

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2012년 8월 16일 (16.08.2012)



(10) 국제공개번호
WO 2012/108680 A2

- (51) 국제특허분류:
G10L 19/00 (2006.01) G10L 21/02 (2006.01)
G10L 19/02 (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2012/000910
- (22) 국제출원일: 2012년 2월 8일 (08.02.2012)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
61/440,843 2011년 2월 8일 (08.02.2011) US
61/479,405 2011년 4월 27일 (27.04.2011) US
- (71) 출원인 (US 을(를) 제외한 모든 지정국에 대하여): **엘지 전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.)** [KR/KR]; 서울시 영등포구 여의도동 20, 150-721 Seoul (KR). **광주과학기술원 (GWANGJU INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY)** [KR/KR]; 광주광역시 북구 첨단 파기로 123(오룡동) 광주과학기술원, 500-712 Gwangju (KR).
- (72) 발명자; 겸
- (75) 발명자/출원인 (US 에 한하여): **정규혁 (JEONG, Gyu Hyeok)** [KR/KR]; 서울시 관악구 낙성대동 산 4-1 호 엘지전자 특허센터, 151-919 Seoul (KR). **이영한 (LEE, Young Han)** [KR/KR]; 광주광역시 북구 첨단 파기로 123(오룡동) 광주과학기술원, 500-712 Gwangju (KR).

전혜정 (JEON, Hye Jeong) [KR/KR]; 서울시 관악구 낙성대동 산 4-1 호 엘지전자 특허센터, 151-919 Seoul (KR). **김홍국 (KIM, Hong Kook)** [KR/KR]; 광주광역시 북구 첨단 파기로 123(오룡동) 광주과학기술원, 500-712 Gwangju (KR). **강인규 (KANG, In Gyu)** [KR/KR]; 서울시 관악구 낙성대동 산 4-1 호 엘지전자 특허센터, 151-919 Seoul (KR). **김락용 (KIM, Lag Young)** [KR/KR]; 서울시 관악구 낙성대동 산 4-1 호 엘지전자 특허센터, 151-919 Seoul (KR).

(74) **대리인: 양문옥 (YANG, Moon Ock)**; 서울시 강남구 역삼동 735-10 삼흥역삼빌딩 2층 에센특허법률사무소, 135-080 Seoul (KR).

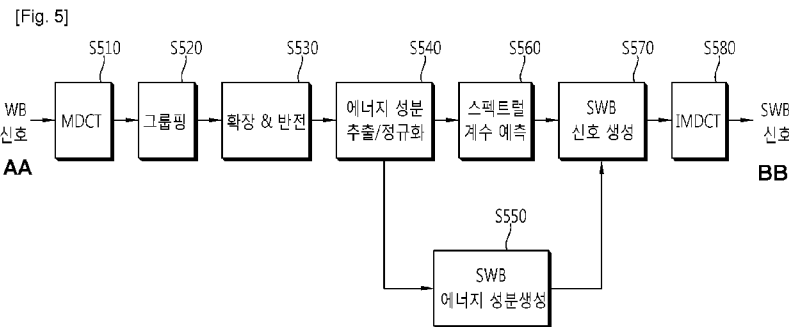
(81) **지정국** (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) **지정국** (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG,

[다음 쪽 계속]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR BANDWIDTH EXTENSION

(54) 발명의 명칭 : 대역 확장 방법 및 장치

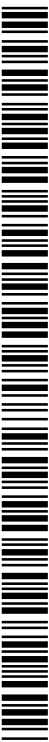


- AA ... WB signal
- S510 ... MDCT
- S520 ... Grouping
- S530 ... Extension & inversion
- S540 ... Energy component extraction/normalisation
- S550 ... SWB energy component generation
- S560 ... Spectral coefficient prediction
- S570 ... SWB signal generation
- S580 ... IMDCT
- BB ... SWB signal

(57) **Abstract:** The present invention relates to a method and device for extending the signal bandwidth of a voice or audio signal. The bandwidth extension method according to the present invention comprises the steps of: generating a first transformed signal by subjecting an input signal to a MDCT (Modified Discrete Cosine Transform); generating a second transformed signal and a third transformed signal based on the first transformed signal; generating respective normal components and energy components from the first transformed signal, the second transformed signal and the third transformed signal; generating an extended normal component from the respective normal components, and generating an extended energy component from the respective energy components; generating an extended transformed signal based on the extended normal component and the extended energy component; and subjecting the extended transformed signal to IMDCT (Inverse MDCT).

(57) **요약서:** 본 발명은 음성 또는 오디오 신호의 신호 대역을 확장하는 방법

[다음 쪽 계속]



WO 2012/108680 A2



ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

공개:

— 국제조사보고서 없이 공개하며 보고서 접수 후 이를 별도 공개함 (규칙 48.2(g))

및 장치에 관한 것으로서, 본 발명에 따른 대역 확장 방법은 입력 시그널을 MDCT(Modified Discrete Cosine Transform)하여 제 1 변환 신호를 생성하는 단계, 상기 제 1 변환 신호를 기반으로 제 2 변환 신호 및 제 3 변환 신호를 생성하는 단계, 상기 제 1 변환 신호, 제 2 변환 신호, 제 3 변환 신호로부터 각각의 정규 성분 및 에너지 성분을 생성하는 단계, 상기 각각의 정규 신호로부터 확장 정규 성분을 생성하고, 상기 각각의 에너지 성분으로부터 확장 에너지 성분을 생성하는 단계, 상기 확장 정규 성분과 상기 확장 에너지 성분을 기반으로 확장 변환 신호를 생성하는 단계 및 상기 확장 변환 신호를 IMDCT(Inverse MDCT)하는 단계를 포함한다.

명세서

발명의 명칭: 대역 확장 방법 및 장치

기술분야

[0001] 본 발명은 음성 신호의 부호화 및 복호화에 관한 것으로서, 더 구체적으로는 신호 대역 변환 기술에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 유비쿼터스(Ubiquitous) 시대의 도래와 함께 이를 기반으로 하는 고품질 음성 및 오디오 서비스에 관한 수요가 증가하고 있다. 증가하는 요구를 만족시키기 위해, 효율적인 음성 및/또는 오디오 코덱이 요구되는 상황이다.

[0003] 네트워크의 발달과 함께, 음성 및 오디오 서비스에 제공되는 대역폭이 확장되면서, 높은 비트율에서는 고품질의 오디오를 제공하고, 낮은 비트율에서는 음성 또는 중저품질의 오디오를 제공하는 스케일러블(scalable) 음성 및 오디오 부호화/복호화 방법이 고려되고 있다.

[0004] 이때, 스케일러블 부호화/복호화에 있어서, 비트율 뿐만 아니라 대역폭을 가변적으로 제공함으로써 서비스의 품질을 향상 시키고, 부호화/복호화의 효율을 증가시킬 수 있다. 예컨대, 입력 신호가 초광대역(Super-Wideband: SWB) 신호인 경우에 이를 기반으로 광대역(Wideband: WB) 신호를 재생하거나, 입력 신호가 광대역 신호인 경우에 이를 기반으로 초광대역 신호를 재생하도록 함으로써, 서비스를 향상을 도모할 수 있다.

[0005] 따라서, 광대역 신호로부터 초광대역 신호를 생성하는 방법에 대한 논의가 이루어지고 있다.

발명의 요약

기술적 과제

[0006] 본 발명의 기술적 목적은 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 효과적인 대역 확장 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0007] 본 발명의 기술적 목적은 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 광대역 신호를 기반으로 초광대역 신호를 복원하는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0008] 본 발명의 기술적 목적은 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 부호화단으로부터의 추가 정보 전송 없이 복호화단에서 대역 확장을 수행하는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0009] 본 발명의 기술적 목적은 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 처리 대역의 증가에도 불구하고 성능 열화가 발생하지 않는 대역 확장 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0010] 본 발명의 기술적 목적은 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 하위 대역과 확장된 상위 대역 사이의 경계에서 발생할 수 있는 잡음을 효과적으로

방지하는 대역 확장 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

과제 해결 수단

- [0011] 본 발명의 일 실시형태는 대역 확장 방법으로서, 입력 시그널을 MDCT(Modified Discrete Cosine Transform) 하여 제1 변환 신호를 생성하는 단계, 상기 제1 변환 신호를 기반으로 제2 변환 신호 및 제3 변환 신호를 생성하는 단계, 상기 제1 변환 신호, 제2 변환 신호, 제3 변환 신호로부터 각각의 정규 성분 및 에너지 성분을 생성하는 단계, 상기 각각의 정규 신호로부터 확장 정규 성분을 생성하고, 상기 각각의 에너지 성분으로부터 확장 에너지 성분을 생성하는 단계, 상기 확장 정규 성분과 상기 확장 에너지 성분을 기반으로 확장 변환 신호를 생성하는 단계 및 상기 확장 변환 신호를 IMDCT(Inverse MDCT)하는 단계를 포함한다. 이때, 상기 제2 변환 신호는 상기 제1 변환 신호를 상위 주파수 대역으로 스펙트럴 확장한 신호일 수 있고, 상기 제3 변환 신호는 상기 제1 변환 신호를 제1 기준 주파수 대역에 대하여 반전시킨 신호일 수 있다.
- [0012] 구체적으로, 상기 제2 변환 신호는 상기 제1 신호의 신호 대역을 상위 대역으로 2배 확장한 신호일 수 있다.
- [0013] 또한, 상기 제3 변환 신호는 상기 제1 신호의 최상단 주파수에 대하여 상기 제1 신호를 반전시킨 신호로서, 상기 제3 변환 신호는 상기 제1 신호의 최상단 주파수를 중심으로 한 중첩 대역폭 내에서 정의될 수 있다. 이때, 상기 제3 변환 신호는 상기 중첩 대역폭 내에서 상기 제1 신호와 합성될 수도 있다.
- [0014] 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분은 제1 주파수 구간에 대한 상기 제1 신호의 평균 절대값일 수 있으며, 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분은 제2 주파수 구간에 대한 상기 제2 신호의 평균 절대값일 수 있고, 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분은 제3 주파수 구간에 대한 상기 제3 신호의 평균 절대값일 수 있으며, 상기 제1 주파수 구간은 상기 제1 변환 신호가 정의되는 주파수 구간 내에 존재할 수 있고, 상기 제2 주파수 구간은 상기 제2 변환 신호가 정의되는 주파수 구간 내에 존재할 수 있으며, 상기 제3 주파수 구간은 상기 제3 변환 신호가 정의되는 주파수 구간 내에 존재할 수 있다.
- [0015] 상기 제1 내지 제3 주파수 구간의 크기는 상기 제1 내지 제3 변환 신호가 정의되는 주파수 대역들 중 연속하는 10개의 주파수 대역에 해당할 수 있고, 상기 제1 변환 신호가 정의되는 주파수 구간은 상기 제1 변환 신호가 정의되는 최저 주파수 대역으로부터 연속하는 280개의 상위 주파수 대역에 해당할 수 있으며, 상기 제2 변환 신호가 정의되는 주파수 구간은 상기 제1 변환 신호가 정의되는 최저 주파수 대역으로부터 연속하는 560개의 상위 주파수 대역에 해당할 수 있으며,
- [0016] 상기 제3 변환 신호가 정의되는 주파수 구간은 상기 제1 변환 신호가 정의되는 최상 주파수 대역을 중심으로 연속하는 140개의 주파수 대역에 해당할 수 있다.
- [0017] 한편, 상기 제1 변환 신호의 정규 신호는 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분에

대한 상기 제1 변환 신호일 수 있으며, 상기 제2 변환 신호의 정규 신호는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분에 대한 상기 제2 변환 신호일 수 있고, 상기 제3 변환 신호의 정규 신호는 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분에 대한 상기 제3 변환 신호일 수 있다.

- [0018] 또한, 상기 확장 에너지 성분은, 상기 제1 변환 신호가 정의되는 주파수 대역폭 K 의 제1 에너지 구간 내에서, 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분이며, 상기 제1 에너지 구간의 최상단 주파수 대역으로부터 폭 $K/2$ 의 상위 구간인 제2 에너지 구간에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분 및 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분의 중첩일 수 있으며, 상기 제2 에너지 구간의 최상단 주파수 대역으로부터 폭 $K/2$ 의 상위 구간인 제3 에너지 구간에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분일 수 있다. 이때, 상기 제2 에너지 구간의 전반에서는 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분에 가중치를 부가할 수 있고, 상기 제2 에너지 구간의 후반에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분에 가중치를 부가할 수 있다.
- [0019] 또한, 상기 확장 정규 성분은 제2 기준 주파수 대역을 기준으로, 상기 제2 기준 주파수 대역보다 낮은 주파수 대역에서는 상기 제1 변환 신호의 정규 성분일 수 있고, 상기 제2 기준 주파수 대역보다 높은 주파수 대역에서는 상기 제2 변환 신호의 정규 성분일 수 있으며, 상기 제2 기준 주파수 대역은 상기 제1 변환 신호와 상기 제2 변환 신호 사이의 상호 상관도가 최대가 되는 주파수 대역일 수 있다.
- [0020] 상기 확장 정규 성분 및 확장 에너지 성분의 생성 단계에서는, 상기 확장 에너지 성분이 정의되는 최상위 주파수 대역의 상기 확장 에너지 성분에 대한 스무딩을 수행할 수 있다.
- [0021] 본 발명의 다른 실시형태는 대역 확장 장치로서, 입력 시그널을 MDCT(Modified Discrete Cosine Transform) 변환하여 제1 변환 신호를 생성하는 변환부, 상기 제1 변환 신호를 기반으로 신호들을 생성하는 신호 생성부, 상기 제1 변환 신호 및 상기 신호 생성부에서 생성된 신호들을 합성하여 확장 대역 신호를 생성하는 신호 합성부 및 상기 확장 대역 신호를 IMDCT(Inverse MDCT) 변환하는 역변환부를 포함한다. 상기 신호 생성부는, 상기 제1 신호를 상위 주파수 대역으로 스펙트럴 확장하여 제2 신호를 생성하고, 상기 제1 신호를 제1 기준 주파수에 대하여 반전하여 제3 신호를 생성하며 상기 제1 내지 제3 신호로부터 정규 성분과 에너지 성분을 추출하고, 상기 신호 합성부는 상기 제1 신호 및 제2 신호의 정규 성분들을 기반으로 확장 정규 성분을 합성하며, 상기 제1 신호 내지 제3 신호의 에너지 성분들을 기반으로 확장 에너지 성분을 합성하고, 상기 확장 정규 성분과 상기 확장 에너지 성분을 기반으로 확장 대역 신호를 생성할 수 있다.
- [0022] 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분은 제1 주파수 구간에 대한 상기 제1 신호의 평균 절대값일 수 있으며, 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분은 제2 주파수 구간에 대한 상기 제2 신호의 평균 절대값일 수 있고, 상기 제3 변환 신호의

- 에너지 성분은 제3 주파수 구간에 대한 상기 제3 신호의 평균 절대값일 수 있다.
- [0023] 상기 제1 변환 신호의 정규 신호는 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분에 대한 상기 제1 변환 신호일 수 있으며, 상기 제2 변환 신호의 정규 신호는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분에 대한 상기 제2 변환 신호일 수 있고, 상기 제3 변환 신호의 정규 신호는 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분에 대한 상기 제3 변환 신호일 수 있다.
- [0024] 상기 확장 에너지 성분은, 상기 제1 변환 신호가 정의되는 주파수 대역폭 K 의 제1 에너지 구간 내에서, 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분일 수 있고, 상기 제1 에너지 구간의 최상단 주파수 대역으로부터 폭 $K/2$ 의 상위 구간인 제2 에너지 구간에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분 및 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분의 중첩일 수 있으며, 상기 제2 에너지 구간의 최상단 주파수 대역으로부터 폭 $K/2$ 의 상위 구간인 제3 에너지 구간에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분일 수 있다.
- [0025] 상기 제2 에너지 구간의 전반에서는 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분에 가중치를 부가할 수 있고, 상기 제2 에너지 구간의 후반에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분에 가중치를 부가할 수 있다.
- [0026] 한편, 상기 확장 정규 성분은, 제2 기준 주파수 대역을 기준으로, 상기 제2 기준 주파수 대역보다 낮은 주파수 대역에서는 상기 제1 변환 신호의 정규 성분일 수 있고, 상기 제2 기준 주파수 대역보다 높은 주파수 대역에서는 상기 제2 변환 신호의 정규 성분일 수 있으며, 상기 제2 기준 주파수 대역은 상기 제1 변환 신호와 상기 제2 변환 신호 사이의 상호 상관도가 최대가 되는 주파수 대역일 수 있다.

