



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0097796
(43) 공개일자 2017년08월28일

- | | |
|--|--|
| <p>(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H03H 17/02 (2006.01)</p> <p>(52) CPC특허분류
H03H 17/0266 (2013.01)
H03H 17/0248 (2013.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2017-7023042(분할)</p> <p>(22) 출원일자(국제) 2010년02월17일
심사청구일자 2017년08월18일</p> <p>(62) 원출원 특허 10-2017-7006860
원출원일자(국제) 2010년02월17일
심사청구일자 2017년03월13일</p> <p>(85) 번역문제출일자 2017년08월18일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/EP2010/051993</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2010/094710
국제공개일자 2010년08월26일</p> <p>(30) 우선권주장
0900217-1 2009년02월18일 스웨덴(SE)
61/257,105 2009년11월02일 미국(US)</p> | <p>(71) 출원인
돌비 인터네셔널 에이비
네덜란드 1101 씨엔 암스트레담 주이두스트 헤리
커베르그백 1-35 3이 아폴로 빌딩</p> <p>(72) 발명자
에크스트란드 피
스웨덴 에스-113 30 스톡홀름 가우블레가탄 12 에
이</p> <p>(74) 대리인
장훈</p> |
|--|--|

전체 청구항 수 : 총 11 항

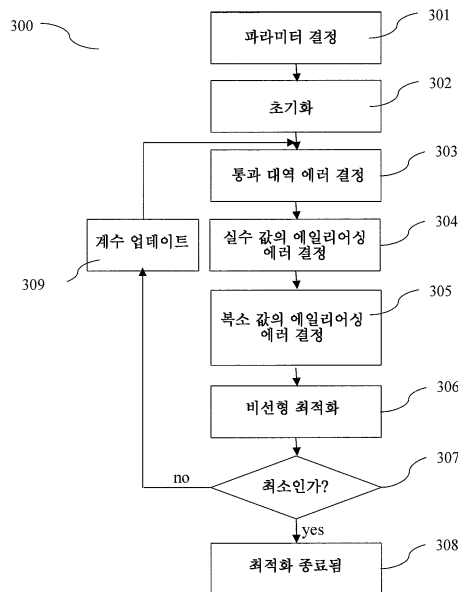
(54) 발명의 명칭 고 주파수 재구성 또는 파라메트릭 스테레오를 위한 복소 지수 변조 필터 뱅크

(57) 요약

본 문서는 변조되고 서브-샘플링된 디지털 필터 뱅크들뿐만 아니라, 그와 같은 필터 뱅크들의 설계를 위한 방법들 및 시스템들에 관한 것이다. 특히, 본 문서는 저 지연 변조 디지털 필터 뱅크들의 개선을 위한 방법 및 장치를 제안한다. 상기 방법은 비대칭 저역 통과 프로토타입 필터의 변조 및 이 필터의 계수들을 최적화하기 위한 새

(뒷면에 계속)

대표도 - 도3



로운 방법을 이용한다. 더욱이, 계수들(640)의 프로토타입 필터 길이 및 샘플들(319)의 시스템 지연을 이용하는 채널 필터 뱅크(64)에 대한 특정 설계가 제공된다. 상기 방법은 예를 들어 필터 뱅크를 스펙트럼 이퀄라이저로 이용할 때, 서브대역 신호들의 독자적인 변경들로부터 발생하는 에일리어싱으로 인한 아티팩트들을 실질적으로 감소시킨다. 상기 방법은 바람직하게도 표준 PC 또는 디지털 신호 프로세서(DSP)에서 운영되는 소프트웨어에서 구현되지만, 또한 주문형 칩에서 하드코딩될 수 있다. 상기 방법은 다양한 유형들의 디지털 이퀄라이저들, 적응형 필터들, 다중대역 압신기들 및 고주파 복원(HFR) 또는 파라메트릭 스테레오 시스템들에서 이용되는 필터 뱅크들을 조정하는 스펙트럼 포락선에 대한 개선들을 제공한다.

(52) CPC특허분류

H03H 17/0272 (2013.01)

H03H 2240/00 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

오디오 신호를 필터링하기 위한 신호 처리 장치에 있어서,

실제 값의 시간 도메인 입력 오디오 샘플들을 수신하고 복소 값의 서브밴드 샘플들을 생성하는 분석 필터 뱅크;

상기 복소 값의 서브밴드 샘플들의 위상을 임의의 양만큼 이동시키는 위상 시프터;

변조된 복소 값의 서브밴드 샘플들을 생성하는 고 주파수 재구성기 또는 파라메트릭 스테레오 프로세서;

상기 변조된 복소 값의 서브밴드 샘플들의 위상을 상기 임의의 양만큼 되돌리는 위상 시프터; 및

상기 변조된 복소 값의 서브밴드 샘플들을 수신하고 시간 도메인 출력 오디오 샘플들을 생성하는 합성 필터 뱅크를 포함하고,

상기 분석 필터 뱅크는 분석 필터들($h_k(n)$)을 포함하고 상기 합성 필터 뱅크는 합성 필터들($f_k(n)$)을 포함하며,

이들은

$$h_k(n) = f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \right) \right\} \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M$$

에 따라 프로토타입 필터($p_0(n)$)의 복소 지수 변조 버전이고,

여기서 M은 채널들의 수이고, 상기 프로토타입 필터($p_0(n)$)는 길이 N을 갖고, 상기 분석 필터 뱅크 및 합성 필터 뱅크는 샘플들의 시스템 지연 D를 갖고,

하나 이상의 분석 필터 뱅크, 상기 고 주파수 재구성기, 및 상기 합성 필터 뱅크는, 적어도 부분적으로, 상기 신호 처리 장치의 하나 이상의 하드웨어 소자들에 의해 구현되고,

상기 고 주파수 재구성기는 상기 복소 값의 서브밴드 샘플들의 적어도 일부 스펙트럼 포락선을 조정하는 스펙트럼 포락선 조정기를 포함하는, 신호 처리 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 프로토타입 필터($p_0(n)$)는 대칭 저역 통과 프로토타입 필터 또는 비대칭 저역 통과 프로토타입 필터인, 신호 처리 장치.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 분석 필터 뱅크는 의사 QMF 뱅크인, 신호 처리 장치.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 프로토타입 필터($p_0(n)$)의 차수는 상기 시스템 지연 D와 같은, 신호 처리 장치.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 고 주파수 재구성기는 SBR(Spectral Band Replication)을 수행하는, 신호 처리 장치.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 임의의 양의 값은 상기 장치의 구현의 복잡성을 감소시키도록 선택되는, 신호 처리 장치.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 하나 이상의 하드웨어 소자들은 디지털 신호 프로세서, 마이크로프로세서, 또는 메모리를 포함하는, 신호 처리 장치.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 분석 필터 뱅크의 채널들의 수는 상기 합성 필터 뱅크의 채널들의 수와 다른, 신호 처리 장치.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 분석 필터 뱅크의 채널들의 수는 32이고 상기 합성 필터 뱅크의 채널들의 수는 64인, 신호 처리 장치.

청구항 10

오디오 신호를 필터링하기 위한 신호 처리 장치에 의해 실행되는 방법에 있어서,

실제 값의 시간 도메인 입력 오디오 샘플들을 수신하는 단계;

복소 값의 서브밴드 샘플들을 생성하기 위해 분석 필터 뱅크로 상기 실제 값의 시간 도메인 입력 오디오 샘플들을 필터링하는 단계;

상기 복소 값의 서브밴드 샘플들의 위상을 임의의 양만큼 이동시키는 단계;

고 주파수 재구성 프로세스 또는 파라메트릭 스테레오 프로세스를 통해 변조된 복소 값의 서브밴드 샘플들을 생성하는 단계;

상기 변조된 복소 값의 서브밴드 샘플들의 위상을 상기 임의의 양만큼 되돌리는 단계;

상기 변조된 복소 값의 서브밴드 샘플들을 수신하는 단계; 및

시간 도메인 출력 오디오 샘플들을 생성하기 위해 합성 필터 뱅크로 상기 변조된 복소 값의 서브밴드 샘플들을 필터링하는 단계를 포함하고,

상기 분석 필터 뱅크는 분석 필터들($h_k(n)$)을 포함하고 상기 합성 필터 뱅크는 합성 필터들($f_k(n)$)을 포함하며,

$$h_k(n) = f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \right) \right\} \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M$$

이들은

에 따라 프로토타입 필터($p_0(n)$)의 복소 지수 변조 버전이고,

여기서 M은 채널들의 수이고, 상기 프로토타입 필터($p_0(n)$)는 길이 N을 갖고, 상기 분석 필터 뱅크 및 합성 필터 뱅크는 샘플들의 시스템 지연 D를 갖고,

상기 신호 처리 장치는 하나 이상의 하드웨어 소자들을 포함하고,

상기 변조된 복소 값의 서브밴드 샘플들을 생성하는 단계는 상기 복소 값의 서브밴드 샘플들의 적어도 일부 스펙트럼 포락선을 조정하는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 11

비일시적(non-transitory) 컴퓨터 판독가능 매체에 있어서,

프로세서에 의해 실행될 때, 제 10 항의 방법을 수행하는 명령들을 포함하는, 비일시적 컴퓨터 판독가능 매체.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 변조되고 서브-샘플링(sub-sampling)되는 디지털 필터 बैं크(filter bank)들뿐만 아니라 그와 같은 필터 बैं크들의 설계를 위한 방법들 및 시스템들에 관한 것이다. 특히, 본 발명은 서브대역 신호들 또는 공간 계수들의 변경들로부터 발생하는 에일리어스(aliasing)의 역제를 위해 최적화되는, 거의 완전한 복구 저 지연 코사인 또는 복소 지수 변조 필터 बैं크에 대한 새로운 설계 방법 및 장치를 제공한다. 더욱이, 640 계수들의 프로토타입 필터(prototype filter) 길이 및 319 샘플들의 시스템 지연을 이용하여 64 채널 필터 बैं크에 대한 특정한 설계가 제공된다.

배경 기술

[0002] 본 문서의 내용들은 예를 들어 미국 N.Y. Paris에서 1995년 2월 25일 ~ 28일의 AES preprint 98차 컨벤션에서 A.J.S.Ferreira, J.M.N.Viera의 "An Efficient 20 Band Digital Audio Equalizer"에 개시된 바와 같은 디지털 이퀄라이저(digital equalizer)들; 예를 들어 1992년 8월, IEEE Transactions on Signal Processing, vol.40, no.8에서 A.Gilloire, M. Vetterli의 Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experiments, and Application to Acoustic Echo Cancellation"에 개시된 바와 같은 적응형 필터들; 다중대역 압신기들; 및 고주파 복원(high frequency reconstruction: HFR) 방법들을 이용하는 오디오 코딩 시스템들; 또는 소위 파라메트릭 스테레오 기술(parametric stereo technique)들을 이용하는 오디오 코딩 시스템들에 적용 가능하다. 두 개의 후자의 예들에서, 디지털 필터 बैं크는 오디오 신호의 스펙트럼 포락선의 적응형 조정에 이용된다. 예시적인 HFR 시스템은 예를 들어 WO98/57436에 개시되는 SBR(Spectral Band Replication) 시스템이고, 파라메트릭 스테레오 시스템은 예를 들어 EP1410687에 기술된다.

[0003] 청구항들을 포함하는 본 명세서 내에서, 표현들 "서브대역 신호들" 또는 "서브대역 샘플들"은 출력 신호 또는 출력 신호들, 또는 디지털 필터 बैं크의 분석부로부터의 출력 샘플 또는 출력 샘플들 또는 변환 기반 시스템의 전방 변환(forward transform), 즉 시간 도메인 데이터에서 연산되는 변환으로부터의 출력을 나타낸다. 그와 같은 전방 변환들의 출력에 대한 예들은 윈도우잉(windowing)된 디지털 푸리에 변환(digital Fourier transform: DFT)으로부터의 주파수 도메인 계수들 또는 수정된 이산 코사인 변환(modified discrete cosine transform: MDCT)의 분석 단계로부터의 출력 샘플들이다.

[0004] 청구항들을 포함하는 본 명세서 내에서, 표현들 "에일리어싱(aliasing)"은, 가능하게도 서브-샘플링된 디지털 필터 बैं크에서의 서브 대역 샘플들의 변경(예를 들어 감쇠 또는 양자화)과 결합되는 축약(decimation) 및 보간(interpolation)으로부터 발생하는 비선형 왜곡을 나타낸다.

[0005] 디지털 필터 बैं크는 둘 이상의 병렬 디지털 필터들의 집합체이다. 분석 필터 बैं크는 인입하는 신호를 서브대역 신호들로 칭해지는 다수의 별개의 신호들 또는 스펙트럼 계수들로 분리한다. 필터 बैं크는 단위 시간 당 서브대역 샘플들의 총 수가 입력 신호에 대한 총수와 동일할 때 임계적으로 샘플링되거나 최대로 축약된다. 소위 합성 필터 बैं크는 서브대역 신호들을 출력 신호 내로 결합한다. 대중적인 유형의 임계적으로 샘플링된 필터 बैं크들은 코사인 변조 필터 बैं크이고, 여기서 필터들은 저역 통과 필터, 소위 프로토타입 필터의 코사인 변조에 의해 획득된다. 코사인 변조 필터 बैं크는 효율적인 구현예들을 제공하고 자연스런 오디오 코딩 시스템들에서 흔히 이용된다. 더욱 자세한 세부사항들을 위해, 1996년 AES, Collected Papers on Digital Audio Bitrate Reduction에서의 K. Brandenburg에 의한 "Introduction to Perceptual Coding"이 참조된다.

[0006] 필터 बैं크 설계에서의 공통적인 문제는 예를 들어, 이퀄라이징 이득 곡선을 적용함으로써 또는 서브대역 샘플들을 양자화함으로써 서브대역 샘플들 또는 스펙트럼 계수들을 변경하려는 어떠한 시도도 전형적으로 출력 신호들에 에일리어싱 아티팩트(artifact)들을 렌더링한다는 것이다. 그러므로, 심지어 서브대역 샘플들이 심한 변경을 겪을 때조차도 그와 같은 아티팩트들을 감소시키는 필터 बैं크 설계들이 바람직하다.

[0007] 가능한 방법은 오버샘플링(oversampling)된, 즉 임계적으로 샘플링되지 않은 필터 बैं크들을 이용하는 것이다. 오버샘플링된 필터 बैं크의 예는 복소 지수로 변조되는 필터 बैं크들의 클래스이고, 여기서 허수의 사인 변조 부분은 코사인 변조 필터 बैं크의 실수부에 추가된다. 그와 같은 복소 지수 변조 필터 बैं크는 본원에 참조로서 통합되어 있는 EP1374399에 기술된다.

[0008] 복소 지수 변조 필터 बैं크들의 속성들 중 하나는 이들이 코사인 변조 필터 बैं크들에 존재하는 주 에일리어싱 항

들로부터 자유롭다는 것이다. 결과적으로, 그와 같은 필터 뱅크들은 전형적으로 서브대역 샘플들에 대한 변경들에 의해 아티팩트들이 유도되는 경향이 더 적다. 그럼에도 불구하고, 다른 에일리어싱 항들이 남아 있고 서브대역 신호들의 변경들로부터 발생하는 에일리어싱과 같은 장애들을 최소화하기 위해 그와 같은 복소 지수 변조 필터 뱅크의 프로토타입 필터에 대해 복잡한 설계 기술들이 적용되어야만 한다.

