웨이블릿 이론과 고차통계 처리기법을 이용한 시간지연 추정

Time-Delay Estimation using Wavelet Theory and Higher-Order Statistics

차 용 철, 김 용 남, 정 지 현, 남 상 원
(Yong-Chul Cha, Yong-Nam Kim, Ji-Hyun Chung and Sang-Won Nam)

Abstract : The objective of this paper is to propose a new efficient technique for the estimation of time-delay parameters using wavelet theory and third-order cumulants, yielding good performance even in the case of low SNR. In particular, band-limited non-Gaussian signals with non-zero skewness and spatially correlated Gaussian noises are considered here. The approach is based on the fact that the effects of spatially correlated Gaussian noises on time-delay estimation can be reduced by using the projection sequences (based on the redundant wavelet decomposition) of given measurements in the higher-order cumulant domain. Finally, the performance of the proposed approach is demonstrated using simulations.

Keywords : time-delay estimation, cumulants, redundant wavelet

I. 서론

그 동안, 센서로부터 측정된 신호들 사이의 시간지연(time-delay)을 추정하는 연구가 활발히 진행되어, 전파 탐지, 수중 음파 탐지, 생물의학, 지구 물리학 등의 실제 분야에서 많은 응용을 보여주고 있다[1-5]. 기존의 전통적 방법[1]에서는, 측정된 데이터간의 유사성을 비교하기 위해 측정된 한 신호를 다른 신호에 대해 시간적으로 이동시킨 후, 신호들간의 상관계수가 가장 큰 값을 시간지연 계수 값으로 추정하였는데, 이러한 방법은 잡음간의 상관관계가 존재하지 않을 경우에 한하여 비교적 정확한 시간지연 계수를 산출할 수 있었다. 그러나, 두 측정 신호들에 포함된 잡음들이 서로 상관관계가 있는 경우에는 신호의 특성뿐만 아니라 잡음의 상관관계까지도 검출하므로, 전달된 신호들 사이의 정확한 시간지연 추정이 어렵게 된다. 이러한 문제점 해결을 위해, 검출 하고자 하는 신호가 비가우시안(non-Gaussian)이고 비대칭 (non-zero skewness)인 통계적 특성을 가지며, 부가되는 잡음이 가우시안 특성을 가지는 경우, 고차통계 처리기법을 이용하여 기존의 교차 상관관계(cross-correlation) 방법보다 향상된 추정결과를 산출한 여러 가지 방법이 제안되었다[2-4]. 특히, 고차 통계 처리의 장점은, 가우시안 랜덤 신호의 경우 차수가 2보다 큰 큐물런트(cumulants)들의 값이 이론적으로 영이 되는 점이다. 3차 통계 기법을 사용하면 잡음의 확률 밀도 함수(probability density function)가 가우시안이 아니더라도 비대칭성(skewness)이 영인 잡음의 경우 같은 효과를 얻을 수 있다. 또한, 시간지연 계수 추정을 위해 웨이블릿 변환을 포함하는 다해상도 해석(multiresolution analysis)[6,7]을 이용하여 측정된 데이터를 이웃하는 주파수 영역으로 투영(投影)시켜 기존의 교차 상관관계(cross-correlation) 방법에 적용한 예가 있다[5]. 이 방법은 독립된 주파수 영역에서 신호를 해석함으로써 잡음의 감소 효과를 얻을 수 있는 이점이 있으나, 낮은 신호 대 잡음비(SNR)의 잡음 환경 아래에서 잡음의 상관관계가 존재할 때에는 신호와 잡음 두 특성을 모두 검출하여 모호한 결과를 산출하는 단점이 있다. 특히, 다해상도 해석에 근거한 필터뱅크 구조에 의해 투영(投影)된 신호는 다운샘플링된 데이터이므로 비용장(非冗長, non-redundant) 웨이블릿 변환의 가장 큰 단점인 시간 불일치성(time-noninvariance)이 나타나게 된다. 즉 시간적으로 지연관계가 있는 두 신호가 다운샘플링과 업샘플링이 있는 필터뱅크를 통과한 후에는 다운샘플링 효과 때문에 원래의 시간지연 관계를 정확히 나타내지 못한다.