발명의 효과

- [0027] 본 발명에 의하면, 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 효과적으로 대역폭을 확장할 수 있다.
- [0028] 본 발명에 의하면, 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 입력된 광대역 신호의 대역을 확장하여 초광대역 신호를 복원할 수 있다.
- [0029] 본 발명에 의하면, 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 부호화단으로부터의 추가 정보 전송 없이 복호화단에서 대역폭을 확장할 수 있다.
- [0030] 본 발명에 의하면, 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 처리 대역의 증가에도 불구하고 성능 열화 없이 대역폭을 확장할 수 있다.
- [0031] 본 발명에 의하면, 오디오/음성 신호의 부호화 및 복호화에 있어서, 하위 대역과 확장된 상위 대역 사이의 경계에서 발생할 수 있는 잡음을 효과적으로 방지할 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0032] 도 1은 본 발명에 따른 음성 부호화기에 관한 구성의 일 예를 개략적으로

설명하는 도면이다.

- [0033] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 음성 복호화기를 나타낸 개념도이다.
- [0034] 도 3은 ABE 방법으로서 코드북 기반의 주파수 포락선 예측 및 분할 대역 여기 신호 예측이 적용되는 일 예를 개략적으로 설명하는 도면이다.
- [0035] 도 4는 대역 확장 기법을 기반으로 ABE가 적용되는 일 예를 개략적으로 설명하는 도면이다.
- [0036] 도 5는 본 발명에 따라서 대역 확장을 수행하는 방법을 개략적으로 설명하는 순서도이다.
- [0037] 도 6은 본 발명에 따른 대역 확장 장치에서 수행하는 대역 확장 방법의 다른 예를 개략적으로 설명하는 순서도이다.
- [0038] 도 7은 본 발명에 따라서 초광대역 신호의 에너지 성분을 합성하는 방법을 개략적으로 설명하는 도면이다.

발명의 실시를 위한 형태

- [0039] 이하, 도면을 참조하여 본 발명의 실시 형태에 대하여 구체적으로 설명한다. 본 명세서의 실시예를 설명함에 있어, 관련된 공지 구성 또는 기능에 대한 구체적인 설명이 본 명세서의 요지를 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명은 생략한다.
- [0040] 본 명세서에서 제1 구성 요소가 제2 구성 요소에 “연결되어” 있다거나 “접속되어” 있다고 기재된 경우에는, 제2 구성 요소에 직접적으로 연결되어 있거나 또는 접속되어 있을 수도 있고 제3 구성 요소를 매개하여 제2 구성 요소에 연결되거나 접속되어 있을 수도 있다.
- [0041] “제1”, “제2” 등의 용어는 하나의 기술적 구성을 다른 기술적 구성으로부터 구별하기 위해 사용될 수 있다. 예를 들어, 본 발명의 기술적 사상의 범위 내에서 제1 구성 요소로 명명되었던 구성 요소는 제2 구성 요소로 명명되어 동일한 기능을 수행할 수도 있다.
- [0042] 도 1은 본 발명에 따른 음성 부호화기에 관한 구성의 일 예를 개략적으로 설명하는 도면이다.
- [0043] 도 1을 참조하면, 음성 부호화기(100)는 대역폭 확인부(105), 샘플링 변환부(125), 전처리부(130), 대역 분할부(110), 선형 예측 분석부(115, 135), 선형 예측 양자화부(140, 150, 175), 변환부(145), 역변환부(155, 180), 피치 검출부(160), 적응(adaptive) 코드북 검색부(165), 고정 코드북 검색부(170), 모드 선택부(185), 대역 예측부(190), 보상 이득 예측부(195)를 포함할 수 있다.
- [0044] 대역폭 확인부(105)는 입력되는 음성 신호의 대역폭 정보를 판단할 수 있다. 음성 신호는 약 4 kHz의 대역폭을 가지고 PSTN(Public Switched Telephone Network)에서 많이 사용되는 협대역 신호(Narrowband), 약 7 kHz의 대역폭을 가지고 협대역의 음성 신호보다 자연스러운 고음질 스피치나 AM 라디오에서 많이 사용되는 광대역 신호(Wideband), 약 14 kHz의 대역폭을 가지며 음악,

디지털 방송과 같이 음질이 중요시되는 분야에서 많이 사용되는 초광대역 신호(Super wideband)로 대역폭에 따라 분류될 수 있다. 대역폭 확인부(105)에서는 입력된 음성 신호를 주파수 영역으로 변환하여 현재 음성 신호의 대역폭이 협대역 신호인지, 광대역 신호인지, 초광대역 신호인지를 판단할 수 있다. 대역폭 확인부(105)는 입력된 음성 신호를 주파수 영역으로 변환하여, 스펙트럼의 상위 대역 빈(bin)들의 유무 및/또는 성분을 조사하고 판별할 수도 있다. 대역폭 확인부(105)는 구현에 따라 입력되는 음성 신호의 대역폭이 고정되어 있는 경우 따로 구비되지 않을 수 있다.

[0045] 대역폭 확인부(105)는 입력된 음성 신호의 대역폭에 따라서, 초광대역 신호는 대역 분할부(110)으로 전송하고, 협대역 신호 또는 광대역 신호는 샘플링 변환부(125)로 전송할 수 있다.

[0046] 대역 분할부(110)는 입력된 신호의 샘플링 레이트를 변환하고 상위 대역과 하위 대역으로 분할할 수 있다. 예를 들어, 32kHz의 음성 신호를 25.6kHz의 샘플링 주파수로 변환하고 상위 대역과 하위 대역으로 12.8kHz씩 분할할 수 있다. 대역 분할부(110)는 분할된 대역 중 하위 대역 신호를 전처리부(130)로 전송하고, 상위 대역 신호를 선형 예측 분석부(115)로 전송한다.

[0047] 샘플링 변환부(125)는 입력된 협대역 신호 또는 광대역 신호를 입력 받고 일정한 샘플링 레이트를 변경할 수 있다. 예를 들어, 입력된 협대역 음성 신호의 샘플링 레이트가 8kHz인 경우, 12.8kHz로 업 샘플링하여 상위 대역 신호를 생성할 수 있고 입력된 광대역 음성신호가 16kHz인 경우, 12.8kHz로 다운 샘플링을 수행하여 하위 대역 신호를 만들 수 있다. 샘플링 변환부(125)는 샘플링 변환된 하위 대역 신호를 출력한다. 내부 샘플링 주파수(internal sampling frequency)는 12.8kHz가 아닌 다른 샘플링 주파수를 가질 수도 있다.

[0048] 전처리부(130)는 샘플링 변환부(125) 및 대역 분할부(110)에서 출력된 하위 대역 신호에 대해 전처리를 수행한다. 전처리부(130)에서는 음성 파라미터를 생성할 수 있다. 예컨대, 하이 패스 필터링 또는 프리-엠퍼시스(Pre-emphasis) 필터링과 같은 필터링을 사용하여 중요 영역의 주파수 성분을 추출할 수 있다. 음성 대역폭에 따라 차단 주파수(cutoff frequency)를 다르게 설정하여 상대적으로 덜 중요한 정보가 모여있는 주파수 대역인 아주 낮은 주파수(very low frequency)를 하이 패스 필터링함으로써 파라미터 추출 시 필요한 중요 대역에 집중할 수 있다. 또 다른 예로 프리-엠퍼시스(pre-emphasis) 필터링을 사용하여 입력 신호의 높은 주파수 대역을 부스트함으로써, 낮은 주파수 영역과 높은 주파수 영역의 에너지를 스케일링할 수 있다. 따라서, 선형 예측 분석시 해상도를 증가시킬 수 있다.

[0049] 선형 예측 분석부(115, 135)는 LPC(Linear Prediction Coefficient)를 산출할 수 있다. 선형 예측 분석부(115, 135)에서는 음성 신호의 주파수 스펙트럼의 전체 모양을 나타내는 포만트(Formant)를 모델링할 수 있다. 선형 예측 분석부(115, 135)에서는 원래의 음성 신호와 선형 예측 분석부(135)에서 산출된 선형 예측

계수를 이용해 생성한 예측 음성 신호의 차이인 오차(error) 값의 MSE(mean square error)가 가장 작아지도록 LPC 값을 산출할 수 있다. LPC를 산출하기 자기 상관(autocorrelation) 방법 또는 공분산(covariance) 방법 등 다양한 방법이 사용될 수 있다.

- [0050] 선형 예측 분석부(115)는 하위 대역 신호에 대한 선형 예측 분석부(135)와 달리, 높은 차수의 LPC를 추출할 수 있다.
- [0051] 선형 예측 양자화부(120, 140)에서는 추출된 LPC를 변환하여 LSP(Linear Spectral Pair)나 LSF(Linear Spectral Frequency)와 같은 주파수 영역의 변환 계수들을 생성하고, 생성된 주파수 영역의 변환 계수를 양자화 할 수 있다. LPC는 큰 동적 범위(Dynamic Range)를 가지기 때문에 이러한 LPC를 그대로 전송하는 경우, 압축률이 떨어지게 된다. 따라서 주파수 영역으로 변환하고, 변환 계수를 양자화함으로써 적은 정보량으로 LPC 정보를 생성할 수 있다.
- [0052] 선형 예측 양자화부(120, 140)에서는 양자화된 LPC를 역양자화해서 시간 영역으로 변환된 LPC를 이용하여 선형 예측 잔여 신호를 생성할 수 있다. 선형 예측 잔여 신호는 음성 신호에서 예측된 포함트 성분이 제외된 신호로서, 피치(pitch) 정보와 랜덤 신호를 포함할 수 있다.
- [0053] 선형 예측 양자화부(120)에서는 양자화된 LPC를 이용하여, 원래의 상위 대역 신호와의 필터링을 통해 선형 예측 잔여 신호를 생성한다. 생성된 선형 예측 잔여 신호는 상위 대역 예측 여기 신호와의 보상 이득을 구하기 위해 보상 이득 예측부(195)로 전송된다.
- [0054] 선형 예측 양자화부(140)에서는 양자화된 LPC를 이용하여, 원래의 하위 대역 신호와의 필터링을 통해 선형 예측 잔여 신호를 생성한다. 생성된 선형 예측 잔여 신호는 변환부(145) 및 피치 검출부(160)에 입력된다.
- [0055] 도 1에서, 변환부(145), 양자화부(150), 역변환부(155)는 TCX(Transform Coded Excitation)을 모드를 수행하는 RCX 모드 수행부로서 동작할 수 있다. 또한, 피치 검출부(160), 적응 코드북 검색부(165), 고정 코드북 검색부(170)는 CELP(Code Excited Linear Prediction) 모드를 수행하는 CELP 모드 수행부로서 동작할 수 있다.
- [0056] 변환부(145)에서는 DFT(Discrete Fourier Transform) 또는 FFT(Fast Fourier Transform)와 같은 변환 함수에 기초하여, 입력된 선형 예측 잔여 신호를 주파수 도메인으로 변환시킬 수 있다. 변환부(145)는 변환 계수 정보를 양자화부(150)에 전송할 수 있다.
- [0057] 양자화부(150)에서는 변환부(145)에서 생성된 변환 계수들에 대해 양자화를 수행할 수 있다. 양자화부(150)에서는 다양한 방법으로 양자화를 수행할 수 있다. 양자화부(150)는 선택적으로 주파수 대역에 따라 양자화를 수행할 수 있고 또한, AbS(Analysis by Synthesis)를 이용하여 최적의 주파수 조합을 산출할 수도 있다.
- [0058] 역변환부(155)는 양자화된 정보를 기반으로 역변환을 수행하여 시간 도메인에서 선형 예측 잔여 신호의 복원된 여기 신호를 생성할 수 있다.

