공 학 박 사 학 위 논 문

확장 칼만 필터를 이용한 주파수-
진폭 추정기 설계 및 응용

2002 년 8 월

부 경 대 학 교 대 학 원

정보통신공학과

노 용 주

공 학 박 사 학 위 논 문

확장 칼만 필터를 이용한 주파수-진폭 추정기 설계 및 응용

지도 교수 윤 종 락

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함

2002 년 8 월

부 경 대 학 교 대 학 원

정보통신공학과

노 용 주

노용주의 공학박사 학위논문을 인준함

2002년 6월 29일

주 심	공학박사	정 신 일	㊞
부 심	공학박사	김 석 태	㊞
위 원	공학박사	하 덕 호	㊞
위 원	공학박사	윤 종 락	㊞
위 원	공학박사	전 재 진	㊞

목 차

그림 목차

표 목차

Design of The Frequency-Amplitude Estimator Using The Extended Kalman Filter and its Applications

Yong Ju Ro

Department of Telematics Engineering, Graduate School, Pukyong National University

Abstract

The Extended Kalman Filter(EKF) is known as a standard technique used in a number of nonlinear estimation problems. These include estimating the state of a nonlinear dynamic system and estimating parameters for nonlinear system identification. Specially, the EKF has been applied to the problem of estimating a time-varying frequency from a measured signal with noise. However existing EKF frequency estimators could be driven in a constant amplitude or a small time-varying amplitude signal and therefore an additional amplitude estimator is required in case of a large time-varying amplitude signal.

In this paper, the EKF frequency-amplitude estimator which could estimate both time-varying frequency and amplitude simultaneously from the measured signal with a relatively large time-varying amplitude, is proposed for improving the performance of a time-varying frequency estimator. The proposed frequency-amplitude estimator which has a high frequency resolution with a high time resolution. A performance of the proposed estimator with respect to input parameters is analyzed with regard to Signal to Noise Ratio(SNR) and compared with that of existing methods by the computer simulations.

The proposed technique is applied in the Doppler Scanning which estimates the Doppler frequency shift of moving acoustic target and gives the track of the target geometrical position. When the moving acoustic target consists of distributed sources with different signature frequencies, Doppler frequency shift of each source with time and frequency along Closest Point of Approach(CPA) of moving source are unique and can be functioned with respect to each source positions. Therefore, this principle of the Doppler Scanning can be applied to estimate a relative geometrical positions of machinery noise sources such as ship's generator and propeller.

The performance of the technique is examined by the computer simulations and is verified by an experiment using loudspeaker sources on the roof of an automobile.

The proposed technique is also applied to analyze time-varying acoustic signatures of a ship radiated noise. Acoustic signatures of ship radiated noise are important passive sonar parameters for target ship detection and classification. Among these signatures a time-varying frequency is due to the external loading variation in specific machinery component. As an example, propeller blade frequency is measured as a time-varying signature and is controlled by a speed governor which is dependent on the propeller resistance to sea surface waves or current turbulence. Design parameters of the EKF are expressed as a function of sea state wave spectrum to obtain better performance. Time-varying frequency and amplitude of each tonal of a measured surface ship radiated noise is presented.

In conclusion, the proposed technique shows better performance than that of existing frequency estimator by introducing amplitude estimator in a relatively large time-varying amplitude signal due to the short CPA range configuration.

Keywords : Extended Kalman Filter(EKF), Frequency-Amplitude Estimator, Frequency estimate, Amplitude estimate, Doppler Scanning, Doppler frequency shift, Source position detection, ship radiated noise analysis.

제 1 장 서 론

1.1. 연구 배경

잡음환경에서 측정된 신호의 시변 인자들(time-variable parameters) 즉 신호의 상태를 추정하는 문제는 많은 응용에서 중요한 연구 분야이다. 잡음 환경에서 측정 신호로부터 최적의 상태 추정치를 구하기 위한 최초의 기법은 잡음에 의한 상태 추정 에러를 최소로 하도록 하는 최소 자승 기법(Least Squares)으로 1795년에 Carl Friedrich Gauss에 의해 최초로 도입되었다. Gauss는 최소 자승 기법을 혹성 궤도 추정의 비선형 추정 문제에 최초로 적용했으나 좋은 결과를 얻지 못했다. 그러나 최소 자승 기법은 선형 추정 문제에 적용 가능한 기법으로 현재까지 널리 사용되고 있다. 이후 추정 기법에 확률 이론을 적용하고, 위너 필터(Winner Filter), 칼만 필터(Kalman Filter), 자승 근 필터(Square Root Filter) 등의 기법들이 제안되고 사용되어 왔다[1,2].

칼만 필터는 R. E. Kalman에 의해 1959년에 처음 제안되어 현재까지 많은 응용 분야에서 이용되고 있다. 칼만 필터는 이론적으로 백색잡음에 의해 교란된 선형 동적 시스템(linear dynamic system)의 순시 “상태(state)”를 추정하는 문제를 다루는데 이용된다. 칼만 필터로 구현된 상태 추정기는 추정에러의 2차(quadratic) 함수에 대해 통계적으로 최적이다. 연속 제조 과정 혹은 항공기, 선박 그리고 우주선 등의 항로와 같은 복잡한 선형 동적 시스템들의 제어 또는 하천의 유수량, 천체 혹성들의 궤도 혹은 무역 상품의 가격 등과 같은 비제어 동적 시스템의 미래 예측을 위해 사용된다[2,3].

