m} t_k S_k(\theta) \quad (6)$$

psd 재구성 함수들에 대한 몇가지 제약들이 존재한다. 첫째로, psd는 음(negative)이 아니어야 한다. 이것은 다음을 의미한다.

$$S_k(\theta) \ge 0, \quad k = 1, .., m \quad (7)$$

둘째, 전력 보존, 즉

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S(\exp(j\theta))d\theta = \sum_{k=1}^{m} t_k \quad (8)$$

이 필요할 경우, 다음과 같이 된다.

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S_k(\theta)d\theta = 1, \qquad k = 1, \ldots, m \tag{9}$$

psd의 계단식 근사는 다음과 같은 psd 재구성 함수를 선택함으로써 얻어진다.

$$S_k(\theta) = \frac{\pi}{\Delta_k}, \quad \theta_k^{1} \le |\theta| < \theta_k^{u}, \quad 0, \quad \text{그 외.} \tag{10}$$

여기서, $\Delta_k = \Theta_k^{u} - \Theta_k^{1}$ 이다. 계단식 근사는 스무스한 psd를 야기하지 않는다.

그 때문에 증가된 코사인 psd 재구성 함수(raised-cosine psd-reconstruction function)가 더 적합하다. 이것은 다음에 의해 주어진다.

$$S_k(\theta) = \frac{\pi}{2\Delta_k}\left(1+\cos\left(\frac{\pi}{\Delta_k}|\theta| - \theta_k^c\right)\right), \ \theta_k^c - \Delta_k \le |\theta| < \theta_k^c + \Delta_k, \ 0, \quad \text{그 외} \tag{11}$$

제 8 도는 이와 같은 기본 필터 곡선을 도시한다. 또한 증가된 코사인 psd 재구성 함수는 그 한계를 갖는다. 예컨대, 주파수 대역의 간격이 균일하지 않다면 평탄한 psd를 재구성할 수 없다. 이것은 상이한 상위 및 하위 기울기(slope)를 사용함으로써 개선될 수 있다. psd 재구성 함수의 선택은 마스킹된 노이즈의 필요한 스펙트럼 특성에 의해 결정된다.

전력 스펙트럼 밀도의 근사화

재구성된 psd S(exp(jΘ))는 다음의 전폴 스펙트럼(all-pole spectrum)에 의해 근사화된다.

$$\hat{S}(\exp(j\theta)) = \frac{\sigma^2}{\left|1 + \sum_{k=1}^{q} b_k \exp(-jk\theta)\right|^2} \tag{12}$$

여기서, q는 전폴 스펙트럼의 차수(order)이다. 이것은 다음과 같은 전달 함수를 갖는 가중 필터를 야기한다.

$$B(z) = 1 + \sum_{k=1}^{q} b_k z^{-k} \tag{13}$$

(1)의 필터와는 대조적으로, 이 필터는 FIR 필터이다. 이어서, $b_1, \ldots, b_q$의 함수로서 다음 (14)을 최소화함으로써 $t_1, \ldots, t_m$으로부터 $b_1, \ldots, b_q$가 계산된다.

$$Q(b_1, \ldots, b_q) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S(\exp(j\theta)) \left| B(\exp(j\theta)) \right|^2 d\theta \tag{14}$$

위 (14)에서, S(exp(jΘ))는 (6)에서 구해진다. 요약하면, 스펙트럼 S(Θ)을 근사화하는 것이 필요하고, 여기서, Θ 는 정규화 주파수이다. 이 때, 함수 B는 F(식 23)의 역함수이고, Q는 상수이다. 이제, 다음과 같이 도함수가 계산되고,

$$\frac{\partial Q(b_1, \ldots, b_q)}{\partial b_n}, \ n = 1, \ldots, q$$

그것들을 0으로 하면 다음과 같은 식들의 세트가 도출된다.

