

연속 웨이브렛 변환을 이용한 청각계의 시간-주파수 인지 특성 모델링

Modeling of the Time-frequency Auditory Perception Characteristics Using Continuous Wavelet Transform

이 상 권*, 박 기 성*, 서 진 성**
(Sang Kwon Lee*, Ki Sung Park*, Jin Sung Suh**)

*인하대학교 기계공학과, **한국산업기술대학교 기계공학과

(접수일자: 2001년 5월 16일; 수정일자: 2001년 8월 16일; 채택일자: 2001년 9월 21일)

인간의 청각계는 고주파수 대역에서는 높은 시간 분해능을, 저주파수 대역에서는 높은 주파수 분해능을 제공하는 등비율 시스템에 가깝기 때문에 관심 주파수, 전 영역에 걸쳐 일정한 시간-주파수 분해능을 제공하는 기존의 STFT로는 청각계의 시간-주파수 인지 특성을 모델링하기에 부적합하다. 연속 웨이브렛 변환의 경우 주파수 대역에 따라 시간-주파수 분해능을 달리할 뿐만 아니라 스케일 변수에 의해 시간-주파수 분해능의 조절이 용이하므로 청각계의 시간-주파수 인지 특성을 모델링하기에 적합한 시간-주파수 분석법으로 판단된다. 본 연구에서는 청각계 인지 특성을 고려하여 연속 웨이브렛을 이용한 JNVF 모델을 실행하였다. 이 방법은 선행된 연구에서 제시한 STFT, VFR-FFT, VFR-STFT 등을 이용한 청각계 모델링보다 많은 연산시간이 소요되나 청각계의 JNVF 특성과 잘 부합함을 알 수 있었다.

핵심용어: 연속 웨이브렛 변환, 모어렛 웨이브렛, STFT, VFR-FFT, VFR-STFT, JNVF 모델

투고분야: 음악음향 및 음향심리 분야 (8,3), 음향 신호처리 분야 (1,6)

The human auditory system is appropriate for the "constant Q" system. The STFT (Short Time Fourier Transform) is not suitable for the auditory perception model since it has constant bandwidth. In this paper, the CWT (continuous wavelet transform) is employed for the auditory filter model. In the CWT, the frequency resolution can be adjusted for auditory sensation models. The proposed CWT is applied to the modeling of the JNVF. In addition, other signal processing methods such as STFT, VFR-FFT and VFR-STFT are discussed. Among these methods, the model of JNVF (Just Noticeable Variation in Frequency) by using the CWT fits in with the JNVF of auditory model although it requires quite a long time.

Keywords: Continuous wavelet transform, Morlet wavelet, CWT, STFT, VFR-FFT, VFR-STFT, JNVF modeling

ASK subject classification: Musical acoustics and psychoacoustics (8,3), Acoustic signal processing (1,6)

I. 서론

신호 처리를 이용하여 인체의 청각계를 모델링하려는 연구가 지난 수십년간 이루어져 왔다. 그럼에도 불구하고

책임저자: 이상권 (sangkwon@inha.ac.kr)
402-751 인천시 남구 용현동 253
인하대학교 기계공학과
(전화: 032-860-7305; 팩스: 032-868-1716)

고 복잡한 청각계의 비선형적인 특성으로 인하여 실제의 청각계를 직접적으로 모사할 수 있는 시간-주파수 분석법은 계속적으로 연구되고 있다[1-3].

STFT (Short Time Fourier Transform)는 적절한 윈도우 함수를 이용하여, 시간에 따라 윈도우를 이동해 가면서 푸리에 변환 (Fourier Transform)을 순차적으로 실행하는 시간 주파수 분석법으로 빠른 계산의 알고리즘과

합성의 용이성으로 과도음 신호 해석에 이용되고 있다. 그러나 STFT는 관심 주파수 전 영역에 걸쳐서 윈도우 크기에 의해 결정되는 고정된 시간-주파수 분해능을 갖기 때문에 고주파수 영역에서는 높은 시간 분해능을, 저주파수 영역에서는 높은 주파수 분해능을 제공하는 청각계 인지 특성을 모델링하기에는 부적합하다[3,4].

VFR-FFT (Variable Frequency Resolution-FFT)는 청감 해석에 있어서 STFT가 가진 단점을 보완하기 위해 고안된 시간-주파수 분석법으로 다운샘플링을 반복적으로 수행함으로써 만들어진 부분 스펙트럼으로 전체 스펙트럼을 구성하게 된다. 다운샘플링에 의해 각각의 부분 스펙트럼은 서로 다른 시간-주파수 분해능을 갖게 되므로 고정된 시간-주파수 분해능을 갖는 STFT보다 청각계의 시간-주파수 인지 특성에 근접할 수 있다.