본 논문에서는 위에서 제시한 문제점들(잡음의 상관관계 및 SNR의 감소에 따른 오류 확률(error probability)의 증가)을 해결하기 위해 다음 두 가지의 순차적인 처리 과정을 수행하고자 한다. i) 먼저 시불변 특성을 갖고 있는 용장(冗長, redundant) 웨이블릿 필터 뱅크를 이용하여, 측정 신호를 독립된 주파수 영역으로 투영(投影)한 후, ii) 고차 통계의 3차 큐물런트를 이용하여 보다 나은 성능의 시간지연 계수를 추정한다.

II. 신호 모델 및 문제 제기

두 센서로부터의 측정 신호 $x(n)$과 $y(n)$, 그리고 여기에 부가되는 잡음들이 각각 $v_1(n)$, $v_2(n)$인 경우 다음의 모델을 설정할 수 있다.

$$\begin{aligned} x(n) &= s(n) + v_1(n) \\ y(n) &= s(n-D) + v_2(n) \end{aligned} \tag{1}$$

접수일자 : 1997. 11. 28., 수정완료 : 1998. 5. 25.
차용철, 남상원 : 한양대학교 전기공학과
김용남 : 삼성전자 무선사업부 무선개발팀 연구원
정지현 : 기아자동차 중앙기술연구소 전자개발팀 연구원
※ 본 논문은 한국학술진흥재단(1997-001-E00241)에서 지원하여 연구하였습니다.

D는 측정된 두 신호 사이의 시간지연 값이고 다음과 같은 조건을 만족한다고 가정한다[2,4].

$$\begin{aligned} s(n) &= \sum_k u(k)e(n-k) \\ \sum_{i=-\infty}^{\infty} |u(i)| &< \infty \\ U(0) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} u(i) \neq 0 \end{aligned} \tag{2}$$

신호 $e(n)$은 k차의 큐물런트가 γ_{ke}로 표시되고 평균이 0인, i.i.d.(independent and identically distributed) 비가우시안 신호이다. 목표 신호 $s(n)$은 (2)의 조건을 갖는 선형 필터 $u(n)$과 $e(n)$으로 생성되는 비가우시안 선형처리 신호이다. 측정된 두 신호에 부과되는 잡음들인 $v_1(n)$과 $v_2(n)$는 평균이 0이고 상관관계가 존재하는 가우시안 신호이며, 통계적으로 $s(n)$과 독립적인 관계에 있다. 본 논문의 목적은 위의 조건을 만족하는 $x(n)$과 $y(n)$으로부터 시간지연 계수 D를 추정하는 것이다.

III. 고차 통계 처리 방법을 이용한 시간지연 추정

두 센서로부터의 측정값 사이의 시간지연 계수를 추정하기 위해, 추정하고자 하는 신호 $x(n)$과 $y(n)$이 위의 II장에서 설명한 조건을 만족한다면, 가우시안 랜덤 신호의 경우 차수가 2보다 큰 큐물런트들의 값이 이론적으로 영과 같다는 고차 통계 처리의 장점을 이용하여, 기존의 교차 상관관계 방법보다 효율적인 시간지연 계수를 추정할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 고차 통계 처리 방법 중에 큐물런트의 투영(投影) 특성(projection property)[4]을 이용하여 3차 큐물런트 영역에서 시간지연 계수를 추정하였다.

1. 큐물런트의 투영 특성

(2)의 특성을 갖는 임의의 신호 $s(n)$의 k차 큐물런트를 $c_{ks}(\tau_1, \ldots, \tau_{k-1})$라고 정의하고, k차 및 그보다 낮은 차수의 큐물런트들 간의 관계를 나타내는 투영(投影) 특성은 다음과 같이 표현할 수 있다[4].

$$\begin{aligned} & c_{ls}(\tau_1, \ldots, \tau_{l-1}) \\ & = a_{lk} \sum_{\tau_l=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{\tau_{k-1}=-\infty}^{\infty} c_{ks}(\tau_1, \ldots, \tau_{k-1}), \\ & a_{lk} = [\gamma_{le}/\gamma_{ke}][U(0)]^{l-k} \quad \text{for } k > l \end{aligned} \tag{3}$$