칼만 필터는 선형 동적 시스템의 상태를 추정하는데 최적의 추정기로 알려져 있으나 비선형 동적 시스템의 상태 추정을 위해서는 비선형 시스템의 선형화를 요구한다. 따라서 비선형 동적 시스템의 상태 추정을 위해서는 테일러 급수 등의 근사적 선형화 기법을 적용하여 구현되는 선형화 칼만 필터(Linearized Kalman Filter)와 확장 칼만 필터(Extended Kalman Filter)가 있다. 특히 확장 칼만 필터는 선형

화 칼만 필터보다 낮은 추정 오차를 보이는 반면 칼만 이득 계산의 복잡성으로 인해 실시간 처리를 위한 계산적 부하가 큰 단점이 있다. 그러나 컴퓨터의 성능 향상으로 계산적 부하보다는 추정 오차를 줄이는 것이 더 중요한 문제로 인식되고 있어 이 기법의 응용도가 높다[2-4].

측정신호로부터 시변 인자를 추정하는 문제 중 시변 주파수 특성을 추정하는 문제는 통신, 음성 처리, 음원 위치 추적 등의 응용 분야에서 연구되어 왔다. 이산 푸리에 변환 (Discrete Fourier Transform:DFT)[5], 영 교차법(Zero Crossing)[6], 위상고정루프(Phase Locked Loop:PLL)[7], Notch Filter[8-10], Maximum Likelihood(ML)[11,12], Lagrange Interpolation(Fractional Delay Filter)[13], 확장 칼만 필터(Extended Kalman Filter:EKF)[14-17] 등을 이용한 시변 주파수 추정 기법들이 제안·응용되고 있다.

확장 칼만 필터는 1960년대 말 Stanley F. Schmidt에 의해 아폴로 발사계획의 궤도 추정과 제어에 처음 적용된 이후로 현재까지 시변 주파수 추정, 피치와 포만트 등의 음성 파라미터 분석[18,19], 측정 신호의 부가 잡음 제거[20], 자동 이동 로봇의 이동 제어[21], 소나(SONAR)와 레이더 등의 표적체 탐지[22-24], 통신시스템의 등화기 설계[25], 의료 기기의 성능 평가[26] 등의 많은 공학분야의 비선형 시스템의 상태 추정에 응용되고 필터의 안정도에 관한 연구[27,28]의 진행과 함께 컴퓨터의 발전으로 더 큰 주목을 받고 있다.

1.2. 연구 내용

확장 칼만 필터는 높은 시간 분해능이 요구되는 실시간 주파수 추정 문제에 특히 많이 이용되어 왔다. 1973년에 Polk와 Gupta 등은 확장 칼만 필터를 적용하여 일정한 신호 진폭을 갖는 환경에서 시변 주파수 추정을 위한 이산 위상고정루프를 설계하였다[7]. 또한 1996년에는 La Scala와 Bitmead 등이 확장 칼만 필터를 적용한 이산 주파수 추정기를 유도·설계하였고, 설계된 추정기의 안정성 평가와 높은 부가 잡음 준위 환경에서의 성능 개선 그리고 필터 입력 파라미터에 대한 연구가

진행되어 왔다[16,17,28,29]. 그러나 제안된 시간 영역 이산 주파수 추정기는 측정 신호 진폭의 시간에 대한 변화폭이 상대적으로 크면 주파수 추정 성능이 저하되는 단점이 있다.

본 논문에서는 백색 잡음 $v(k)$가 부가된 측정 신호 $y(k) = z(k) + v(k)$로부터 주파수와 진폭이 시간에 따라 변화하는 신호 $z(k) = a(k)\cos[\omega(k)kT_s + \phi]$의 주파수 $f(k)=\omega(k)/2\pi$와 진폭 $a(k)$를 동시에 추정 가능한 확장 칼만 필터를 이용한 주파수-진폭 추정기를 설계한다. 이때, 측정 신호의 주파수와 진폭은 서로 독립적으로 시간에 따라 변동하는 특성을 갖는다고 가정한다.

제안한 주파수-진폭 추정기는 부가적인 신호 진폭 추정기 없이 측정 신호로부터 주파수와 진폭의 시간적 변동 특성을 동시에 추정하도록 확장 칼만 필터를 설계한다. 먼저 일반적인 확장 칼만 필터의 상태 추정기의 안정도에 대해 살펴보고, 시변 주파수와 진폭을 갖는 신호 모델로부터 제안된 기법의 상태 방정식과 측정 방정식을 결정하여, 이산 주파수-진폭 추정기를 제안한다. 시간에 따른 진폭의 변화폭이 상대적으로 큰 경우에 대해 컴퓨터 모의실험으로 확장 칼만 필터의 설계 인자에 대한 추정기의 성능 분석과 신호대잡음비에 따른 기존의 방법들과 그 성능을 비교ㆍ검토한다. 또한 제안된 기법을 도플러 스캐닝(Doppler Scanning)에 의한 이동하는 소음원의 음원 위치 추정과 불안정 특징 주파수 추정에 적용하여 그 성능을 해석한다.

이동 소음체 내의 다른 위치에서 다른 주파수가 발생될 때, 측정신호로부터 최단접근거리(Closest Point of Approch: CPA)통과 전후의 각 주파수의 도플러 주파수 편이량 추정 정보로부터 각 주파수 음원의 발생 위치간의 상대 거리를 추적하는 기법을 도플러 스캐닝(Doppler Scanning)으로 정의한다. 그리고 도플러 스캐닝에 제안된 주파수-진폭 추정기를 적용하여 이동 소음체 내의 다른 위치에서 발생되는 다른 주파수 음원에 대한 상대적 위치 규명이 가능함을 컴퓨터 모의실험으로 검증한다. 또한 자동차에 탑재된 스피커 음원을 이용한 실험으로 그 성능을 확인한다.

소음원이 이동하는 경우, 측정된 신호의 주파수는 도플러효과에 의해 주파수 편이가 발생되고 소음원이 CPA 부근에 있는 경우 진폭의 시간적 변화율이 커지게 된다. 주파수 편이는 소음원이 측정점에 접근하는 경우 양(+)의 도플러 주파수 편

이로, 멀어질 때는 음(-)의 도플러 주파수 편이로 측정되며, 이동 음원과 수신기간의 CPA에서 영(0)인 도플러 주파수 편이를 갖게된다.