하지만 VFR-FFT는 해석 윈도우의 겹침을 고려하지 않기 때문에 전체 가중 함수가 일정하지 못하게 되고 특정 시간 대역에서 데이터의 손실이 발생하게 된다. 따라서 윈도우 사이즈와 비슷한 시간의 신호음을 분석할 때 전체 레벨과 시간-주파수 선도는 그 위치에 따라 매우 다른 결과를 보일 수 있다. 또한 안티-앨리어징 저역 통과 필터링 과정에서 필터의 차수가 제한되어 있기 때문에 스펙트럼이 손상되는 부분이 발생하게 되는 문제점이 있다.

최근에는 VFR-FFT의 이러한 단점을 보완하기 위해 VFR-STFT (Variable Frequency Resolution-STFT)가 제안되었다. VFR-STFT는 적정 윈도우 오버랩을 도입하여 윈도우 함수에 의한 데이터 손실을 막았고, 안티-앨리어징 저역 통과 필터링 과정에서 손상된 스펙트럼을 리샘플링 기법에 의해 손상되지 않은 스펙트럼으로 이식하는 과정을 포함하였다[2,3].

하지만 VFR-STFT는 역시 푸리에 변환을 기본으로 하여 구현되어 있으므로 다운 샘플링된 구간에서의 주파수 분해능은 STFT와 동일하게 고정된 시간-주파수 분해능을 이용한다. 따라서 청각계의 연속적으로 변화하는 시간 주파수 분해능을 모사하는데 한계가 있다.

본 연구에서는 VFR-FFT와 VFR-STFT가 청각계의 인지 특성을 모델링하는데 갖는 한계점을 극복하기 위해 연속 웨이블릿 변환 (Continuous Wavelet Transform)을 이용하고자 한다. 연속 웨이블릿 변환은 주파수 대역에 따라 다양한 시간-주파수 분해능을 제공하며 특히 스케일 변수로써 간단히 시간-주파수 분해능의 조절이 가능하기 때문에 청각계의 비선형적인 주파수 인지 특성을 모델링하기에 적합한 시간-주파수 분석법으로 판단된다.

본 연구에서는 연속 웨이블릿 변환 모델이 저주파수 영

역과 고주파수 영역에서 모두 청각계의 인지 특성에 적합하도록 스케일 변수를 설정하는 방법을 다루었으며 구현된 연속 웨이블릿 변환 방법을 순음 추출에 적용하였다.

II. 연속 웨이블릿을 이용한 청각계 모델링

최근 많은 분야에서 응용되기 시작한 웨이블릿 변환은 주파수 대역에 따라 다양한 시간-주파수 분해능을 제공하는 해석 기법으로 특히 짧은 시간에 급격한 변화를 갖는 신호를 분석하는데 탁월한 특징이 있다.

웨이블릿 변환은 크게 연속 웨이블릿 변환과 이산 웨이블릿 변환으로 나뉘게 되며 연속 웨이블릿 변환의 경우 스케일 변수로 모웨이블릿의 확장과 이동을 쉽게 조절할 수 있기 때문에 신호의 주파수 특성을 주요하게 분석하고자 할 때 유리한 점을 지니고 있다[5-10].

본 논문에서는 모어렛 웨이블릿 (morlet wavelet)을 모웨이블릿 (mother wavelet)으로 하는 연속-웨이블릿 변환 기법을 사용하였다.

입력 신호를 $s(t)$ 로 하는 연속 웨이블릿 변환 (CWT)은 다음과 같이 정의된다.

$$CWT(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot \psi\left(\frac{t-b}{a}\right)^* dt \quad (1)$$

여기서 $\psi(t)^*$ 는 모웨이블릿 함수이며 켈레 복소수 형태를 띤다. 본 연구에서는 모웨이블릿 함수로서 다음과 같은 형태를 가지는 모어렛 웨이블릿 함수를 사용하였다. 또한 a 는 주파수 스케일이고 b 는 시간 축의 이동을 나타낸다.

$$\psi(t) = \exp\left(-\frac{c_0^2}{2} t^2\right) \exp(j2\pi f_0 t) \quad (2)$$

식 (2)를 식 (1)에 대입하면 연속 웨이블릿 변환은 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$CWT(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp\left(-\frac{c_0^2}{2} \left(\frac{t-b}{a}\right)^2\right) \exp\left(j2\pi f_0 \left(\frac{t-b}{a}\right)\right) dt \quad (3)$$

여기서 c_0 는 모웨이블릿 함수의 초기 시간폭과 주파수 영역에서의 대역폭을 결정해 주는 변수값으로 일반적으로 $c_0 = f_0 / (5.3364/2\pi)$ 의 값을 취한다[6,7]. c_0 의 값은 분석하고자 하는 신호의 성상이나 사용자의 목적에 맞도