[0009] 필터 뱅크들의 추가 속성은 신호가 그와 같은 필터 뱅크들을 통과할 때 발생하는 지연의 양이다. 특히 오디오 및 비디오 스트림들과 같은, 실시간 애플리케이션들의 경우, 필터 또는 시스템 지연은 낮아야만 한다. 낮은 총 시스템 지연, 즉, 합성 필터 뱅크 이전의 분석 필터 뱅크를 통과하는 신호들의 낮은 지연 또는 레이턴시(latency)를 갖는 필터 뱅크를 획득하기 위한 가능한 방법은 짧은 대칭 프로토타입 필터들을 이용하는 것이다. 전형적으로 짧은 프로토타입 필터들을 이용하면 상대적으로 불량한 주파수 대역 분리 특성을 야기하여 인접한 서브대역들 사이에 넓은 주파수 중첩 영역들이 발생한다. 결과적으로, 짧은 프로토타입 필터들은 통상적으로, 서브대역 샘플들을 수정할 때 에일리어싱을 적절하게 억제하는 필터 뱅크 설계가 가능하지 않고 저 지연 필터 뱅크들의 설계에 대한 다른 방법들이 요구된다.

[0010] 그러므로 특정한 수의 바람직한 속성들을 결합하는 필터 뱅크들에 대한 설계 방법을 제공하는 것이 바람직하다. 그와 같은 속성들은 서브대역 신호들의 변경들을 겪은 에일리어싱과 같은 신호 손상들에 대한 고 레벨의 무민감도(insusceptibility); 분석 및 합성 필터 뱅크들을 통과하는 신호들의 낮은 지연 또는 레이턴시; 및 완전한 복구 속성에 대한 양호한 근사화이다. 즉, 낮은 레벨의 에러들을 발생시키는 필터 뱅크들에 대한 설계 방법을 제공하는 것이 바람직하다. 서브 샘플링된 필터 뱅크들은 전형적으로 두 유형들의 에러들, 진폭 및 위상 에러들로 추가로 분할될 수 있는 통과 대역 항으로부터의 선형 왜곡, 및 에일리어싱 항들로부터 발생하는 비-선형 왜곡을 발생시킨다. PR(perfect reconstruction: 완전한 복구) 속성의 "양호한 근사화"가 이 에러들 모두를 낮은 레벨로 유지할지라도, 인식의 관점에서 에일리어싱에 의해 발생하는 왜곡들의 감소를 더욱 많이 강조하는 것이 유리할 수 있다.

[0011] 더욱이, 그와 같은 속성들을 나타내는 분석 및/또는 합성 필터 뱅크를 설계하는데 이용될 수 있는 프로토타입 필터를 제공하는 것이 바람직하다. 출력 신호의 위상 분산으로 인한 아티팩트들을 최소화하기 위해 거의 일정한 그룹 지연을 나타내는 것이 필터 뱅크의 속성이 또한 바람직하다.

[0012] 본 문서는 서브대역 신호들의 변경들로부터 발생하는 손상들이 대칭 또는 비대칭 프로토타입 필터들의 최적화를 위해 개선된 에일리어싱 항 최소화(improved alias term minimization: IATM) 방법으로 칭해지는 필터 뱅크 설계 방법을 이용함으로써 현저하게 감소될 수 있음을 제시한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0013] 본 발명은 의사 QMF(Quadrature Mirror Filter) 설계들, 즉 거의 완전한 복구 필터 뱅크 설계들의 개념들이 비대칭 프로토타입 필터들을 이용하는 저 지연 필터 뱅크 시스템을 커버하는데 확장될 수 있음을 교시한다. 결과적으로 낮은 시스템 지연, 에일리어싱에 대한 낮은 민감도, 및/또는 위상 분산을 포함하는 낮은 레벨의 통과 대역 에러들을 갖는 거의 완전한 복구 필터 뱅크들이 설계될 수 있다. 특정한 요구들에 따라, 필터 뱅크 속성들 중 어느 하나에 대해 가해지는 강조점이 변경될 수 있다. 그러므로, 본 발명에 따른 필터 뱅크 설계 방법은 이퀄라이제이션 시스템 또는 스펙트럼 계수들을 변경하는 다른 시스템에서 이용되는 PR 필터 뱅크들의 현재의 한계들을 경감시킨다.

과제의 해결 수단

- [0014] 본 문서에 따른 저 지연 복소 지수 변조 필터 뱅크의 설계는 단계들:
- [0015] · 원하는 에일리어싱 및 통과 대역 에러 거절들에 대해 최적화되고, 시스템 지연 D에 대해 추가로 최적화되는, $\pi/2M$ 의 컷오프(cutoff) 주파수를 갖는 비대칭 저역 통과 프로토타입 필터의 설계; M은 필터 뱅크의 채널들의 수이다; 및
- [0016] · 최적화된 프로토타입 필터의 복소 지수 변조에 의한 M-채널 필터 뱅크의 구성을 포함할 수 있다.
- [0017] 더욱이, 본 문서에 따른 그와 같은 저 지연 복소 지수 변조 필터 뱅크의 동작은 단계들:
- [0018] · 필터 뱅크의 분석부를 통한 실수 값의 시간 도메인 신호의 필터링;

- [0019] · 예를 들어, 원하는, 가능하게도 시변, 이퀄라이저 세팅(setting)에 따른 복소 값의 서브대역 신호들의 변경;
- [0020] · 필터 뱅크의 합성부를 통해 변경된 복소 값의 서브대역 샘플들의 필터링; 및
- [0021] · 필터 뱅크의 합성부로부터 획득되는 복소 값의 시간 도메인 출력 신호의 실수부의 계산을 포함할 수 있다.

[0022] 새로운 필터 설계 방법을 제공하는 것 외에, 본 문서는 640 계수들의 프로토타입 필터 길이 및 319 샘플들의 시스템 지연을 갖는 64 채널 필터 뱅크의 특정한 설계를 기술한다.

[0023] 본 발명의 내용들, 특히 제안되는 필터 뱅크 및 제안된 설계 방법에 따라 설계되는 필터 뱅크들은 다양한 애플리케이션들에서 이용될 수 있다. 그와 같은 애플리케이션들은 다양한 유형들의 디지털 이퀄라이저들, 적응형 필터들, 다중대역 압신기들 및 HFR 또는 파라메트릭 스테레오 시스템들에서 이용되는 필터 뱅크들을 조정하는 적응형 포락선을 개선한 것이다.

[0024] 제 1 양태에 따르면, M-채널, 저 지연, 서브샘플링된 분석/합성 필터 뱅크를 구성하는데 이용되는 비대칭 프로토타입 필터(p_0)의 N개의 계수들을 결정하기 위한 방법이 기술된다. 분석/합성 필터 뱅크는 M개의 분석 필터들(h_k) 및 M개의 합성 필터들(f_k)을 포함할 수 있고, k는 0부터 M-1의 값들을 취하고 전형적으로 M은 1보다 크다. 분석/합성 필터 뱅크는 전형적으로 분석 및 합성 필터들의 계수들뿐만 아니라 축약 및 보간 연산들과 연관되는 전체 전달 함수를 갖는다.

[0025] 상기 방법은 타겟(target) 지연(D)을 포함하는 필터 뱅크의 타겟 전달 함수를 선택하는 단계를 포함한다. 전형적으로 N보다 작거나 같은 타겟 지연(D)이 선택된다. 상기 방법은 통과 대역 에러 항(e_t) 및 에일리어싱 에러 항(e_a)을 포함하는 합성 목적 함수(composite objective function)(e_{tot})를 결정하는 단계를 추가로 포함한다. 통과 대역 에러 항은 필터 뱅크의 전달 함수와 타겟 전달 함수 사이의 편차와 연관되고 에일리어싱 에러 항(e_a)은 서브샘플링에 의해 초래되는 에러들, 즉 필터 뱅크의 축약 및/또는 보간과 연관된다. 추가적인 방법 단계에서, 합성 목적 함수(e_{tot})를 감소시키는 비대칭 프로토타입 필터(p_0)의 N개의 계수들이 결정된다.

[0026] 전형적으로, 목적 에러 함수(e_{tot})를 결정하는 단계 및 비대칭 프로토타입 필터(p_0)의 N개의 계수들을 결정하는 단계는 목적 에러 함수(e_{tot})의 최소값에 도달할 때까지, 반복해서 되풀이된다. 즉, 목적 함수(e_{tot})는 프로토타입 필터의 주어진 계수들의 세트에 기초하여 결정되고, 프로토타입 필터의 업데이트된 계수들의 세트는 목적 에러 함수를 감소시킴으로써 생성된다. 이 프로세스는 프로토타입 필터 계수들의 변경을 통해 목적 함수의 추가 감소가 달성될 수 없을 때까지 반복된다. 이는 목적 에러 함수(e_{tot})를 결정하는 단계가 프로토타입 필터(p_0)의 주어진 계수들에 대한 합성 목적 함수(e_{tot})에 대한 값을 결정하는 단계를 포함할 수 있고 비대칭 프로토타입 필터(p_0)의 N개의 계수들을 결정하는 단계가 프로토타입 필터(p_0)의 계수들과 연관되는 합성 목적 함수(e_{tot})의 기울기에 기초하여 프로토타입 필터(p_0)의 업데이트된 계수들을 결정하는 단계를 포함할 수 있다.

[0027] 추가적인 양태에 따르면, 합성 목적 에러 함수(e_{tot})는:

[0028]
$$e_{tot}(a) = a e_t + (1 - a) e_a$$

[0029] 에 의해 제공되고,

[0030] 여기서 e_t 는 통과 대역 에러 항이고, e_a 는 에일리어싱 에러 항이며 a 는 0과 1 사이의 값들을 취하는 가중 상수이다. 통과 대역 에러 항(e_t)은 복수의 주파수들에 대한 타겟 전달 함수와 필터 뱅크의 전달 함수 사이의 제곱 편차를 축적함으로써 결정될 수 있다. 특히, 통과 대역 에러 항(e_t)은

[0031]
$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{1}{2} (A_0(e^{j\omega}) + A_0^*(e^{-j\omega})) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega$$

[0032] 으로 계산될 수 있고,

[0033] 여기서 $P(\omega)e^{-j\omega D}$ 는 타깃 전달 함수이고,

$$A_0(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z)$$

[0034] 이고, 여기서 $H_k(z)$ 및 $F_k(z)$ 는 분석 및 합성 필터들($h_k(n)$ 및 $f_k(n)$) 각각의 z -변환들이다.

[0036] 에일리어싱 에러 항(e_a)은 복수의 주파수들에 대한 에일리어스 이득 항들의 제곱 크기(squared magnitude)를 축적함으로써 결정된다. 특히, 에일리어싱 에러 항(e_a)은

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} |\tilde{A}_l(e^{j\omega})|^2 d\omega$$

[0037] 으로 계산되고,

[0039] 여기서 $z = e^{j\omega}$ 에 대해, $\tilde{A}_l(z) = \frac{1}{2}(A_l(z) + A_{M-l}^*(z))$, $l = 1 \dots M-1$ 이고,

$$A_l(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z)$$

[0041] 은 $W = e^{-j2\pi/M}$ 으로의 단위 원에서 구한 1번째 에일리어스 이득 항이고, 여기서 $H_k(z)$ 및 $F_k(z)$ 는 분석 및 합성 필터들 $h_k(n)$ 및 $f_k(n)$ 각각의 z -변환들이다. 표기 $A_l^*(z)$ 는 복소 공액 시퀀스 $a_l(n)$ 의 z -변환이다.

[0042] 추가 양태에 따르면, 합성 목적 함수(e_{tot})에 대한 값을 결정하는 단계는 코사인 변조, 사인 변조 및/또는 복소 지수 변조를 이용하여 프로토타입 필터($p_0(n)$)에 기초하는 분석/합성 필터 뱅크의 분석 필터들($h_k(n)$) 및 합성 필터들($f_k(n)$)을 생성하는 단계를 포함할 수 있다. 특히, 분석 및 합성 필터들은 코사인 변조를 이용하여

$$h_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos\left\{\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2}\right)\right\}$$

[0044] 로 결정될 수 있고,

[0045] 여기서 분석 필터 뱅크의 M 개의 분석 필터들에 대해 $n = 0 \dots N-1$ 이고;

$$f_k(n) = \sqrt{2} p_0(n) \cos\left\{\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2}\right)\right\}$$

[0047] 이고 여기서 합성 필터 뱅크의 M 개의 합성 필터들에 대해, $n = 0 \dots N-1$ 이다.

[0048] 분석 및 합성 필터들은 또한 복소 지수 변조를

$$h_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{D}{2} - A\right)\right\}$$

[0050] 로서 이용하여 결정될 수 있고,

[0051] 여기서 $n = 0 \dots N-1$ 이고, A 는 분석 필터 뱅크의 M 개의 분석 필터들에 대해 임의의 상수이고;

$$f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{D}{2} + A\right)\right\}$$

[0053] 이고, 여기서 합성 필터 뱅크의 M 개의 합성 필터들에 대해 $n = 0 \dots N-1$ 이다.

[0054] 다른 양태에 따르면, 합성 목적 함수(e_{tot})에 대한 값을 결정하는 단계는 필터 뱅크 채널들 중 적어도 하나를 영(0)으로 설정하는 단계를 포함할 수 있다. 이는 적어도 하나의 분석 및/또는 합성 필터에 영 이득을 적용함으로써 달성될 수 있는, 즉, 필터 계수들(h_k 및/또는 f_k)이 적어도 하나의 채널(k)에 대해 영으로 설정될 수 있다. 예에서 미리 결정된 수의 저주파 채널들 및/또는 미리 결정된 수의 고주파 채널들은 영으로 설정될 수 있다. 즉, 저주파 필터 뱅크 채널들 $k = 0$ 에서 최대 C_{low} (여기서 C_{low} 는 영보다 더 크다)는 영으로 설정될 수 있다. 대

안으로 또는 추가적으로, 고주파 필터 बैं크 채널들 $k = C_{high}$ 에서 최대 $M-1$ (여기서 C_{high} 는 $M-1$ 보다 작다)은 영으로 설정될 수 있다.