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\sum_{k=1}^{m} t_k S_k(\theta)\left[1+\sum_{l=1}^{q} b_l \exp(-jl\theta)\right]\exp(jn\theta)d\theta=0,\ n=1,\ldots,q \tag{15}$$

또는,

$$\sum_{l=1}^{q} b_l \sum_{k=1}^{m} t_k \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S_k(\theta)\exp(j\theta(n-l))d\theta =$$

$$-\sum_{k=1}^{m} t_k \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S_k(\theta)\exp(jn\theta)d\theta,\ n=1,\ldots,q \tag{16}$$

다음을 정의한다.

$$g_{k,n}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S_k(\theta)\exp(jn\theta)d\theta,\ k=1,\ldots,m,\ n=1,\ldots,q \tag{17}$$

그리고,

$$p_n = \sum_{k=1}^{m} t_k g_{k,n} \tag{18}$$

$g_{k,n}$은 psd 재구성 함수로부터 미리 계산되어 m × q 행렬로 저장될 수 있다. 그 결과를 (16)에 대입하면, 다음과 같은 식들의 세트를 얻는다.

$$\sum_{l=1}^{q} p_{n-l} b_l = -p_n,\ n = 1,\ldots,q \tag{19}$$

이것은, 선형 예측 코딩에서 공지된, 율-워커 방정식(Yule-Walker equation)과 동일한 대칭적, 포지티브 한정된 토플리쯔 시스템(positive-definite Toeplitz system)이다. q × q 행렬 R을 다음과 같이 정의하고

$r_{i,j} = p_{i-j}$, i,j = 1,..., q

q 벡터 r을 다음과 같이 정의한다.

$r_i = p_i$, i = 1, ..., q

이것은 다음을 도출한다

$$Rb=-r \tag{20}$$

여기서, q 벡터 b는 계수들 b_1, ..., b_q를 포함한다. 세트 (19) 또는 (20)은 공지된 Levinson-Durbin 알고리즘에 의해 쉽게 해가 구하여진다.

$q_{k,n}$의 예들

S(exp(jΘ))의 계단식 근사에 대해, ($q_{k,n}$은 다음과 같이 주어진다.

$$g_{k,n} = \cos(n\theta_k^c)\frac{\sin(n\frac{\Delta_k}{2})}{n\frac{\Delta_k}{2}} \quad (21)$$

S(exp(jΘ))의 증가된 코사인 근사에 대해, $q_{k,n}$은 다음과 같이 주어진다.

$$g_{k,n} = \cos(n\theta_k^c)\frac{\sin(n\Delta_k)}{n\Delta_k}\frac{(\frac{\pi}{\Delta_k})^2}{(\frac{\pi}{\Delta_k})^2 - n^2} \quad (22)$$

계수들 b_1, ..., b_q은 제 7 도에 도시된 가중 필터 W(z)에 바로 적용될 수 있다. 그때, (13)에서 정의된 B(z)에 대해 W(z)=B(z)이다. 노이즈 정형기의 경우, F(z)는 다음에서 얻어진다.

$$1 - F(z) = \frac{1}{B(z)} \quad (23)$$

따라서,

$$f(z) = \frac{\sum_{k=1}^{q} b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^{q} b_k z^{-k}} \quad (24)$$

이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

다중 비트 입력 샘플들의 스트림으로서 수신된 음향 표현(20)을 엔코딩하는 방법에 있어서,

-상기 입력 샘플들의 유한 길이 시퀀스를 구성하고, 상기 시퀀스에서 순간 비균일 가청 문턱값 대 주파수 특성을 결정하는 단계(22)와,

-처리 샘플들을 생성하도록 상기 입력 샘플들로부터 정형된(shaped) 노이즈 신호를 감산하는 단계와,

-상기 특성에 관련된 비트 레벨 아래의 처리 샘플 비트들을, 디더(dither) 신호(v)를 감산하고 이어서 상기 비트 레벨 아래의 가변수의 b 비트들에 의해 양자화(56)하는 것을 통해, 동적으로 무시하지만, 적어도 상기 비트 레벨 위의 모든 처리 샘플 비트들을 유지하는 단계와,