특 바꿔줄 수 있다.

a 는 스케일 변수로 모웨이브렛 함수의 확장과 주파수 영역에서의 대역폭 이동을 결정해 준다. 실제 시간 영역에서 모웨이브렛 함수의 확장 및 압축은 $\exp(-c_0^2/2 \cdot ((t-b)/a)^2)$ 에서 (c_0/a) 의 비에 따라 결정이 되며 a 값이 증가하면 모웨이브렛 함수는 확장되며, a 가 감소할 때 압축된다. 또한 주파수 영역에서 모웨이브렛 함수의 대역폭의 이동은 $\exp(2\pi f_0((t-b)/a))$ 에서 f_0/a 의 값에 따라 결정이 되며 이 값이 대역의 중심 주파수가 된다. 일반적인 경우 식 (3)의 두 지수함수 안에 있는 스케일 변수 a 값은 서로 동일하게 설정되지만 특정한 대역에서의 신호 감지나 청각계 모델링과 같은 특수한 목적의 경우에는 a 를 서로 다르게 설정해 줄 수 있다. b 는 이동 변수이며 시간축 상에서 모웨이브렛 함수를 이동시키는 역할을 한다. $1/\sqrt{a}$ 은 에너지 평균화를 위한 항으로 만일 정상음에 대한 신호 분석을 하고자 할 때는 $1/a$ 의 형태를 사용하는 것이 유리하다.

III. 청각계의 순음 분해능

3.1. JNVF (Just Noticeable Variation in Frequency)

청각계의 순음 분해능을 나타내는 것으로는 JNVF (just noticeable variation in frequency)와 JNDF (just noticeable difference in frequency)가 있다[1]. JNVF는 주파수 대역에 따라 인간이 느낄 수 있는 단일 순음에 대한 주파수 변화량의 최소치를 나타내며 변조 주파수가 4 Hz인 주파수 변조음으로부터 측정된다. JNDF는 주파수 대역에 따라 인간이 두 순음을 구별해 낼 수 있는 최소한의 주파수 차이를 말하며 JNVF 폭의 약 1/3.5의 형태로 나타난다. 이는 청각계가 정지상태에 있는 음을 더 잘 구별해 낼 수 있다는 것을 의미한다. 본 연구에서는 순음 신호[4]에 대한 청각계의 인지 특성을 다루기 위해 JNVF에 맞추어 청각계의 주파수 인지 특성을 모델링하였다.

그림 1은 주파수에 따른 JNVF와 임계 대역폭 (Critical bandwidth)을 나타낸다. 일반적으로 JNVF는 임계 대역폭과 유사한 형태로 나타나며 그 크기가 임계 대역폭의 약 1/25에 해당한다. 또한 중심주파수 f 에 대한 JNVF값은 570 Hz 이하의 저주파수 대역에서는 약 4 Hz로 동일하며 570 Hz 이상의 고주파수에서는 $0.007 f$ 에 근접함을 알 수 있다.

Zwicker는 임계 대역을 모델링하면서 청각계가 중심

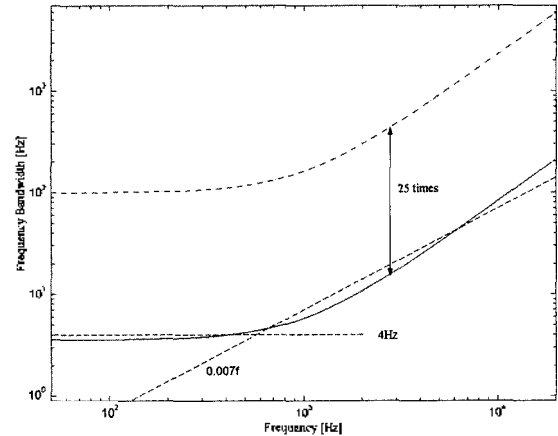


그림 1. 주파수에 따른 JNVF와 임계 대역폭
Fig. 1. JNVF and critical bandwidth as a function of frequency.