따라서 하나의 이동 소음체에서 다른 주파수 신호가 서로 다른 위치에서 발생할 때, 이들 주파수는 같은 이동 속도를 가지나 위치와 주파수가 서로 다르므로 같은 측정 시간에 상이한 도플러 주파수 편이를 갖게 된다. 따라서 각 주파수의 도플러 주파수 편이가 0이 되는 시각이 그 주파수의 음원이 CPA을 통과한 시각이 되고 서로 다른 위치에서 발생하는 각 주파수의 도플러 주파수 편이를 추정하면 각 주파수 음원의 상대적 발생 위치를 예측이 가능하다.

이러한 개념을 이동 선박의 탑재 장비에서 발생되는 각 특징 주파수의 도플러 주파수 편이 추정에 적용하면 이동 선박에 탑재된 기계류의 상대 위치 규명이 이론적으로 가능하다. 그러나 선박과 같은 기계적 소음의 주파수는 저주파수대역[30] 이므로 도플러 주파수 편이를 추정하기 위해서는 주파수 분해능이 높아야 하고 아울러 탑재장치의 공간분해능을 높이기 위해서는 동시에 시간 분해능이 높아야 한다. 또한 CPA 통과 전후에서 측정 신호의 진폭이 시간에 따라 감쇠 폭이 커서 큰 변화폭을 가지므로, 주파수 추정에 있어 시변 진폭 특성의 보상이 필요하게 된다. 제안한 주파수-진폭 추정기는 높은 시변 진폭 변화 환경에서 높은 주파수 분해능과 시간 분해능을 동시에 얻을 수 있다.

선박의 수중 방사소음의 음향 특징 중에서 시간에 따라 주파수가 변화하는 불안정 특징 주파수는 군용의 수동소나에 대한 음향 표적 신호로써 피탐지 수준을 좌우하는 중요한 파라미터이다[31].

이러한 불안정 특징 주파수는 파도 등의 표적체 외부의 영향으로 인한 표적체의 기계류들의 부하 변동이나 도플러 효과 등에 의해 시간적으로 변화된다. 특히 바람의 속도, 바람의 지속시간과 바람의 영향이 미치는 거리등에 의존하는 파도는 선박의 프로펠러 부하 변동의 원인이 되어 프로펠러의 불안정 특징 주파수 특성과 관련된다[32].

프로펠러 회전수가 낮은 대형선박이나 상선 등과 같이 불안정 특징주파수의 시간적 변동이 천천히 나타나는 경우에는 고속 퓨리에 변환(Fast Fourier Transform :FFT)처리로 일정 시간구간에 대해 대략적인 주파수의 분석·추정이 가능하다. 그

러나 고속의 소형선박이나 어뢰 등과 같이 특징주파수의 시간적 변동율이 큰 경우에는 정상적으로 분석·추출할 수 없다. 따라서 비선형 특성이고 시간적 변동율이 큰 불안정 특징 주파수를 실시간으로 분석·추출할 수 있는 기법이 요구된다.

이동 선박 방사소음 측정신호에 확장 칼만 필터를 이용한 불안정 주파수선 추정 기법이 1995년 Jauffret 등에 의해 제안되었으나[14] 이 기법은 주파수선의 추정을 위해 확장 칼만 필터의 전처리 과정으로 신호 진폭의 시간적 변동을 추정하여야 한다. 특히 신호 진폭의 변화가 큰 CPA 부근에서는 진폭 추정을 위한 부가적인 알고리즘이 요구되고 주파수선의 추정 성능은 신호 진폭 추정을 위한 전처리기의 성능에 의존된다.

본 논문에서는 불안정 특징 주파수의 추정 성능을 향상시키기 위해 제안한 주파수-진폭 추정기를 적용하고 추정기의 설계 인자들과 파도 스펙트럼과의 관계를 정의한다. 그리고 실제 해양에서 측정된 선박 방사소음의 특정 토널(Tonal)에 대해 제안한 주파수-진폭 추정기를 이용하여 시변 주파수 특성을 분석한 결과를 제시한다.

본 논문의 구성은 제2장에서 확장 칼만 필터의 일반적인 이론과 안정성에 대한 기존 연구 결과를 제시한다. 제3장에서는 확장 칼만 필터를 이용한 기존의 주파수 추정기에 대해 살펴보고, 주파수와 진폭을 동시에 추정하는 주파수-진폭 추정기를 제안한 후 컴퓨터 모의실험으로 기존의 방법과 그 성능을 비교·검토한다. 그리고 제4장에서는 도플러 스캐닝 기법을 정의하고 제안된 주파수-진폭 추정기를 도입하여 모의실험과 자동차에 설치된 스피커 음원 실험을 통해 그 성능을 확인한다. 제5장에서는 이동 선박 방사소음의 특성을 스펙트럼으로 분석하고, 선박 방사소음의 선택된 토널 신호에 대해 시변 주파수 즉 불안정 특징주파수 특성을 제안된 주파수-진폭 추정기로 추정·분석한 결과를 제시하고 제6장에서 결론을 맺는다.