- [0059] 양자화 후 역변환된 선형 예측 잔여 신호, 즉, 복원된 여기 신호는 선형 예측을 통해 음성 신호로서 복원된다. 복원된 음성 신호는 모드 선택부(185)로 전송된다. 이처럼 TCX 모드로 복원된 음성 신호는 후술할 CELP 모드로 양자화되고 복원된 음성 신호와 비교될 수 있다.
- [0060] 한편, CELP 모드에서, 피치 검출부(160)는 자기 상관(autocorrelation) 방법과 같은 오픈 루프(open-loop) 방식을 이용하여 선형 예측 잔여 신호에 대한 피치를 산출할 수 있다. 예컨대, 피치 검출부(160)는 합성된 음성 신호와 실제의 음성 신호를 비교하여 피치 주기와 피크값 등을 산출할 수 있으며, 이때 AbS(Analysis by Synthesis) 등의 방법을 이용할 수 있다.
- [0061] 적응 코드북 검색부(165)는 피치 검출부에서 산출된 피치 정보를 기반으로 적응 코드북 인덱스와 계인을 추출한다. 적응 코드북 검색부(165)는 AbS 등을 이용하여 적응 코드북 인덱스와 계인 정보를 기반으로 선형 예측 잔여 신호에서 피치 구조(pitch structure)를 산출할 수 있다. 적응 코드북 검색부(165)는 적응 코드북의 기여분, 예컨대 피치 구조에 관한 정보가 제외된 선형 예측 잔여 신호를 고정 코드북 검색부(170)에 전송한다.
- [0062] 고정 코드북 검색부(170)는 적응 코드북 검색부(165)로부터 수신한 선형 예측 잔여 신호를 기반으로 고정 코드북 인덱스와 계인을 추출하고 부호화할 수 있다.
- [0063] 양자화부(175)는 피치 검출부(160)에서 출력된 피치 정보, 적응 코드북 검색부(165)에서 출력된 적응 코드북 인덱스 및 계인, 그리고 고정 코드북 검색부(170)에서 출력된 고정 코드북 인덱스 및 계인 등의 파라미터를 양자화한다.
- [0064] 역변환부(180)는 양자화부(175)에서 양자화된 정보를 이용하여 복원된 선형 예측 잔여 신호인 여기 신호를 생성할 수 있다. 여기 신호를 기반으로 선형 예측의 역과정을 통해 음성 신호를 복원할 수 있다.
- [0065] 역변환부(180)는 CELP 모드로 복원된 음성 신호를 모드 선택부(185)에 전송한다.
- [0066] 모드 선택부(185)에서는 TCX 모드를 통해 복원된 TCX 여기 신호와 CELP 모드를 통해 복원된 CELP 여기 신호를 비교하여 원래의 선형 예측 잔여 신호와 더 유사한 신호를 선택할 수 있다. 모드 선택부(185)는 선택한 여기 신호가 어떠한 모드를 통해 복원된 것인지에 대한 정보 역시 부호화할 수 있다. 모드 선택부(185)는 복원된 음성 신호의 선택에 관한 선택 정보와 여기 신호를 비트 스트림으로 대역 예측부(190)에 전송할 수 있다.
- [0067] 대역 예측부(190)는 모드 선택부(185)에서 전송된 선택 정보와 복원된 여기 신호를 이용하여 상위 대역의 예측 여기 신호를 생성할 수 있다.
- [0068] 보상 이득 예측부(195)는 대역 예측부(190)에서 전송된 상위 대역 예측 여기 신호와 선형 예측 양자화부(120)에서 전송된 상위 대역 예측 잔여 신호를 비교하여 스펙트럼상의 계인을 보상할 수 있다.
- [0069] 한편, 도 1의 예에서 각 구성부는 각각 별도의 모듈로서 동작할 수도 있고,

복수의 구성부가 하나의 모듈을 형성하여 동작할 수도 있다. 예컨대, 양자화부(120, 140, 150, 175)는 하나의 모듈로서 각 동작을 수행할 수도 있고, 양자화부(120, 140, 150, 175) 각각이 별도의 모듈로서 프로세스상 필요한 위치에 구비될 수도 있다.

- [0070] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 음성 복호화기를 나타낸 개념도이다.
- [0071] 도 2를 참조하면, 음성 복호화기(200)는 역양자화부(205, 210), 대역 예측부(220), 이득 보상부(225), 역변환부(215), 선형 예측 합성부(230, 235), 샘플링 변환부(240), 대역 합성부(250), 후처리 필터링부(245, 255)를 포함할 수 있다.
- [0072] 역양자화부(205, 210)는 양자화된 파라미터 정보를 음성 부호화기로부터 수신하고, 이를 역양자화한다.
- [0073] 역변환부(215)는 TCX 모드 또는 CELP 모드로 부호화된 음성 정보를 역변환하여 여기 신호를 복원할 수 있다. 역변환부(215)는 부호화기로부터 수신한 파라미터를 기반으로 복원된 여기 신호를 생성할 수 있다. 이때, 역변환부(215)는 음성 부호화기에서 선택된 일부 대역에 대해서만 역변환을 수행할 수도 있다. 역변환부(215)는 복원된 여기 신호를 선형 예측 합성부(235)와 대역 예측부(220)에 전송할 수 있다.
- [0074] 선형 예측 합성부(235)는 역변환부(215)로부터 전송된 여기 신호와 음성 부호화기로부터 전송된 선형 예측 계수를 이용하여 하위 대역 신호를 복원할 수 있다. 선형 예측 합성부(235)는 복원된 하위 대역 신호를 샘플링 변환부(240)와 대역 합성부(250)에 전송할 수 있다.
- [0075] 대역 예측부(220)는 역변환부(215)로부터 수신한 복원된 여기 신호값을 기반으로 상위 대역의 예측 여기 신호를 생성할 수 있다.
- [0076] 이득 보상부(225)는 대역 예측부(220)로부터 수신한 상위 대역 예측 여기 신호와 부호화기에서 전송된 보상 이득값을 기반으로 초광대역 음성 신호에 대한 스펙트럼 상의 계인을 보상할 수 있다.
- [0077] 선형 예측 합성부(230)는 보상된 상위 대역 예측 여기 신호값을 이득 보상부(225)로부터 수신하고, 보상된 상위 대역 예측 여기 신호값과 음성 부호화기로부터 수신한 선형 예측 계수값을 기반으로 상위 대역 신호를 복원할 수 있다.
- [0078] 대역 합성부(250)는 복원된 하위 대역의 신호를 선형 예측 합성부(235)로부터 수신하고, 복원된 상위 대역 신호를 대역 선형 예측 합성부(435)로부터 수신하여, 수신한 상위 대역 신호와 하위 대역 신호에 대한 대역 합성을 수행할 수 있다.
- [0079] 샘플링 변환부(240)는 내부 샘플링 주파수 값을 다시 원래의 샘플링 주파수 값으로 변환시킬 수 있다.
- [0080] 후처리부(245, 255)에서는 신호 복원을 위해 필요한 후처리를 수행할 수 있다. 예컨대, 후처리부(245, 255)는 전처리부에서 프리엠퍼시스(pre-emphasis) 필터를 역필터링할 수 있는 디엠퍼시스(de-emphasis) 필터가 포함될 수 있다.

후처리부(245, 255)는 필터링뿐만 아니라, 양자화 에러를 최소화 하거나, 스펙트럼의 하모닉 피크를 살리고 밸리(valley)를 죽이는 등 여러 가지 후처리 동작을 수행할 수도 있다. 후처리부(245)는 복원된 협대역 또는 광대역 신호를 출력하고, 후처리부(255)는 복원된 초광대역 신호를 출력할 수 있다.

- [0081] 전술한 바와 같이 도 1과 도 2에서 개시한 음성 부호화기는 본 발명에서 개시된 발명이 사용되는 하나의 예시로서 본 발명에 따른 기술적 사상의 범위 내에서 다양한 응용이 가능하다.
- [0082] 한편, 효과적인 음성 및/또는 오디오 서비스를 제공하기 위해 스케일러블(scalable) 부호화/복호화 방법이 고려되고 있다.
- [0083] 일반적으로 스케일러블 음성 및 오디오 부호화기/복호화기는 비트율뿐만 아니라 대역폭도 가변적으로 제공할 수 있다. 예컨대, 입력되는 음성/오디오 신호가 초광대역(Super-Wideband: SWB)인 신호인 경우에는 이를 기반으로 광대역(Wideband: WB) 신호를 재생하고, 입력되는 음성/오디오 신호가 광대역 신호인 경우에는 이를 기반으로 초광대역 신호를 재생하는 방식으로 대역폭을 가변적으로 제공한다.
- [0084] 광대역 신호를 초광대역 신호로 변환하는 과정은 리샘플링(re-sampling) 과정을 통해 수행될 수 있다.
- [0085] 하지만, 광대역 신호를 초광대역 신호로 변환하기 위해 단순히 업샘플링(up-sampling) 과정을 사용하는 경우, 생성된 초광대역 신호는 샘플링 레이트(sampling rate)가 초광대역 신호의 샘플링 레이트일지라도, 실제 신호가 존재하는 대역(bandwidth)은 단순히 광대역 신호와 같다. 결국, 업샘플링에 의해 정보량(i.e. data rate)은 증가하게 되지만, 음질에 관해서는 이득이 없다.
- [0086] 이와 관련하여, 비트율(bit rate)의 증가 없이 광대역 신호 또는 협대역 신호(Narrowband: NB)로부터 초광대역 신호를 복원하는 방법을 인공적 대역 확장(Artificial Bandwidth Extension: ABE, 이하 'ABE'라 함)이라 한다.
- [0087] 이하, 본 명세서에서는 비트율 증가 없이 광대역 신호 또는 저대역 신호를 입력받아 초광대역 신호로 복원하는 대역 확장 방법, 이를테면 광대역-초광대역(WB-to-SWB) 리샘플링 방법에 대하여 구체적으로 설명한다.
- [0088] 본 발명에서는 스케일러블 음성 및 오디오 부호화기의 처리 영역인 MDCT(Modified Discrete Cosine Transform) 영역에서 광대역 신호의 반사 대역 정보와 예측 대역 정보를 활용하여 초광대역 신호를 복원한다.
- [0089] 초기의 음성 코덱의 경우, 네트워크의 대역폭과 알고리즘 처리 속도의 제약 때문에 낮은 계산량을 가지면서 협대역을 처리하는 코덱, 예컨대 G.711 같은 코덱을 주로 개발해왔다. 다시 말하면, 복잡하고 높은 비트율을 처리하는 방법을 통해 좋은 음질을 제공하는 코덱보다는, 계산량이 낮고 비트율도 낮은 방법을 이용하여 음성 통화에 적합한 음질을 제공하기 위한 방법을 적용해왔다.
- [0090] 이후, 신호 처리 기술과 네트워크가 발달함에 따라서 복잡도도 높고 음성 품질도 높은 코덱 기술이 개발되어 왔다. 예컨대, 3.4 kHz 이하의 대역폭만을

고려한 협대역 음성 코덱과 7kHz까지의 대역폭을 처리하는 광대역 음성 코덱 등이 개발되어 왔다.

- [0091] 하지만, 상술한 바와 같이 고품질 음성 서비스에 대한 수요가 증가함을 고려할 때, 초광대역 음성 신호에 대한 고품질 서비스를 제공하기 위해서, 광대역 음성 코덱을 기반으로 광대역 이상의 대역폭을 지원할 수 있는 스케일러블 코덱을 사용하는 방법을 고려할 수 있다. 이때, 광대역 음성 코덱으로서 G729.1, G718 등을 이용할 수 있다.
- [0092] 광대역 음성 코덱을 기반으로 초광대역을 지원하는 스케일러블 코덱은 다양한 경우에 이용될 수 있다. 예컨대, 통화 서비스를 이용하여 서로 통화 중인 두 사용자 중에서 한 사용자의 단말은 광대역 신호만을 처리할 수 있는 단말이고, 다른 사용자의 단말은 초광대역 신호를 처리할 수 있는 단말인 경우를 가정하자. 이 경우에는 두 사용자 사이의 통화를 유지하기 위해, 초광대역 신호를 처리할 수 있는 단말을 이용하는 사용자에게 초광대역 신호가 아닌 광대역 신호를 기반으로 하는 음성 신호가 제공되는 문제가 생길 수 있다. 이때, 광대역 신호를 기반으로 초광대역 신호를 리샘플링하여 복원할 수 있다면 문제를 해결할 수 있다.
- [0093] 본 발명에 따른 음성 코덱은 광대역 신호와 초광대역 신호를 모두 처리할 수 있으며, 광대역 신호를 기반으로 리샘플링을 통해 초광대역 신호를 복원할 수 있다.
- [0094] 지금까지 리샘플링 기술에 사용되는 ABE 기술은 일반적으로 협대역 신호를 기반으로 광대역 신호를 복원하는 방식으로 연구되어 왔다.
- [0095] ABE 기술은 크게 주파수 포락선(Spectral Envelope) 예측 기술과 여기 신호(Excitation Signal) 예측 기술로 나눌 수 있다. 여기 신호는 변조(modulation) 등을 통해 예측될 수 있다. 주파수 포락선은 패턴 인식 기법을 이용하여 예측될 수 있다. 주파수 포락선을 예측하는데 이용될 수 있는 패턴 인식 기법으로서, 예컨대 GMM(Gauss Mixture Model), HMM(Hidden Markov Model) 등이 있다.
- [0096] 광대역(WB) 신호를 예측하는 ABE 방법에 대해서는 음성 인식 특징 벡터를 주로 사용하는 MFCC(Mel-Frequency Cepstral Coefficient)나 이를 양자화하는 VQ(Vector Quantization)의 인덱스를 활용하는 방법 등이 연구되어 왔다.
- [0097] 도 3은 ABE 방법으로서 코드북 기반의 주파수 포락선 예측 및 분할 대역 여기 신호 예측이 적용되는 일 예를 개략적으로 설명하는 도면이다.
- [0098] 도 3을 참조하면, 주파수 확장에 관하여 협대역(telephone-band) 코드북을 기반으로 광대역 코드북을 예측한다. 동시에, 여기 신호에 관해서는 저대역 확장과 고대역 확장을 나누어 진행한 후에, 합성단에서 선형 예측 코딩(Linear Predictive Coding: LPC)를 통해 이를 합성한다. 선형 예측 코딩의 결과는 주파수 확장의 결과와 통합된다.
- [0099] 한편, 도 3의 예에 따른 방식은, 계산량이 많기 때문에 음성 부호화기의 요소 기술로서 이용하기 어렵다. 예컨대, 처리 대역이 늘어남에 따라 증가한 특징