주파수 f 에 대해 대역폭이 다음 식과 같이 주어지는 무수한 필터들로 구성되어 있다고 가정하였다[1].

$$\Delta f_C = 25 + 75 \cdot \left(1 + 1.4 \cdot \left(\frac{f}{\text{kHz}}\right)^2\right)^{0.69} \text{ Hz} \quad (4)$$

여기서 Δf_C 는 임계 대역폭을 Hz 단위로 나타낸 것이며 f 는 임계 대역의 중심 주파수를 나타낸다. 식 (4)에 따라 임계 대역폭의 1/25에 해당하는 JNVF의 경우 중심 주파수 f 에 대해 다음 식과 같이 주어지는 무수한 필터로 구성되어 있다고 가정할 수 있다[1,11].

$$\Delta f_{JNVF} = 1 + 3 \cdot \left(1 + 1.4 \cdot \left(\frac{f}{\text{kHz}}\right)^2\right)^{0.69} \text{ Hz} \quad (5)$$

3.2. JNVF 모델링

Zwicker는 임계 대역을 24개로 구분한 임계 대역 필터를 제안한 바 있다. 이것은 실제 청각계가 24개의 필터만으로 구성된 것을 의미하는 것은 아니며, 라우드니스 계산 모델에 근거한 것이다[3,12,13].

임계 대역을 필터로 구성할 경우 필터 중심 주파수들 간에 배열이 일정하지 않으므로 각기 다른 24개의 대역 통과 필터를 설계해야 한다. 반면 라우드니스의 계산모델 중 1/3 옥타브 필터를 이용한 방법은 500 Hz 이상의 대역에서 임계 대역폭에 근접하면서 대역이 일정한 비율로 배열될 수 있기 때문에 필터 구성이 용이하다는 장점을 지니고 있다.

JNVF를 필터로 구성할 경우 관심 주파수 영역을 20 Hz부터 20 kHz로 잡으면 각기 다른 600개 이상의 대역 통과 필터 설계가 필요할 뿐만 아니라 필터의 경계 대역 설정에도 어려운 문제점이 있다. 따라서 JNVF의 대역폭

에 근접하면서 대역간의 배열이 일정한 비율로 되어있는 적당한 옥타브수의 필터 설계가 필요하다.

모든 옥타브수의 대역은 다음 식을 만족한다.

$$f_c = \sqrt{f_U \cdot f_L} \quad (6)$$

여기서 f_c 는 통과 대역의 중심 주파수이며, f_U 는 통과 대역의 상한주파수, f_L 은 통과 대역의 하한 주파수이다. x 옥타브를 가정할 때,

$$f_U = 2^x \cdot f_L \quad (7)$$

로 표현될 수 있으며 식 (9)를 식 (8)에 대입하면

$$f_c = \sqrt{2^x \cdot f_L \cdot f_L} = 2^{\frac{x}{2}} \cdot f_L \quad (8)$$

의 관계식이 얻어진다. 이로부터

$$f_L = \frac{1}{2^{\frac{x}{2}}} \cdot f_c \quad (9)$$

를 얻어낼 수 있고 식 (11)을 식 (9)에 대입해서

$$f_U = 2^{\frac{x}{2}} \cdot f_c \quad (10)$$

를 얻어낼 수 있다. 따라서 중심 주파수 f_c 에 대한 x 옥타브의 대역폭 Δf 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta f = f_U - f_L = \left(2^{\frac{x}{2}} - \frac{1}{2^{\frac{x}{2}}} \right) \cdot f_c \quad (11)$$

식 (13)에 따르면 $0.007 f_c$ 는 약 1/99 옥타브에 해당한다. 따라서 570 Hz 이상의 대역에서는 1/99 옥타브 대역폭에 따르며 570 Hz 이하의 대역에서는 4 Hz의 대역폭에 따르는 필터군을 설계하면 JNVF에 접근하는 청각필터를 만들 수 있다.

3.3. 연속 웨이브렛 변환을 이용한 JNVF 모델링

FFT를 행하는 스펙트럼 분석법에서는 F_s/N_{FFT} 에 따라 주파수 간격이 정해지며 분석된 스펙트럼 샘플들은 $(F_s/N_{FFT})Hz$ 간격으로 주파수 축상에 배열되게 된다. 그러나 연속 웨이브렛 변환의 경우 주파수 축상에 표현되는 스펙트럼 샘플의 대역폭과 주파수 대역으로의 배열 간격을 결정해 주는 부분이 독립적으로 존재하므로 이에 대한 각각의 설정이 필요하다. 다음은 연속-웨이브렛 변

환에서 JNVF를 모델링하는 과정을 설명하였다.

청각계의 가청 주파수 영역을 고려하여 샘플링 주파수 (sampling frequency) F_s 를 40960 Hz로 하고 상한 주파수 f_0 를 20480 Hz로 설정한 다음 a 값을 1부터 $2^{1/99}$ 씩 증가시키면 모웨이브렛 함수의 주파수 대역은 초기 중심 주파수를 20480 Hz로 하여 1/99 옥타브만큼씩 저주파수 영역으로 이동하게 된다. 이때 모웨이브렛 함수의 대역폭은 c_0 에 의해서 결정된 초기 대역폭으로부터 값에 따라 1/99 옥타브 비율로 감소하게 된다.