제 2 장 확장 칼만 필터를 이용한 상태 추정

2.1. 상태 추정기의 안정 조건

일반적으로 시스템의 안정도 문제는 중요하다. 구현된 시스템이 안정해야만 시간 영역에서 올바른 동작을 한다. 따라서 상태 추정기의 안정 조건이 정의되어야 한다. 상태 추정기의 안정성을 위한 설계 조건을 정의하기 위해 식(1)과 (2)의 이산 상태 방정식과 측정방정식으로 구성되는 일반적인 비선형 이산 시간 시스템을 고려하고 이산 시간 k에서 상태 벡터 $z(k)$를 추정하는 상태 추정기의 안정 조건에 대해 살펴본다.

$$\boldsymbol{z}(k+1) = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k)) + \boldsymbol{G}(k)\,\boldsymbol{w}(k) \tag{1}$$

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k)) + \boldsymbol{D}(k)\,\boldsymbol{v}(k) \tag{2}$$

여기서, 첨자 $k(>0)$는 이산 시간, $\boldsymbol{z}(k)$는 크기$[n\times 1]$인 상태 벡터, $\boldsymbol{y}(k)$는 크기 $[m\times 1]$인 측정 벡터, $\boldsymbol{w}(k)$와 $\boldsymbol{v}(k)$는 각각 크기가 $[q\times 1]$이고 $[p\times 1]$인 무상관이며 평균이 0이고 분산이 1인 백색잡음 벡터, $\boldsymbol{G}(\mathrm{k})$와 $\boldsymbol{D}(\mathrm{k})$는 각각 크기$[n\times q]$이고 $[m\times p]$인 시변 행렬이다. 비 선형 함수 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k))$와 $\boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k))$는 각각 크기가 $[\mathrm{n}\times 1]$와 $[\mathrm{m}\times 1]$인 시변 벡터이고 테일러 급수로 전개하면 식 (3), (4)와 같다[2,36].

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k)) = \boldsymbol{f}(\hat{\boldsymbol{z}}(k/k)) + \boldsymbol{F}(k)\,(\boldsymbol{z}(k) - \hat{\boldsymbol{z}}(k/k)) + \boldsymbol{\phi}(\boldsymbol{z}(k),\ \hat{\boldsymbol{z}}(k/k)) \tag{3}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k)) &= \boldsymbol{h}(\hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1)) + \boldsymbol{H}(k)\,(\boldsymbol{z}(k) - \hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1)) \\ &\quad + \boldsymbol{\chi}(\boldsymbol{z}(k),\ \hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1))\end{aligned} \tag{4}$$

여기서, $\hat{\boldsymbol{z}}(k/k)$는 k시간에서의 상태 벡터의 추정치이고 $\hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1)$는 $k-1$시간에서의 측정치 $\boldsymbol{y}(k-1)$를 포함하는 모든 관계식들을 사용하여 구해지는 k시간에서의 상태

벡터의 예측치이며, $\phi(\boldsymbol{z}(k), \hat{\boldsymbol{z}}(k/k))$와 $\chi(\boldsymbol{z}(k), \hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1))$은 테일러 급수의 고 차항을 나타내는 비선형 함수이고, $\boldsymbol{F}(k)$와 $\boldsymbol{H}(k)$는 각각 크기가 $[n\times n]$, $[m\times m]$인 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k))$와 $\boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k))$의 상태 벡터 z에 대한 미분으로 식 (5)와 (6)으로 표현된다.

$$\boldsymbol{F}(k) = \left.\frac{\partial \boldsymbol{f}(z)}{\partial \boldsymbol{z}}\right|_{\boldsymbol{z} = \widehat{\boldsymbol{z}(k/k)}} \tag{5}$$

$$\boldsymbol{H}(k) = \left.\frac{\partial \boldsymbol{h}(\boldsymbol{z})}{\partial \boldsymbol{z}}\right|_{\boldsymbol{z} = \widehat{\boldsymbol{z}(k/k-1)}}. \tag{6}$$

이때 식 (1)과 (2)의 비선형 이산 시간 시스템의 k시간에서의 상태 추정치와 예측치를 구하면 각각 식 (7)과 (8)로 주어진다.

$$\hat{\boldsymbol{z}}(k/k) = \boldsymbol{f}(\hat{\boldsymbol{z}}(k-1/k-1)) + \boldsymbol{K}(k)\{\boldsymbol{y}(k) - \boldsymbol{h}(\hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1))\} \tag{7}$$

$$\hat{\boldsymbol{z}}(k+1/k) = \boldsymbol{f}(\hat{\boldsymbol{z}}(k/k)) \tag{8}$$

여기서, $\boldsymbol{K}(k)$는 크기 $[n\times m]$인 측정 이득 행렬이며, 칼만 필터에서는 칼만 이득 행렬로 정의된다. 따라서 k시간에서 상태 벡터의 추정 오차 $\boldsymbol{e}(k/k)$와 예측 오차 $\boldsymbol{e}(k/k-1)$를 정의하면 각각 식 (9)와 (10)으로 정의된다.

$$\boldsymbol{e}(k) = \boldsymbol{e}(k/k) = \boldsymbol{z}(k) - \hat{\boldsymbol{z}}(k/k) \tag{9}$$

$$\boldsymbol{e}(k/k-1) = \boldsymbol{z}(k) - \hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1). \tag{10}$$

식 (1) (8)을 적용하면 k시간에서 상태 벡터의 추정 오차 $\boldsymbol{e}(k)$는 식 (11)로 간략히 표현된다.

$$\boldsymbol{e}(k) = [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{H}(k)]\boldsymbol{F}(k-1)\boldsymbol{e}(k-1) + \boldsymbol{r}(k) + \boldsymbol{s}(k) \tag{11}$$

$$\boldsymbol{r}(k) = [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{H}(k)]\boldsymbol{\phi}(\boldsymbol{z}(k-1), \hat{\boldsymbol{z}}(k-1/k-1)) - \boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{\chi}(\boldsymbol{z}(k), \hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1))$$

$$\boldsymbol{s}(k) = [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{H}(k)]\boldsymbol{G}(k-1)\boldsymbol{w}(k-1) - \boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{D}(k)\boldsymbol{v}(k)$$

여기서, 식 (11)의 오른쪽의 첫 번째 항은 근사화된 선형시스템의 상태 벡터 추정 오차이고, $\boldsymbol{r}(k)$는 비선형 시스템의 선형화에 이용된 테일러 급수의 고차 항에 의해 발생되는 오차의 항이며, $\boldsymbol{s}(k)$는 부가 잡음에 의해 발생되는 오차의 항이다. 만약 식(11)의 추정 오차 $\boldsymbol{e}(k)$가 통계적 프로세서이고 식 (12)의 조건을 만족하면 $norm$의 제곱 평균에 있어 안정하다[27].

$$E\{\|\boldsymbol{e}(k)\|^2\} \le \eta E\{\|\boldsymbol{e}(0)\|^2\}(1-\beta)^k + \zeta \tag{12}$$

여기서, $\eta, \zeta > 0$이고 $0 < \beta < 1$ 인 실수이며, 안정화 계수라고 알려져 있고, $e(0)$는 프로세스의 초기치, ‖・‖는 벡터 혹은 행렬의 $norm$이다.