- 벡터 때문에 성능의 열화가 발생하기 쉽다. 또한, 훈련 데이터베이스의 특성에 따라서 성능의 편차가 커질 수 있다. 이와 함께, 도 3의 예에 따른 방식을 MDCT 도메인에서 처리되는 초광대역 신호를 예측하기 위해 적용하기는 무리가 있다.
- [0100] 도 4는 대역 확장 기법을 기반으로 ABE가 적용되는 일 예를 개략적으로 설명하는 도면이다. 주파수 포락선 예측 기법 및 여기 신호 예측 기법을 기반으로 하는 ABE와 도 4의 ABE 기법은 기존의 대역 확장 기법을 기반으로 적용된다.
- [0101] 도 4를 참조하면, 주파수 도메인에서의 포락선 정보와 함께 시간축을 따라서 시간 도메인에서의 포락선 정보를 예측한다. 예컨대, 고대역 신호의 합성에 필요한 파라미터를 예측하기 위해 저대역 신호에서 추출한 MFCC를 특징 벡터로 해서 GMM을 적용하고 있다.
- [0102] 도 4의 예에서 설명하는 방식에 의하면, 기존의 대역 확장 방법에서 정의하는 파라미터만 예측하고, 나머지 예측에 필요한 구조는 기존의 방법을 재사용하여 ABE를 수행할 수 있다.
- [0103] 다만, 도 4의 방법 역시, 범용성이 떨어지는 단점이 존재한다. 예컨대, 여기 신호에 해당하는 부분을 미리 예측하여 활용하기 때문에 상대적으로 예측해야 하는 정보가 한정적이 된다.
- [0104] 또한, 도 4의 대역 확장 방법은 대역별 특성을 무시한 채로 적용하기 어렵다. 즉, 도 4의 대역 확장 방법은 광대역으로의 대역 확장을 위해 개발된 방법이기 때문에 광대역을 기반으로 하는 초광대역 신호의 복원에 적용하기는 어렵다. 특히, 이 방법은 베이스라인 대역의 신호가 충실하게 복원되었을 때 성능이 보장되는 방법이기 때문에 베이스라인 대역의 신호가 부호화기로만 복원될 수 있는 경우에는 원하는 만큼의 효과를 얻기 어렵다.
- [0105] 따라서, 많은 계산량을 수반하지 않으면서 데이터베이스의 특성에 크게 좌우되지 않고 범용성을 유지할 수 있는 대역 확장 기법이 고려될 필요가 있다.
- [0106] 본 발명에서는 추가적인 비트없이 대역 확장을 수행한다. 즉, 추가적인 비트없이 광대역 입력 신호(예컨대 16 kHz의 표본화 주파수로 입력된 신호)를 초광대역 신호(32 kHz의 표본화 주파수를 갖는 신호)로 출력할 수 있다.
- [0107] 또한 본 발명에 따른 대역 확장 방법은 (이동, 무선) 통신에도 적용될 수 있으며, MDCT 변환을 제외한 추가적인 지연 없이 대역 확장이 수행될 수 있다.
- [0108] 본 발명에 따른 대역 확장 방법은 범용성을 고려하여 베이스라인(baseline) 부호화기/복호화기의 프레임과 동일한 길이의 프레임을 사용할 수 있다. 예컨대, 베이스라인 부호화기로 G.718을 사용한다면, 프레임의 길이를 20ms로 설정할 수 있다. 이 경우, 20ms는 32kHz 신호를 기준으로 할 때 640 샘플에 해당한다.
- [0109] 표 1은 본 발명에 따른 대역 확장 방법을 이용하는 경우의 사양에 관한 일 예를 개략적으로 나타낸 것이다.
- [0110] <표 1>
- [0111]

항목	내용
추가 비트율	0 kbit/s
입출력 표본화 주파수	Input: 16 kHz Output: 32 kHz
추가 알고리즘 지연	0 ms (MDCT 제외)
프레임 길이	20 ms
추가 계산량	15 WMOPS (MDCT 제외)
추가 메모리	10 kword (MDCT 제외)
추가 처리 대역	7,000 ~ 14,000 Hz

- [0112] 도 5는 본 발명에 따라서 대역 확장을 수행하는 방법을 개략적으로 설명하는 순서도이다. 도 5의 방법에서는 광대역 신호를 입력받아 초광대역 신호를 출력하는 리샘플링 방법을 설명하고 있다.
- [0113] 도 5에서 설명하는 각 단계는 부호화기 및/또는 복호화기에서 수행될 수 있다. 도 5에서는 설명의 편의를 위해, 각 단계가 부호화기 및/또는 복호화기 내의 대역 확장 장치에서 수행되는 것으로 설명한다. 대역 확장 장치는 복호화기의 대역 예측부 또는 대역 합성부에 위치할 수도 있고, 별도의 유닛으로 복호화기 내에 위치할 수도 있다.
- [0114] 또한, 도 5의 각 단계는 대역 확장 장치에서 수행될 수도 있고, 각 단계에 대응하는 기계적 유닛에서 수행될 수도 있다.
- [0115] 도 5에서 설명하는 대역 확장 방법은 크게 4 가지 단계로 나뉠 수 있다. 예컨대, (1) 입력 신호를 MDCT 도메인으로 변환하는 단계, (2) 저대역(광대역) 입력 신호를 이용하여 고대역 신호를 만들기 위해 확장 신호 및 반전 신호를 생성하는 단계, (3) 고대역 신호를 만들기 위해, 에너지 성분과 정규화된 스펙트럴 빈 성분을 생성하는 단계, (4) 입력 신호의 확장된 신호를 생성하고 이를 출력하는 단계로 나뉠 수 있다.
- [0116] 도 5를 참조하면, 대역 확장 장치는 광대역 신호(WB signal)를 수신해서 MDCT(Modified Discrete Cosine Transform)를 수행한다(S510).
- [0117] 입력되는 광대역 신호는 32 kHz로 표본화된 모노 신호일 수 있으며, MDCT에 의해 시간/주파수(Time/Frequency: T/F) 변환된다. 여기서는 MDCT를 사용하는 것으로 설명하였으나, 시간/주파수 변환을 수행하는 다른 변환 방법을 이용할 수도 있다.
- [0118] 32 kHz로 표본화 되는 경우, 입력 신호의 한 프레임은 320 샘플로 구성될 수 있다. MDCT는 중첩 합산(overlap-and-add) 구조를 가지므로, 현재 프레임의 이전 프레임을 구성하는 320 샘플을 포함한 640 샘플로 시간/주파수(T/F) 변환을 수행할 수 있다.
- [0119] 입력 신호를 MDCT 처리하여, 스펙트럴 빈, $X_{WB}(k)$ 을 생성할 수 있다. $X_{WB}(k)$ 는 k 번째 스펙트럴 빈을 나타내며, k는 샘플링 주파수 또는 주파수 성분을 지시할 수 있다. 스펙트럴 빈은 MDCT를 수행하여 얻은 MDCT 계수라고 해석될 수도 있다. 입력 신호가 32 kHz로 표본화된 경우, 스펙트럴 빈은 320 개 (

$1 \leq k \leq 320$) 개가 생성될 수 있다.

[0120] 320 개의 스펙트럴 빈은 0 내지 8 kHz에 대응하지만, 이 중 광대역(7 kHz 대역)에 대응하는 280 개의 스펙트럴 빈을 이용하여 대역 확장을 수행할 수 있다. 따라서, 본 발명에 따른 대역 확장의 결과로서 560 개의 스펙트럴 빈으로 구성된 복원 신호로서 초광대역 신호 $X_{SWB}(k)$ 를 생성할 수 있다.

[0121] 대역 확장 장치는 MDCT에 의해 생성된 스펙트럴 빈을 소정 개수씩 서브밴드로 그룹핑(grouping)한다(S520). 예컨대, 각 서브밴드당 스펙트럴 빈의 개수를 10 개로 설정할 수 있다. 따라서, 대역 확장 장치는 입력 신호로부터 28 개의 서브밴드를 구성하고, 이를 기반으로 56 개의 서브밴드로 구성된 출력 신호를 생성할 수 있다.

[0122] 대역 확장 장치는 입력 신호로부터 구성된 28 개의 서브밴드를 확장 및 반전하여, 확장 밴드 신호(extended band signal) $X_{Ext}(k)$ 와 반전 밴드 신호(reflected band signal) $X_{Ref}(k)$ 을 생성한다(S530). 확장 밴드 신호는 스펙트럴 인터폴레이션(spectral interpolation)에 의해 생성될 수 있으며, 반전 밴드 신호는 저대역 스펙트럴 폴딩(low band spectral folding)에 의해 생성될 수 있다. 이에 관해서는 후술하도록 한다.

[0123] 대역 확장 장치는 각 서브밴드 신호로부터 에너지 성분을 추출하고, 각 서브밴드 신호를 정규화한다(S540). 대역 확장 장치는 입력 신호(Wide Band)를 에너지 성분 $G_{WB}(j)$ 와 정규화된 스펙트럴 빈 성분

$$\tilde{X}_{WB}(k)$$

로 나눈다. 대역 확장 장치는 확장 밴드 신호 $X_{Ext}(k)$ 를 에너지 성분 $G_{Ext}(j)$ 와 정규화된 스펙트럴 빈 성분

$$\tilde{X}_{Ext}(k)$$

로 나눈다. 또한, 대역 확장 장치는 반전 밴드 신호 $X_{Ref}(k)$ 를 에너지 성분 $G_{Ref}(j)$ 와 정규화된 스펙트럴 빈 성분

$$\tilde{X}_{Ref}(k)$$

로 나눈다. 한편, 광대역 신호인 입력 신호를 고대역 신호인 확장 밴드 및 반전 밴드와 대비하여 저대역 신호라고 칭할 수 있다. 입력 신호는 확장 밴드 및 반전 밴드와 함께 초광대역 신호를 구성할 수 있다. 한편, 각 에너지 성분에서 j 는 스펙트럴 빈을 그룹핑한 각 서브밴드를 지시하는 인덱스이다.

[0124] 대역 확장 장치는 각 에너지 성분 $G_{WB}(j)$, $G_{Ext}(j)$, $G_{Ref}(j)$ 를 기반으로 초광대역 신호에 대한 에너지 성분 $G_{SWB}(j)$ 을 생성한다(S550). 초광대역 신호에 대한 에너지 성분을 합성하여 생성하는 방법에 대해서는 후술하도록 한다.

[0125] 대역 확장 장치는 스펙트럴 계수(MDCT 계수)를 예측한다(S560). 대역 확장 장치는 입력 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분

$$\tilde{X}_{WB}(k)$$

와 확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분

$$\tilde{X}_{Ext}(k)$$

사이의 상호 상관도(cross correlation)를 이용하여 최적의 페치 인덱스(fetch index)를 산출할 수 있다. 대역 확장 장치는 산출한 페치 인덱스를 기반으로 초광대역 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분

$$\tilde{X}_{SWB}(k)$$

를 생성한다.

- [0126] 대역 확장 장치는 초광대역 신호의 에너지 성분 $G_{SWB}(j)$ 와 초광대역 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분 XXX 를 이용하여 초광대역 신호 $X_{SWB}(k)$ 를 생성한다(S570).
- [0127] 초광대역 신호 $X_{SWB}(k)$ 의 구체적인 생성 방법은 후술하도록 한다.
- [0128] 이어서, 대역 확장 장치는 IMDCT(Inverse MDCT)를 수행하여 복원된 초광대역 신호를 출력한다(S580).
- [0129] 상술한 바와 같이, 대역 확장 장치는 상기 각 단계(S510~S580)에 대응하는 기계적 유닛을 포함할 수 있다. 예컨대, 대역 확장 장치는, MDCT부, 그루핑부, 확장 및 반전부, 에너지 추출 및 정규화부, SWB 에너지 생성부, 스펙트럴 계수 예측부, SWB 시그널 생성부, IMDCT부를 포함할 수 있다. 이때, 각 기계적 유닛이 수행하는 동작은 대응하는 각 단계에 대해서 설명한 바와 같다.
- [0130] 도 6은 본 발명에 따른 대역 확장 장치에서 수행하는 대역 확장 방법의 다른 예를 개략적으로 설명하는 순서도이다. 도 6의 실시예에서는 도 5의 실시예와 같이, S500과 동일한 MDCT 수행 단계(S600), S510과 동일한 그루핑 단계(S610), S520과 동일한 확장 및 반전 단계(S620), S540에 대응하는 에너지 추출/정규화 단계(S630), S550에 대응하는 SWB 확장 단계(S640, S650, S660), S560과 동일한 스펙트럴 계수 예측 단계(S670), S570과 동일한 SWB 시그널 생성 단계(S680), S580과 동일한 IMDCT 단계(S690)를 포함한다.
- [0131] 도 6의 경우에는 도 5의 경우와 달리, 에너지 추출/정규화 단계에서 입력 신호의 에너지 성분 $G_{WB}(j)$ 만을 추출하며, 이를 기반으로 반전 밴드 신호의 에너지 성분 $G_{Ref}(j)$ 을 추출하는 단계(S640)와 확장 밴드 신호의 에너지 성분 $G_{Ext}(j)$ 을 추출하는 단계(S650)는 SWB 확장 단계에서 수행된다. SWB 확장 단계에서는 생성된 $G_{Ref}(j)$ 와 $G_{Ext}(j)$ 그리고 입력 신호의 에너지 성분 $G_{WB}(j)$ 를 기반으로 초광대역 신호의 에너지 성분 $G_{SWB}(j)$ 를 생성한다(S660).
- [0132] 도 6의 경우에도, 대역 확장 장치는 상기 각 단계(S600~S690)에 대응하는 기계적 유닛을 포함할 수 있다. 예컨대, 대역 확장 장치는, MDCT부, 그루핑부, 확장 및 반전부, 에너지 성분 추출 및 정규화부, SWB 확장부(반전 밴드 신호 에너지 성분 추출부, 확장 밴드 신호 에너지 성분 추출부, 초광대역 신호 에너지 성분 생성부), 스펙트럴 계수 예측부, SWB 신호 생성부, IMDCT부를 포함할 수 있다. 이때, 각 기계적 유닛이 수행하는 동작은 대응하는 각 단계에 대해서 설명한 바와 같다.