한편 JNVF는 약 570 Hz 이하의 주파수 대역에서는 4 Hz로 거의 일정하기 때문에 1/99 옥타브 대역 설정은 적합하지 않으며 따라서 스케일 변수에 대한 새로운 설정이 필요하다. 570 Hz 이하의 주파수 대역에서 모어렛 웨이브렛의 주파수 대역 이동을 4 Hz로 하면서 일정한 주파수 대역폭을 유지하도록 하려면 식 (3)의 $\exp(2\pi f_0((t-b)/a))$ 에서 a 값은 $f_0/(570-4k)$, $k=1,2,3,\dots$ 으로 변화시키며 $\exp(-c_0^2/2 \cdot ((t-b)/a)^2)$ 에서의 a 는 $f_0/570$ 의 값으로 설정해야 한다. 이렇게 만들어진 연속 웨이브렛 변환은 570 Hz를 기준으로 주파수 배열이 다르기 때문에 시간-주파수-레벨 선도 상의 주파수 축의 간격도 이에 맞추어 설정해 줘야 한다.

초기값 c_0 는 모웨이브렛 함수의 초기 시간폭과 주파수 영역에서의 대역폭을 결정해 주는 변수값으로 f_0 가 570 Hz일 때의 모웨이브렛 함수의 초기 대역폭이 1/99 옥타브 대역폭을 갖기 위해서는 c_0^2 를 146800로 설정해 주어야 한다. 그러나 c_0^2 의 이러한 설정은 고전적인 디지털 필터 뱅크의 구성에 따른 것이며 시간-주파수 분석법에 적용하기에는 적합하지 않다. 실제 146800의 c_0^2 설정에서는 모어렛 웨이브렛 함수의 시간폭이 청감 해석을 위한 윈도우 크기에 비해 지나치게 커지므로 과도음 신호를 해석하는 데에는 한계를 가지고 있다. 기존의 청감 관련 연구에서 주로 이용되었던 SIFT에서의 윈도우 길이는 약 80 ms에서 100 ms였으므로 본 연구에서는 약 570 Hz에서 모어렛 함수의 시간폭이 청감 해석을 위한 윈도우 길이에 적합하도록 f_0 가 20480 Hz일 때 c_0^2 값을 1598700으로 설정해 주었다.

그림 2는 모어렛 웨이브렛 함수를 이용하여 1/99 옥타브 필터 뱅크를 구성한 예이다. 이 때 경계 주파수에서의 전달 특성은 -3 dB로 설정하였다. 그림 3은 본 연구에서 구현한 CWT에서 모웨이브렛함수가 주파수 대역에 따라 가지는 시간폭과 주파수 대역폭의 변화를 나타낸다. 570 Hz 이상의 주파수 대역에서 모웨이브렛 함수는 상한 주파수

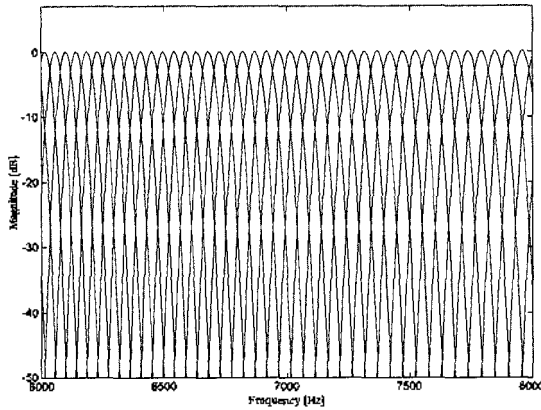


그림 2. 1/99 옥타브 웨이블릿 필터 뱅크
Fig. 2. 1/99 octave wavelet filter-bank.

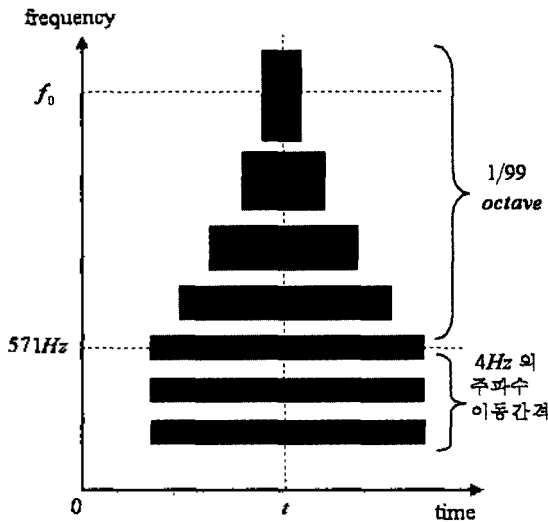


그림 3. 본 논문에서 구현한 CWT의 모웨이브렛 함수가 주파수 대역에 따라 가지는 시간폭과 주파수 대역폭의 변화. t 는 윈도우의 중심

Fig. 3. Variation of time-frequency resolution of CWT.