- [0055] 그와 같은 경우에, 합성 목적 함수(e_{tot})에 대한 값을 결정하는 단계는 복소 지수 변조를 이용하여 에일리어싱 항들(C_{low} 및 $M-C_{low}$ 및/또는 C_{high} 및 $M-C_{high}$)에 대한 분석 및 합성 필터들을 생성하는 단계를 포함할 수 있다. 이는 코사인 변조를 이용하여 남아있는 에일리어싱 항들에 대한 분석 및 합성 필터들을 추가로 포함할 수 있다. 즉, 최적화 절차는 부분적으로 복소 값화된 방식으로 행해질 수 있고, 여기서 주 에일리어싱으로부터 자유로운 에일리어싱 에러 항은 실수값의 필터들, 예를 들어 코사인 변조를 이용하여 생성되는 필터들을 이용하여 계산되고, 실수 값의 시스템에서 주 에일리어싱을 지니는 에일리어싱 에러 항들은 예를 들어 복소 지수 변조 필터들을 이용하여 복소 값의 프로세싱에 대해 변경된다.
- [0056] 추가적인 양태에 따르면, 분석 필터는 M 개의 분석 필터들(h_k)을 이용하여 입력 신호로부터 M 개의 서브대역 신호들을 생성할 수 있다. 이 M 개의 서브대역 신호들은 팩터(M)에 의해 축약되어 축약된 서브대역 신호들을 산출할 수 있다. 전형적으로, 축약된 서브대역 신호들은 예를 들어 이퀄라이제이션 목적들 또는 압축 목적들을 위해 변경된다. 가능성 있는 변경 축약 서브대역 신호들은 팩터 M 에 의해 업샘플링될 수 있고 합성 필터 बैं크는 M 개의 합성 필터들(f_k)을 이용하여 업샘플링된 축약 서브대역 신호들로부터 출력 신호를 생성할 수 있다.
- [0057] 다른 양태에 따르면, 라운딩(rounding), 트런케이팅(truncating), 스케일링(scaling), 서브샘플링 또는 오버샘플링 중 어느 하나에 의해 표 1의 계수들로부터 도출 가능한 계수들을 포함하는 비대칭 프로토타입 필터($p_0(n)$)가 기술된다. 연산들 라운딩, 트런케이팅, 스케일링, 서브샘플링 또는 오버샘플링의 어떠한 결합도 가능하다.
- [0058] 필터 계수들의 라운딩 연산은 다음 중 하나를 포함할 수 있다: 20보다 많은 유효 디지트(significant digit)들; 19보다 많은 유효 디지트들; 18보다 많은 유효 디지트들; 17보다 많은 유효 디지트들; 16보다 많은 유효 디지트들; 15보다 많은 유효 디지트들; 14보다 많은 유효 디지트들; 13보다 많은 유효 디지트들; 12보다 많은 유효 디지트들; 11보다 많은 유효 디지트들; 10보다 많은 유효 디지트들; 9보다 많은 유효 디지트들; 8보다 많은 유효 디지트들; 7보다 많은 유효 디지트들; 6보다 많은 유효 디지트들; 5보다 많은 유효 디지트들; 4보다 많은 유효 디지트들; 3보다 많은 유효 디지트들; 2보다 많은 유효 디지트들; 1보다 많은 유효 디지트들; 1 유효 디지트들로의 라운딩.
- [0059] 필터 계수들의 트런케이팅 연산은 다음 중 하나를 포함할 수 있다: 20보다 많은 유효 디지트들; 19보다 많은 유효 디지트들; 18보다 많은 유효 디지트들; 17보다 많은 유효 디지트들; 16보다 많은 유효 디지트들; 15보다 많은 유효 디지트들; 14보다 많은 유효 디지트들; 13보다 많은 유효 디지트들; 12보다 많은 유효 디지트들; 11보다 많은 유효 디지트들; 10보다 많은 유효 디지트들; 9보다 많은 유효 디지트들; 8보다 많은 유효 디지트들; 7보다 많은 유효 디지트들; 6보다 많은 유효 디지트들; 5보다 많은 유효 디지트들; 4보다 많은 유효 디지트들; 3보다 많은 유효 디지트들; 2보다 많은 유효 디지트들; 1보다 많은 유효 디지트들; 1 유효 디지트들로의 트런케이팅.
- [0060] 필터 계수들의 스케일링 연산은 필터 계수들의 업-스케일링 및 다운-스케일링을 포함할 수 있다. 특히, 이는 필터 बैं크 채널들의 수 M 만큼의 업 및/또는 다운-스케일링을 포함할 수 있다. 그와 같은 업- 및/또는 다운-스케일링은 필터 बैं크의 출력에서 입력 신호의 입력 에너지를 필터 बैं크로 유지하는데 이용될 수 있다.
- [0061] 서브샘플링 연산은 2보다 작거나 같은 팩터, 3보다 작거나 같은 팩터, 4보다 작거나 같은 팩터, 8보다 작거나 같은 팩터, 16보다 작거나 같은 팩터, 32보다 작거나 같은 팩터, 64보다 작거나 같은 팩터, 128보다 작거나 같은 팩터, 256보다 작거나 같은 팩터에 의한 서브샘플링을 포함할 수 있다. 서브샘플링 연산은 서브샘플링된 필터 계수들을 인접한 필터 계수의 평균 값으로 결정하는 것을 추가로 포함할 수 있다. 특히, R 의 인접한 필터 계수들의 평균 값은 서브샘플링된 필터 계수들로 결정될 수 있고, 여기서 R 은 서브샘플링 팩터이다.
- [0062] 오버샘플링 연산은 2보다 작거나 같은 팩터, 3보다 작거나 같은 팩터, 4보다 작거나 같은 팩터, 5보다 작거나 같은 팩터, 6보다 작거나 같은 팩터, 7보다 작거나 같은 팩터, 8보다 작거나 같은 팩터, 9보다 작거나 같은 팩터, 10보다 작거나 같은 팩터에 의한 오버샘플링을 포함할 수 있다. 오버샘플링 연산은 2개의 인접한 필터 계수들 간의 보간으로 오버샘플링된 필터 계수들의 결정을 추가로 포함할 수 있다.
- [0063] 추가 양태에 따르면, M 개의 필터들을 포함하는 필터 बैं크가 기술된다. 이 필터 बैं크의 필터들은 본 문서에서 기술된 비대칭 프로토타입 필터들 및/또는 본 문서에서 개시된 방법들을 통해 결정되는 비대칭 프로토타입 필터들

에 기초한다. 특히, M개의 필터들은 프로토타입 필터의 변조된 버전일 수 있고 변조는 코사인 변조, 사인 변조, 및/또는 복소 지수 변조일 수 있다.

[0064] 다른 양태에 따르면, 서브대역 신호들의 변경들로부터 발생하는 에일리어싱에 대한 저 민감도를 갖는 축약된 서브대역 신호들을 생성하기 위한 방법이 기술된다. 상기 방법은 본 문서에서 개시되는 방법들에 따라 분석/합성 필터 뱅크의 분석 필터들을 결정하는 단계; 상기 분석 필터들을 통해 실수 값의 시간 도메인 신호를 필터링하여, 복소 값의 서브대역 신호들을 획득하는 단계; 및 상기 서브대역 신호들을 축약하는 단계를 포함한다. 더욱이, 서브대역 신호들의 변경들로부터 발생하는 에일리어싱에 대한 저 민감도를 갖는 복수의 복소 값의 서브대역 신호들로부터 실수 값의 출력 신호를 생성하기 위한 방법이 기술된다. 상기 방법은 본 문서에서 개시된 방법들에 다른 분석/합성 필터 뱅크의 합성 필터들을 결정하는 단계; 상기 복수의 복소 값의 서브대역 신호들을 보간하는 단계; 상기 합성 필터들을 통해 상기 복수의 보간된 서브대역 신호들을 필터링하는 단계; 복소 값의 시간 도메인 출력 신호를 상기 필터링하는 단계로부터 획득되는 신호들의 합으로 생성하는 단계; 및 복소 값의 시간 도메인 출력 신호의 실수부를 실수 값의 출력 신호로 취하는 단계를 포함한다.

[0065] 다른 양태에서, 시간 도메인 입력 신호로부터 서브대역 신호들을 생성하도록 동작하는 시스템이 기술되고, 여기서 상기 시스템은 본 문서에서 개시된 방법들에 따라 생성되었고/되었거나 본 문서에서 개시된 프로토타입 필터들에 기초한 분석 필터 뱅크를 포함한다.

[0066] 본 특허 출원에서 개시되는 바와 같이 자체의 바람직한 실시예들을 포함하는 방법들 및 시스템들의 양태들은 단독으로 또는 본 문서에 개시된 방법들 및 시스템들의 다른 양태들과 결합하여 이용될 수 있음이 주목되어야 한다. 더욱이, 본 특허 출원에서 개시되는 방법들 및 시스템들의 모든 양태들은 임의로 결합될 수 있다. 특히 청구항들의 특징들은 임의의 방식으로 서로 결합될 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0067] 도 1은 디지털 필터 뱅크의 분석 및 합성 섹션들을 도시한 도면.
- 도 2는 코사인 변조된, 즉 실수 값의 필터 뱅크에서 서브대역 샘플들을 변경할 때의 역효과를 도시하기 위해 필터들의 세트에 대한 정형화된 주파수 응답들을 도시한 도면.
- 도 3은 최적화 절차의 예의 흐름도를 도시한 도면.
- 도 4는 64 채널들 및 총 319 샘플들의 시스템 지연을 갖는 저 지연 변조 필터 뱅크에 대한 최적화된 프로토타입 필터의 시간 도메인 플롯 및 주파수 응답을 도시한 도면.
- 도 5는 저 지연 복소 지수 변조 필터 뱅크 시스템의 분석 및 합성부들의 예를 도시한 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0068] 본 발명은 이제 첨부 도면들을 참조하여 범위를 제한하지 않는 설명 예들에 의해 기술될 것이다.
- [0069] 본 내용들은 본 특허에서 명시적으로 언급되는 것과는 다른 디지털 뱅크들을 통합하는 구현예들의 범위에 적용 가능하다는 것이 이해되어야 한다. 특히 본 내용들은 프로토타입 필터에 기초하여 필터 뱅크를 설계하기 위한 다른 방법들에 적용 가능할 수 있다.
- [0070] 다음에, 분석/합성 필터 뱅크의 전체 전달 함수가 결정된다. 즉, 그와 같은 필터 뱅크 시스템을 통과하는 신호의 수학적 표현이 기술된다. 디지털 필터 뱅크는 M이 모여있는 것이고, M은 공통 입력 또는 공통 출력을 공유하는 둘 이상의 병렬 디지털 필터들이다. 그와 같은 필터 뱅크들에 대한 세부사항들을 위해서, 1993년 P.P. Vaidyanathan Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ에 의한 "Multirate Systems and Filter Banks"가 참조된다. 공통 입력을 공유할 때 필터 뱅크는 분석 뱅크로 불릴 수 있다. 분석 뱅크는 인입하는 신호를 서브대역 신호들로 칭해지는 M개의 개별 신호들로 분리한다. 분석 필터들은 $H_k(z)$ 로 표시되고, 여기서 $k = 0, \dots, M-1$ 이다. 필터 뱅크는 임계적으로 샘플링되거나 서브대역 신호들이 팩터(M)에 의해 축약될 때 최대로 축약된다. 그러므로, 모든 서브대역들에 걸친 시간 단위당 서브대역 샘플들의 총 수는 입력 신호에 대한 시간 단위당 샘플들의 수와 동일하다. 합성 뱅크는 이 서브대역 신호들을 공통 출력 신호들에 결합한다. 합성 필터들은 $k = 0, \dots, M-1$ 에 대해, $F_k(z)$ 로 표시된다.

[0071] M개의 채널들을 갖는 최대로 축약되는 필터 뱅크가 도 1에 도시된다. 분석부(101)는 송신되거나, 저장되거나 변

경될 신호들을 구성하는 서브대역 신호들($V_k(z)$)을 입력 신호($X(z)$)로부터 산출한다. 합성부(102)는 신호($V_k(z)$)를 출력 신호($\hat{X}(z)$)로 재합성한다.

[0072] 원래의 신호($X(z)$)의 근사치($\hat{X}(z)$)를 획득하기 위한 $V_k(z)$ 의 재합성은 여러 잠재적인 에러들을 겪는다. 에러들은 완전한 복구 속성의 근사로 인한 것일 수 있고 서브대역들의 축약 및 보간에 의해 발생할 수 있는 에일리어싱으로 인한 비-선형 손상들을 포함한다. 완전 복구 속성의 근사들로 인한 다른 에러들은 위상 및 진폭 왜곡과 같은 선형 손상들로 인한 것일 수 있다.

[0073] 도 1의 표기에 따라, 분석 필터들 $H_k(z)$ (103)의 출력은

[0074]
$$X_k(z) = H_k(z)X(z), \quad (1)$$

[0075] 이고, 여기서 $k = 0, \dots, M-1$ 이다. 또한 다운-샘플링 유닛으로 칭해지는 데시메이터(decimator)들(104)은 출력들

[0076]
$$V_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X_k(z^{1/M}W^l) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(z^{1/M}W^l)X(z^{1/M}W^l), \quad (2)$$

[0077] 을 제공하고, 여기서 $W = e^{-i2\pi/M}$ 이다. 또한 업-샘플링 유닛들로 칭해지는 보간기들(105)의 출력은

[0078]
$$U_k(z) = V_k(z^M) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(zW^l)X(zW^l), \quad (3)$$

[0079] 에 의해 제공되고,

[0080] 합성 필터들(106)로부터 획득되는 신호들의 합은

[0081]
$$\begin{aligned} \hat{X}(z) &= \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z)U_k(z) = \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z) \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(zW^l)X(zW^l) = \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(zW^l) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(zW^l)A_l(z) \end{aligned} \quad (4)$$

[0082] 로 기록될 수 있고, 여기서

[0083]
$$A_l(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z) \quad (5)$$

[0084] 는 1번째 에일리어싱 항 $X(zW^1)$ 에 대한 이득이다. 식 (4)는 $\hat{X}(z)$ 가 변조된 입력 신호($X(zW^l)$) 및 대응하는 에일리어스 이득 항($A_l(z)$)의 적(product)으로 구성되는 M개의 성분들의 합임을 나타낸다. 식 (4)는

[0085]
$$\hat{X}(z) = \frac{1}{M} \left\{ X(z)A_0(z) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l)A_l(z) \right\}. \quad (6)$$

[0086] 으로 재기록될 수 있다.

[0087] 우측부(right hand side: RHS)의 마지막의 합은 모든 원하지 않는 에일리어스 항들의 합을 구성한다. $H_k(z)$ 및 $F_k(z)$ 의 적절한 선택들을 통해 이 합을 영이 되도록 하는 모든 에일리어스의 소거는

[0088]
$$\hat{X}(z) = \frac{1}{M} X(z)A_0(z) = \frac{1}{M} X(z) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z) = X(z)T(z), \quad (7)$$

[0089] 를 제공하고

[0090] 여기서

[0091]
$$T(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z) \quad (8)$$

[0092] 은 전체 전달 함수 또는 왜곡 함수이다. 식 (8)은 $H_k(z)$ 및 $F_k(z)$ 에 따라, $T(z)$ 가 위상 왜곡 및 진폭 왜곡 이 둘 모두로부터 자유롭다는 것을 나타낸다. 전체 전달 함수는 이 경우에 단순히 일정한 스케일 팩터(c)를 갖는 D 샘플들의 지연, 즉

[0093]
$$T(z) = cz^{-D}, \tag{9}$$

[0094] 일 것이고, 이는 식 (7)로 대체되어,

[0095]
$$\hat{X}(z) = cz^{-D}X(z). \tag{10}$$

[0096] 를 제공한다.

[0097] 식 (10)을 만족하는 필터들의 유형은 완전 재복구(perfect reconstruction: PR) 속성을 갖는다고 한다. 식 (10)이 근사적으로 만족되더라도 완전하게 만족되지 않는 경우, 필터들은 근사의 완전 재구성 필터들의 클래스에 속한다.

[0098] 다음에, 프로토타입 필터로부터 분석 및 합성 필터 बैं크들을 설계하기 위한 방법이 기술된다. 그 결과에 따른 필터 बैं크들은 코사인 변조 필터 बैं크들로 칭해진다. 코사인 변조 필터 बैं크들에 대한 종래의 이론에서, 분석 필터들 $h_k(n)$ 및 합성 필터들 $f_k(n)$ 은 대칭 저역 통과 프로토타입 필터 $p_0(n)$ 의 코사인 변조 버전, 즉 각각

[0099]
$$h_k(n) = \sqrt{2}p_0(n) \cos\left\{\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{N}{2} \mp \frac{M}{2}\right)\right\}, \quad 0 \leq n \leq N, 0 \leq k < M \tag{11}$$

[0100]
$$f_k(n) = \sqrt{2}p_0(n) \cos\left\{\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{N}{2} \pm \frac{M}{2}\right)\right\}, \quad 0 \leq n \leq N, 0 \leq k < M \tag{12}$$

[0101] 이고, 여기서 M은 필터 बैं크의 채널들의 수이고 N은 프로토타입 필터 차수이다.