특히 l=2, k=3 일 경우에

$$c_{2s}(\tau_1) = a_{23} \sum_{\tau_2=-\infty}^{\infty} c_{3s}(\tau_1, \tau_2) \tag{4}$$

와 같이 정의할 수 있고 실제 응용에서는 '∞'가 M으로, $c_{3s}(\cdot)$ 는 $\hat{c}_{3s}(\cdot)$ (N개의 데이터로 구해지는 추정값) 으로 각각 대치되어 계산될 수 있다. 이 때, (4)의 $\hat{c}_{2s}(\cdot)$는 근사적으로 s(n)의 자기 상관 함수와 일치한다.

2. 교차 상관관계(PCC) 기법

신호에 부가되는 잡음 $v_1(n)$과 $v_2(n)$이 서로 상관관계가 없다면 잡음의 효과가 상쇄되어 다음과 같이 교차 상관관계 함수 값을 최고로 하는 지연 d를 선택하여, 보다 정확한 시간지연 계수를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} c_{xy}(d) &= E\{x(n)y(n+d)\} \\ &= c_{2s}(d-D) \end{aligned} \tag{5}$$

그러나, 잡음들간에 서로 상관관계가 있다면 (5)의 관계가 성립하지 않는다. 따라서, 이 경우 3차 큐물런트 영역에서의 해석을 위해 비용 함수(cost function)를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\tilde{c}_{xy}(d) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} E\{\, x(n+k)x(n)y(n+d) \,\} \tag{6}$$

신호에 대한 조건인 (2)를 고려하고, 투영(投影) 특성 (3)을 적용하면 다음과 같이 표현할 수 있다[4].

$$\begin{aligned} \tilde{c}_{xy}(d) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} E[\{s(n+k)+v_1(n+k)\} \\ &\quad \cdot \{s(n)+v_1(n)\}\{s(n+d)+v_2(n+d)\}] \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{3s}(d-D, k) \\ &= a_{23}^{-1}\, c_{2s}(d-D) \end{aligned} \tag{7}$$

(6)을 투영(投影) 교차 상관관계(projection cross-correlation: PCC) 기법[4]이라 하며, $\tilde{c}_{xy}(\cdot)$는 (7)과 같이 2차 자기 상관 계수의 상수 배와 일치함을 알 수 있다. 만약 $s(n)$의 3차 큐물런트 값이 영이 아닌 경우, $\tilde{c}_{xy}(d)$를 구해 그것의 절대값을 최대로 하는 d를 신호 $s(n)$과 그것의 지연된 신호사이의 시간지연 계수로 추정할 수 있다.

IV. 웨이블릿 이론에 근거한 필터뱅크 구조

1. 다해상도 신호 분석

다해상도 신호 분석 (multiresolution signal analysis) 방법[6,7]은 신호를 여러 서로 다른 해상도에서 분석하여, 주파수 전 영역에서 존재하는 원래 신호를 서로 이웃하는 주파수 대역으로 투영(投影, projection) 시킬 수 있다. 그림 1은 다해상도 해석을 구현하기 위해 j번째 스케일 블록을 나타낸 비용장(非冗長, non-redundant) 웨이블릿 필터 뱅크 구조의 한 예이다. 여기에서 $G(z)$, $G'(z)$과 $H(z)$, $H'(z)$은 각각 허용 조건(admissibility condition)을 만족하는 고역 및 저역 통과 필터의 z 변환 형태이고, 다운샘플링과 업샘플링이 구현되어 있다. 비용장 웨이블릿 분해(decomposition)는 데이터 압축 등에 효과적으로 사용될 수 있는 장점이 있는 반면, 시불변(time- invariance) 특성이 보장되지 못하는 단점이 있다. 즉 임의의 신호 x(n)의 웨이블릿 계수와 d만큼 지연된 x(n-d)의 웨이블릿 계수는 일반적으로 일치하지 않는다. 따라서 그림 1에서와 같은 필터 뱅크 구조에서는 특정한 주파수 대역으로 투영(投影)된 신호 $P\{s_j\}$ 및 $P\{w_j\}$가 다운샘플링 과정을 포함하고 있으므로 시불변 특성을 갖지못한다. 이러한 단점을 극복하기 위해 다음에 설명될 용장(冗長, redundant) 웨이블릿 필터 뱅크 구조[9]를 사용한다.