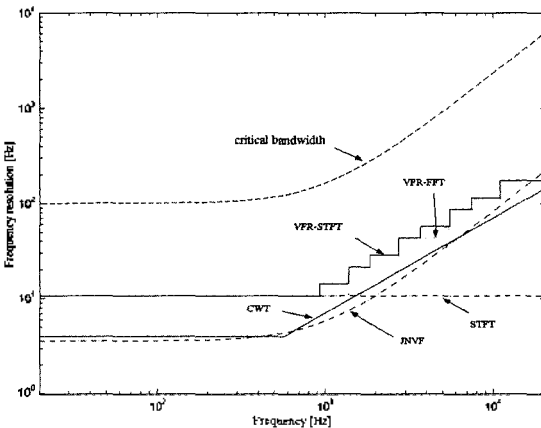


그림 4. 순음 추출을 위한 여러 가지 시간-주파수 분석법의 주파수 분해능
Fig. 4. Frequency resolutions of various analysis methods. For extraction of tonal components.

f_0 로부터 저주파수 대역으로 1/99 옥타브 간격으로 주파수 축상으로 이동하며 이 때 모웨이브렛 함수의 시간폭과 주파수 대역폭은 f_0 일 때 갖는 초기값으로부터 1/99 옥타브의 비율로 변하게 된다. 570 Hz 이하의 주파수 대역부터 모웨이브렛 함수는 4 Hz의 간격으로 주파수 축상을 이동하며 시간폭과 주파수 대역폭은 570 Hz에서와 동일한 값을 유지하게 된다. 그림 3에서 구현에서 제시한 방법을 이용한 JNVF 모델링을 선행된 연구[2]에서 제시한 여러가지 방법을 이용한 JNVF 모델링과 비교하여 그림으로 나타내면 그림 4와 같다. 그림 4는 각 시간-주파수 분석법의 주파수 분해능을 주파수의 함수로 나타낸 것이다. 단, 여기서의 주파수 분해능은 단일 순음에 대한 주파수 변화량을 감지해 낼 수 있는 순음 분해능을 뜻한다. 이 결과에 의하면 선행 연구에서 제시한 여러가지 방법들은 (즉 SIFT, VFR-FFT, VFR-STFT) 주파수 분해능이 계단식으로 이루어져 있으며 또한 저주파영역 (570 Hz 이하)에서는 Zwicker가 제시한 주파수 분해능을 만족하지 못한다. 이러한 원인은 CWT를 제외한 다른 방법은 푸리에 변환을 기본으로 한 방법으로서 주파수 분해능을 자유로이 조정하기가 용이하지 않기 때문이다. 그러나 이들 방법은 푸리에 변환 기본으로 함으로 계산 속도가 빠른 장점이 있다.

IV. 청감 해석을 위한 시간-주파수 분석법의 비교

본 연구에서 구현한 CWT와 선행 연구에서 구현된 방법 중 가장 우수한 VFR-STFT를 이용하여 순음을 추출하여 비교하면 각각 그림 5와 그림 6과 같다. 여기에 사용된 신호는 다음과 같은 구간 순음 신호 (burst tone)를 구성하였다.

$$p(t) = 20000 \text{ Hz} \quad \text{when} \quad 250 < t < 270 \quad (12-1)$$

$$p(t) = 18000 \text{ Hz} \quad \text{when} \quad 300 < t < 320 \quad (12-2)$$

$$p(t) = 16000 \text{ Hz} \quad \text{when} \quad 350 < t < 370 \quad (12-3)$$

$$p(t) = 14000 \text{ Hz} \quad \text{when} \quad 400 < t < 420 \quad (12-4)$$

$$p(t) = 12000 \text{ Hz} \quad \text{when} \quad 450 < t < 470 \quad (12-5)$$

여기서 t 는 ms 단위이며 각 신호의 음압 레벨은 60 dB이다. 또한 갑작스러운 신호의 증감을 방지하기 위해 신호의 시작과 끝의 2 ms는 $0.5 \cdot (1 - \cos(\pi \cdot t/2))$ 로 정의되는 사인파 모양으로 엔빌롭 (envelope)을 완곡하게 하

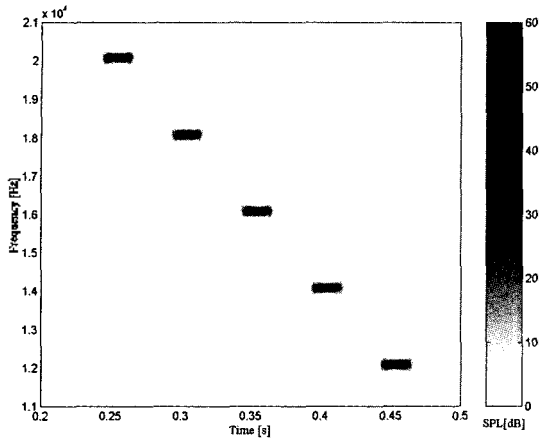


그림 5. 식 (12)의 신호를 VFR-STFT로 해석한 결과
Fig. 5. TFM of the signal in equation 12, obtained by the VFR-STFT.