- [0133] 도 5 및 도 6의 각 단계를 앞서 설명한 4개의 큰 단계로 나눈다면, (1) 입력 신호를 MDCT 도메인으로 변환하는 단계에는 MDCT 단계(S510, S600)가 포함될 수 있으며, (2) 저대역(광대역) 입력 신호를 이용하여 고대역 신호를 만들기 위해 확장 신호 및 반전 신호를 생성하는 단계에는 그루핑 단계(S520, S610)와 확장 및 반전 단계(S530, S620)가 포함될 수 있고, (3) 고대역 신호를 만들기 위해, 에너지 성분과 정규화된 스펙트럴 빈 성분을 생성하는 단계에는 에너지 추출 및 정규화 단계(S540, S630, S640, S650), MDCT 계수 예측 단계(S560, S670), 고대역 에너지 합성 단계(S550, S660)가 포함될 수 있고, (4) 입력 신호의 확장된 신호를 생성하고 이를 출력하는 단계에는 초고대역 신호 합성 단계(S570, S680)와 IMDCT 단계(S580, S690)가 포함될 수 있다.
- [0134] 도 5 및 도 6에 도시된 구성을 가지는 대역 확장 장치는 복화기 내의 독자적인 모듈로서 동작할 수 있다. 또한, 대역 확장 장치는 복호화기 내의 대역 예측부 또는 대역 합성부의 일 구성으로서 동작할 수도 있다.
- [0135] 한편, 레이어 구조를 채용하여, 부호화기에서 이전 레이어의 신호를 기반으로 고대역 신호를 복원해서 처리하는 경우에는, 부호화기 역시 본 발명에 따른 대역 확장 장치를 포함할 수 있다.
- [0136] 이하, 본 발명에 따라서 확장 밴드 신호 및 반전 밴드 신호를 구성하는 방법, 에너지 성분을 추출하고 정규화 성분을 생성하는 방법, 초광대역 신호의 에너지 성분을 합성하는 방법, 페치 인덱스를 산출하고 이를 기반으로 초광대역 신호의 정규화 성분을 생성하는 방법, 에너지 성분에 대한 스무딩을 수행하는 방법, 초광대역 신호를 합성하는 방법에 관하여 설명한다.
- [0137]
- [0138] <확장 밴드 신호의 구성/반전 밴드 신호의 구성>
- [0139] 본 발명에 따른 대역 확장 방법에서는 입력 신호(광대역 신호)보다 더 고대역의 신호를 처리해서 초광대역 신호를 출력한다.
- [0140] 입력 신호가 약 50 Hz~ 7kHz의 광대역 신호인 경우에 추가로 처리할 대역은 7 kHz ~ 14 kHz의 7 kHz 대역폭이 된다. 이때, 추가 처리할 대역은 베이스라인 부호화기로 사용되는 부호화기의 처리 대역폭과 동일한 대역폭이 된다. 즉, 베이스라인 부호화기의 처리 대역폭이 7 kHz인 경우에, 베이스라인 부호화기를 그대로 사용하면서 초광대역 신호를 복원하기 위해서 7 kHz의 대역폭이 처리된다.
- [0141] 이때, 저대역(광대역) 입력 신호의 대역 확장을 위해 저대역 신호를 페치(fetch)하면 몇 가지 문제가 발생할 수 있다. 예컨대, 7 kHz의 입력 신호에 대응하는 1~280 번째의 스펙트럴 빈을 7kHz~14kHz의 대역에 대응하는 281~560 번째의 스펙트럴 빈으로 사용하기 위해서 페치 인덱스는 280의 값을 가져야 하는데, 이 경우 페치 인덱스가 고정됨으로써 페치 인덱스를 다양하게 선택/산출하기 어려워진다. 또한, 하모닉 성질이 강한 저대역 성분이 7~8 kHz의 확장 대역 신호로 사용되기 때문에 음질 열화가 발생할 우려가 있다.

- [0142] 하지만, 이런 문제들을 해결하기 위해 저대역 신호의 일부를 활용하지 않는다면, 7kHz의 대역폭을 확장하여 초광대역 신호를 복원할 수 없게 된다.
- [0143] 따라서, 대역 확장에 앞서서 먼저 대역폭에 변화를 줄 필요가 있다.
- [0144] 본 발명에 따른 대역 확장 방법에서는, 저대역 신호를 이용하여 대역 확장을 하기 전에 우선 확장 밴드 신호(Extended Band Signal) $X_{Ext}(k)$ 를 구성한다. 이를 통해, 페치를 위한 선택(페치 인덱스 선택)의 폭을 넓힐 수 있고, 하모닉 성질이 강한 저대역 성분을 초광대역 신호를 생성하기 위해 페치하는 대역(구간)으로서 처리하지 않더라도 7 kHz의 대역폭을 확장할 수 있다.
- [0145] 확장 밴드 신호 $X_{Ext}(k)$ 는 입력 신호 $X_{WB}(k)$ 의 스펙트럼을 2배로 늘이는 2배의 스펙트럴 스트레칭을 통해 생성할 수 있다. 이를 수학적으로 나타내면, 수학식 1과 같다.
- [0146] <수학식 1>
- [0147]
- $$X_{Ext}(k) = \begin{cases} X_{WB}(k/2), & k = 0, 2, 4, \dots, N-4, N-2 \\ 0, & k = 1, 3, 5, \dots, N-3, N-1 \end{cases}$$
- [0148] 여기서, N은 입력 신호의 샘플링 개수의 2배에 해당하는 개수를 지시한다. 예컨대, 입력 신호 $X_{WB}(k)$ 에서 k 가 $1 \leq k \leq 280$ 인 경우, N은 560일 수 있다.
- [0149] 한편, 수학식 1을 통해서 대역 확장을 하는 경우에, 기존의 저대역 신호 $X_{WB}(k)$ 와 확장된 신호 $X_{Ext}(k)$ 간의 에너지 성분 차이와 위상 성분 차이로 인해서 최종적으로 복원된 초광대역 신호에 잡음이 발생할 수 있다. 이를 해결하기 위해서, 에너지 매칭 과정을 통해 저대역 신호 $X_{WB}(k)$ 와 확장된 신호 $X_{Ext}(k)$ 의 경계에서 에너지 차이를 보상할 수도 있지만, 에너지 보상은 프레임 단위로 이루어지므로 시간/주파수 변환 해상도의 한계를 초래하게 된다.
- [0150] 따라서, 본 발명에서는 상기 잡음이 발생하는 것을 방지하기 위해 반전 밴드 신호(Reflected Band Signal) $X_{Ref}(k)$ 를 생성하고, 반전 밴드 신호와 확장 밴드 신호를 함께 이용하여 대역 확장을 수행한다.
- [0151] 반전 밴드 신호 $X_{Ref}(k)$ 는 저대역(광대역) 입력 신호를 고대역 신호로 반전함으로써 생성할 수 있다. 이를 수학적으로 나타내면, 수학식 2와 같다.
- [0152] <수학식 2>
- [0153]
- $$X_{Ref}(k + 280) = X_{WB}(279 - k), \quad 0 \leq k \leq N_w$$
- [0154] 수학식 2에서는 입력 신호가 280개의 샘플로 구성된 광대역 신호인 경우를 예로서 설명하고 있다. 수학식 2에서 N_w 는 반전 밴드 신호를 합성할 때 사용하는 중첩 합산 윈도우(Overlap-and-add Window)의 길이를 나타낸다. 이에 관해서는 에너지 성분의 합성에 관한 부분에서 다시 설명한다.
- [0155]
- [0156] <에너지 성분의 추출 및 정규화>
- [0157] 본 발명에 따른 대역 확장 방법에서는 복원하고자 하는 초광대역 신호의

에너지 성분과 정규화된 스펙트럴 빈을 서로 독립적인 방법으로 예측한다.

[0158] 우선, 각 신호들로부터 에너지 성분을 추출한다. 예컨대, 저대역(광대역) 입력 신호 $X_{WB}(k)$ 에 대한 에너지 성분 $G_{WB}(j)$ 를 추출하고, 확장 밴드 신호 $X_{Ext}(k)$ 에 대한 에너지 성분 $G_{Ext}(j)$ 를 추출하며, 반전 밴드 신호 $X_{Ref}(k)$ 에 대한 에너지 성분 $G_{Ref}(j)$ 를 추출한다.

[0159] 각 신호에 대한 서브밴드별 에너지 성분은 해당 서브밴드 내 신호의 게인(gain)에 대한 평균값으로 추출될 수 있다. 이를 수학적으로 표현하면 수학식 3과 같다.

[0160] <수학식 3>

[0161]

$$G_{XX}(j) = \frac{1}{10} \sqrt{\sum_{k=0}^9 X_{XX}^2(k + 10 \times j)}, \quad 0 \leq j \leq M_{XX} - 1$$

[0162] 수학식 3에서 XX는 WB, Ext, Ref 중 어느 하나이다. 예컨대, 저대역(광대역) 입력 신호 $X_{WB}(k)$ 에 대한 에너지 성분인 경우에, $G_{XX}(j)$ 는 $G_{WB}(j)$ 이며, 확장 밴드 신호 $X_{Ext}(k)$ 에 대한 에너지 성분인 경우에, $G_{XX}(j)$ 는 $G_{Ext}(j)$ 이고, 반전 밴드 신호 $X_{Ref}(k)$ 에 대한 에너지 성분인 경우에, $G_{XX}(j)$ 는 $G_{Ref}(j)$ 이 된다.

[0163] 또한, 수학식 3에서 M_{xx} 는 각 신호에 대한 서브밴드의 개수를 나타낸다. 예컨대, M_{WB} 는 저대역(광대역) 입력 신호에 속하는 서브밴드의 개수를 나타내며, M_{Ext} 는 확장 밴드 신호에 속하는 서브밴드의 개수를 나타내고, M_{Ref} 는 반전 밴드 신호에 속하는 서브밴드의 개수를 나타낸다. 본 발명의 실시예와 같이, 280 개의 스펙트럴 빈으로 구성되는 입력 신호의 에너지 성분 $G_{WB}(j)$ 에 대한 M_{WB} 는 28이며, 560 개의 스펙트럴 빈으로 구성되는 확장 밴드 신호의 에너지 성분 $G_{Ext}(j)$ 에 대한 M_{Ext} 는 56이고, 140 개의 스펙트럴 빈으로 구성되는 반전 밴드 신호의 에너지 성분 $G_{Ref}(j)$ 에 대한 M_{Ref} 는 14가 된다. 반전 밴드 신호를 구성하는 스펙트럴 빈의 개수에 대해서는 후술하도록 한다.

[0164] 각 신호에 대한 스펙트럴 빈은 각 신호에 대한 에너지 성분을 기반으로 정규화될 수 있다. 예컨대, 정규화된 스펙트럴 빈은 에너지 성분에 대한 스펙트럴 빈의 비가 된다. 구체적으로, 정규화된 스펙트럴 빈은 해당 스펙트럴 빈이 속하는 서브밴드 신호의 에너지 성분에 대한 해당 스펙트럴 빈의 비로 정의될 수 있다. 이를 수학적으로 나타내면 수학식 4와 같다.

[0165] <수학식 4>

[0166]

$$\tilde{X}_{XX}(k + 10 \times j) = \frac{X_{XX}(k + 10 \times j)}{G_{XX}(j)}, \quad 0 \leq j \leq M_{XX} - 1, \quad 0 \leq k \leq K_{XX}$$

[0167] 수학식 4에서, K_{xx} 는 스펙트럴 빈의 개수를 나타낸다. 따라서, K_{xx} 는 $10M_{xx}$ 가 된다. 예컨대 본 발명의 실시예와 같이, 280 개의 스펙트럴 빈으로 구성되는 입력 신호 $X_{WB}(k)$ 에 대한 K_{WB} 는 280이며, 560 개의 스펙트럴 빈으로 구성되는 확장 밴드 신호 $X_{Ext}(k)$ 에 대한 K_{Ext} 는 560이고, 140 개의 스펙트럴 빈으로 구성되는

반전 밴드 신호 $X_{\text{Ref}}(k)$ 에 대한 K_{Ref} 는 140가 된다.

[0168] 따라서, 주파수 성분에 대응하는 정규화된 스펙트럴 빈을 얻을 수 있다.

[0169]

[0170] <초광대역 신호의 에너지 성분 합성>

[0171] 본 발명에 따른 대역 확장 방법에서는, 저대역 입력 신호 $X_{\text{WB}}(k)$ 를 기반으로 생성된 확장 밴드 신호의 에너지 성분 $G_{\text{Ext}}(j)$ 및 반전 밴드 신호의 에너지 성분 $G_{\text{Ref}}(j)$ 을 이용하여 초광대역 신호의 고대역 에너지 성분을 생성한다.

[0172] 구체적으로 본 발명에서는 확장 밴드 신호의 에너지 성분과 반전 밴드 신호의 에너지 성분을 중첩 가중(Overlap-and-Add)하여 복원하고자 하는 초광대역 신호에 있어서 저대역과 고대역의 중간 대역에 대한 에너지 성분을 생성한다. 확장 밴드 신호의 에너지 성분과 반전 밴드 신호의 에너지 성분을 중첩 합산하는데 윈도우 함수를 이용할 수 있다. 예컨대, 본 발명에서는 헨닝 윈도우(Hanning Windowing)을 이용하여 중간 대역에 대한 에너지 성분을 생성할 수 있다.

[0173] 또한, 복원하고자 하는 초광대역 신호의 고대역에 대한 에너지 성분을 확장 밴드 신호를 이용하여 생성할 수 있다.

[0174] 도 7은 본 발명에 따라서 초광대역 신호의 에너지 성분을 합성하는 방법을 개략적으로 설명하는 도면이다. 도 7의 (a) 내지 (d)에서 세로 축은 신호의 게인(gain) 또는 세기(Intensity: I)를 나타내며, 가로 축은 신호의 대역, 즉 주파수(frequency: f)를 나타낸다.

[0175] 도 7(a)를 참조하면, 입력된 저대역(광대역)의 신호의 에너지 성분(700)을 고대역까지 그대로 확장하는 경우에는 도시된 바와 같은 에너지 성분(710)을 얻게 된다. 하지만, 앞서 설명한 바와 같이 입력 신호를 그대로 고대역 신호로 사용하는 경우에는 음질에 문제가 생길 수 있을 뿐만 아니라 베이스라인 부호화기/복호화기와의 범용성에도 문제가 따른다.

[0176] 따라서, 본 발명에서는 도 7(b)와 같이 확장 밴드 신호의 에너지 성분(720)을 생성하고, 도 7(c)와 같이 반전 밴드 신호의 에너지 성분(730)을 생성하여 초고대역 신호의 에너지 성분을 복원한다. 즉, 저대역(광대역) 입력 신호와 확장 밴드 신호의 경계에서는 반전 밴드 신호를 이용하여 초고대역 신호를 복원한다.

[0177] 상술한 바와 같이, 확장 밴드 신호는 입력 신호를 스펙트럴 인터폴레이션, 즉 스펙트럴 스트레칭하여 생성하므로, 더 입력 신호보다 더 작은 기울기를 가지게 된다. 따라서, 입력 신호의 중단 부분($k=280$ 인 부분과 그 인접 부분)과는 일치하지 않거나 입력 신호의 중단 부분에서 상호 상관도가 낮아질 수 있다.

[0178] 따라서, 입력 신호의 중단 부분에서는 상술한 바와 같이 입력 신호를 반전하여 생성한 반전 밴드 신호의 에너지 부분에 가중치를 두어 초고대역 신호의 에너지 성분을 복원한다.

[0179] 도 7(d)는 입력 신호의 에너지 성분, 확장 밴드 신호의 에너지 성분 및 반전 밴드 신호의 에너지 성분을 이용하여 합성하는 것을 개략적으로 나타내고 있다. 도

7(d)를 참조하면, 입력 신호의 에너지 성분과 반전 밴드 신호의 에너지 성분은 연결은 입력 신호의 에너지 성분과 확장 밴드 신호의 에너지 성분 사이의 연결 상태보다 정확하다.

[0180] 따라서, 저대역 신호(입력 신호)와 고대역 신호 사이의 중간 대역에 대한 에너지 성분은 반전 밴드 신호의 에너지 성분과 확장 밴드 신호의 에너지 성분에 가중치를 부여하는 방식으로 합성될 수 있다. 이때, 중간 대역의 길이는 수학적 2에서 상술한 중첩 합산 윈도우의 길이가 된다.