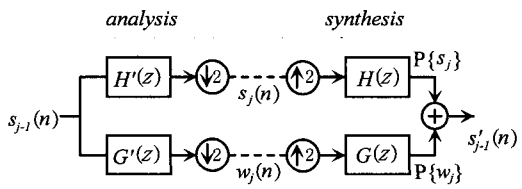


그림 1. 비용장(非冗長) 웨이블릿 필터 뱅크 구조.
Fig. 1. The structure of a non-redundant filter bank.

2. 용장(冗長) 웨이블릿 필터 뱅크 구조

최근 여러 응용분야 (신호 검출 또는 신호의 계수 추정 등)에서 중요한 요소로 작용하는 시불변 특성을 유지하기 위한 용장 웨이블릿 변환이 많이 사용되고 있다.

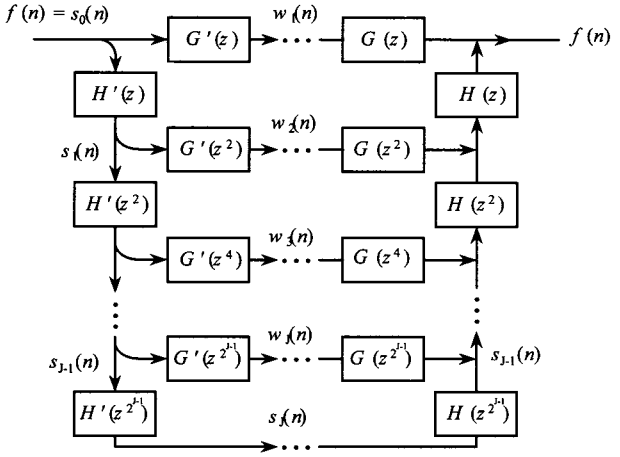


그림 2. 다운샘플링과 업샘플링이 없는 용장(冗長) 웨이블릿 필터 뱅크 구조.

Fig. 2. The structure of a redundant wavelet filter bank without decimation.

이러한 특성을 유지하기 위해 구현된 용장 필터 뱅크는 비용장 웨이블릿 분해의 필터 뱅크 구조(그림 1 참조)에서 다운샘플링과 업샘플링 과정을 제거함으로써 그림 2와 같이 구현될 수 있다. 이러한 필터 뱅크 구조의 분해 / 합성(analysis / synthesis) 필터 - (h', g') / (h, g) - 의 조건은 다음과 같다.

$$H'(z)H(z)+G'(z)G(z)=1 \tag{8}$$

(8)은 다운샘플링과 업샘플링이 없는 분해 / 합성(analysis / synthesis) 부분의 동치(identity)를 보장함과 동시에 그림 2의 f(n)이 완전 복원(perfect reconstruction)될 수 있음을 보여주고 있다[9].

용장 웨이블릿 분해(decomposition)의 필터 뱅크 구조를 보다 효율적으로 구현하기 위해 비용장 웨이블릿의 구조에 쓰이는 웨이블릿 FIR 필터 $H(z)$, $G(z)$로부터 다음과 같이 반복적으로 단(scale)을 증가시킴으로써 합성(synthesis) 필터를 구현한다.

$$\begin{aligned} H_j(z)&=H(z^{2^{j-1}})H_{j-1}(z),\ j=1,\ldots,J \\ G_j(z)&=G(z^{2^{j-1}})H_{j-1}(z),\ j=1,\ldots,J \end{aligned} \tag{9}$$

여기에서 $H_j(z)$의 초기조건은 $H_0(z)=1$ 이며, 시간 영역에서는 다음과 같은 관계식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} h_j(n)&=(\uparrow_{2^{j-1}}[h])*h_{j-1}(n) \\ g_j(n)&=(\uparrow_{2^{j-1}}[g])*h_{j-1}(n) \end{aligned} \tag{10}$$

$\uparrow_m$연산자는 m-factor 업샘플링을 의미하고, '*'은 시간 영역에서의 콘벌루션(convolution)을 의미한다. 이와 동일하게 분해(analysis) 필터 h', g'에서도 같은 연산을 적용하여 필터를 구현할 수 있다. 이와 같은 연산을 통해 구성된 필터 뱅크 구조를 그림 3에 나타내었다.