식 (11)의 모든 해에 대해서 식 (13)과 (14)를 만족하는 통계적인 프로세서 $V(\boldsymbol{e}(k), k)$가 존재한다고 가정하면, 추정 오차 $\boldsymbol{e}(k)$의 제곱 평균은 식 (15)를 만족하고, 식 (12)의 정의로부터 안정하다[27].

$$v_l \|\boldsymbol{e}(k)\|^2 \le V(\boldsymbol{e}(k), k) \le v_u \|\boldsymbol{e}(k)\|^2 \tag{13}$$

$$E\{V(\boldsymbol{e}(k+1), k+1) / \boldsymbol{e}(k)\} - V(\boldsymbol{e}(k), k) \le \mu - \alpha V(\boldsymbol{e}(k), k) \tag{14}$$

$$E\{\|\boldsymbol{e}(k)\|^2\} \le \frac{v_u}{v_l} E\{\|\boldsymbol{e}(0)\|^2\}(1-\alpha)^k + \frac{\mu}{v_l \alpha} \tag{15}$$

여기서, v_l, v_u, μ은 0보다 큰 실수(v_l, v_u, $\mu > 0$)이고 α는 0보다 크고 1보다 작은 실수($0 < \alpha \le 1$)이다.

2.2. 확장 칼만 필터를 이용한 상태 추정기의 안정 조건

식 (1)과 (2)로 주어지는 비선형 이산 시간 시스템으로 구성되는 이산 확장 칼만 필터는 그림 1에서 설명된다. 그림1에서 상태 모델(State model)과 측정 모델(Measurement model)은 각각 식 (1)과 (2)를 표현하고, 확장 칼만 필터는 상태 모델과 측정모델의 비선형 함수 $f(\cdot)$와 $h(\cdot)$를 테일러 급수로 전개하여 구해지는

근사적인 선형 함수 $F(k)$와 $H(k)$를 이용하여 칼만 이득행렬 $K(k)$를 계산하고, 상태 벡터의 추정 오차 공분산 행렬 $P(k/k)$와 상태 벡터의 추정치 $\hat{z}(k/k)$를 구하는 재귀적인 과정이다[2,4,35]. 즉, 이산 시간 k에서의 입력 벡터 $y(k)$와 입력 벡터의 예측치 $\hat{y}(k)$의 차이 함수 $\tilde{y}(k)$를 입력으로 하여 상태 벡터 추정치 $\hat{z}(k/k)$를 구한다. 이산 확장 칼만 필터의 상태 벡터 추정의 전체적인 수식과정은 <표 1>에 정리되어 있다. 여기서, $Q(k)$와 $R(k)$는 각각 식 (16)과 (17)에서 보이는 바와 같이 식 (1)과 (2)의 상태 벡터와 측정 벡터에 부가되는 잡음의 공분산 행렬로 정의되는 시변 대칭 positive definite 행렬로 크기가 $[n \times n]$과 $[m \times m]$이며, 일반적으로 확장 칼만 필터 설계 시 문제의 특성에 의해 결정되는 설계 인자이다.

$$Q(k) = E\,[G(k)\,w(k)\,w(k)^T G(k)^T] = G(k)\,G(k)^T \tag{16}$$

$$R(k) = E\,[D(k)\,v(k)\,v(k)^T D(k)^T] = D(k)\,D(k)^T. \tag{17}$$

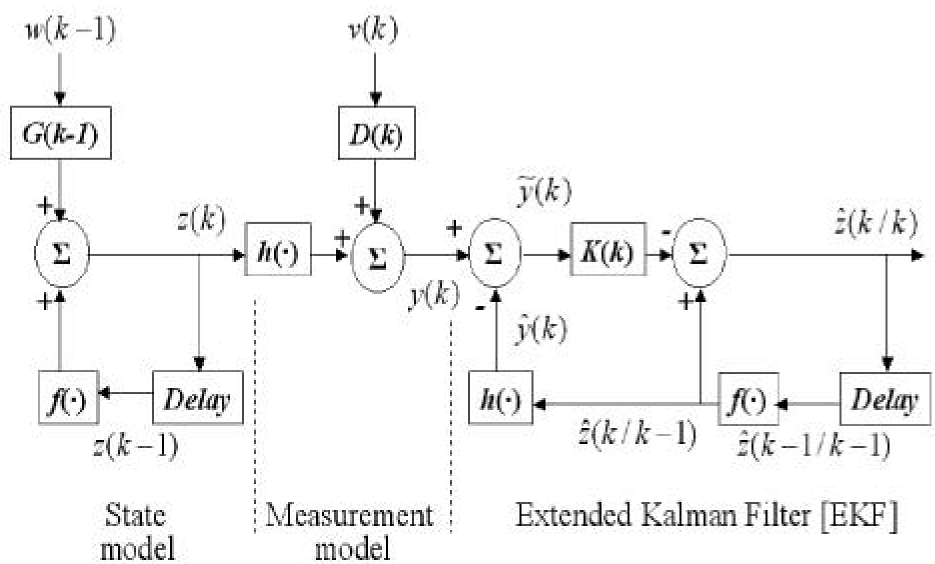


그림 1. 비선형 이산 시간 시스템과 확장 칼만 필터 구성도.