[0102] 상기 코사인 변조 분석 필터 बैं크는 실수 값의 입력 신호들에 대한 실수 값의 서브대역 샘플들을 생성한다. 서브대역 샘플들은 팩터(M)에 의해 다운 샘플링되어, 시스템이 임계적으로 샘플링되도록 한다. 프로토타입 필터의 선택에 따라, 필터 बैं크는 근사의 완전 재구성 시스템, 즉 예를 들어 US5436940에 기술되는 소위 의사 QMF बैं크 또는 완전 재구성(PR) 시스템을 구성한다. PR 시스템의 예는 1990년 IEEE Trans ASSP, vol.38, no.6에서의 H.S.Malvar의 "Lapped Transforms for Efficient Transform/Subband Coding"에 더욱 상세하게 기술된 변조 중복 변환(modulated lapped transform: MLT)이다. 종래의 코사인 변조 필터 बैं크에 대한 전체 지연, 또는 시스템 지연은 N이다.

[0103] 더 낮은 시스템 지연들을 갖는 필터 बैं크 시스템들을 획득하기 위해, 본 문서는 종래의 필터 बैं크들에서 이용되는 대칭 프로토타입 필터들을 비대칭 프로토타입 필터들로 대체할 것을 교시한다. 종래의 기술에서, 비대칭 프로토타입 필터들의 설계는 완전 재구성(PR) 속성을 갖는 시스템들로 제한되었다. 그와 같이 비대칭 프로토타입 필터들을 이용하는 완전 재구성 시스템은 EP0874458에 기술된다. 그러나, 완전 재구성 제한은 프로토타입 필터를 설계할 때의 제한된 자유도로 인해, 예를 들어 이퀄라이제이션 시스템에서 이용되는 필터 बैं크에 한계들을 부과한다. 대칭 프로토타입 필터들은 선형 위상을 갖는, 즉, 이들은 모든 주파수들에 걸쳐 일정한 그룹 지연을 갖는 것이 주목되어야 한다. 한편, 비대칭 필터들은 전형적으로 비선형 위상을 갖는, 즉 이들은 주파수에 따라 변할 수 있는 그룹 지연을 갖는다.

[0104] 비대칭 프로토타입 필터들을 이용하는 필터 बैं크 시스템들에서, 분석 및 합성 필터들은 각각

[0105]
$$h_k(n) = \sqrt{2}\hat{h}_0(n) \cos\left\{\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2}\right)\right\}, \quad 0 \leq n < N_b, 0 \leq k < M \tag{13}$$

[0106]
$$f_k(n) = \sqrt{2}\hat{f}_0(n) \cos\left\{\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2}\right)\right\}, \quad 0 \leq n < N_f, 0 \leq k < M \tag{14}$$

[0107] 로 기록될 수 있고, 여기서 $\hat{h}_0(n)$ 및 $\hat{f}_0(n)$ 는 각각 길이들(N_b 및 N_f)의 분석 및 합성 프로토타입 필터들이고, D는 필터 बैं크 시스템의 총 지연이다. 범위를 제한하지 않고, 다음에서 연구되는 변조 필터 बैं크들은 분석 및 합성 프로토타입들이 동일한 시스템들, 즉

[0108] $\hat{f}_0(n) = \hat{h}_0(n) = p_0(n), 0 \leq n < N_h = N_f = N$ (15)

[0109] 이고, 여기서 N은 프로토타입 필터($p_0(n)$)의 길이이다.

[0110] 그러나, 본 문서에서 개설되는 필터 설계 방식들을 이용할 때, 상이한 분석 및 합성 프로토타입 필터들을 이용하는 필터뱅크들이 결정될 수 있음이 주목되어야 한다.

[0111] 코사인 변조의 내재하는 속성은 모든 필터가 두 통과대역들; 양의 주파수 범위 내의 하나의 통과 대역 및 음의 주파수 범위 내의 대응하는 통과 대역을 갖는다는 것이다. 소위 주, 또는 유효, 에일리어스 항들은 양의 통과 대역들의 주파수 변조 버전들을 갖는 필터의 음의 통과 대역들 사이, 아니면 상반되게, 음의 통과 대역들의 주파수 변조 버전들을 갖는 필터의 양의 통과 대역들 사이에서 주파수가 중첩됨으로서 발생하는 것이 검증될 수

있다. 식 (13) 및 식 (14)에서의 마지막 항, 즉 항들 $\frac{\pi}{2} \left(k + \frac{1}{2} \right)$ 은 코사인 변조 필터뱅크들에서의 주 에일리어싱 항들의 소거를 제공하도록 선택된다. 그럼에도 불구하고, 서브대역 샘플들을 변경하면, 주 에일리어스 항들의 소거가 되지 않음으로써, 주 에일리어스 항들로부터 에일리어싱의 강한 영향력이 발생하게 된다. 그러므로 서브대역 샘플들로부터의 이 주 에일리어스 항들을 완전하게 제거하는 것이 바람직하다.

[0112] 주 에일리어싱 항들의 제거는 복소 지수 변조로의 코사인 변조의 확장에 기초하고 있는 소위 복소 지수 변조 필터뱅크들의 이용에 의해 달성될 수 있다. 그와 같은 확장은 이전과 동일한 표시를 이용하여 분석 필터들 ($h_k(n)$)을

[0113] $h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \mp \frac{M}{2} \right) \right\}, 0 \leq n < N, 0 \leq k < M$ (16)

[0114] 로 산출한다. 이는 허수부를 실수 값의 필터뱅크에 추가하는 것으로 고려될 수 있고, 여기서 허수부는 동일한 프로토타입 필터의 사인 변조 버전들로 구성된다. 실수 값의 입력 신호를 고려하면, 필터뱅크로부터의 출력은 서브대역 신호들의 세트로 해석될 수 있고, 여기서 실수부 및 허수부는 서로에 대한 Hilbert 변환들이다. 그러므로 그 결과에 따른 서브대역들은 코사인 변조 필터뱅크로부터 획득되는 실수 값의 출력의 분석 신호들이다. 그러므로, 복소 값의 표현으로 인해, 서브대역 신호들은 팩터 2에 의해 오버샘플링된다.

[0115] 합성 필터들은 동일한 방식으로

[0116] $f_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \left(n - \frac{D}{2} \pm \frac{M}{2} \right) \right\}, 0 \leq n < N, 0 \leq k < M.$ (17)

[0117] 로 확장된다.

[0118] 식 (16) 및 식 (17)은 합성뱅크로부터의 출력이 복소 값화되는 것을 의미한다. **Ca**가 식 (13)으로부터의 코사인 변조 분석 필터들을 갖는 행렬이고 **Sa**가 동일한 인수의 사인 변조를 갖는 행렬인 행렬 표기를 이용하면, 식 (16)의 필터들은 **Ca + jSa**로 획득된다. 이 행렬들에서, k는 행 지수(row index)이고 n은 열 지수이다. 유사하게, 행렬 **Cs**는 식 (14)로부터의 합성 필터들을 갖고, **Ss**는 대응하는 사인 변조 버전이다. 그러므로 식 (17)은 **Cs + jSs**로 기록될 수 있고, 여기서 k는 행 지수이고 n은 열 지수이다. 입력 신호를 **x**로 표시하면, 출력 신호 **y**는

[0119] $\mathbf{y} = (\mathbf{C}_s + j \mathbf{S}_s) (\mathbf{C}_a + j \mathbf{S}_a) \mathbf{x} = (\mathbf{C}_s \mathbf{C}_a - \mathbf{S}_s \mathbf{S}_a) \mathbf{x} + j (\mathbf{C}_s \mathbf{S}_a + \mathbf{S}_s \mathbf{C}_a) \mathbf{x}$ (18)

[0120] 로부터 확인된다.

[0121] 식 (18)로부터 확인되는 바와 같이, 실수부는 2개의 항을 포함한다; 코사인 변조 필터뱅크로부터의 출력 및 사인 변조 필터뱅크로부터의 출력. 코사인 변조 필터뱅크가 PR 속성을 갖는다면, 부호의 변화를 갖는 그 사인 변조 버전은, 또한 PR 시스템들을 구성하는 것이 용이하게 검증된다. 그러므로, 출력의 실수부를 취함으로써, 복소 지수 변조 시스템은 대응하는 코사인 변조 버전과 동일한 재구성 정확성을 제공한다. 즉, 실수 값의 입력 신호를 이용하면, 복소 지수 변조 시스템의 출력 신호는 출력 신호의 실수부를 취함으로써 결정될 수 있다.

[0122] 복소 지수 변조 시스템은 또한 복소 값의 입력 신호들을 처리하도록 확장될 수 있다. 채널들의 수를 2M으로 확장함으로써, 즉, 음의 주파수들을 위해 필터들을 추가함으로써, 그리고 출력 신호의 허수부를 유지함으로써, 복소 값의 신호들에 대한 의사 QMF 또는 PR 시스템이 획득된다.

[0123] 복소 지수 변조 필터뱅크가 단지 양의 주파수 범위 내의 모든 필터에 대해서만 하나의 통과 대역을 갖는 것이 주목되어야 한다. 그러므로, 이는 주 에일리어싱 항들로부터 자유롭다. 주 에일리어싱 항들의 부재는 코사인(또는 사인) 변조 필터뱅크로부터 에일리어싱 소거 제한이 복소 지수 변조 버전에서 더 이상 쓸모없도록 한다. 그러므로 분석 및 합성 필터들은

[0124]
$$h_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2}\right) \left(n - \frac{D}{2} - A\right)\right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M \quad (19)$$

[0125] 및

[0126]
$$f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2}\right) \left(n - \frac{D}{2} + A\right)\right\}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq k < M \quad (20)$$

[0127] 으로 제공될 수 있고, 여기서 A는 임의의(가능하면 0) 상수이고, 이전과 같이, M은 채널들의 수이고, N은 프로토타입 필터 길이이고, D는 시스템 지연이다. A의 상이한 값들을 이용함으로써, 분석 및 합성 필터뱅크들의 더욱 효율적인 구현예들, 즉 복잡도가 감소된 구현예들이 달성될 수 있다.

[0128] 프로토타입 필터들의 최적화를 위한 방법을 제공하기 전에, 필터뱅크들의 설계에 대한 개시된 방법들이 요약된다. 대칭 또는 비대칭 프로토타입 필터들에 기초하여, 필터뱅크들은 예를 들어 코사인 함수 또는 복소 지수 함수를 이용하는 프로토타입 필터들을 변조함으로써 생성될 수 있다. 분석 및 합성 필터뱅크들에 대한 프로토타입 필터들은 상이하거나 아니면 동일할 수 있다. 복소 지수 변조를 이용할 때, 필터뱅크들의 주 에일리어싱 항들은 쓸모없게 되고 제거될 수 있으므로, 이에 의해 결과적인 필터뱅크들의 서브대역 신호들의 변경들에 대한 에일리어싱 민감도가 감소한다. 더욱이, 비대칭 프로토타입 필터들을 이용할 때 필터뱅크들의 전체 시스템 지연이 감소할 수 있다. 복소 지수 변조 필터뱅크들을 이용할 때, 실수 값의 입력 신호로부터의 출력 신호가 필터뱅크의 복소 출력 신호의 실수부를 취함으로써 결정되는 것이 또한 확인되었다.

[0129] 다음에 프로토타입 필터들의 최적화를 위한 방법이 상세하게 기술된다. 필요에 따라, 최적화는 완전 재구성의 정도를 증가시키는, 즉 에일리어스 및 진폭 왜곡의 결합을 감소시키고, 에일리어싱에 대한 민감도를 감소시키고, 시스템 지연을 감소시키고, 위상 왜곡을 감소시키고, 그리고/또는 진폭 왜곡을 감소시키는 것을 대상으로 한다. 프로토타입 필터($p_0(n)$)를 최적화하기 위해서 에일리어스 이득 항들에 대한 제 1 식이 결정된다. 다음에서, 복소 지수 변조 필터뱅크에 대한 에일리어스 이득 항들이 도출된다. 그러나, 개설된 에일리어싱 항들은 또한 코사인 변조(실수 값의) 필터뱅크에 대해 유효함이 주목되어야 한다.

[0130] 식 (4)를 참조하면, 출력 신호 $\hat{x}(n)$ 의 실수부의 z-변환은

[0131]
$$Z\{\text{Re}(\hat{x}(n))\} = \hat{X}_R(z) = \frac{\hat{X}(z) + \hat{X}^*(z)}{2}. \quad (21)$$

[0132] 기호 $\hat{X}^*(z)$ 는 복소 공액 시퀀스 $\hat{x}(n)$ 의 z-변환이다. 식 (4)으로부터, 출력 신호의 실수부의 변환은

[0133]
$$\hat{X}_R(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \frac{1}{2} \left(X(zW^l) A_l(z) + X(zW^{-l}) A_l^*(z) \right), \quad (22)$$

[0134] 이고, 여기서 입력 신호 $x(n)$ 는 실수 값, 즉 $X^*(zW^l) = X(zW^{-l})$ 이 이용되었다. 식 (22)는 재배열 후에

[0135]
$$\begin{aligned} \hat{X}_R(z) &= \frac{1}{M} \left(X(z) \frac{1}{2} (A_0(z) + A_0^*(z)) + \sum_{l=1}^{M-1} \frac{1}{2} \left(X(zW^l) A_l(z) + X(zW^{-l}) A_l^*(z) \right) \right) = \\ &= \frac{1}{M} \left(X(z) \frac{1}{2} (A_0(z) + A_0^*(z)) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l) \frac{1}{2} (A_l(z) + A_{M-l}^*(z)) \right) = \quad (23) \\ &= \frac{1}{M} \left(X(z) \tilde{A}_0(z) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l) \tilde{A}_l(z) \right) \end{aligned}$$

[0136] 로 기록될 수 있고, 여기서

[0137]
$$\tilde{A}_l(z) = \frac{1}{2} (A_l(z) + A_{M-l}^*(z)), \quad 0 \leq l < M \quad (24)$$

[0138] 는 최적화에 이용되는 에일리어스 이득 항들이다. 식 (24)로부터

[0139]
$$\tilde{A}_{M-l}(z) = \frac{1}{2}(A_{M-l}(z) + A_l^*(z)) = \tilde{A}_l^*(z). \quad (25)$$

[0140] 이 관찰될 수 있다.

[0141] 특히, 실수 값의 시스템에 대해

[0142]
$$A_{M-l}^*(z) = A_l(z) \quad (26)$$

[0143] 이고, 이는 식 (24)를

[0144]
$$\tilde{A}_l(z) = A_l(z), \quad 0 \leq l < M. \quad (27)$$

[0145] 로 간소화한다.

[0146] 식 (23)을 검토하고 식 (21)의 변환을 상기함으로써, $a_0(n)$ 의 실수부가 PR 시스템에 대한 Dirac 펄스이어야만 한다는, 즉, $\tilde{A}_0(z)$ 이 $\tilde{A}_0(z) = c z^D$ 형태임이 확인될 수 있다. 더욱이, $a_{M/2}(n)$ 의 실수부는 영이어야, 즉 $\tilde{A}_{M/2}(z)$ 이 영이어야 하고, $l \neq 0, M/2$ 에 대한 에일리어스 이득들이

[0147]
$$A_{M-l}(z) = -A_l^*(z), \quad (28)$$

[0148] 를 만족시켜야 하고 이는 실수 값의 시스템에 대해, 유념하고 있는 식 (26)에 있어서, 모든 $a_l(n)(l=1...M-1)$ 이 영이어야만 한다는 것을 의미한다. 의사 QMF 시스템들에서, 식 (28)은 단지 근사적으로 참이다. 더욱이, $a_0(n)$ 의 실수부가 정확하게 Dirac-펄스인 것은 아니며, 또한 $a_{M/2}(n)$ 의 실수부가 정확하게 영인 것은 아니다.