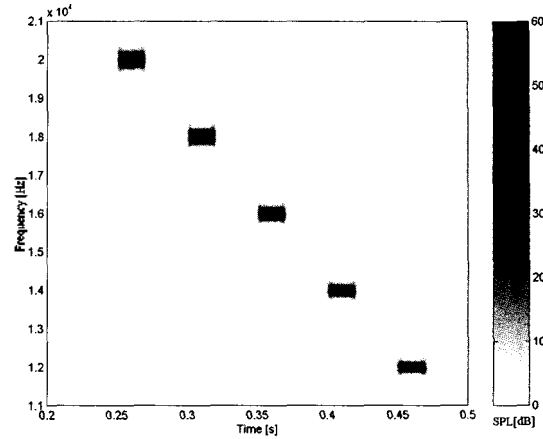


그림 6. 식 (12)의 신호를 CWT로 해석한 결과
Fig. 6. TFM of the signal in equation 12, obtained by CWT.

였다.

그림 5에서는 모든 신호의 주파수 굵기가 일정하게 표현됨을 확인할 수 있다. VFR-STFT의 주파수 분해능은 다운 샘플링에 의존하여 변하기 때문에 같은 스펙트럼의 구간 내에서는 모두 동일한 주파수 분해능을 나타내게 된다. 따라서 VFR-FFT와 VFR-STFT는 약 570 Hz 이상의 주파수 대역에서 1/99 옥타브 대역 필터로 설명될 수 있는 청각계의 순음 분해능을 모델링하기에는 한계가 있다. 반면 그림 6의 CWT에서는 주파수에 따라 신호의 굵기가 다르게 표현됨을 알 수 있다. 본 연구에서 구현한 CWT는 570 Hz 이상의 주파수 대역에서 1/99 옥타브 간격으로 주파수 분해능이 변하기 때문에 VFR-STFT보다 청각계의 주파수 인지 특성에 더 잘 부합함을 알 수 있다. 또한 본 연구에 사용된 CWT를 이용한 청각계모델은 그림 3과 그림 4에서 보여 주는 바와 같이 이하의 저주파 영역에서는 주파수 분해능을 일정하게 유지하도록 구현되어 있다. 따라서 본 연구에서는 청각계의 특성에 부합하기 위해 스케일 변수 a 의 조정으로 570 Hz 이하에서는 일정한 주파수 분해능을 갖도록 만들어 주었다. 단 CWT 방법은 주파수 분해능을 연속적으로 표현함으로 연산 시간이 많이 걸리는 단점이 있다. 그러나 Zwicker가 제시한 청각계 모델에는 더욱 잘 부합됨을 알 수 있다. 또한 신호에 따라서 식 (1)에서 시간 축의 이동을 나타내는 b 의 선택을 크게 하면 연산시간을 줄일 수 있다. 이 경우에는 급격히 변화하는 신호에 대한 시간 분해능이 떨어진다.

V. 결론

본 연구에서는 연속 웨이브렛 변환 방법을 이용하여 과도음 신호에 대한 청각계의 인지 특성을 모델링하였다. 기존의 STFT는 빠른 계산 알고리즘과 합성의 용이성으로 과도음 신호 해석에 많이 이용되고 있지만, 전체 주파수 대역에 대해 동일한 시간 및 주파수 분해능을 제공하기 때문에 청각을 기준으로 하는 신호 해석에는 적합하지 않다. VFR-FFT는 STFT에 비해 청각계 주파수 응답에 근접하는 특성을 지녔지만 해석 윈도우의 겹침이 고려되지 않았기 때문에 전체 기중 함수가 일정하지 못하게 되고 안티-앨리어징 저역 통과 필터링 과정에서 필터 차수의 제한으로 스펙트럼이 손상되는 부분이 발생한다. VFR-STFT는 VFR-FFT가 가진 두 가지 문제점을 보완하였지만 STFT를 수행하는 부분 스펙트럼의 조합으로 이루어졌기 때문에 부분 스펙트럼의 구간 내에서는 고정된 시간-주파수 분해능을 가진다. 이에 비하여 본 연구에서 구현한 연속 웨이브렛 변환을 이용한 방법은 스케일 변수에 의해 주파수 대역폭 설정과 대역 이동을 쉽게 조절할 수 있기 때문에 저주파수 영역과 고주파수 영역에서 모두 청각계의 시간-주파수 인지 특성에 상당히 근접한 모델을 만들 수 있었다. 또한, 과도음 신호 해석을 통해서 기존의 시간-주파수 분석법에 비해서 연산시간이 길어지는 단점이 있거나 연속 웨이브렛 변환을 이용한 방법이 청각계 인지 특성과 잘 부합함을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (2000-2-30400-004-3) 지원으로 수행되었습니다. 지원에 감사드립니다.