Figure 1. Block diagram of the nonlinear discrete time system and extended Kalman filter.

표 1. 이산 확장 칼만 필터 수식.

Table 1. Equations related to Discrete Extended Kalman Filter.

· *State model* :

$$\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{z}(k)) + \mathbf{G}(k)\,\mathbf{w}(k) \qquad \mathbf{w}(k) \sim N(0,1)$$

· *Measurement model* :

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(\mathbf{z}(k)) + \mathbf{D}(k)\,\mathbf{v}(k) \qquad \mathbf{v}(k) \sim N(0,1)$$

· *Predicted state estimate* :

$$\hat{\mathbf{z}}(k/k-1) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{z}}(k-1/k-1))$$

· *Linear approximation of nonlinear function* $\mathbf{f}(\mathbf{z}(k))$:

$$\mathbf{F}(k-1) = \left.\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{z})}{\partial \mathbf{z}}\right|_{\mathbf{z}=\widehat{\mathbf{z}(k-1/k-1)}}$$

· *Priori covariance matrix* :

$$\mathbf{P}(k/k-1) = \mathbf{F}(k-1)\,\mathbf{P}(k-1/k-1)\,\mathbf{F}(k-1)^T + \mathbf{Q}(k-1)$$

· *Predicted measurement* :

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{h}(\hat{\mathbf{z}}(k/k-1))$$

· *Linear approximation of nonlinear function* $h(z(k))$:

$$\mathbf{H}(k) = \left.\frac{\partial \mathbf{h}(z)}{\partial \mathbf{z}}\right|_{\mathbf{z}=\widehat{\mathbf{z}(k/k-1)}}$$

· *Kalman gain* :

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k/k-1)\,\mathbf{H}(k)^T\,[\mathbf{H}(k)\,\mathbf{P}(k/k-1)\,\mathbf{H}(k)^T + \mathbf{R}(k)]^{-1}$$

· *Predicted state estimate on the measurement* :

$$\hat{\mathbf{z}}(k/k) = \hat{\mathbf{z}}(k/k-1) + \mathbf{K}(k)\,\{\mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{y}}(k)\}$$

· *Posteriori covariance matrix* :

$$\mathbf{P}(k/k) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\,\mathbf{H}(k)]\,\mathbf{P}(k/k-1)$$

또한, 상태 벡터의 초기 추정치 $\hat{\boldsymbol{z}}(0/0)=E[\boldsymbol{z}(0)]$와 상태 벡터의 초기 추정치에 대한 상태 추정 오차 공분산 행렬 $\boldsymbol{P}(0/0)=E[(\boldsymbol{z}(0)-\hat{\boldsymbol{z}}(0/0))(\boldsymbol{z}(0)-\hat{\boldsymbol{z}}(0/0))^T]$는 주어져야 하고 일반적으로 상태 벡터의 통계적인 특성으로부터 결정되어 진다.

확장 칼만 필터를 이용한 상태 추정기의 설계 시 고려해야할 안정 조건에 대해 살펴본다. 모든 $k\geq 0$에서 확장 칼만 필터의 $\boldsymbol{F}(k)$, $\boldsymbol{H}(k)$, $\boldsymbol{P}(k/k)$, $\mathbf{Q}(k)$, $\boldsymbol{R}(k)$가 식 (18) (22)의 조건을 만족하고, 식 (11)의 비선형 함수 ϕ, χ가 식 (23) (26)의 조건을 만족하도록 이산 확장 칼만 필터 상태 추정기를 설계한다.

$$\|\boldsymbol{F}(k)\|\leq f_u \tag{18}$$

$$\|\boldsymbol{H}(k)\|\leq h_u \tag{19}$$

$$p_l\boldsymbol{I}\leq \boldsymbol{P}(k/k)\leq p_u\boldsymbol{I} \tag{20}$$

$$q_l\boldsymbol{I}\leq \boldsymbol{Q}(k) \tag{21}$$

$$r_l\boldsymbol{I}\leq \boldsymbol{R}(k) \tag{22}$$

$$\|\boldsymbol{\phi}(\boldsymbol{z}(k),\ \hat{\boldsymbol{z}}(k/k))\|\leq \varkappa_\phi\|\boldsymbol{z}(k)-\hat{\boldsymbol{z}}(k/k)\|^2 \tag{23}$$

$$\|\boldsymbol{\chi}(\boldsymbol{z}(k),\ \hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1)]\|\leq \varkappa_\chi\|\boldsymbol{z}(k)-\hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1)\|^2 \tag{24}$$

$$\|\boldsymbol{z}(k)-\hat{\boldsymbol{z}}(k/k)\|\leq \varepsilon_\phi \tag{25}$$

$$\|\boldsymbol{z}(k)-\hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1)\|\leq \varepsilon_\chi. \tag{26}$$

여기서, f_u, h_u, p_l, p_u, q_l, r_l, κ_ϕ, κ_χ, ε_ϕ, ε_χ는 0보다 큰 실수로 정의되고, $F(k)$는 $k\geq 0$에서 nonsingular이다.