[0149] 프로토타입 필터들의 최적화에 대한 추가의 세부사항들로 들어가기 전에, 에일리어싱에 대한 서브대역 샘플들의 변경들의 영향력이 조사된다. 이미 상술한 바와 같이, 코사인 변조 필터 뱅크에서 채널들의 이득들을 변경하면 즉 분석/합성 시스템을 이퀄라이저로 이용하면 주 에일리어스 항들로 인해 심하게 왜곡이 된다. 이론 상, 주 에일리어싱 항들은 쌍을 이루는 방식으로 서로를 소거한다. 그러나, 주 에일리어싱 항 소거의 이론은 상이한 서브대역 채널들에 상이한 이득들이 적용될 때, 맞지 않는다. 그러므로, 출력 신호에서의 에일리어싱은 중요할 수 있다. 이를 보여주기 위해, 채널(p) 및 더 높은 채널이 영 이득으로 설정되는 필터 뱅크, 즉

[0150]
$$v_k(n) = g_k v_k(n), \quad \begin{cases} g_k = 1, & 0 \leq k < p \\ g_k = 0, & p \leq k < M-1 \end{cases} \quad (29)$$

[0151] 를 고려하자.

[0152] 관심있는 분석 및 합성 필터들의 정형화된 주파수 응답들이 도 2에 도시된다. 도 2(a)는 참조 부호들(201 및 202)에 의해 강조되는 합성 채널 필터들($F_{p-1}(z)$ 및 $F_p(z)$)을 각각 도시한다. 이미 상술한 바와 같이, 각각의 채널에 대한 코사인 변조로 인해 하나의 양의 주파수 필터 및 하나의 음의 주파수 필터가 생성된다. 즉, 양의 주파수 필터(201 및 202)는 각각 대응하는 음의 주파수 필터들(203 및 204)를 갖는다.

[0153] 분석 필터($H_{p-1}(z)$)의 p번째 변조, 즉 참조 부호들(211 및 213)에 의해 표시되는 $H_{p-1}(zW^p)$ 는 참조 부호들(201 및 203)에 의해 표시되는 합성 필터($F_{p-1}(z)$)와 함께 도 2(b)에 도시된다. 이 도면에서, 참조 부호(211)는 원래의 양의 주파수 필터($H_{p-1}(z)$)의 변조된 버전을 나타내고 참조 부호(213)는 원래의 음의 주파수 필터($H_{p-1}(z)$)의 변조된 버전을 나타낸다. 차수(p)의 변조로 인해, 음의 주파수 필터(213)는 양의 주파수 에어리어(area)로 이동되고 따라서 양의 합성 필터(201)와 중첩된다. 필터들의 음영의 중첩부(220)는 주 에일리어싱 항의 에너지를 도시한다.

[0154] 도 2(c)에서 $H_p(z)$ 의 p번째 변조, 즉 참조 부호들(212 및 214)에 의해 표시되는 $H_p(zW^p)$ 는 참조 부호들(202 및 204)인 대응하는 합성 필터($F_p(z)$)와 함께 도시된다. 다시 음의 주파수 필터(214)는 차수(p)의 변조로 인해 양의 주파수 에어리어로 이동된다. 음영 에어리어(221)는 다시 도면에서 주 에일리어스 항의 에너지를 도시하고 소거되지 않을 것이므로 전형적으로 현저한 에일리어스를 발생시킬 것이다. 에일리어싱을 소거하기 위해, 항은

도 2(b)의 필터들($H_{p-1}(zW^p)$ (213) 및 $F_{p-1}(z)$ (201))의 교차점으로부터 획득되는 에일리어싱의 극성 역전 카피 (polarity reversed copy), 즉 음영의 에어리어(220)의 극성 역전 카피이어야 한다. 이득들이 변하지 않은 코사인 변조 필터 뱅크에서, 이 주 에일리어싱 항들은 통상적으로 서로를 완전하게 소거할 것이다. 그러나, 이 예에서, 분석(또는 합성) 필터(p)의 이득은 영이고, 따라서 필터들(p-1)에 의해 유도되는 에일리어싱은 출력 신호에서 소거되지 않은 채 남을 것이다. 동일하게 강한 에일리어싱 잔류는 음의 주파수 범위에서 또한 나타날 것이다.

[0155] 복소 지수 변조 필터 뱅크들을 이용할 때, 복소 값의 변조는 결과적으로 양의 주파수 필터들만을 발생시킨다. 결과적으로, 주 에일리어싱 항들은 사라지는, 즉 변조 분석 필터들($H_p(zW^p)$)과 이들의 대응하는 합성 필터들 ($F_p(z)$) 사이에 유효한 중첩이 존재하지 않고 에일리어싱은 이퀄라이저들과 같은 그러한 필터 뱅크 시스템들을 이용할 때 현저하게 감소할 수 있다. 그 결과에 따른 에일리어싱은 다만 나머지 에일리어싱 항들의 역제의 정도에 좌우된다.

[0156] 그러므로, 심지어 복소 지수 변조 필터 뱅크들을 이용할 때, 주 에일리어싱 항들이 그와 같은 필터 뱅크들에 대해 제거되지 않았을지라도, 에일리어스 이득 항들의 최대 억제를 위한 프로토타입 필터를 설계하는 것이 중요하다. 나머지 에일리어싱 항들이 주 에일리어싱 항들보다 덜 중요할지라도, 이것들은 여전히 프로세싱된 신호에 아티팩트들을 발생시키는 에일리어스를 생성할 수 있다. 그러므로, 그와 같은 프로토타입 필터의 설계는 바람직하게도 합성 목적 함수를 최소화함으로써 달성될 수 있다. 이 목적을 위해, 다양한 최적화 알고리즘이 이용될 수 있다. 예들은 예를 들어 선형 프로그래밍 방법들, Downhill Simplex Method 또는 무구속(non-constrained) 기울기 기반 방법 또는 다른 비선형 최적화 알고리즘들이다. 예시적인 실시예에서 프로토타입 필터의 초기 해법이 선택된다. 합성 목적 함수를 이용하면, 합성 목적 함수의 최대 기울기를 제공하는, 프로토타입 필터 계수들을 변경하기 위한 방향이 결정된다. 그리고나서 필터 계수들은 특정 단계 길이를 이용하여 변경되고 반복 절차는 합성 목적 함수의 최소값이 획득될 때까지 되풀이된다. 그와 같은 최적화 알고리즘들에 대한 추가적인 세부 사항들을 위해, 본원에 참조로서 통합되어 있는, 1992년 NY의 Cambridge University Press에서의 W.H. Press, S.A.Teukolsky, W.T.Vetterling, B.P.Flannery의 "Numerical Recipes in C, The Art of Scientific Computing, Second Edition"이 참조된다.

[0157] 프로토타입 필터의 개선된 에일리어싱 항 최소화(improved alias term minimization: IATM)를 위해, 바람직한 목적 함수는

[0158]
$$e_{oi}(\alpha) = \alpha e_i + (1-\alpha)e_a, \tag{30}$$

[0159] 로 표시되고, 여기서 총 에러($e_{tot}(\alpha)$)는 전달 함수 에러(e_t) 및 에일리어싱 에러(e_a)의 가중 합이다. 단위 원에서, 즉 $z=e^{j\omega}$ 에 대해 추정되는 식 (23)의 우측(RHS)에서의 첫번째 항은 전달 함수의 에러 에너지(e_t)의 측정치를

[0160]
$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{1}{2} (A_0(e^{j\omega}) + A_0^*(e^{-j\omega})) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega, \tag{31}$$

[0161] 로 제공하도록 이용될 수 있고,

[0162] 여기서, $P(\omega)$ 는 통과 대역 및 정지 대역 범위들을 규정하는 대칭 실수 값의 함수이고, D 는 총 시스템 지연이다. 즉, $P(\omega)$ 는 희망하는 전달 함수를 기술한다. 가장 일반적인 경우에서, 그와 같은 전달 함수는 주파수(ω)의 함수인 크기를 포함한다. 실수 값의 시스템에 대해서 식 (31)은

[0163]
$$e_t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| A_0(e^{j\omega}) - P(\omega)e^{-j\omega D} \right|^2 d\omega \tag{32}$$

[0164] 로 간소화된다.

[0165] 타깃 함수($P(\omega)$) 및 타깃 지연(D)은 최적화 절차에 대한 입력 파라미터들로 선택될 수 있다. 표현 $P(\omega)e^{-j\omega D}$ 는 타깃 전달 함수로 칭해질 수 있다.

[0166] 총 에일리어싱의 에너지의 측정치(e_a)는 단위 원에서, 식 (23)의 우측에서의 에일리어싱 항들, 즉 식 (23)의 두

번째 항의 합을 평가함으로써

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} |\tilde{A}_l(e^{j\omega})|^2 d\omega, \tag{33}$$

와 같이 계산될 수 있다.

실수 값의 시스템들에 대해, 이는

$$e_a = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} |A_l(e^{j\omega})|^2 d\omega. \tag{34}$$

로 변환된다.

전체적으로, 프로토타입 필터($p_0(n)$)를 결정하기 위한 최적화 절차는 식 (30)의 에러의 최소화에 기초할 수 있다. 파라미터(α)는 전달 함수 및 프로토타입 필터의 에일러리어싱에 대한 민감도 사이에서 강조점을 분배하는데 이용될 수 있다. 파라미터(α)를 1로 증가시키는 것이 전달 함수 에러(e_t)를 더 강조하고, 파라미터(α)를 0으로 감소시키는 것은 에일러리어싱 에러(e_a)를 더욱 강조할 것이다. 파라미터들($P(\omega)$ 및 D)은 프로토타입 필터($p_0(n)$)의 타깃 전달 함수를 설정, 즉 통과 대역 및 정지 대역 작동을 규정하고 전체 시스템 지연을 규정하는데 이용될 수 있다.

예에 따르면, 다수의 필터 बैंक 채널들(k)은 영으로 설정될 수 있고, 예를 들어 필터 बैंक 채널들의 상위 절반에는 영 이득이 제공된다. 결과적으로, 필터 बैंक는 많은 양의 에일러리어싱을 생성하도록 트리거(trigger)된다. 이 에일러리어싱은 후속해서 최적화 프로세스에 의해 최소화될 것이다. 즉, 특정한 수의 필터 बैंक 채널들을 영으로 설정함으로써, 최적화 절차 동안 에일러리어싱이 최소화될 수 있는 에일러리어싱 에러(e_a)를 생성하기 위해서, 에일러리어싱이 유도될 수 있다. 더욱이, 최적화 프로세스의 계산의 복잡도는 필터 बैंक 채널들을 영으로 설정함으로써 감소될 수 있다.

예에 따르면, 프로토타입 필터는 복소 값의 버전을 직접적으로 최적화하는 것보다 더 적절할 수 있는 실수 값의, 즉 코사인 변조 필터 बैंक에 대해 최적화된다. 이는 실수 값의 프로세싱이 복소 값 프로세싱보다 더 큰 범위로 훨씬 벗어난 에일러리어싱 감쇠를 우선화하기 때문이다. 그러나, 상술한 바와 같이 에일러리어싱을 트리거할 때, 이 경우 유도된 에일러리어싱의 주요 부분은 전형적으로 주 에일러리어싱 항들을 지니는 항들로부터 기원할 것이다.

그러므로, 최적화 알고리즘은 결과적인 복소 지수 변조 시스템에서 내재하여 존재하지 않는 주 에일러리어싱을 최소화하는데 자원들을 소비할 수 있다. 이를 경감시키기 위해서, 최적화는 부분적인 복소 시스템에서 행해질 수 있다; 주 에일러리어싱으로부터 자유로운 에일러리어싱 항들의 대해, 최적화는 실수 값의 필터 프로세싱을 이용하여 행해질 수 있다. 한편, 실수 값의 시스템에서 주 에일러리어싱 항들을 지닌 에일러리어싱 항들은 복소 값의 필터 프로세싱을 위해 변경될 것이다. 그와 같은 부분적인 복소 최적화를 통해서, 실수 값의 프로세싱을 이용하여 프로세싱을 실행하는 이점들이 달성될 수 있으면서도, 복소 변조 필터 बैंक 시스템에서 이용하기 위한 프로토타입 필터를 여전히 최적화한다.

필터 बैंक 채널들의 정확히 상위 절반이 영으로 설정되는 예시적인 최적화에서, 복소 값의 필터들로부터 계산되는 유일한 에일러리어싱 항은 식 (33)의 항 $l = M/2$ 이다. 이 예에서, 식 (31)의 함수($P(\omega)$)는 통과 대역을 구성하는 주파수 범위를 커버하도록, ϵ 가 $\pi/2$ 에 비해 작을 때 범위가 $-\pi/2 + \epsilon$ 로부터 $\pi/2 - \epsilon$ 인 단위 크기 상수로서 선택될 수 있다. 통과 대역 외부에서, 함수($P(\omega)$)는 영으로 규정되거나 규정되지 않은 채로 남을 수 있다. 후자의 경우, 전달 함수 식 (31)의 에러 에너지는 단지 $-\pi/2 + \epsilon$ 및 $\pi/2 - \epsilon$ 사이에서 구해진다. 대안으로 또는 바람직하게도, 통과 대역 에러(e_t)는 $P(\omega)$ 가 일정한 채로 $-\pi$ 부터 π 까지, 모든 채널들($k = 0, \dots, M-1$)에 걸쳐 계산될 수 있고, 반면에 에일러리어싱은 여전히 복수의 채널들이 상술한 바와 같이 영으로 설정된 채로 계산된다.

전형적으로 최적화 절차는 반복 절차이고, 여기서 특정 반복 단계에서 제공되는 프로토타입 필터 계수들($p_0(n)$)($n=0, \dots, N-1$), 타깃 지연(D), 채널들의 수(M), 영으로 설정되는 저 대역 채널들의 수(loCut), 영으로 설정되는 고 대역 채널들의 수(hiCut), 및 이 반복 단계 동안 목적 함수에 대한 값인 가중 팩터(α)가

계산된다. 반 복소 연산들을 이용하면, 이는 단계들:

[0178] 1. 통과 대역 에러(e_t)를 획득하기 위해, $P(\omega)$ 가 상수일 때

$$A_0(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(e^{j\omega})F_k(e^{j\omega}), \quad (35)$$

[0179] 를 이용하여 식 (32)를 구하고,

[0180] 여기서 $H_k(e^{j\omega})$ 및 $F_k(e^{j\omega})$ 는 식 (13) 내지 식 (15)로부터의 이 반복 단계에서 프로토타입 필터들로부터 각각 발생되는 분석 및 합성 필터들($h_k(n)$ 및 $f_k(n)$)의 DFT 변환들이다.

[0181] 2. 유효한 에일리어싱이 적용되지 않는 에일리어싱 항들에 대한 에일리어싱 에러(e_a)를 획득하기 위해서

$$e_{aReal} = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=1}^{M-1} \int_{-\pi}^{\pi} |A_l(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (36)$$

$l \neq loCut, hiCut,$
 $M-loCut,$
 $M-hiCut$

[0182] 를 구하고, 여기서 $A_l(e^{j\omega})$ 는

$$A_l(e^{j\omega}) = \sum_{k=loCut}^{M-1-hiCut} H_k(e^{j(\omega-\frac{2\pi}{M}l)})F_k(e^{j\omega}) \quad (37)$$

[0183] 로 계산되고,

[0184] $H_k(e^{j\omega})$ 및 $F_k(e^{j\omega})$ 는 DFT 변환들, 즉 식 (13) 내지 식 (15)로부터의 분석 및 합성 필터들($h_k(n)$ 및 $f_k(n)$)의, 단위 원에서 구해지는 z -변환들이다.