-상기 처리 샘플 당 조절가능한 수의 b 비트들을 특징으로 하는 숨겨진(buried) 채널 비트들(24)로서 상기 디더 신호로 이러한 무시된 처리 샘플 비트들을 대체하는 단계(26)와,

-무시되지 않은 처리 샘플 비트들 및 숨겨진 채널 비트들(24)을 포함하는 업그레이드된 샘플들(y)을 출력하는 단계를 포함하고,

-상기 업그레이드된 샘플들과 상기 처리 샘플들 간의 디더 결정 차이에서 노이즈 정형 필터(64)에 의한 정형 필터링을 통해 상기 노이즈 신호를 생성하는 동안, 상기 정형 필터링은 수신된 차이 신호(e)를 상기 순간 문턱값 대 주파수 특성으로 보정하는 것을 특징으로 하는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 노이즈 정형 필터(64)는 백색 노이즈형(white-noise-like) 특성에 근접하는 차이 신호(e)를 수신하는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 3.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

상기 노이즈 신호 생성은 가변 특성을 갖는 노이즈 정형 필터(64)에 의해 행해지는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 4.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

특정 시간 간격에서 음악적 과도현상(musical transient)을 검출하는 단계를 특징으로 하며, 상기와 같은 검출 시에, 상기 간격에서의 b의 값을, 상기 음악적 과도 현상을 갖지 않는 인접 시간 간격으로부터 적어도 공동 결정된 값으로 설정하는 단계를 더 포함하는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 5.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

버퍼에서의 상기 대체 단계 이전에 숨겨진 채널 데이타로서 사용될 데이타의 임시 버퍼링(50)을 특징으로 하고, 시간 변화율 제어를 통해 상기 버퍼의 충전도(filling degree)를 시간적으로 균일화하는 단계를 더 포함하는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 6.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

상기 숨겨진 채널 데이타는 MPEG 오디오 채널로서 수신되는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 7.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

상기 정형 필터링(64)은, 전체 스펙트럼의 국소 전력 스펙트럼 밀도에 근접하는 폭 $\triangle_k$을 갖고 각각의 특유의 그리드 주파수 Θ_k^c에 각각 위치한 일련의 기본적 필터 곡선들로부터 합성된 전체 필터 곡선을 갖는 필터로 행해지는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 8.

제 7 항에 있어서,

상기 그리드 주파수들은 비균일 간격을 갖는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 9.

제 1 항 또는 제 2 항에 있어서,

상기 음향 표현의 주파수 스펙트럼에 공존하는 각각의 주파수 부대역(subband)들에 개별적으로 적용되는, 음향 표현 엔코딩 방법.

청구항 10.

제 1 항 또는 제 2 항에서 청구된 엔코딩 방법의 단계들을 실행하도록 만들어진 엔코딩 장치에 있어서,

-상기 입력 샘플들의 유한 길이 시퀀스를 구성하고, 상기 시퀀스에서 순간 비균일 가청 문턱값 대 주파수 특성을 결정하는 수단(22)과,

-처리 샘플들을 생성하도록 상기 입력 샘플들로부터 정형된 노이즈 신호를 감산하는 수단과,

-상기 특성에 관련된 비트 레벨 아래의 처리 샘플 비트들을, 디더 신호(v)를 감산하고 이어서 상기 비트 레벨 아래의 가변 수의 b 비트들에 의해 양자화하는 것을 통해, 동적으로 무시하지만, 적어도 상기 비트 레벨 위의 모든 처리 샘플 비트들을 유지하는 수단(56)과,

-상기 처리 샘플 당 조절가능한 수의 b 비트들을 특징으로 하는 숨겨진 채널 비트들(24)로서 상기 디더 신호로 이러한 무시된 처리 샘플 비트들을 대체하는 수단(26)과,

-무시되지 않은 처리 샘플 비트들 및 숨겨진 채널 비트들(24)을 포함하는 업그레이드된 샘플들(y)을 출력하는 수단을 포함하고,

상기 노이즈 신호는 상기 업그레이드된 샘플들과 상기 처리 샘플들 간의 디더 결정차이에서 노이즈 정형 필터(64)에 의한 정형 필터링을 통해 생성되고, 상기 정형 필터링은 수신된 차이 신호(e)를 상기 순간 문턱값 대 주파수 특성으로 보정하는, 엔코딩 장치.