이때, 설계된 이산 확장 칼만 필터의 초기 상태 추정 에러 $\boldsymbol{e}(0)$가 식 (27)의 조건을 만족하고, 상태벡터와 측정벡터에 부가되는 잡음의 공분산 행렬들이 각각 식 (28)과 (29)의 조건을 만족하도록 하는 0보다 큰 실수 δ, ε가 존재한다면, 식 (9)의 상태 추정 오차는 식 (30) (32)의 조건을 만족하고 식 (30)은 식 (15)의 결과와 일치한다. 따라서 식 (18) (29)의 조건을 만족하는 확장 칼만 필터를 이용하여 설

계된 상태 추정기는 식 (30) (32)과 같이 식 (15)의 결과로부터 안정하다[27].

$$\| \boldsymbol{e}(0) \| = \| \boldsymbol{z}(0) - \hat{\boldsymbol{z}}(0/0) \| \leq \varepsilon \tag{27}$$

$$\boldsymbol{G}(k)\ \boldsymbol{G}(k)^T \leq \delta \boldsymbol{I} \tag{28}$$

$$\boldsymbol{D}(k)\ \boldsymbol{D}(k)^T \leq \delta \boldsymbol{I} \tag{29}$$

$$E\{\| \boldsymbol{e}(k) \|^2\} \leq \frac{p_u}{p_l} E\{\| \boldsymbol{e}(0) \|^2\}(1 - \frac{\alpha}{2})^k + \frac{2 p_u \varkappa_{noise} \delta}{\alpha} \tag{30}$$

$$\alpha = 1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{q_l}{p_u (a_u + a_u p_u c_u^2 / r_l)^2}\right)} \tag{31}$$

$$\varkappa_{noise} = \frac{n}{p_l} + \frac{a_u^2 c_u^2 p_u^2 m}{p_l r_l^2}. \tag{32}$$

여기서, n과 m은 각각 상태 벡터와 측정 벡터의 행의 수이고 $\varkappa_{noise}$는 0보다 큰 실수이고 $0 < \alpha < 1$ 이다.

제 3 장 주파수-진폭 추정기 설계

백색 잡음 $v(k)$가 부가된 측정 신호 $y(k) = z(k) + v(k)$로부터 주파수와 진폭이 시간에 따라 변화하는 신호 $z(k) = a(k)\cos[\omega(k)kT_s + \phi]$의 주파수 $f(k)[=\omega(k)/2\pi]$와 진폭 $a(k)$를 동시에 추정하는 이산 확장 칼만 필터를 이용한 주파수-진폭 추정기를 제안한다. 이때 측정 신호의 주파수와 진폭은 서로 독립적으로 시간에 따라 변동하는 특성으로 정의한다.

먼저, 확장 칼만 필터를 이용하여 측정신호로부터 시변 주파수 변동을 추정하는 기존의 두 가지 방법인 비선형 측정 모델를 갖는 변형된 이산 위상고정루프(Modified Discrete Phase Locked Loop: MDPLL)와 La Scala와 Bitmead에 의해 제안된 비선형 상태 벡터 모델을 갖는 이산 주파수 추정기(Discrete Frequency Estimator: DFE)에 대해 살펴보고, 본 논문에서 제안하는 이산 주파수-진폭 추정기(Discrete Frequency Amplitude Estimator: DFAE)와 그 성능을 비교한다.

3.1. 변형된 이산 위상고정루프

변형된 이산 위상고정루프는 일반적인 위상 변조 신호 발생에 대한 연속 시간 신호 모델을 이산 시간 모델로 변환하여 위상과 주파수를 추정하고자 하는 방법으로 선형 상태 방정식과 비선형 측정 방정식으로 구성된다. 따라서 연속 시간 확장 칼만 필터를 이산 시간 확장 칼만 필터로 변환한다. 시변 주파수 추정을 위한 연속 시간 확장 칼만 필터의 상태 벡터 방정식과 측정 방정식은 식 (33) (36)으로 표현된다[33-35].

$$\dot{\boldsymbol{z}}(t) = \boldsymbol{F}(t)\boldsymbol{z}(t) + \boldsymbol{G}(t)\boldsymbol{w}(t) \tag{33}$$

$$\boldsymbol{z}(t) = \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{F}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 2\pi \\ 0 & -\alpha \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{G}(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{2\alpha q_\omega} \end{bmatrix} \tag{34}$$

$$\boldsymbol{y}(t) = h(\boldsymbol{z}(t)) + \boldsymbol{D}(t)\,\boldsymbol{v}(t) \tag{35}$$

$$h(z(t)) = a(t)\cos(2\pi f_0 t + z_1(t)), \qquad \boldsymbol{D}(t) = \sqrt{r} \tag{36}$$

여기서, $\boldsymbol{z}(t)$는 연속 시간 상태 벡터이고 $\boldsymbol{z}(t)$는 상태 벡터의 도함수이며, 성분 $z_1(t)$와 $z_2(t)$는 각각 시변 위상과 시변 주파수 편이를 의미하고 $\boldsymbol{w}(t)$와 $\boldsymbol{v}(t)$는 평균이 0이고 분산이 1인 백색 가우시안 잡음, $y(t)$는 연속 시간 측정 신호 벡터, $a(t)$는 측정신호의 시변 진폭 성분, f_0은 중심주파수이다. 일반적으로 $\boldsymbol{F}(t)$ 벡터의 α는 주파수 편이의 대역폭으로 주파수의 변화율에 관계되고, $\boldsymbol{G}(t)$ 벡터의 q_ω는 주파수 편이에 부가되는 잡음의 분산으로 주파수의 변화 크기에 관계되는 인자이고 $\boldsymbol{D}(t)$는 측정신호에 부가되는 잡음 $\boldsymbol{v}(t)$의 분산의 시간 변화량을 뜻하며 백색잡음인 경우 식 (36)과 같이 정의되어 잡음의 분산은 r로 일정한 값이 된다. 식 (33) (36)의 연속 시간 확장 칼만 필터 신호 모델을 이산 시간 확장 칼만 필터 신호 모델로 변환하면 식 (37) (43)과 같이 표현된다[15,34,36].