[0185] 3. 유효한 에일리어싱이 적용되는 항들에 대해,

$$e_{aCplx} = \frac{1}{2\pi} \sum_{l=loCut, -\pi}^{hiCut, M-loCut, M-hiCut} \int_{-\pi}^{\pi} |\tilde{A}_l(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (38)$$

[0186] 여기서 $\tilde{A}_l(e^{j\omega})$ 은 식 (24)에 의해 제공되고, $A_l(e^{j\omega})$ 로 식 (37)로 제공되고, $H_k(e^{j\omega})$ 및 $F_k(e^{j\omega})$ 는 식 (19) 및 식 (20)으로부터의 $h_k(n)$ 및 $f_k(n)$ 의 DFT 변환들이다.

[0187] 4. 에러는 후속해서 α 로

$$e_{tot}(\alpha) = \alpha e_t + (1-\alpha)(e_{aReal} + e_{aCplx}). \quad (39)$$

[0188] 로 가중된다.

[0189] 상술한 비선형 최적화 알고리즘 중 어느 하나를 이용하면, 계수들의 최적화 세트가 획득될 때까지, 프로토타입 필터의 계수들을 변경함으로써 총 에러가 감소한다. 예를 들어, 에러 함수(e_{tot})의 가장 큰 기울기의 방향은 제공된 반복 단계에서 프로토타입 필터 계수들에 대해 결정된다. 특정 단계 크기를 이용하여 프로토타입 필터 계수들은 가장 큰 기울기의 방향으로 변경된다. 변경된 프로토타입 필터 계수들은 후속 반복 단계에 대한 시작 지점으로 이용된다. 이 절차는 최적화 절차가 에러 함수(e_{tot})의 최소 값으로 수렴할 때까지 반복된다.

[0190] 최적화 절차의 예시적인 실시예가 도 3에서 흐름도(300)로 도시된다. 파라미터 결정 단계(301)에서 최적화 절차의 파라미터들, 즉, 특히 타깃 지연(D), 타깃 필터 बैं크의 채널들의 수(M), 프로토타입 필터의 계수들의 수(N), 목적 에러 함수의 가중 파라미터들(α)뿐만 아니라 에일리어싱 생성에 대한 파라미터들, 즉 (loCut 및/또는 hiCut)에 대한 파라미터들을 포함하는 타깃 전달 함수가 규정된다. 초기화 단계(302)에서, 프로토타입 필터의

계수들의 제 1 세트가 선택된다.

- [0196] 통과 대역 에러 결정 유닛(303)에서, 통과 대역 에러 항(e_t)은 프로토타입 필터의 계수들의 제공된 세트를 이용하여 결정된다. 이는 식 (35) 및 식 (13) 내지 식 (15)와 결합하는 식 (32)를 이용하여 행해질 수 있다. 실수 값의 에일리어싱 에러 결정 유닛(304)에서, 에일리어싱 에러 항(e_a)의 제 1 부분(e_{aReal})은 식 (13) 내지 식 (15)와 결합하는 식 (36) 및 식 (37)을 이용하여 결정될 수 있다. 더욱이, 복소 값의 에일리어싱 에러 결정 유닛 (305)에서, 에일리어싱 에러 항(e_a)의 제 2 부분(e_{aCplx})은 식 (19) 및 식 (20)과 결합하는 식 (38)을 이용하여 결정될 수 있다. 결과적으로, 목적 함수(e_{tot})는 식 (29)를 이용하는 유닛들(303, 304, 305)의 결과들로부터 결정될 수 있다.
- [0197] 비선형 최적화 유닛(306)은 목적 함수의 값을 감소시키기 위해 선형 프로그래밍과 같은 최적화 방법들을 이용한다. 예를 들어, 이는 프로토타입 필터의 계수들의 수정들에 관한 목적 함수의 가능한 최대 기울기를 결정함으로써 행해질 수 있다. 즉, 목적 함수의 가능한 최대 감소가 발생하는 프로토타입 필터의 계수들의 상기 변경들이 결정될 수 있다.
- [0198] 유닛(306)에서 결정되는 기울기가 미리 결정된 경계들 내에 남는 경우, 결정 유닛(307)은 목적 함수의 최소값에 도달되었고 단계(308)에서 최적화 절차를 종료할 것을 결정한다. 한편 기울기가 미리 결정된 값을 초과하면, 프로토타입 필터의 계수들은 업데이트 유닛(209)에서 업데이트된다. 계수들의 업데이트는 기울기에 의해 제공되는 방향으로 미리 결정된 단계에 의해 상기 계수들을 변경함으로써 실행될 수 있다. 결국, 프로토타입 필터의 업데이트된 계수들은 최적화 절차의 다른 반복을 위해 통과 대역 에러 결정 유닛(303)에 입력으로서 다시 삽입된다.
- [0199] 전체적으로, 상기 에러 함수 및 적절한 최적화 알고리즘을 이용하여, 프로토타입 필터들의 완전한 재구성의 정도에 대해, 즉 낮은 위상 및/또는 진폭 왜곡, 서브대역 변경들에 의한 프로토타입 필터들의 에일리어싱 복원력, 프로토타입 필터들의 시스템 지연 및/또는 프로토타입 필터들의 전달 함수와 관련되는 낮은 에일리어싱에 대해 최적화되는 프로토타입 필터들이 결정될 수 있다. 설계 방법은 파라미터들, 특히 가중 파라미터(α), 타깃 지연 (D), 타깃 전달 함수($P(\omega)$), 필터 길이(N), 필터 बैं크 채널들의 수(M)뿐만 아니라 에일리어싱 트리거 파라미터들($HiCut$, $LoCut$)를 제공하고, 이것들은 상술한 필터 속성들의 최적의 결합을 획득하도록 선택될 수 있다. 더욱이, 서브대역 채널들의 특정한 수의 영으로의 설정뿐만 아니라 부분 복소 프로세싱은 최적화 절차의 전체 복잡도를 감소시키는데 이용될 수 있다. 결과적으로, 복소 지수 변조 필터 बैं크에서 사용하기 위해 거의 완전한 재구성 속성, 에일리어싱에 대한 저 민감도, 및 저 시스템 지연을 갖는 비대칭 프로토타입 필터들이 결정될 수 있다. 프로토타입 필터의 상기 결정 방식은 복소 지수 변조 필터 बैं크의 상황에서 개선했음이 주목되어야 한다. 다른 필터 बैं크 설계 방법들, 예를 들어 코사인 변조 또는 사인 변조 필터 बैं크 설계 방법들이 이용되면, 최적화 절차는 각각의 필터 बैं크 설계 방법의 설계 식들을 이용하여 분석 및 합성 필터들($h_k(n)$ 및 $f_k(n)$)을 생성함으로써 적용될 수 있다. 예를 들어, 식 (13) 내지 식 (15)는 코사인 변조 필터 बैं크의 상황에서 이용될 수 있다.
- [0200] 다음에, 64 채널 저 지연 필터 बैं크의 세부적인 예가 기술된다. 제안된 상술한 최적화 방법을 이용하면, 최적화된 에일리어스 이득 항, 저 지연, 64-채널 필터 बैं크($M = 64$)의 세부적인 예가 개시될 것이다. 이 예에서, 부분적인 복소 최적화 방법이 이용되었고 최상위 40 채널들이 프로토타입 필터 최적화 동안 영으로 설정, 즉 $hicut = 40$ 이고, 반면에 $locut$ 파라미터는 이용되지 않고 남아 있었다. 그러므로, $l = 24$, 40인 \hat{h}_l 을 제외한 모든 에일리어스 이득 항들은 실수 값의 필터들을 이용하여 계산된다. 총 시스템 지연은 $D = 319$ 로 선택되고, 프로토타입 필터 길이는 $N = 640$ 이다. 그 결과에 따른 프로토타입 필터의 시간 도메인 플롯이 도 4(a)에 제공되고, 프로토타입 필터의 주파수 응답이 도 4(b)에 도시된다. 필터 बैं크는 -72dB의 통과 대역(진폭 및 위상) 재구성 에러를 제공한다. 선형 위상으로부터의 위상 편차는 $\pm 0.02^\circ$ 보다 작고, 에일리어싱 억제제는 서브대역 샘플들에 변경들이 행해지지 않을 때 76dB이다. 실제 필터 계수들은 표 1에 표식화된다. 계수들은 프로토타입 필터의 절대 스케일링에 따른 본 문서에서의 다른 식들에 대해 팩터 $M = 64$ 에 의해 스케일링된다.
- [0201] 필터 बैं크의 설계의 상기 설명이 표준 필터 बैं크 표시법에 기초할지라도, 설계된 필터 बैं크를 동작하기 위한 예는 다른 필터 बैं크 기술들 또는 표기법, 예를 들어 디지털 신호 프로세서에 대해 더욱 효율적인 동작을 가능하게 하는 필터 बैं크 구현예들로 동작할 수 있다.
- [0202] 예에서, 최적화 프로토타입 필터를 이용하여 시간 도메인 신호를 필터링하기 위한 단계들은 다음과 같이 기술될 수 있다:

[0203] · 필터 뱅크를 효율적인 방식으로 동작시키기 위해, 표 1로부터의 프로토타입 필터, 즉 $p_0(n)$ 은 우선 다상 표현으로 배열되고, 다상 필터 계수들은 하나씩 걸러 니게이팅(negate)되고 모든 계수는

[0204]
$$p'_0(639-128m-n) = (-1)^m p_0(128m+n), \quad 0 \leq n < 128, 0 \leq m < 5 \quad (40)$$

[0205] 로 시간에 따라 플립핑(flipping)된다

[0206] · 분석 단계는 길이 128의 벡터 $x_l(n)$ 을

[0207]
$$x_{127-l}(n) = \sum_{m=0}^4 p'_0(128m+l)x(128m+l+64n), \quad 0 \leq l < 128, n = 0, 1, \dots \quad (41)$$

[0208] 로 산출하기 위해 시간 도메인 신호($x(n)$)에 적용되고 있는 필터의 다상 표현으로 시작한다

[0209] · $x_l(n)$ 은 후속해서

[0210]
$$v_k(n) = \sum_{l=0}^{127} x_l(n) \exp\left(j \frac{\pi}{128} \left(k + \frac{1}{2}\right) (2l + 129)\right), \quad 0 \leq k < 64, \quad (42)$$

[0211] 와 같이 변조 행렬에 의해 승산되고,

[0212] 여기서 $v_k(n)$, $k = 0 \dots 63$ 은 서브대역 신호들을 구성한다. 시간 지수(n)는 결과적으로 후속대역 샘플들에 제공된다.

[0213] · 그리고나서 복소 값의 서브대역 신호들은 예를 들어 일부 원하는, 가능하면 시변 및 복소 값의 이퀄라이제이션 곡선($g_k(n)$)에 따라,

[0214]
$$v_k^{(m)}(n) = g_k(n)v_k(n), \quad 0 \leq k < 64. \quad (43)$$

[0215] 과 같이 변경될 수 있다

[0216] · 합성 단계는

[0217]
$$u_l(n) = \frac{1}{64} \sum_{k=0}^{63} \text{Re} \left\{ v_k^{(m)}(n) \exp\left(j \frac{\pi}{128} \left(k + \frac{1}{2}\right) (2l - 255)\right) \right\}, \quad 0 \leq l < 128. \quad (44)$$

[0218] 와 같이 변경된 서브대역 신호들의 복조 단계로 시작한다

[0219] 식 (42) 및 식 (44)의 변조 단계들은 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform : FFT) 커널(kernel)들을 이용하는 고속 알고리즘들로 계산에 매우 효율적인 방식으로 달성될 수 있다.

[0220] · 복조된 샘플들은 프로토타입 필터의 다상 표현으로 필터링되고

[0221]
$$\hat{x}(128m+l+64n) = \hat{x}(128m+l+64n) + p'_0(639-128m-l)u_l(l), \quad 0 \leq l < 128, 0 \leq m < 5, n = 0, 1, \dots \quad (45)$$

[0222] 에 따라 출력 시간 도메인 신호 $\hat{x}(n)$ 에 축적되고,

[0223] 여기서 $\hat{x}(n)$ 는 시작 시간에서 모든 n 에 대해 0으로 설정된다.

[0224] 부유 지점 및 고정 지점 구현예들 모두는 표 1에 제공된 계수들의 수치 정확성을 프로세싱에 더 적합한 어떤 것으로 변경할 수 있음이 주목되어야 한다. 범위를 제한하지 않고, 값들은 라운딩, 트런케이팅에 의해, 그리고/또는 계수들을 정수 또는 다른 표현들 특히 필터 뱅크가 동작할 하드웨어 및/또는 소프트웨어 플랫폼의 이용 가능한 자원들에 적합한 표현들로 스케일링함으로써 더 낮은 수치 정확성으로 양자화될 수 있다.

[0225] 더욱이, 상기 예는 시간 도메인 출력 신호가 입력 신호와 동일한 샘플링 주파수로 이루어지는 동작을 개시한다. 다른 구현예들은 각각 분석 및 합성 필터 뱅크들의 상이한 크기들, 예를 들어 상이한 수의 채널들을 이용함으로써, 시간 도메인 신호를 재샘플링할 수 있다. 그러나, 필터 뱅크들은 동일한 프로토타입 필터에 기초하고 축약 아니면 보간을 통한 원래의 프로토타입 필터의 재샘플링에 의해 획득된다. 예로서, 32 채널 필터 뱅크에 대한 프로토타입 필터는 계수들($p_0(n)$)을

[0226]

$$p_0^{(32)}(i) = \frac{1}{2}[p_0(2i+1) + p_0(2i)], 0 \leq i < 320$$

[0227]

로 재샘플링함으로써 달성된다.

[0228]

그러므로 새로운 프로토타입 필터의 길이는 320이고 지연은 $D = \lfloor 319/2 \rfloor = 159$ 이고, 여기서 연산자 $\lfloor \cdot \rfloor$ 은 자체의 인수의 정수 부분을 리턴(return)시킨다.