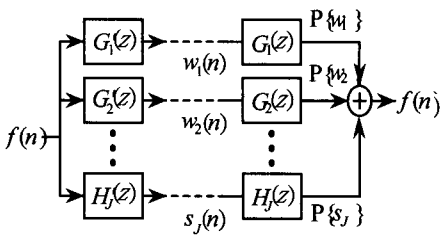


그림 3. 용장(冗長) 웨이블릿 필터 뱅크의 등가 구조.

Fig. 3. The equivalent structure of a redundant wavelet filter bank.

그림 3의 구조는 J개의 고역 통과 웨이블릿 채 $G'_1(z),\ldots,G'_J(z)$)과 1개의 저역 통과 채널 ($H'_J(z)$ 로서 구성된다. 각 채널의 주파수 응답 특성은 그림 4에서와 같이 나타낼 수 있다. 여기에 필터 뱅크 구조의 완전 복원 조건을 유도하기 위하여 (8)을 확장시켜 표현하면다음과같다.

$$\sum_{j=1}^{J} G'_j(z)G_j(z)+H'_J(z)H_J(z)=1 \tag{11}$$

또한, 복원된 신호를 웨이블릿 계수(w_j)와 스케일링 계수(s_j)로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} f(n)=&\sum_{j=1}^{J}\sum_{l\in Z} w_j(l)g_j(n-l) \\ &+\sum_{l\in Z} s_J(l)h_J(n-l) \end{aligned} \tag{12}$$

특히, 그림 3에서 $P\{w_1\}, P\{w_2\},\ldots, P\{w_J\}$와 $P\{s_J\}$는 각각 본래의 신호 $f(n)$을 독립된 주파수 영역으로 투영(投影)시킨 신호이다. 본 논문에서는 (12)와 같이 완전 복원된 신호를 사용하지 않고 신호의 저역 통과부분을 독립된 주파수 영역으로 투영(投影)시킨 신호를 사용하였다.

$$\begin{aligned} P\{s_j\}(n)=&\sum_{k=j+1}^{J}\sum_{l\in Z} w_k(l)g_k(n-l) \\ &+\sum_{l\in Z} s_J(l)h_J(n-l) \end{aligned} \tag{13}$$

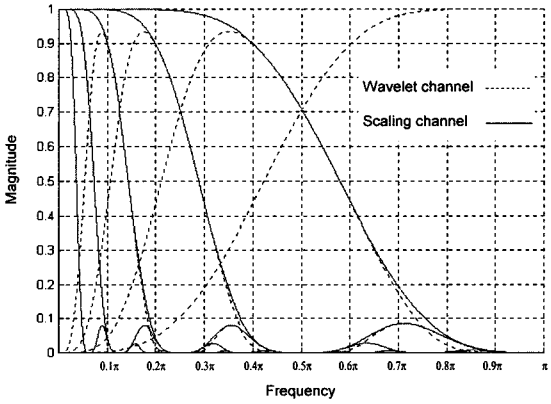


그림 4. 각 채널별 주파수 특성.

Fig. 4. The frequency characteristics of each channel.

Ⅱ장의 조건으로부터 (13)의 투영(投影) 신호는 신호의 에너지를 대부분 포함한다. 그러므로 이러한 신호를 앞에서 설명한 투영(投影) 교차 상관관계(PCC) 방법에 적용하였을 경우, 효과적으로 시간지연 계수를 추정할 수 있다.

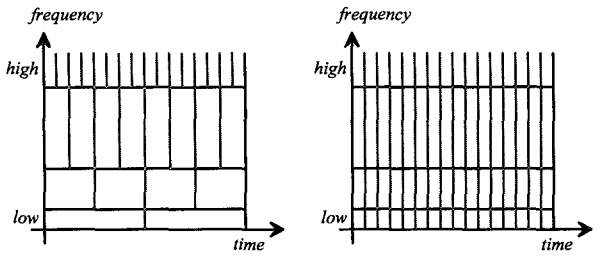


그림 5. 시간 주파수 영역에서의 해상도.
Fig. 5. The time-frequency localization.