참고 문헌

1. E. Zwicker and H. Fastl, *Psychoacoustics, Facts and Models*, Springer-Verlag, Berlin, 1990.
2. H. Jeong and J. G. Ih, "Implementation of the New Algorithm Using the STFT with Variable Frequency Resolution for the Time-Frequency Auditory Model," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 47, no. 4, pp. 240-251, 1999.
3. 정 혁, "과도 음향 신호의 음질 해석", 박사 학위 논문, 한국 과학 기술원, 1999.
4. E. Terhardt G. Stoll and M. Seewann, "Algorithm for Extraction of Pitch and Pitch Saliency from Complex Tonal Signals," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 71, pp. 679-688, 1982.
5. 이 상권, 이민성, 김봉기, "음 감쇠 측정에서의 IIR필터와 웨이블릿 필터의 영향에 대한 수치 계산, 비교," *한국음향학회지*, 제20권 제5호, pp. 5-13, 2001.
6. H. Inoue, K. Kishimoto, and T. Shibuya, "Experimental Wavelet Analysis of Flexural Waves in Beams," *Experimental Mechanics*, vol. 36, no. 3, pp. 212-217, 1996.
7. I. Daubechies, "The Wavelet Transform, Time-Frequency Localization and Signal Analysis," *IEEE Trans, Information Theory*, vol. 36, no. 5, pp. 961-1005, 1990.
8. G. Strang and T. Nguyen, *Wavelets and Filter Banks*, Wellesley-Cambridge Press, 1997.
9. M. Vetterli and C. Herley, "Wavelets and Filter Banks: Theory and Design," *IEEE Trans, Signal Process.*, vol. 40, pp. 2207-2232, Sep. 1992.
10. S. Gian, D. Dhen, *Joint Time-Frequency Analysis*, Prentice-Hall, Chap. 4, pp. 75-99, 1996.
11. E. Zwicker and E. Terhardt, "Analytical Expressions for Criticalband Rate and Critical Bandwidth as a Function of Frequency," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 68, no. 5, pp. 1523-1525, 1980.

12. E. Zwicker, H. Fastl and C. Dalimayr, "Basic-Program for Calculating the Loudness of Sounds from Their 1/3-oct Band Spectra According to ISO 532B," *Acustica*, vol. 55, no. 63, 1984.
13. 정 혁, 이정권, "임계 대역 필터를 이용한 과도음의 라우드니스 모델 및 측정," *한국음향학회지*, 제19권 제5호, pp. 65-70, 2000.

저자 약력

● 이 상 권 (Sang Kwon Lee)



1959년 1월 17일생
 1982년 2월: 부산대학교 기계공학과 (학사)
 1984년 2월: 부산대학교 기계공학과 (석사)
 1998년 2월: University of Southampton, (ISVR) (박사)
 1984년 3월~1984년 7월: LG전자 연구소
 1984년 8월~1985년 2월: 예비역 사관 4기
 1985년 3월~1994년 8월: 현대자동차 마북리 연구소
 1998년 3월~1999년 2월: 삼성자동차 중앙연구소 (기흥 소재)

1999년 3월~현재: 인하대학교 기계공학과 교수

* 주관심분야: 음향 신호처리, 자동차 소음진동제어, 기계설비고장진단, 방음벽

● 박 기 성 (Ki Sung Park)



1977년 5월 31일생
 2000년 2월: 인하대학교 기계공학부 기계공학전공 (학사)
 2000년 3월~현재: 인하대학교 기계공학과 (석사)
 * 주관심분야: 음향신호처리, 소음진동제어, 청각계 모델

● 서 진 성 (Jin Sung Suh)

1962년 11월 9일생
 1985년 2월: 서울대학교 기계설계학과 (학사)
 1988년 7월: University of Southampton, (ISVR) (석사)
 1998년 7월: University of Southampton, (ISVR) (박사)
 2000년 3월~현재: 한국산업기술대학교 기계공학과
 * 주관심분야: 음향해석, 기계시스템 진동해석