[0181] 예컨대, 중간 대역의 하위 부분(입력 신호에 가까운 부분)에 대해서는 반전 밴드 신호의 에너지 성분에 가중치를 주고, 중간 대역의 상위 부분에 대해서는 확장 밴드 신호의 에너지 성분에 가중치를 줄 수 있다. 이때, 가중치는 윈도우 함수로서 주어질 수 있다.

[0182] 중간 대역 이상의 고대역에 대해서는 확장 밴드 신호의 에너지 성분을 초고대역 신호의 에너지 성분으로서 이용한다.

[0183] 본 발명의 일 실시예로서, 저대역(광대역) 입력 신호 $XWB(k)$ 가 28개($0 \leq k \leq 27$)의 서브밴드 신호로 구성되고, 소정의 대역(예컨대, 확장 영역의 절반)에 대하여 확장 밴드 신호의 에너지 성분과 반전 밴드 신호의 에너지 성분이 중첩 합산된다고 할 때, 복원하고자 하는 초광대역 신호의 에너지 성분은 수학적 5와 같이 얻어질 수 있다.

[0184] <수학적 5>

[0185]

$$G_{SWB}(j) = \begin{cases} G_{WB}(j), & 0 \leq j \leq 27 \\ G_{Ref}(j)w(N-14+j-28) + G_{Ext}(j)w(j-28), & 28 \leq j \leq 41 \\ G_{Ext}(j), & 42 \leq j \leq 55 \end{cases}$$

[0186] 수학적 5에서 w 는 한닝 윈도우로서, $w(n)$ 은 56개의 샘플로 구성된 한닝 윈도우의 n 번째 값을 나타낸다. 한닝 윈도우는 수학적 2에서 설명한 중첩 합산 윈도우의 일 예라고 할 수 있다.

[0187] 이때, 수학적 5와 달리, 입력 신호의 대역보다 상위 대역만을 고려하여 한닝 윈도우를 적용하는 경우에는 수학적 6과 같이 나타낼 수 있다. 이때, 수학적 6에서 $G_{SWB}(j)$ 는 $G_{WB}(j)$ 의 대역보다 높은 대역의 신호에 대한 에너지 성분만을 의미한다.

[0188] <수학적 6>

[0189]

$$G_{SWB}(j) = \begin{cases} G_{Ref}(j+28)w(N-14+j) + G_{Ext}(j+28)w(j), & 0 \leq j \leq 13 \\ G_{Ext}(j), & 14 \leq j \leq 27 \end{cases}$$

[0190] 수학적 6에서 $w(n)$ 은 28개의 샘플로 구성된 한닝 윈도우의 n 번째 값을 나타낸다.

[0191] 한닝 윈도우(Hanning Window)는 연속하는 신호의 소정 부분을 특정할 때, 해당

부분의 시작과 끝에서 신호의 크기를 0으로 수렴하게 한다.

[0192] 수학식 7은 본 발명에 따라서 수학식 5와 6에 적용될 수 있는 한닝 윈도우의 일 예를 나타낸다.

[0193] <수학식 7>

$$[0194] \quad w(n) = 0.5 \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \right), \quad 0 \leq n \leq N-1$$

[0195] 수학식 7에서 한닝 윈도우의 길이는 수학식 5의 중간 대역($28 \leq j \leq 41$) 또는 수학식 6의 중간 대역($0 \leq j \leq 13$)의 길이로서, 한닝 윈도우의 길이는 수학식 2에서 설명한 중첩 합산 윈도우의 길이가 된다. 수학식 7의 한닝 윈도우를 수학식 5에 적용하는 경우에, N의 값은 56이 될 수 있다. 또한, 수학식 7의 한닝 윈도우를 수학식 6에 적용하는 경우에, N의 값은 28이 될 수 있다.

[0196] 이하에서는 수학식 5를 이용하여 본 발명을 설명한다. 수학식 7을 참조할 때, 수학식 5의 중간 대역($28 \leq j \leq 41$)의 중첩 합산에 있어서, 확장 밴드 신호의 에너지 성분에 대한 윈도우의 값은 중간 대역의 시작점($j=28$)에서 0이 되고, 반전 밴드 신호의 에너지 성분에 대한 윈도우 값은 중간 대역의 끝($j=41$)에서 0이 된다. 즉, 중간 대역의 하위 부분(입력 신호에 가까운 부분)에 대해서는 반전 밴드 신호의 에너지 성분에 가중치가 부여되고, 중간 대역의 상위 부분에 대해서는 확장 밴드 신호의 에너지 성분에 가중치가 부여된다.

[0197] 수학식 5를 참조하면, 앞서 설명한 바와 같이, 본 발명에 따른 대역 확장에 있어서 초광대역 신호의 저대역 부분에 대한 에너지 성분으로는 입력 신호(광대역 신호)의 에너지 성분을 이용한다.

[0198] 수학식 6을 이용하는 경우에도 상술한 방법과 동일하게 본 발명을 구현할 수 있으며, 다만, 이 경우에는 N의 값을 28로 하여 한닝 윈도우를 적용한다. 수학식 6을 이용하는 경우에 얻어지는 초광대역 신호의 에너지 성분은 전체 초광대역 신호의 에너지 성분에서 저대역의 에너지 성분 $G_{WB}(j)$ 가 제외된 것으로서, 전체 초광대역 신호의 에너지 성분은 수학식 6에 의해 얻어진 $G_{SWB}(j)$ 와 $G_{WB}(j)$ 를 함께 이용하여 얻을 수 있다는 점에 유의한다.

[0199]

[0200] <정규화된 스펙트럴 빈에 대한 페치 인덱스(fetch index)>

[0201] 본 발명에 따른 대역 확장 방법에서는 최적의 페치 인덱스를 결정하기 위해 상호 상관도를 이용한다.

[0202] 즉, 초광대역 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분은 입력 신호(광대역 신호)의 정규화된 스펙트럴 빈 성분과 확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분으로 구성될 수 있다. 이때, 확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분과 복원하고자 하는 초광대역 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분 사이의 관계를 페치 인덱스를 통해서 설정할 수 있다.

[0203] 예컨대, 입력 신호에 대한 정규화된 스펙트럴 빈 성분과 가장 상관도가 높은

확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈을 결정한다. 상관도가 가장 높은 확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈은 주파수 k 값에 의해 특정될 수 있다. 따라서, 초광대역 신호에 있어서 입력 신호의 대역 이후의 고대역에 대한 정규화된 스펙트럴 빈은 상관도가 가장 높은 확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈을 특정하는 주파수를 이용하여 결정될 수 있다.

- [0204] 이하, 상관도가 가장 높은 확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈을 특정하는 주파수, 즉 페치 인덱스를 결정하는 방법을 구체적으로 설명한다.
- [0205] 상호 상관도 구간과 상호 상관도 인덱스는 서로 트레이드-오프(Trade-off)의 관계에 있다. 상호 상관도 구간은 상호 상관도를 산출하는데 이용하는 구간, 즉 상호 상관도를 판단하는 대역을 의미한다. 상호 상관도 인덱스는 상호 상관도 구간 내에서 상호 상관도를 산출하는 특정 주파수를 지시한다. 상호 상관도 구간이 넓어지면 선택 가능한 상호 상관도 인덱스의 개수는 줄어들고, 상호 상관도 구간이 좁아지면 선택 가능한 상호 상관도 인덱스의 개수는 늘어난다.
- [0206] 입력 신호 대역 중 저대역은 강한 신호를 포함하고 있다는 점을 고려하여, 에러 발생을 피하기 위해 상호 상관도 구간은 입력 신호의 대, 입력 신호 대역 중 상위 일부 대역으로 설정될 수 있다.
- [0207] 본 발명에 따른 대역 확장 방법에서는, 입력 신호인 광대역 신호가 7 kHz 대역의 280 개 샘플로 구성되는 경우($0 \leq k \leq 279$ 인 경우), 상호 상관도 구간과 상호 상관도 인덱스 개수의 합이 140이 되도록 설정하여 페치 인덱스(최대 상호 상관도 인덱스)를 결정한다.
- [0208] 최대 상호 상관도 인덱스는 상호 상관도 구간 내에서 입력 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분과 가장 상관도가 높은 확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분을 특정하는 주파수를 지시한다.
- [0209] 본 발명에 따른 실시예에서는 설명의 편의를 위해 상호 상관도 구간은 80 개의 샘플에 해당하는 구간으로 설정하고 상호 상관도 인덱스 i 의 개수(즉, 샘플을 쉬프트(shift)하면서 상호 상관도를 측정하는 경우에, 쉬프트 회수)는 60으로 설정할 경우를 설명한다.
- [0210] 이 경우, 최대 상호 상관도 인덱스 max_index 는 입력 신호 대역 $0 \leq k \leq 279$ 중 $2000 \leq k \leq 279$ 인 구간 내에서 60개의 k 값들 중 입력 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분과 확장 밴드 신호의 정규화된 스펙트럴 빈 성분 사이의 상관도가 가장 높아지는 k 값으로 결정될 수 있다.
- [0211] 이를 수학적으로 나타내면 수학식 8과 같다.
- [0212] <수학식 8>
- [0213]
$$max_index = \arg \max_{0 \leq i < 60} CC(\tilde{X}_{Ext}(i + 140), \tilde{X}_{WB}(200))$$
- [0214] 여기서, $CC(x(m)y(n))$ 은 상호 상관도 함수이며, 수학식 9와 같이 정의된다.
- [0215] <수학식 9>

$$[0216] \quad CC(x(m)y(n)) = \sum_{k=0}^{59} x(m+k)y(n+k)$$

[0217] 앞서 설명한 바와 같이, 복원하고자 하는 초광대역 신호의 고대역에 대한 정규화된 스펙트럴 빈 성분은 최대 상호 상관도 인덱스 max_index 를 이용하여 결정할 수 있다.

[0218] 예컨대, 입력 신호인 광대역 신호가 7 kHz 대역의 280 개 샘플로 구성되는 경우, 초광대역 신호에서 280째 샘플링 주파수 이후 k 번째 주파수 성분에서의 정규화된 스펙트럴 빈은 최대 상호 상관도 인덱스로부터 k 번째 주파수 성분에서의 확장 밴드 신호에 대한 정규화된 스펙트럴 빈 성분이 된다. 이를 수학적으로 나타내면 수학식 10와 같다.

[0219] <수학식 10>

$$[0220] \quad \tilde{X}_{SWB}(k+280) = \tilde{X}_{Ext}(k+max_index), \quad 0 \leq k \leq 279$$

[0221]

[0222] <에너지 스무딩>

[0223] 상술한 바와 같이 생성된 초광대역 신호의 에너지 성분 $G_{SWB}(j)$ 는 확장 밴드 신호의 에너지 성분 $G_{Ext}(j)$ 과 반전 밴드 신호의 에너지 성분 $G_{Ref}(j)$ 을 합성하여 생성하였기 때문에 14 kHz 대역의 성분이 크게 예측될 우려가 있다.

[0224] 이런 예측 오차에 기인해서 고주파 성분에 잡음이 섞일 수 있다. 즉, 초광대역 신호의 고대역이 높은 계인을 가지고 중단되는 경우는 음질의 열화를 초래할 우려가 있다.

[0225] 따라서, 본 발명에서는 합성한 초광대역 신호의 에너지 성분 중 고대역의 위쪽 일부 에너지 성분을 스무딩(Smoothing)할 수 있다. 스무딩은 주파수 성분에 따라서 에너지 성분에 일정한 감쇄를 부여한다.

[0226] 예컨대, 고대역의 10개 에너지 성분에 대하여 스무딩을 하는 경우에 초광대역 신호의 에너지 성분은 수학식 11과 같이 스무딩될 수 있다.

[0227] <수학식 11>

$$[0228] \quad G_{SWB}(j) = \begin{cases} G_{SWB}(j), & 0 \leq j \leq 45 \\ G_{SWB}(j) \times (0.9)^{j-45}, & 46 \leq j \leq 55 \end{cases}$$

[0229]

[0230] <초광대역(SWB) 신호의 합성>

[0231] 본 발명에 따른 대역 확장 방법에서는, 생성된 초광대역 신호의 에너지 성분 $G_{swb}(j)$ 와 초광대역 신호의 정규화된 스펙트럴 빈을 기반으로 초광대역 신호를 복원할 수 있다. k 번째 주파수 성분에서의 초광대역 신호는 k 번째 주파수 성분에서의 초광대역 신호의 정규화된 스펙트럴 빈을 시간/주파수 변환 계수로

하고, k 번째 주파수 성분이 속하는 서브밴드 j에서의 에너지를 가지는 신호로 나타낼 수 있다.

[0232] 이를 수학적으로 표시하면, 수학식 12와 같다.

[0233] <수학식 12>

[0234]

$$X_{SWB}(k) = \tilde{X}_{SWB}(k) \times G_{SWB}\left(\left\lfloor \frac{k}{10} \right\rfloor\right), \quad 0 \leq k \leq 559$$

[0235] 수학식 12에서

$$\lfloor k \rfloor$$

는 k 보다 크지 않은 정수를 나타낸다. 10개의 스펙트럴 bin으로 하나의 서브밴드가 구성되는 바, 서브밴드 인덱스 j는 10 개의 스펙트럴 bin의 그룹을 지시한다. 따라서

$$\lfloor k \rfloor$$

는 해당 스펙트럴 bin이 속하는 서브밴드를 나타내며,

$$G_{SWB}\left(\left\lfloor \frac{k}{10} \right\rfloor\right)$$

는 해당 서브밴드의 에너지 성분을 나타낸다.

[0236]

[0237] 상술한 예시적인 시스템에서, 방법들은 일련의 단계 또는 블록으로써 순서도를 기초로 설명되고 있지만, 본 발명은 단계들의 순서에 한정되는 것은 아니며, 어떤 단계는 상술한 바와 다른 단계와 다른 순서로 또는 동시에 발생할 수 있다. 또한, 상술한 실시예들은 다양한 양태의 예시들을 포함한다. 따라서, 본 발명은 이하의 특허청구범위 내에 속하는 모든 다른 교체, 수정 및 변경을 포함한다고 할 것이다.

[0238]

지금까지 본 발명에 관한 설명에서 일 구성 요소가 타 구성 요소에 "연결되어" 있다거나 "접속되어" 있다고 언급된 때에는, 상기 일 다른 구성 요소가 상기 타 구성 요소에 직접적으로 연결되어 있거나 또는 접속되어 있을 수도 있지만, 상기 두 구성 요소 사이에 다른 구성 요소가 존재할 수도 있다고 이해되어야 한다. 반면에, 일 구성 요소가 타 구성 요소에 "직접 연결되어" 있다거나 "직접 접속되어" 있다고 언급된 때에는, 두 구성 요소 사이에 다른 구성요소가 존재하지 않는 것으로 이해되어야 한다.