그림 5는 비용장 웨이블릿 분해와 용장 웨이블릿 분해의 시간과 주파수 영역에서의 해상도를 비교한 것이다. 그림에서와 같이 비용장 웨이블릿 분해의 경우에 저주파에서는 적은 샘플로써 신호를 해석하고 고주파일수록 보다 많은 수의 샘플로써 해석하더라도 시간과 주파수 사이에서 같은 해상도로 신호를 해석할 수 있지만, 용장 웨이블릿 분해의 경우에는 시불변 특성을 유지하기 위해서 주파수 영역에 관계없이 같은 수의 샘플을 사용하였다.

V. 전체 시스템 구조

본 장에서는 Ⅲ장과 Ⅳ장에서 제시한 두 가지 방법을 결합하여 순차적으로 처리함으로써 보다 개선된 시간지연 계수의 추정 방법을 제안하고자 한다. 먼저 공간적으로 떨어진 두 개의 센서로부터 $x(n)$과 $y(n)$ 신호를 측정한 후, 앞장에서 설명한 용장 웨이블릿 분해(redundant wavelet decomposition)로 구현된 필터 뱅크를 통과한다. 이 때, 필터 뱅크의 출력은 두 개의 측정값을 독립된 주파수 대역으로 각각 투영(投影)시킨 신호가 된다.

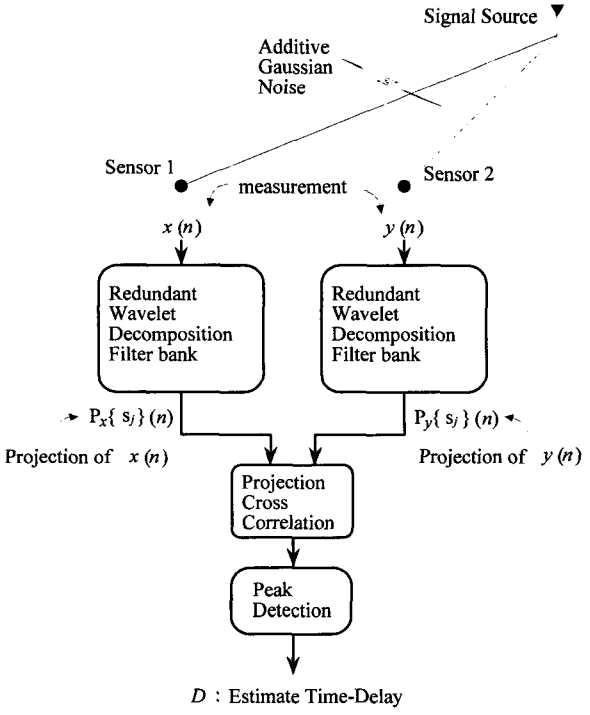


그림 6. 제안된 방법의 전체적인 시스템 구조.
Fig. 6. Total paradigm of the proposed approach.

여기에서 $x(n)$ 신호의 투영(投影)값을 $P_x\{w_1\},\cdots,P_x\{w_j\}$, $P_x\{s_j\}$라하고 $y(n)$ 신호의 투영(投影)값을 $P_y\{w_1\},\cdots$, $P_y\{w_j\}, P_y\{s_j\}$라 한다면, (13)으로부터 다음과 같이 투영(投影) 신호를 정의할 수 있다.

$$P\{s_j\}(n) = \sum_{k=j+1}^{J} P\{w_k\}(n) + P\{s_j\}(n) \qquad (14)$$

여기에 투영(投影) 교차 상관관계(PCC)방법을 적용하면 다음과 같이 각 단(scale)에서의 비용 함수(cost function)를 구할 수 있다.