청구항 11.

무시되지 않은 처리 샘플 비트들을 나타내는 주 채널 비트들, 및 보조 데이터를 나타내는 숨겨진 채널 비트들(24)을 포함하고, 샘플 당 숨겨진 채널 비트들의 수는 상기 주 채널 비트들의 가청 문턱값 대 주파수 특성에 의존하는 업그레이드된 샘플들(y)의 신호를 디코딩하는 디코딩 장치에 있어서,

업그레이드된 샘플들(y)의 신호를 수신하는 수단(30)을 포함하고,

상기 업그레이드된 샘플들(y)을 가청 문턱값 대 주파수 특성에 의존하여 무시되지 않은 처리 샘플 비트들 및 숨겨진 채널 비트들(24)로 분리하는 수단(30)을 더 포함하며,

상기 업그레이드된 샘플들(y)의 신호를 디코딩하는 수단(32)을 더 포함하는, 디코딩

청구항 12.

제 11 항에 있어서,

표시들의 검출에 의존하여, 상기 업그레이드된 샘플들(y)을 상기 무시되지 않은 처리 샘플 비트들 및 상기 숨겨진 채널 비트들(24)로 분리하는 수단(30)을 더 포함하는, 디코딩 장치.

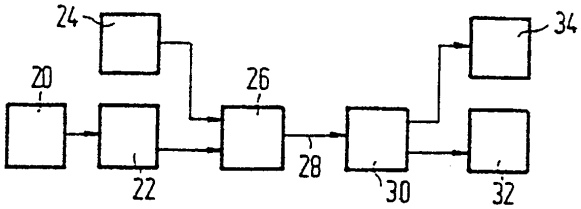
청구항 13.

제 11 항 또는 제 12 항에 있어서,

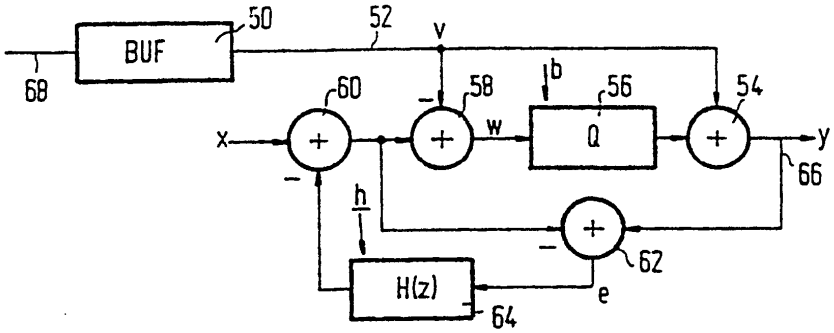
상기 숨겨진 채널 비트들(24)을 처리하는 보조 디코더(34)를 더 포함하는, 디코딩 장치.