청구범위

- [청구항 1] 입력 시그널을 MDCT(Modified Discrete Cosine Transform) 하여 제1 변환 신호를 생성하는 단계;
 상기 제1 변환 신호를 기반으로 제2 변환 신호 및 제3 변환 신호를 생성하는 단계;
 상기 제1 변환 신호, 제2 변환 신호, 제3 변환 신호로부터 각각의 정규 성분(normalized component) 및 에너지 성분을 생성하는 단계;
 상기 각각의 정규 신호로부터 확장 정규 성분을 생성하고, 상기 각각의 에너지 성분으로부터 확장 에너지 성분을 생성하는 단계;
 상기 확장 정규 성분과 상기 확장 에너지 성분을 기반으로 확장 변환 신호를 생성하는 단계; 및
 상기 확장 변환 신호를 IMDCT(Inverse MDCT)하는 단계를 포함하며,
 상기 제2 변환 신호는, 상기 제1 변환 신호를 상위 주파수 대역으로 스펙트럴 확장한 신호이고,
 상기 제3 변환 신호는, 상기 제1 변환 신호를 제1 기준 주파수 대역에 대하여 반전시킨 신호인 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.
- [청구항 2] 제1항에 있어서, 상기 제2 변환 신호는 상기 제1 신호의 신호 대역을 상위 대역으로 2배 확장한 신호인 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.
- [청구항 3] 제1항에 있어서, 상기 제3 변환 신호는 상기 제1 신호의 최상단 주파수에 대하여 상기 제1 신호를 반전시킨 신호로서, 상기 제3 변환 신호는 상기 제1 신호의 최상단 주파수를 중심으로 한 중첩 대역폭 내에서 정의되는 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.
- [청구항 4] 제3항에 있어서, 상기 제3 변환 신호는 상기 중첩 대역폭 내에서 상기 제1 신호와 합성되는 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.
- [청구항 5] 제1항에 있어서, 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분은 제1 주파수 구간에 대한 상기 제1 신호의 평균 절대값이며,
 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분은 제2 주파수 구간에 대한 상기 제2 신호의 평균 절대값이고,
 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분은 제3 주파수 구간에 대한 상기 제3 신호의 평균 절대값이며,
 상기 제1 주파수 구간은 상기 제1 변환 신호가 정의되는 주파수 구간 내에 존재하고,
 상기 제2 주파수 구간은 상기 제2 변환 신호가 정의되는 주파수

구간 내에 존재하며,
 상기 제3 주파수 구간은 상기 제3 변환 신호가 정의되는 주파수 구간 내에 존재하는 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.

[청구항 6]

제5항에 있어서, 상기 제1 내지 제3 주파수 구간의 크기는 상기 상기 제1 내지 제3 변환 신호가 정의되는 주파수 대역들 중 연속하는 10개의 주파수 대역에 해당하고,
 상기 제1 변환 신호가 정의되는 주파수 구간은 상기 제1 변환 신호가 정의되는 최저 주파수 대역으로부터 연속하는 280개의 상위 주파수 대역에 해당하며,
 상기 제2 변환 신호가 정의되는 주파수 구간은 상기 제1 변환 신호가 정의되는 최저 주파수 대역으로부터 연속하는 560개의 상위 주파수 대역에 해당하며,
 상기 제3 변환 신호가 정의되는 주파수 구간은 상기 제1 변환 신호가 정의되는 최상 주파수 대역을 중심으로 연속하는 140개의 주파수 대역에 해당하는 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.

[청구항 7]

제1항에 있어서, 상기 제1 변환 신호의 정규 신호는 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분에 대한 상기 제1 변환 신호이며,
 상기 제2 변환 신호의 정규 신호는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분에 대한 상기 제2 변환 신호이고,
 상기 제3 변환 신호의 정규 신호는 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분에 대한 상기 제3 변환 신호인 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.

[청구항 8]

제1항에 있어서, 상기 확장 에너지 성분은,
 상기 제1 변환 신호가 정의되는 주파수 대역폭 K 의 제1 에너지 구간 내에서, 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분이고,
 상기 제1 에너지 구간의 최상단 주파수 대역으로부터 폭 $K/2$ 의 상위 구간인 제2 에너지 구간에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분 및 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분이 중첩된 것이며,
 상기 제2 에너지 구간의 최상단 주파수 대역으로부터 폭 $K/2$ 의 상위 구간인 제3 에너지 구간에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분인 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.

[청구항 9]

제8항에 있어서, 상기 제2 에너지 구간의 전반에서는 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분에 가중치를 부가하고, 상기 제2 에너지 구간의 후반에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분에 가중치를 부가하는 것을 특징으로 하는 대역 확장 방법.

[청구항 10]

제1항에 있어서, 상기 확장 정규 성분은 제2 기준 주파수 대역을 기준으로,
 상기 제2 기준 주파수 대역보다 낮은 주파수 대역에서는 상기 제1

변환 신호의 정규 성분이고,
 상기 제2 기준 주파수 대역보다 높은 주파수 대역에서는 상기 제2
 변환 신호의 정규 성분이며,
 상기 제2 기준 주파수 대역은 상기 제1 변환 신호와 상기 제2 변환
 신호 사이의 상호 상관도가 최대가 되는 주파수 대역인 것을
 특징으로 하는 대역 확장 방법.

[청구항 11]

제1항에 있어서, 상기 확장 정규 성분 및 확장 에너지 성분의 생성
 단계에서는,

상기 확장 에너지 성분이 정의되는 최상위 주파수 대역에서 상기
 확장 에너지 성분에 대한 스무딩을 수행하는 것을 특징으로 하는
 대역 확장 방법.

[청구항 12]

입력 시그널을 MDCT(Modified Discrete Cosine Transform)

변환하여 제1 변환 신호를 생성하는 변환부;

상기 제1 변환 신호를 기반으로 신호들을 생성하는 신호 생성부;

상기 제1 변환 신호 및 상기 신호 생성부에서 생성된 신호들을

합성하여 확장 대역 신호를 생성하는 신호 합성부; 및

상기 확장 대역 신호를 IMDCT(Inverse MDCT) 변환하는

역변환부를 포함하며,

상기 신호 생성부는, 상기 제1 신호를 상위 주파수 대역으로

스펙트럴 확장하여 제2 신호를 생성하고,

상기 제1 신호를 제1 기준 주파수에 대하여 반전하여 제3 신호를
 생성하며

상기 제1 내지 제3 신호로부터 정규 성분과 에너지 성분을

추출하고,

상기 신호 합성부는

상기 제1 신호 및 제2 신호의 정규 성분들을 기반으로 확장 정규
 성분을 합성하며,

상기 제1 신호 내지 제3 신호의 에너지 성분들을 기반으로 확장
 에너지 성분을 합성하고,

상기 확장 정규 성분과 상기 확장 에너지 성분을 기반으로 확장
 대역 신호를 생성하는 것을 특징으로 하는 대역 확장 장치.

[청구항 13]

제12항에 있어서, 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분은 제1 주파수
 구간에 대한 상기 제1 신호의 평균 절대값이며,

상기 제2 변환 신호의 에너지 성분은 제2 주파수 구간에 대한 상기
 제2 신호의 평균 절대값이고,

상기 제3 변환 신호의 에너지 성분은 제3 주파수 구간에 대한 상기
 제3 신호의 평균 절대값인 것을 특징으로 하는 대역 확장 장치.

[청구항 14]

제12항에 있어서, 상기 제1 변환 신호의 정규 신호는 상기 제1 변환

신호의 에너지 성분에 대한 상기 제1 변환 신호이며,
 상기 제2 변환 신호의 정규 신호는 상기 제2 변환 신호의 에너지
 성분에 대한 상기 제2 변환 신호이고,
 상기 제3 변환 신호의 정규 신호는 상기 제3 변환 신호의 에너지
 성분에 대한 상기 제3 변환 신호인 것을 특징으로 하는 대역 확장
 장치.

[청구항 15]

제12항에 있어서, 상기 확장 에너지 성분은,
 상기 제1 변환 신호가 정의되는 주파수 대역폭 K 의 제1 에너지
 구간 내에서, 상기 제1 변환 신호의 에너지 성분이고,
 상기 제1 에너지 구간의 최상단 주파수 대역으로부터 폭 $K/2$ 의
 상위 구간인 제2 에너지 구간에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지
 성분 및 상기 제3 변환 신호의 에너지 성분의 중첩이며,
 상기 제2 에너지 구간의 최상단 주파수 대역으로부터 폭 $K/2$ 의
 상위 구간인 제3 에너지 구간에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지
 성분인 것을 특징으로 하는 대역 확장 장치.

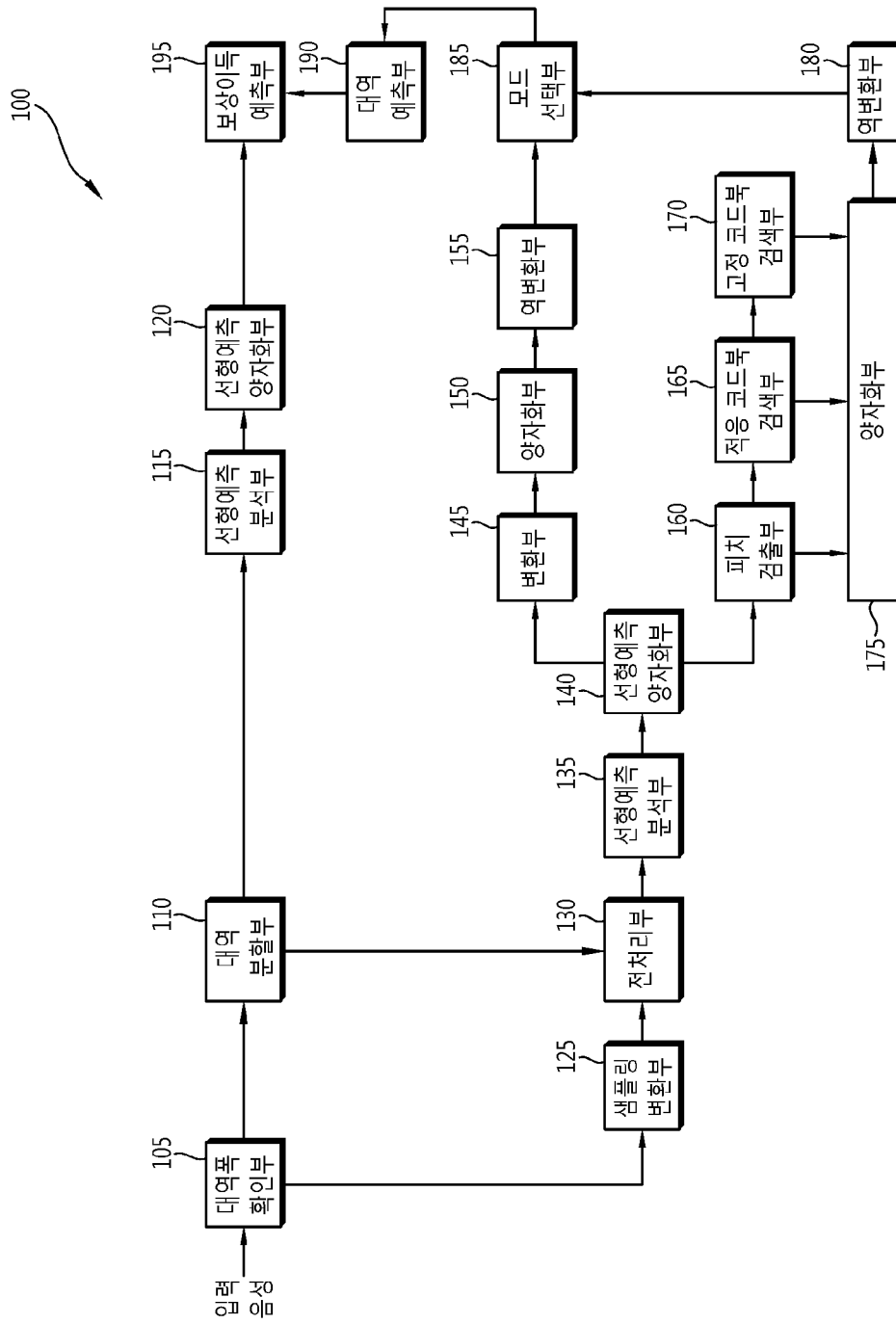
[청구항 16]

제15항에 있어서, 상기 제2 에너지 구간의 전반에서는 상기 제3
 변환 신호의 에너지 성분에 가중치를 부가하고, 상기 제2 에너지
 구간의 후반에서는 상기 제2 변환 신호의 에너지 성분에 가중치를
 부가하는 것을 특징으로 하는 대역 확장 장치.