표 1. 64 채널 저 지연 프로토타입 필터의 계수들

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
0	-7.949261005955764e-4	160	8.968337036455653e-1	320	-1.210755701624524e-1	480	4.764720830452409e-3
1	-1.232074328145439e-3	161	9.023985431182168e-1	321	-1.185237142283346e-1	481	4.666469548192818e-3
2	-1.601053942982895e-3	162	9.075955881221292e-1	322	-1.159184450952715e-1	482	4.565946029127366e-3
3	-1.980720409470913e-3	163	9.124187296760565e-1	323	-1.132654367461266e-1	483	4.463150894014690e-3
4	-2.397504953865715e-3	164	9.168621399784253e-1	324	-1.105698782276963e-1	484	4.358150755039186e-3
5	-2.838709203607079e-3	165	9.209204531389191e-1	325	-1.078369135648348e-1	485	4.250967471708103e-3
6	-3.314755401096070e-3	166	9.245886139655739e-1	326	-1.050716118804287e-1	486	4.141634861746089e-3
7	-3.825180949035082e-3	167	9.278619263447355e-1	327	-1.022789198651472e-1	487	4.030165355928349e-3
8	-4.365307413613105e-3	168	9.307362242659798e-1	328	-9.946367410320074e-2	488	3.916597675997815e-3
9	-4.937260935539922e-3	169	9.332075222986479e-1	329	-9.663069107327295e-2	489	3.800994685405442e-3
10	-5.537381514710146e-3	170	9.352724511271509e-1	330	-9.378454802679648e-2	490	3.683451012833619e-3
11	-6.164241937824271e-3	171	9.369278287932853e-1	331	-9.092970207094843e-2	491	3.563914929838276e-3
12	-6.816579194002503e-3	172	9.381709878904797e-1	332	-8.807051083640835e-2	492	3.442490007998456e-3
13	-7.490102145765528e-3	173	9.38996917291260e-1	333	-8.521107266503664e-2	493	3.319256438897666e-3
14	-8.183711450708110e-3	174	9.394121230559878e-1	334	-8.235562752947133e-2	494	3.194250476422174e-3
15	-8.894930051379498e-3	175	9.394068064126931e-1	335	-7.950789957683559e-2	495	3.067525877056119e-3
16	-9.620004581607449e-3	176	9.389829174860432e-1	336	-7.667177989755110e-2	496	2.939139106182801e-3
17	-1.035696814015217e-2	177	9.381397976778112e-1	337	-7.385092587441364e-2	497	2.809151898728351e-3
18	-1.110238617202191e-2	178	9.368773370086998e-1	338	-7.104866702770536e-2	498	2.677703006241942e-3
19	-1.185358556146692e-2	179	9.351961242404785e-1	339	-6.826847016140082e-2	499	2.544830774162231e-3
20	-1.260769256679562e-2	180	9.330966718935136e-1	340	-6.551341011471171e-2	500	2.410617950987095e-3
21	-1.336080675156018e-2	181	9.305803205049067e-1	341	-6.278658929544248e-2	501	2.275190768887402e-3
22	-1.411033176541011e-2	182	9.276488080866625e-1	342	-6.009091369370080e-2	502	2.138586519570023e-3
23	-1.485316243134798e-2	183	9.243040558859498e-1	343	-5.742919825387360e-2	503	2.000881763033976e-3
24	-1.558550942227883e-2	184	9.205488097488350e-1	344	-5.480383115198150e-2	504	1.862161137529843e-3
25	-1.630436835497356e-2	185	9.163856478189402e-1	345	-5.221738078737957e-2	505	1.722850651410707e-3
26	-1.700613959422392e-2	186	9.118180055332041e-1	346	-4.967213638808988e-2	506	1.583005323492318e-3
27	-1.768770555992799e-2	187	9.068503557855540e-1	347	-4.717023345307148e-2	507	1.442635273572746e-3
28	-1.834568069395711e-2	188	9.014858673099563e-1	348	-4.471364025371278e-2	508	1.301735673138880e-3
29	-1.897612496482356e-2	189	8.957295448806664e-1	349	-4.230438144160113e-2	509	1.160531184883257e-3
30	-1.957605813345359e-2	190	8.895882558527375e-1	350	-3.994384828552555e-2	510	1.018710154718430e-3
31	-2.014213322475170e-2	191	8.830582442418677e-1	351	-3.763371362431132e-2	511	8.753658738743612e-4
32	-2.067061748933033e-2	192	8.761259906419252e-1	352	-3.537544041600725e-2	512	7.250868879948704e-4

[0229]

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
33	-2.115814831921453e-2	193	8.688044201931157e-1	353	-3.317035188016126e-2	513	5.901514303345345e-4
34	-2.160130854695980e-2	194	8.611140376567749e-1	354	-3.101971215825843e-2	514	4.571251178344833e-4
35	-2.199696217022438e-2	195	8.530684188588082e-1	355	-2.892453070357571e-2	515	3.254504484897777e-4
36	-2.234169110698344e-2	196	8.446723286380624e-1	356	-2.688575425197388e-2	516	1.951832637892118e-4
37	-2.263170795250229e-2	197	8.359322523144003e-1	357	-2.490421725219031e-2	517	6.661818101906931e-5
38	-2.286416556008894e-2	198	8.268555005748937e-1	358	-2.298058501129975e-2	518	-6.002729636107936e-5
39	-2.303589449043864e-2	199	8.174491260941859e-1	359	-2.11545692324888e-2	519	-1.845163192347697e-4
40	-2.314344724218223e-2	200	8.077214932837783e-1	360	-1.930927680100128e-2	520	-3.065712811761140e-4
41	-2.318352524475873e-2	201	7.976809997929416e-1	361	-1.756239270089077e-2	521	-4.259661821125124e-4
42	-2.315297727620401e-2	202	7.873360271773119e-1	362	-1.587511449869362e-2	522	-5.424773586381941e-4
43	-2.304918234544422e-2	203	7.766956604639097e-1	363	-1.424750749465213e-2	523	-6.558084462274315e-4
44	-2.286864521420490e-2	204	7.657692341138960e-1	364	-1.267955527855867e-2	524	-7.659101269870789e-4
45	-2.260790764376614e-2	205	7.545663748526984e-1	365	-1.117125833414906e-2	525	-8.724859431432570e-4
46	-2.226444264459477e-2	206	7.430967641354331e-1	366	-9.722405440999532e-3	526	-9.753531169034512e-4
47	-2.183518667784246e-2	207	7.313705248813991e-1	367	-8.332704660914712e-3	527	-1.074300123306481e-3
48	-2.131692017682024e-2	208	7.193979757178656e-1	368	-7.001789872901951e-3	528	-1.169143931350576e-3
49	-2.070614962636994e-2	209	7.071895814695481e-1	369	-5.729226040772489e-3	529	-1.259725653234229e-3
50	-1.999981321635736e-2	210	6.947561322714310e-1	370	-4.514503359783591e-3	530	-1.345834916989234e-3
51	-1.919566223498554e-2	211	6.821083135331770e-1	371	-3.356946762357950e-3	531	-1.427339710937440e-3
52	-1.828936158524688e-2	212	6.692573319585476e-1	372	-2.255849987026407e-3	532	-1.504079803740054e-3
53	-1.727711874492186e-2	213	6.562143182387809e-1	373	-1.210459261524451e-3	533	-1.575880973843057e-3
54	-1.615648494779686e-2	214	6.429904538706975e-1	374	-2.199474640570699e-4	534	-1.642633580824677e-3
55	-1.492335807272955e-2	215	6.295973685335782e-1	375	7.167268627887994e-4	535	-1.704200291375062e-3
56	-1.357419760297910e-2	216	6.160464554756299e-1	376	1.600440185590357e-3	536	-1.760514312756149e-3
57	-1.210370330110896e-2	217	6.023493418727370e-1	377	2.432366605744087e-3	537	-1.811458673156579e-3
58	-1.050755164953818e-2	218	5.885176369189331e-1	378	3.213605482343768e-3	538	-1.856981580032126e-3
59	-8.785746151726750e-3	219	5.745630487304467e-1	379	3.945301462616821e-3	539	-1.897029046447624e-3
60	-6.927329556345040e-3	220	5.604973280717471e-1	380	4.628665378925932e-3	540	-1.931585942699363e-3
61	-4.929378450735877e-3	221	5.463322649085826e-1	381	5.264976586624488e-3	541	-1.960627084932276e-3
62	-2.800333941149626e-3	222	5.320795532569365e-1	382	5.855653555178131e-3	542	-1.984178530495641e-3
63	-4.685580749545335e-4	223	5.177509557831821e-1	383	6.401634331453516e-3	543	-2.002288840866127e-3
64	2.210315255690887e-3	224	5.033582842235876e-1	384	6.903046246257517e-3	544	-2.014916352347506e-3
65	5.183294908090526e-3	225	4.889131973708936e-1	385	7.364537203059431e-3	545	-2.022189226793424e-3
66	8.350964449424035e-3	226	4.744274511088447e-1	386	7.785917436812734e-3	546	-2.024254777335021e-3
67	1.166118535611788e-2	227	4.599125196114154e-1	387	8.168780818165564e-3	547	-2.021156706871573e-3
68	1.513166797475777e-2	228	4.453800290341801e-1	388	8.514510536234886e-3	548	-2.013111787438794e-3
69	1.877264877027943e-2	229	4.308413090599260e-1	389	8.824526581578384e-3	549	-2.000212633130633e-3
70	2.25889222368603e-2	230	4.163077444128621e-1	390	9.100444687042341e-3	550	-1.982687042477966e-3
71	2.659061474958830e-2	231	4.017905891818764e-1	391	9.343819821939981e-3	551	-1.960693892404943e-3
72	3.078087745385930e-2	232	3.873008819361793e-1	392	9.556089247587111e-3	552	-1.934407806173517e-3

[0230]

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
73	3.516391224752870e-2	233	3.728496914938361e-1	393	9.738929904236388e-3	553	-1.904123563599214e-3
74	3.974674893613862e-2	234	3.584479879275654e-1	394	9.893728065983530e-3	554	-1.870072199436830e-3
75	4.45330821110493e-2	235	3.441060828393923e-1	395	1.002221842309897e-2	555	-1.832519954023970e-3
76	4.952626097917320e-2	236	3.298346836739700e-1	396	1.012567516563336e-2	556	-1.791756667369466e-3
77	5.473026727738295e-2	237	3.156442070098094e-1	397	1.020575952382967e-2	557	-1.747978720577777e-3
78	6.014835645056577e-2	238	3.015447421741344e-1	398	1.026389875785943e-2	558	-1.701541033746949e-3
79	6.578414516120631e-2	239	2.875462383794429e-1	399	1.030162959448537e-2	559	-1.652689459435072e-3
80	7.163950999489413e-2	240	2.736584401802921e-1	400	1.032037849566083e-2	560	-1.601690868666912e-3
81	7.771656494569829e-2	241	2.598909819775319e-1	401	1.032154667898522e-2	561	-1.548954090992685e-3
82	8.401794441130064e-2	242	2.462531686198759e-1	402	1.030658039367325e-2	562	-1.49470979777335e-3
83	9.054515924487507e-2	243	2.327540108460799e-1	403	1.027682791880806e-2	563	-1.439190571857024e-3
84	9.729889691289549e-2	244	2.194025590645563e-1	404	1.023360327572998e-2	564	-1.382763830841281e-3
85	1.042804039148369e-1	245	2.062071988727463e-1	405	1.017821017226088e-2	565	-1.325642967049430e-3
86	1.114900795290448e-1	246	1.931765200055820e-1	406	1.011195224927225e-2	566	-1.268184236874211e-3
87	1.189284254931251e-1	247	1.803186073942884e-1	407	1.003602653649432e-2	567	-1.210596701555163e-3
88	1.265947532678997e-1	248	1.676410590306998e-1	408	9.951564927254814e-3	568	-1.153025111297160e-3
89	1.344885599112251e-1	249	1.551517472268748e-1	409	9.859735321541087e-3	569	-1.095962010293130e-3
90	1.426090972422485e-1	250	1.428578337203540e-1	410	9.761689935477358e-3	570	-1.039553843860894e-3
91	1.509550307914161e-1	251	1.307662172525294e-1	411	9.658335268268776e-3	571	-9.838346246983619e-4
92	1.595243494708706e-1	252	1.188837988250476e-1	412	9.550506541750015e-3	572	-9.290281181623759e-4
93	1.683151598707939e-1	253	1.072167300568495e-1	413	9.439239790180602e-3	573	-8.74981053387956e-4
94	1.773250461581686e-1	254	9.577112136322552e-2	414	9.325311662898867e-3	574	-8.215803921619577e-4
95	1.865511418631904e-1	255	8.455282024161610e-2	415	9.209571052890813e-3	575	-7.706114369075383e-4
96	1.959902227114119e-1	256	7.355793885744523e-2	416	9.092729858436259e-3	576	-7.240453976226097e-4
97	2.056386275763479e-1	257	6.280513608528435e-2	417	8.975504153186832e-3	577	-6.849432723864428e-4
98	2.154925974105375e-1	258	5.229589453075828e-2	418	8.858564024669505e-3	578	-6.499492788836954e-4
99	2.255475584993390e-1	259	4.203381031272017e-2	419	8.742547510216072e-3	579	-6.169265465797999e-4
100	2.357989864681126e-1	260	3.202301123728688e-2	420	8.627917215653412e-3	580	-5.864023580206857e-4
101	2.462418809459464e-1	261	2.226720136600903e-2	421	8.515236113018675e-3	581	-5.585564628691223e-4
102	2.568709554604541e-1	262	1.277000586069404e-2	422	8.404834686887089e-3	582	-5.332623456777386e-4
103	2.676805358910440e-1	263	3.534672952747162e-3	423	8.297046056582970e-3	583	-5.106711356117643e-4
104	2.786645734207760e-1	264	-5.435672410526313e-3	424	8.192181771808344e-3	584	-4.907668696713635e-4
105	2.898168394038287e-1	265	-1.413857081863553e-2	425	8.090558375952284e-3	585	-4.734587422398502e-4
106	3.011307516871287e-1	266	-2.257147752062613e-2	426	7.992340268718087e-3	586	-4.585871522474066e-4
107	3.125994749246541e-1	267	-3.073254829666290e-2	427	7.897787592331651e-3	587	-4.460035977692689e-4
108	3.242157192666507e-1	268	-3.861994968092324e-2	428	7.806979111626161e-3	588	-4.356377129231574e-4
109	3.359722796803192e-1	269	-4.623245158508806e-2	429	7.720005213599928e-3	589	-4.273247732616044e-4
110	3.478614117031655e-1	270	-5.356875686113461e-2	430	7.636899169053526e-3	590	-4.208333621911742e-4
111	3.598752336287570e-1	271	-6.062844791918062e-2	431	7.557692588413262e-3	591	-4.159437129295563e-4
112	3.720056632072922e-1	272	-6.741087925238425e-2	432	7.482361735247336e-3	592	-4.123958508631197e-4

[0231]

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
113	3 842444358173011e-1	273	-7 391592258255635e-2	433	7 410882580163479e-3	593	-4 100224176114866e-4
114	3 965831241942321e-1	274	-8 014393008412193e-2	434	7 343084196594709e-3	594	-4 085466400930828e-4
115	4 090129566893579e-1	275	-8 609517876186421e-2	435	7 278918614409016e-3	595	-4 077080867389932e-4
116	4 215250930838456e-1	276	-9 177059647159572e-2	436	7 218206312830178e-3	596	-4 073254606881664e-4
117	4 341108982328533e-1	277	-9 7171118785672957e-2	437	7 160843298305507e-3	597	-4 070933269997811e-4
118	4 467608231633283e-1	278	-1 022983899423088e-1	438	7 106600272887440e-3	598	-4 067607615013048e-4
119	4 594659376709624e-1	279	-1 071535873159799e-1	439	7 055249359796239e-3	599	-4 061488056951641e-4
120	4 722166595058233e-1	280	-1 117390940373963e-1	440	7 006591539682229e-3	600	-4 050555465493161e-4
121	4 850038204075746e-1	281	-1 160565563647874e-1	441	6 960450953203489e-3	601	-4 033838274959328e-4
122	4 978178235802594e-1	282	-1 20108995775325e-1	442	6 916554770130135e-3	602	-4 008810861049167e-4
123	5 106483456192374e-1	283	-1 238986104503973e-1	443	6 874623603448978e-3	603	-3 973769462134710e-4
124	5 234865375971977e-1	284	-1 274286534385776e-1	444	6 834443173086539e-3	604	-3 928186163645286e-4
125	5 363218470709771e-1	285	-1 307022037585206e-1	445	6 795786363014294e-3	605	-3 870561868619109e-4
126	5 491440356706657e-1	286	-1 337226598624689e-1	446	6 758476537306303e-3	606	-3 799993669990150e-4
127	5 619439923555571e-1	287	-1 364936502000925e-1	447	6 722125942626111e-3	607	-3 715971708042990e-4
128	5 746001351404267e-1	288	-1 390190836588895e-1	448	6 686140904391229e-3	608	-3 617549303005874e-4
129	5 872559277139351e-1	289	-1 413030335001078e-1	449	6 650228698006217e-3	609	-3 505340232816606e-4
130	5 998618924353250e-1	290	-1 433497698594264e-1	450	6 614354298921371e-3	610	-3 378810708512397e-4
131	6 123980151490041e-1	291	-1 451636222445455e-1	451	6 578320578669048e-3	611	-3 237820254163679e-4
132	6 248504862282382e-1	292	-1 467494079461177e-1	452	6 541865503698597e-3	612	-3 083797394566325e-4
133	6 372102969387355e-1	293	-1 481116975400198e-1	453	6 504729306516950e-3	613	-2 916580376245428e-4
134	6 494654463921502e-1	294	-1 492556249421260e-1	454	6 466690242148724e-3	614	-2 737128656378774e-4
135	6 616044277534099e-1	295	-1 501862836334994e-1	455	6 427556828582072e-3	615	-2 546266898474145e-4
136	6 736174463977084e-1	296	-1 509089024309573e-1	456	6 387124476277924e-3	616	-2 344785058384558e-4
137	6 854929931488056e-1	297	-1 514289033634045e-1	457	6 345262303711465e-3	617	-2 134575242388197e-4
138	6 972201618598393e-1	298	-1 517517580141857e-1	458	6 301766582696827e-3	618	-1 916264051955752e-4
139	7 087881675504216e-1	299	-1 518832057448775e-1	459	6 256542736138121e-3	619	-1 692851860592005e-4
140	7 201859881692665e-1	300	-1 518289202172233e-1	460	6 209372064970386e-3	620	-1 466953561242506e-4
141	7 314035334082556e-1	301	-1 515947694390820e-1	461	6 160215935384255e-3	621	-1 236855725370398e-4
142	7 424295078874311e-1	302	-1 511866738705995e-1	462	6 108902434484468e-3	622	-1 005737421222391e-4
143	7 532534422335129e-1	303	-1 506105955209982e-1	463	6 055355267266873e-3	623	-7 750656629326379e-5
144	7 638649113306198e-1	304	-1 498725980913964e-1	464	5 999473903317320e-3	624	-5 466984383016220e-5
145	7 742538112450130e-1	305	-1 48978714405076e-1	465	5 941211676077848e-3	625	-3 255925659037227e-5
146	7 844095212375462e-1	306	-1 479352185844335e-1	466	5 880495927392625e-3	626	-1 096860208856302e-5
147	7 943222347831999e-1	307	-1 467481851768966e-1	467	5 817286139372493e-3	627	9 881411051921578e-6
148	8 039818519286321e-1	308	-1 454239120021382e-1	468	5 751536864441650e-3	628	2 951496818998434e-5
149	8 13378939828571e-1	309	-1 439685961257477e-1	469	5 683230954033062e-3	629	4 810106298036608e-5
150	8 225037151897938e-1	310	-1 423884130127772e-1	470	5 612375999953358e-3	630	6 513783951460106e-5
151	8 313468549324594e-1	311	-1 406896926563808e-1	471	5 538957988293047e-3	631	8 051456871678129e-5
152	8 398991600556686e-1	312	-1 388785953623746e-1	472	5 462963107291498e-3	632	9 429776656872437e-5