도면

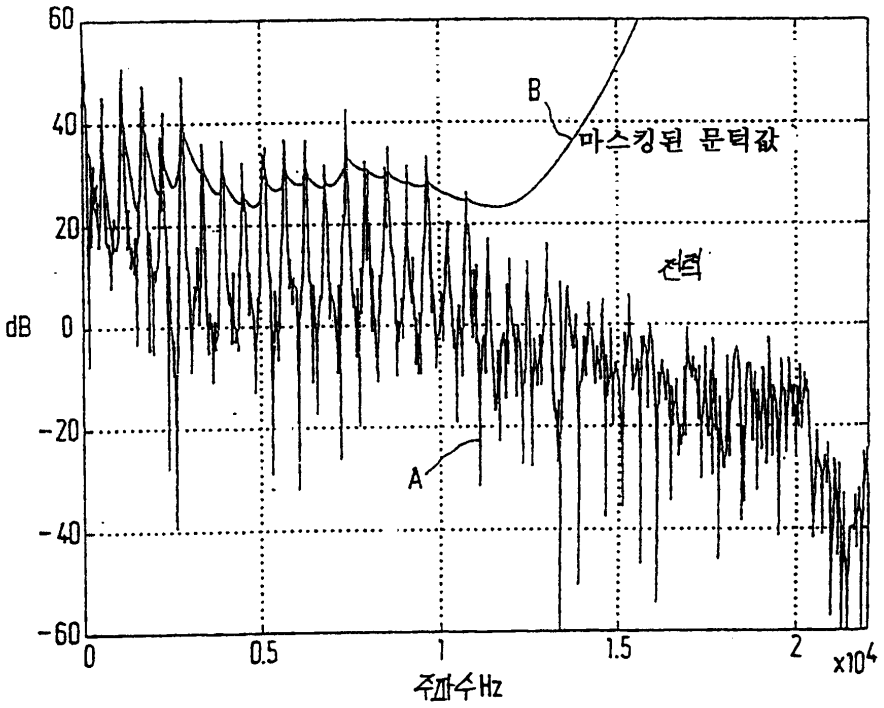
도면1



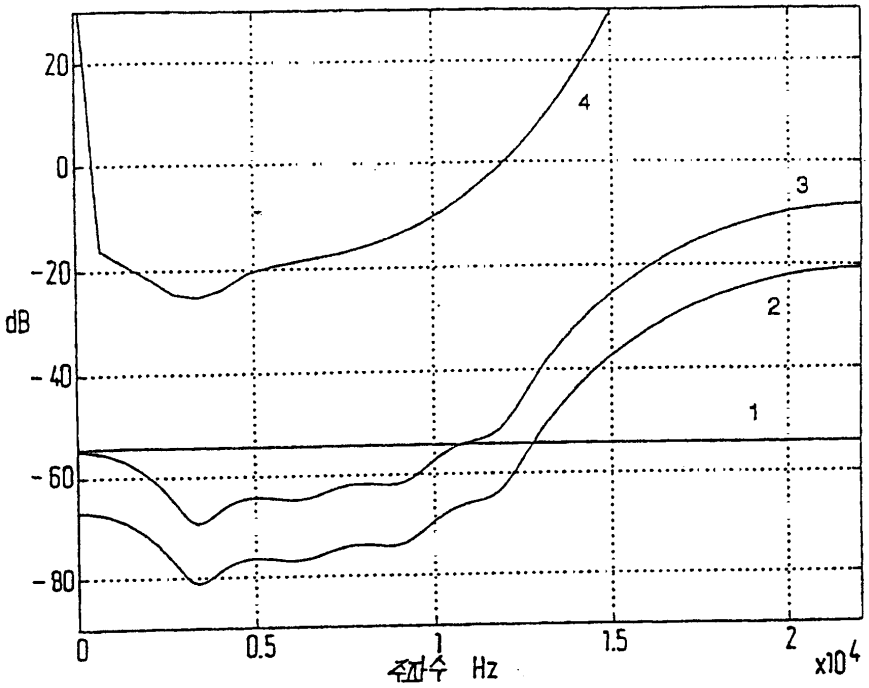
도면2



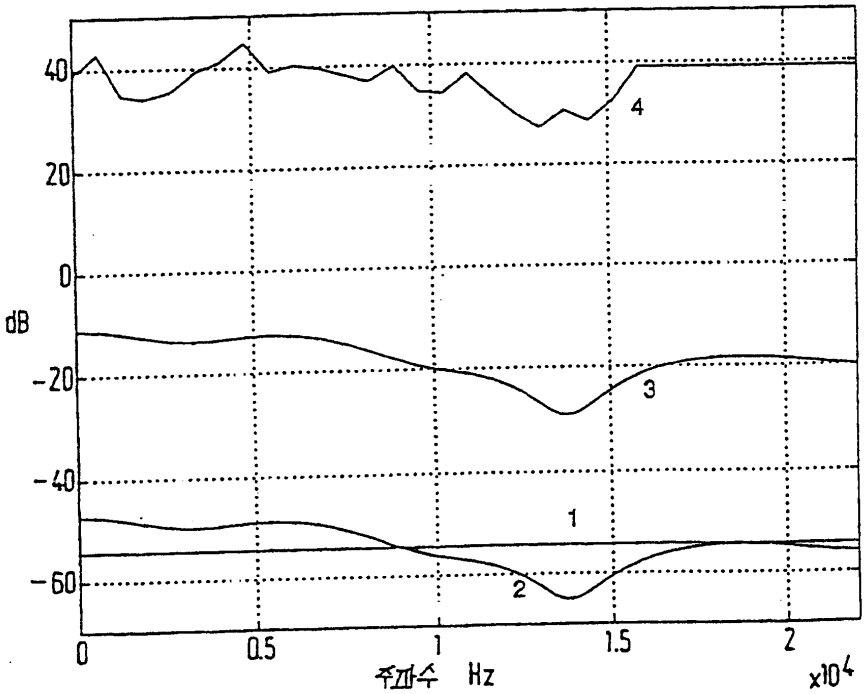
도면3


60
40
20
0
-20
-40
-60
dB
B
마스킹된 문턱값
전력
A
0
0.5
1
1.5
2
x10⁴
주파수Hz

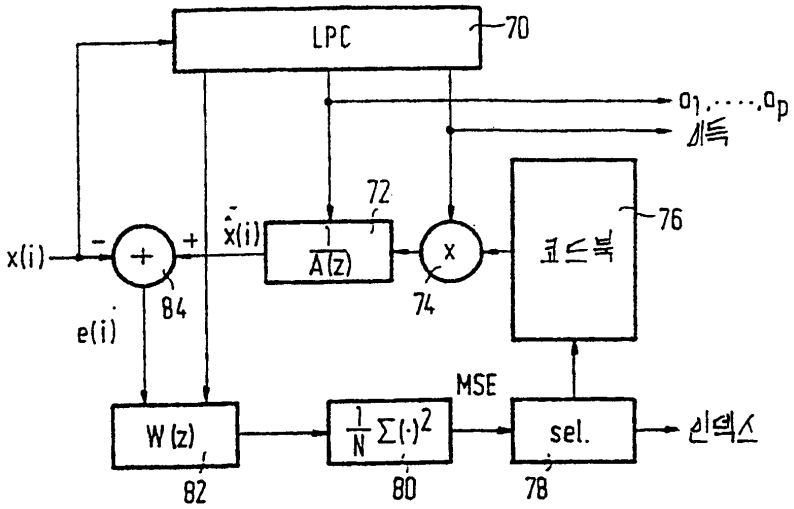
도면4


20
0
-20
-40
-60
-80
dB
4
3
2
1
0
0.5
1
1.5
2
x10⁴
주파수 Hz

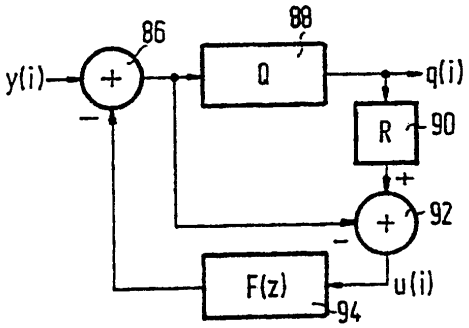
도면5


40
20
0
dB
-20
-40
-60
4
3
1
2
0
0.5
1
1.5
2
주파수 Hz
x10^4

도면6


LPC
70
$a_1, \ldots, a_p$
이득
72
$\hat{x}(i)$
x(i)
1/A(z)
x
74
코드북
76
84
e(i)
MSE
W(z)
82
$\frac{1}{N}\Sigma(\cdot)^2$
80
sel.
78
인덱스

도면7


y(i)
86
88
Q
q(i)
R
90
92
F(z)
94
u(i)

도면8