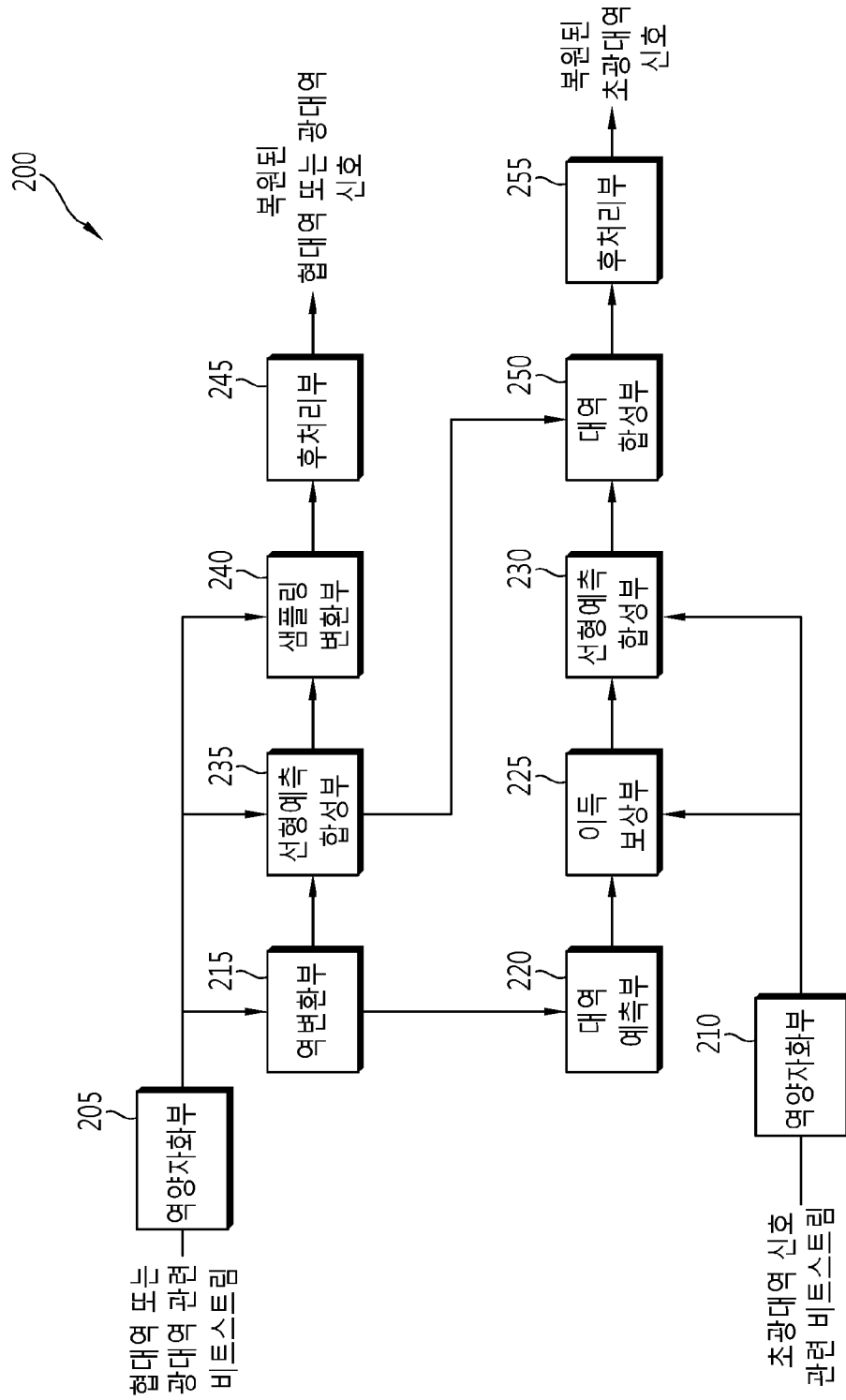
[청구항 17]

제12항에 있어서, 상기 확장 정규 성분은, 제2 기준 주파수 대역을
 기준으로,
 상기 제2 기준 주파수 대역보다 낮은 주파수 대역에서는 상기 제1
 변환 신호의 정규 성분이고,
 상기 제2 기준 주파수 대역보다 높은 주파수 대역에서는 상기 제2
 변환 신호의 정규 성분이며,
 상기 제2 기준 주파수 대역은 상기 제1 변환 신호와 상기 제2 변환
 신호 사이의 상호 상관도가 최대가 되는 주파수 대역인 것을
 특징으로 하는 대역 확장 장치.

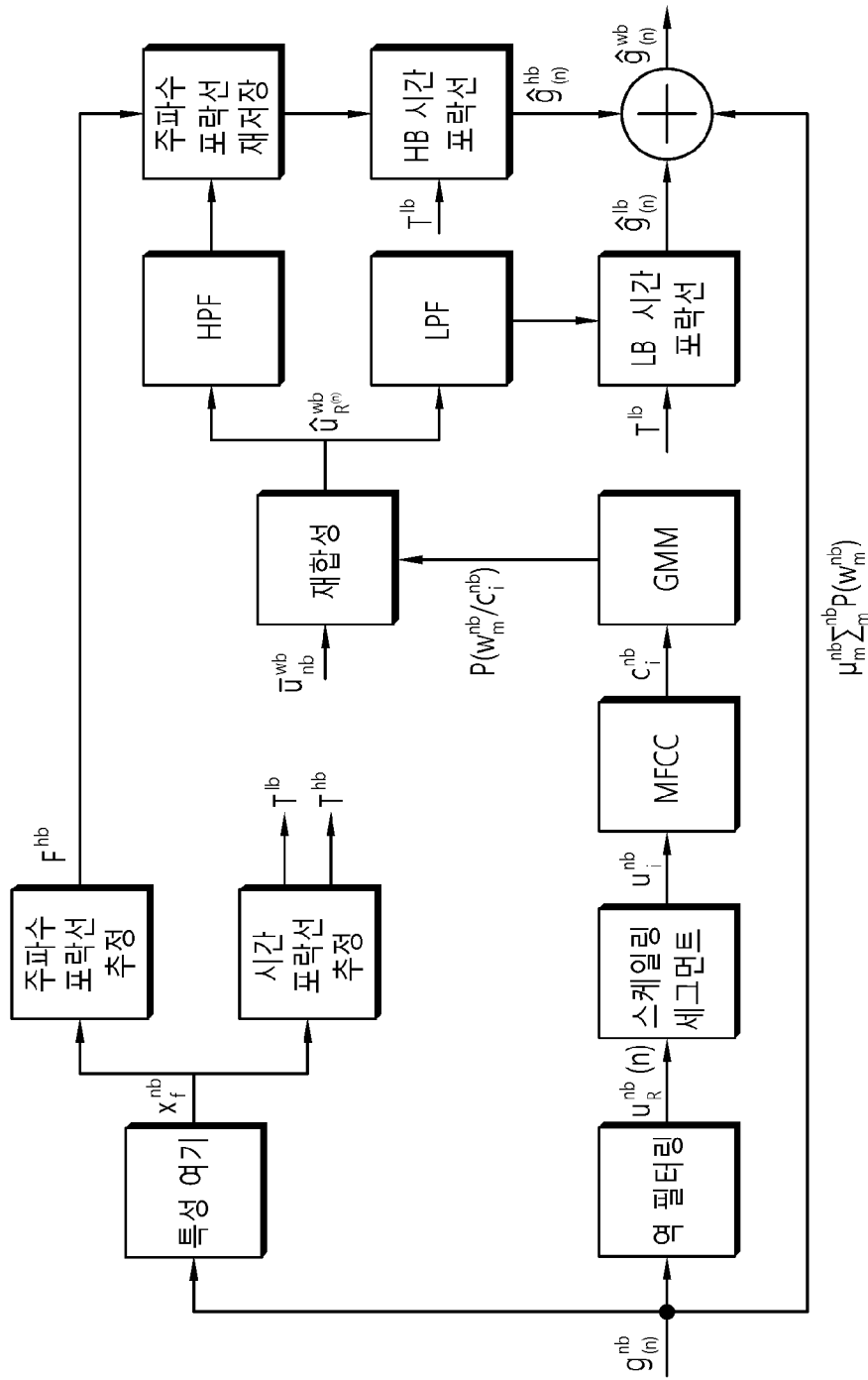
[Fig. 1]



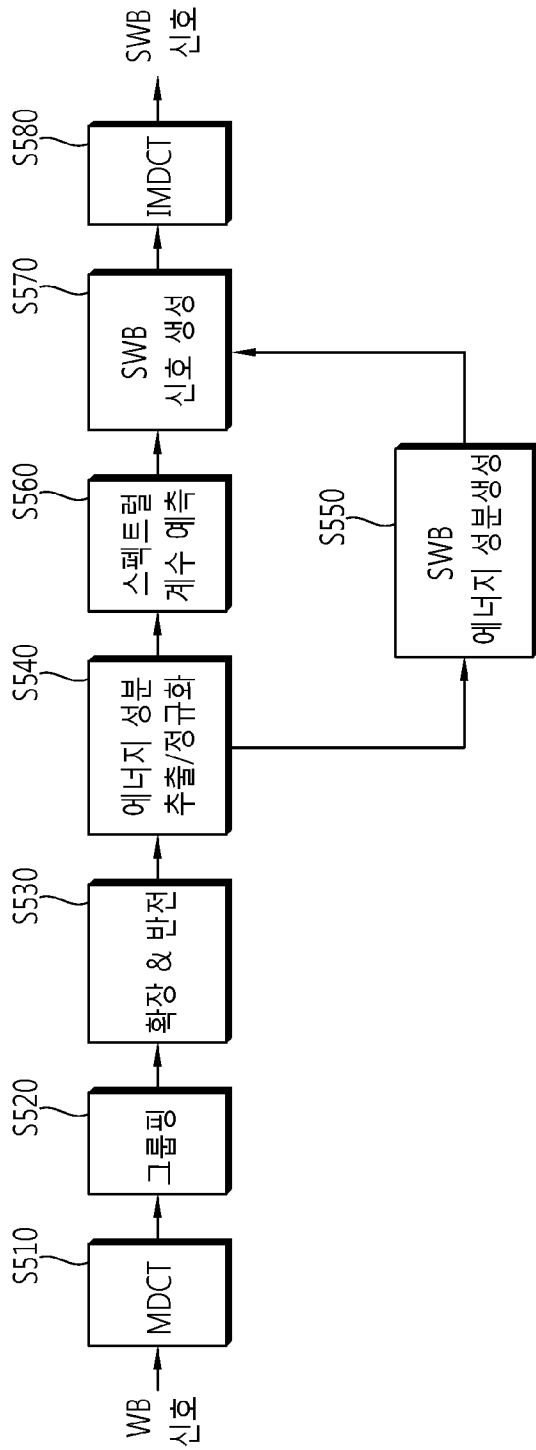
[Fig. 2]



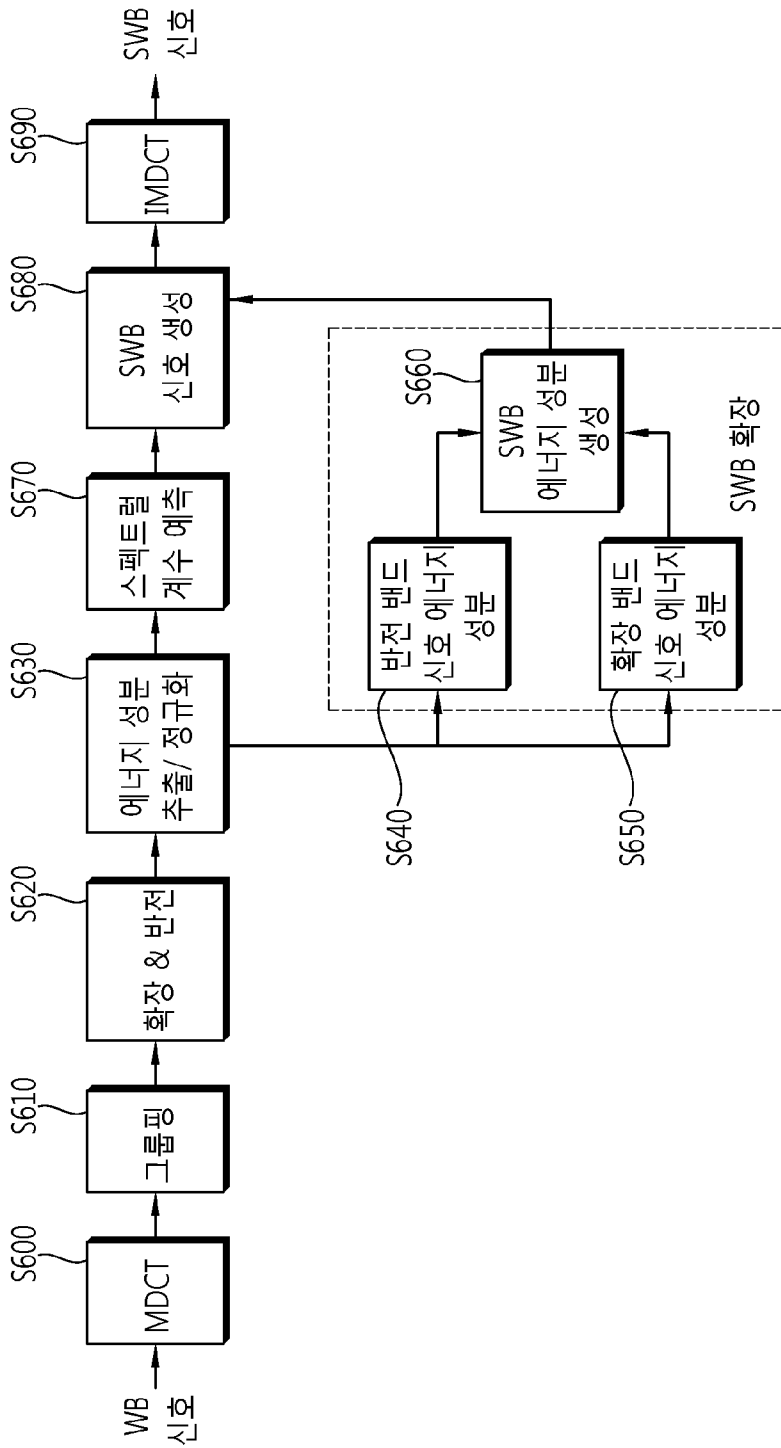
[Fig. 4]



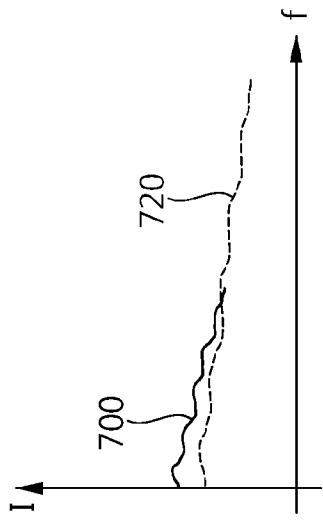
[Fig. 5]



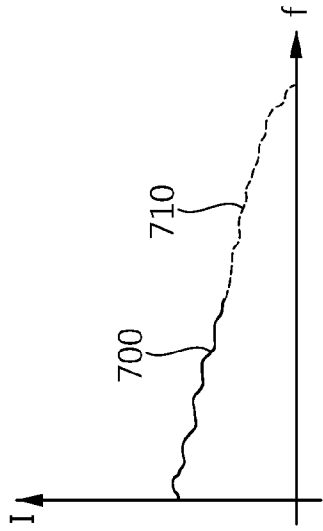
[Fig. 6]



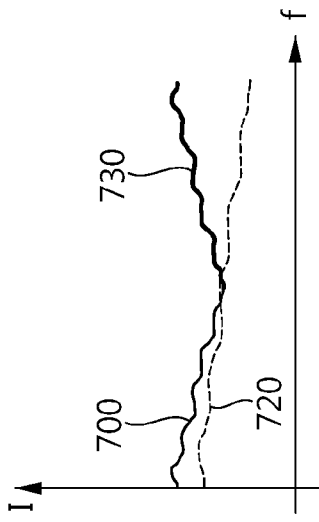
[Fig. 7]



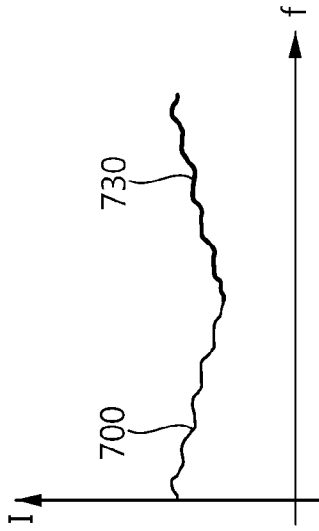
(a)



(b)



(c)



(d)