[0232]

n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$	n	$P_0(n)$
153	8 481519810689574e-1	313	-1 369612022106282e-1	473	5 384396217909888e-3	633	1 058298511976110e-4
154	8 560963550316389e-1	314	-1 349437727408798e-1	474	5 303337109336215e-3	634	1 155823148740170e-4
155	8 637239863984174e-1	315	-1 328323917411932e-1	475	5 21973972898678e-3	635	1 229659417867084e-4
156	8 710266607496513e-1	316	-1 306331212230066e-1	476	5 133623037830525e-3	636	1 266886375085138e-4
157	8 779965198108476e-1	317	-1 283520431992394e-1	477	5 045046346880483e-3	637	1 279376783418106e-4
158	8 846258145496611e-1	318	-1 259952253813674e-1	478	4 954008597884707e-3	638	1 216914974923737e-4
159	8 909071890560218e-1	319	-1 235680807908494e-1	479	4 860588885693231e-3	639	9 386301157644215e-5

[0233]

[0234]

다음에, 실제 구현예들의 상이한 양태들이 개시된다. 표준 PC 또는 DSP를 이용하면, 저 지연 복소 변조 필터뱅크의 실시간 동작이 가능하다. 필터뱅크는 또한 맞춤형 칩에 하드 코딩(hard coding)될 수 있다. 도 5(a)는 복소 지수 변조 필터뱅크 시스템의 분석부의 효율적인 구현예에 대한 구조를 도시한다. 아날로그 입력 신호가 우선 A/D 변환기(501)에 공급된다. 디지털 시간 도메인 신호는 시간(502)에서 M 샘플들을 시프트하는 2M 샘플들을 지나는 시프트 레지스터(shift resistor)에 공급된다. 그리고나서 시프트 레지스터로부터의 신호들은 프로토타입 필터(503)의 다상 계수들을 통해 필터링된다. 필터링된 신호들은 후속해서 결합되고(504) DCT-IV(505) 및 DST-IV(506) 변환에 의해 동시에 변환된다. 코사인 및 사인 변환들로부터의 출력들은 서브대역 샘플들의 실수부 및 허수부를 각각 구성한다. 서브대역 샘플들의 이득들은 현재의 스펙트럼 포락선 조정기 세팅(507)에 따라 변경된다.

[0235]

저 지연 복소 지수 변조 시스템의 합성부의 효율적인 구현예가 도 5(b)에 도시된다. 서브대역 샘플들은 우선 복소 값의 회전 팩터들, 즉 복소 값의 채널 의존 상수들(511)로 승산되고, 실수부는 DCT-IV(512) 변환에 의해 허

수부는 DST-IV(513) 변환에 의해 변조된다. 변환들로부터의 출력들은 결합되고(514) 프로토타입 필터(515)의 다상 성분들을 통해 공급된다. 시간 도메인 출력 신호는 시프트 레지스터(516)로부터 획득된다. 최종적으로, 디지털 출력 신호는 아날로그 파형(517)으로 역으로 변환된다.

[0236] 상술한 구현예들이 DCT 및 DST 유형 IV 변환들을 이용할지라도, DCT 유형 II 및 III 커널들을 이용하는 구현예들(및 또한 DST 유형 II 및 III 기반 구현예들)이 마찬가지로 가능하다. 그러나, 복소 지수 변조 बैं크들에 대한 계산상 가장 효율적인 구현예들은 순 FFT 커널들을 이용한다. 직접 행렬-벡터 승산을 이용하는 구현예들 또한 가능하지만 효율 면에서 열등하다.

[0237] 요약하면, 본 문서는 분석/합성 필터 बैं크들에서 이용되는 프로토타입 필터들을 위한 설계 및 방법을 기술한다. 프로토타입 필터들 및 그 결과에 따른 분석/합성 필터 बैं크들의 원하는 속성들은 거의 완전한 재구성, 저 지연, 에일리어싱에 대한 저 민감도 및 최소 진폭/위상 왜곡이다. 프로토타입 필터들의 적절한 계수를 결정하기 위해 최적화 알고리즘에서 이용될 수 있는 여러 함수가 제안된다. 여러 함수는 원하는 필터 속성들 사이에서의 강조 점을 변경하도록 튜닝될 수 있는 파라미터들의 세트를 포함한다. 바람직하게도, 비대칭 프로토타입 필터들이 이용된다. 더욱이, 원하는 필터 속성들, 즉, 거의 완전한 재구성, 저 지연, 에일리어싱에 대한 고 복원력 및 최소 위상/진폭 왜곡의 양호한 절충을 제공하는 프로토타입 필터가 기술된다.

[0238] 본원에서 특성 실시예들 및 응용예들이 기술되었을지라도, 당업자에게는 본원에서 기술된 실시예들 및 응용예들에 대한 많은 변경들이 본원에서 기술되고 청구되는 본 발명의 범위를 벗어나지 않고도 가능하다는 것이 명백할 것이다. 본 발명의 특정한 형태들이 도시되었고 기술되었을지라도, 본 발명은 도시되고 기술된 특정 실시예들 또는 기술된 특정 방법들로 제한되지 않아야 함이 이해되어야 한다.

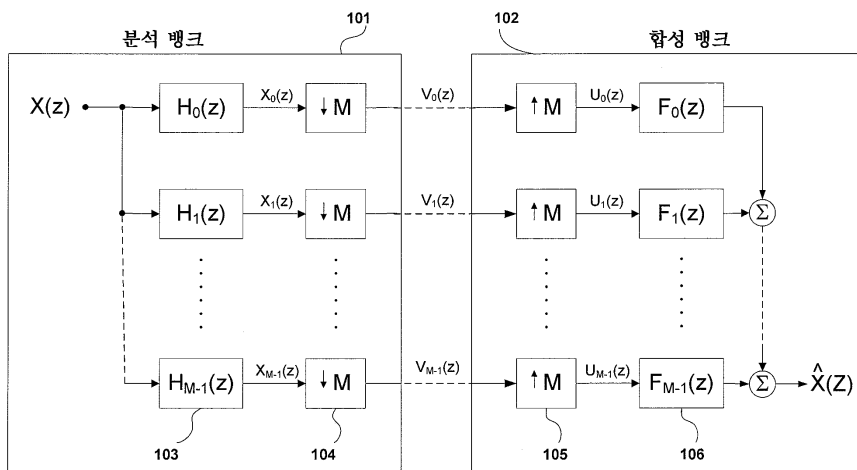
[0239] 본 문서에 기술되는 필터 बैं크뿐만 아니라 필터 설계 방법 및 시스템은 소프트웨어, 펌웨어 및/또는 하드웨어로 구현될 수 있다. 특정 구성요소들은 예를 들어 디지털 신호 프로세서 또는 마이크로프로세서에서 운용되는 소프트웨어로서 구현될 수 있다. 다른 구성요소는 예를 들어 하드웨어로서 또는 주문형 반도체로서 구현될 수 있다. 기술된 방법들 및 시스템들에서 접하는 신호들은 랜덤 액세스 메모리 또는 광 저장 매체와 같은 매체에 저장될 수 있다. 이들은 라디오 네트워크들, 위성 네트워크들, 무선네트워크들 또는 유선 네트워크들, 예를 들어 인터넷과 같은 네트워크들을 통해 전송된다. 본 문서에서 기술되는 필터 बैं크들을 이용하는 전형적인 디바이스들은 셋탑 박스 또는 오디오 신호들을 디코딩하는 다른 고객 구내 장비들이다. 인코딩하는 측에서, 필터 बैं크는 브로드캐스팅 스테이션(station)들에서, 예를 들어 비디오 헤드엔드(headend) 시스템들에서 이용될 수 있다.

부호의 설명

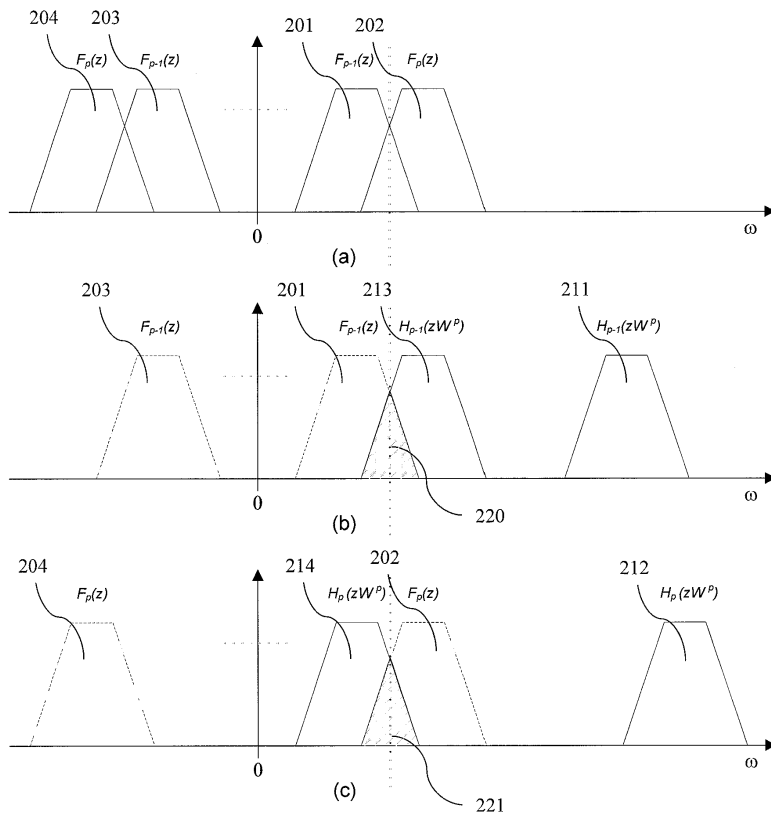
- [0240] 101 : 분석 बैं크 102 : 합성 बैं크 103 : 분석 필터
- 104 : 데시메이터 105 : 보간기 106 : 합성 필터

도면

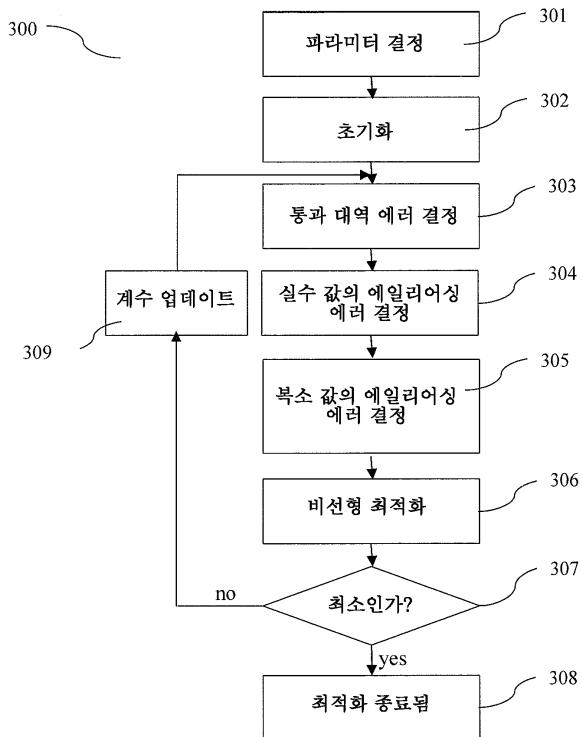
도면1



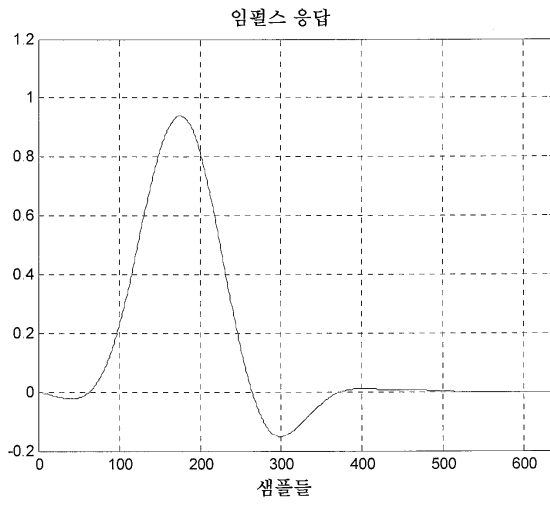
도면2



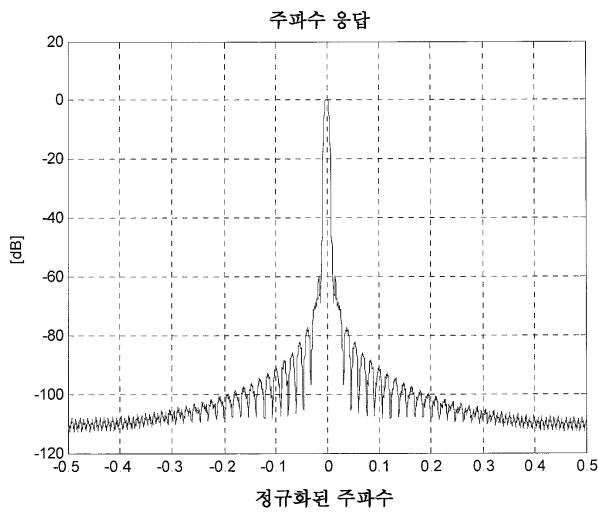
도면3



도면4



(a)



(b)

도면5