$$J_j = C^j_{P_xP_y}(d) = PCC\{P_x\{s_j\}, P_y\{s_j\}\} \qquad (15)$$

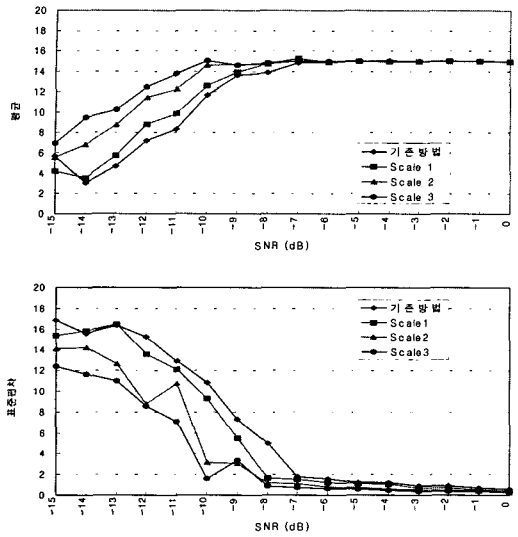
(15)의 비용 함수가 최대값을 갖는 d를 최대치 검출(peak detection) 방법을 적용하여 구하면 그 값이 바로 추정하고자 하는 신호의 시간지연 계수가 된다. 그림 6은 이러한 방법을 도식적으로 표시한 것이다.

VI. 모의 실험 및 결과

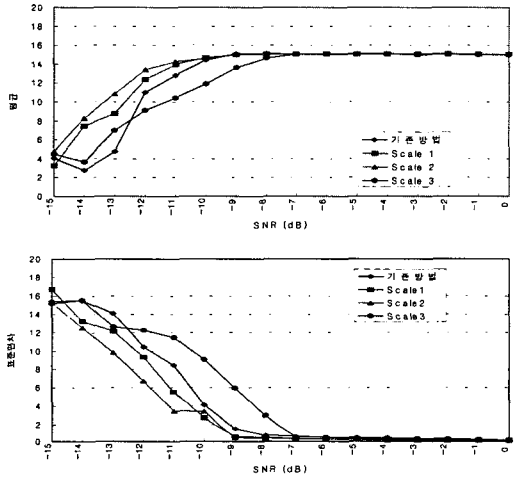
본 장에서는 시뮬레이션을 통해, 본 논문에서 제안한 시간지연 추정기법의 성능을 검증하고자 한다. 본 모의 실험에서는 측정데이터를 4개의 이웃하는 주파수 영역으로 투영(投影)한 후, (13)에 의하여 투영(投影)된 신호를 구한다. 그런 다음 제 1단(scale 1)의 주파수 영역에 투영(投影)된 신호를 구한 후 PCC방법에 의한 시간지연 계수를 추정하고, 제 2단(scale 2), 제 3단(scale 3)의 주파수 영역으로 투영(投影)한 신호를 순차적으로 구해 같은 방법을 적용한다. 목표 신호 $s(n)$은 길이 N=128×128의 백색 i.i.d. 지수 분포 신호를 각각 0.1π, 0.2π, 0.4π의 차단주파수(cut-off frequency)를 갖는 Butterworth 저역통과 필터에 통과시켜 얻은 유색 비가우시안(non-Gaussian), 비대칭 분포(non-zero skewness) 신호이다. 추정하고자 하는 시간지연 계수 D는 15로 설정하였다. 신호에 부가되는 잡음 $v_1(n), v_2(n)$은 모두 백색 가우시안(white Gaussian) 신호로서 $v_2(n)$이 $v_1(n)$에 대해 9만큼 지연된 신호이고, 각 단(scale)에서 보다 정확한 성능 차이를 나타내기 위해 100번의 독립 시행을 실행하였다. 각 신호 대 잡음비(SNR)에서 추정된 시간지연 계수들의 각 단(scale)별 평균과 표준편차를 그림 7에 나타내었다. 특히 목표 신호의 차단주파수(cut-off frequency)가 0.1π의 경우에는 제 3단(scale 3)에서, 그리고 0.2π, 0.4π의 경우에는 각각 제 2단(scale 2), 제 1단(scale 1)에서 보다 신뢰성 있는 시간지연 계수를 추정할 수 있었다. 또한 그림에 기존 방법으로 표시된 투영 교차 상관관계(PCC) 방법만을 사용한 것 보다 용장 웨이블릿 분해 방법을 첨가하여 고주파 영역의 잡음 성분을 제거하는 제안된 방법이 보다 신뢰성 있는 추정 결과를 보임을 확인할 수 있었다

VII. 결론

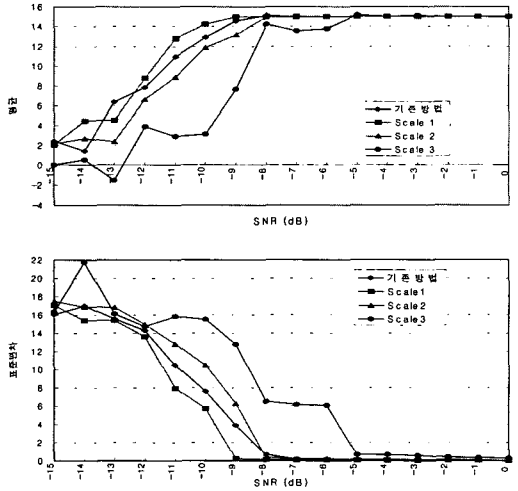
본 논문에서는 3차 통계 처리 기법과 웨이블릿 이론을 이용한 시간지연 계수 추정기법을 제시하였다. 특히 고차통계 특성을 이용한 시간지연 계수 추정 방법은 기존의 교차 상관관계(cross-correlation) 방법과 비교하여 가



(a) 차단주파수(cut-off frequency) : 0.1 π



(b) 차단주파수(cut-off frequency) : 0.2 π



(c) 차단주파수(cut-off frequency) : 0.4 π

그림 7. 각 단에서 신호 대 잡음비에 대한 시간지연 계수의 평균과 표준편차.

Fig. 7. The mean and standard deviation vs. SNR in each scale.

우시안 잡음을 제거할 수 있다는 장점이 있고, 웨이블릿 이론에 근거한 필터 뱅크 구조는 신호를 서로 이웃하는 다른 주파수 대역으로 투영(投影)할 수 있다는 특성을 갖고 있다. 또한 기존의 비용장 웨이블릿 필터 뱅크 구조의 단점인 시간 불일치성(time-noninvariance)을 제거하기 위해 용장 웨이블릿 필터 뱅크를 사용함으로써, 추정하고자 하는 신호와 그것의 지연된 신호간의 시불변(time-invariance) 특성을 유지하였다. 본 논문에서는 이들의 장점을 결합하여 낮은 SNR의 경우에도, 상관관계가 있는 가우시안 잡음들 간의 영향까지도 감소시켜 목표 신호의 시간지연을 추정함으로써, 기존 추정 방법보다 우수한 결과를 산출할 수 있음을 보였다.

참고문헌

[1] C. H. Knapp and G. C. Carter, "The generalized correlation method for estimation of time delay," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Proc.*, vol. 24, no. 4, pp. 320-327, Aug., 1976.

[2] C. L. Nikias and R. Pan, "Time delay estimation in unknown gaussian spatially correlated noise," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 36, pp. 1706-1714, Nov., 1988.

[3] G. Gu and D. W. Lytle, "Direct estimation of time delay using third-order cumulants," *Proc. IEEE 6th workshop on Statistical Signal and Array Processing*, pp. 489-492, 1992.

[4] Y. C. Liang, A. R. Leyman and B. H. Soong, "Criteria and algorithm for time delay estimation based on cumulants," *IEEE ISCAS 97*, Hong Kong, pp. 2493-2496, Jun., 1997.

[5] M. Novaes, *Multiresolution Signal Cross-Correla-Texas*, Dec., 1994.

[6] A. N. Akansu, *Multiresolution Signal Decomposition, Academic Press*, NJ, 1993.

[7] G. Strang and T. Nguyen, *Wavelets and Filter Banks*, Wellesley-Cambridge Press, 1996.

[8] C. L. Nikias and A. P. *Petropulu, Higher-Order Spectra Analysis*, Prentice Hall, Inc., 1993.

[9] A. Aldroubi and M. Unser, *Wavelets in Medicine and Biology*, CRC Press, Inc., 1996.

차 용 철

1971년 10월 2일생. 1997년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 3월~현재 동대학원 석사과정. 관심분야는 웨이블릿 이론 및 신호 탐지 추정 이론.

김 용 남

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제3권, 제5호, 참조.

정 지 현

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제3권, 제5호, 참조.

남 상 원

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제3권, 제5호, 참조.