$$\boldsymbol{z}(k+1) = \boldsymbol{F}(k)\,\boldsymbol{z}(k) + \boldsymbol{w}(k) \tag{37}$$

$$\boldsymbol{z}(k) = \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_2(k) \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{w}(k) = \begin{bmatrix} w_1(k) \\ w_2(k) \end{bmatrix} \tag{38}$$

$$\boldsymbol{F}(k) = L^{-1}[(s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{F}(t))^{-1}] = \begin{bmatrix} 1 & \dfrac{2\pi}{\alpha}(1 - e^{-\alpha T_s}) \\ 0 & e^{-\alpha T_s} \end{bmatrix} \tag{39}$$

$$\boldsymbol{Q}(k) = E[\boldsymbol{w}(k)\,\boldsymbol{w}(k)^T] = \begin{bmatrix} Q_{11}(k) & Q_{12}(k) \\ Q_{21}(k) & Q_{22}(k) \end{bmatrix} \tag{40}$$

$$Q_{11}(k) = \frac{8\pi^2 q_\omega}{\alpha}\left[T_s - \frac{1}{\alpha}(1 - e^{-\alpha T_s}) + \frac{1}{2\alpha}(1 - e^{-2\alpha T_s})\right]$$

$$Q_{12}(k) = Q_{21}(k) = 4\pi q_\omega\left[\frac{1}{\alpha}(1 - e^{-\alpha T_s}) - \frac{1}{2\alpha}(1 - e^{-2\alpha T_s})\right]$$

$$Q_{22}(k) = q_\omega(1 - e^{-2\alpha T_s})$$

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k)) + \boldsymbol{v}(k) \tag{41}$$

$$\boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k)) = a(k)\cos(2\pi f_0 k T_s + z_1(k)) \tag{42}$$

$$\boldsymbol{R}(k) = E[\boldsymbol{v}(k)\boldsymbol{v}(k)^T] = r \tag{43}$$

여기서, k는 이산시간, T_s는 샘플링 주기이고, $\boldsymbol{z}(k)$는 이산 시간 상태 벡터이며, 성분 $z_1(k)$와 $z_2(k)$는 각각 이산 위상과 주파수 편이량을 의미하고, $\boldsymbol{w}(k)$와 $\boldsymbol{v}(k)$는 평균이 0이고 공분산 행렬이 각각 $\boldsymbol{Q}(k)$와 $\boldsymbol{R}(k)$인 백색 잡음 시계열 벡터[31], $\boldsymbol{y}(k)$는 이산 시간 측정 벡터, $a(k)$는 이산 측정 벡터의 이산 진폭 성분이다. 그리고 비선형 함수 $\boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k))$의 선형 근사식은 식 (44)로 정의된다.

$$\boldsymbol{H}(k) = [\ \hat{a}(k)\sin(2\pi f_0 k T_s + \hat{z}_1(k))\ ,\quad 0\ ]. \tag{44}$$

식 (44)의 진폭 추정치 $\hat{a}(k)$는 1차 순환 필터를 이용하여 식 (45)로 측정 신호로부터 구한다[14,15].

$$\hat{a}(k) = \frac{\pi}{2} m(k) \tag{45}$$

$$m(0) = |y(0)|$$

$$m(k) = (1 - c_\beta) m(k-1) + c_\beta |y(k)| \quad ,(k>0)$$

여기서, c_β 는 1차 순환 필터의 계수이다.

변형된 이산 위상고정루프는 식 (37) (44)의 상태 벡터 방정식과 측정 벡터 방정식으로 정의되는 신호 모델을 이용하여 확장 칼만 필터를 구성하고 상태 벡터의 추정치 $\hat{z}(k)$의 두 번째 성분과 시스템의 특성에서 주어지는 중심주파수 f_0의 합으로 시변 주파수의 변동 특성을 구한다.

3.2. 이산 주파수 추정기

백색 잡음이 부가된 측정 신호 $y(k) = z_1(k) + \sqrt{r}\, v(k)$의 무 잡음 측정 신호 $z_1(k)$가 시간에 따라 천천히 변화하는 주파수 성분을 가진다고 가정하면, 식 (46)으로 표현되고 $z_1(k)$의 직교 신호 $z_2(k)$는 식 (47)와 같다.

$$z_1(k) = a\cos[\omega(k)kT_s + \phi] \tag{46}$$

$$z_2(k) = a\sin[\omega(k)kT_s + \phi]. \tag{47}$$

이산시간 $k+1$에서의 각주파수 $\omega(k+1)$를 k에서의 각주파수 $\omega(k)$와 평균이 0이고 분산이 q_ω인 가우시안 백색 잡음 프로세서의 합으로 가정하면 식 (49)로 표현된다.

$$\omega(k+1) = \omega(k) + \sqrt{q_\omega}\, w_3(k) \tag{48}$$

여기서, $w_3(k)$는 평균이 0이고 분산이 1인 백색 잡음 시계열이다. 또한 q_ω가 아주 작은 값을 갖게되면($q_\omega \ll 1$), 이산 시간이 1 만큼 변할 때 각 주파수의 변화는 거의 없다고 가정되고 식 (49)가 만족된다.

$$\omega(k+1) \approx \omega(k) \quad \text{혹은} \quad E[\omega(k+1)] = E[\omega(k)] \tag{49}$$

식 (49)로부터 $k+1$ 시간에서의 $z_1(k+1)$ 신호와 $z_2(k+1)$는 각각 식 (50)와 (51)로 정의된다.

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= a\cos[\omega(k+1)T_s(k+1) + \phi] \\ &\approx a\cos[\omega(k)T_sk + \phi + \omega(k)T_s] \\ &= a\cos[\omega(k)T_sk + \phi]\cos[\omega(k)T_s] \\ &\quad - a\sin[\omega(k)T_sk + \phi]\sin[\omega(k)T_s] \\ &= z_1(k)\cos[\omega(k)T_s] - z_2(k)\sin[\omega(k)T_s] \end{aligned} \tag{50}$$

$$
\begin{aligned}
z_2(k+1) &= a\sin[\omega(k+1)T_s(k+1)+\phi] \\
&\approx a\sin[\omega(k)T_sk+\phi+\omega(k)T_s] \\
&= a\cos[\omega(k)T_sk+\phi]\sin[\omega(k)T_s] \\
&\quad + a\sin[\omega(k)T_sk+\phi]\cos[\omega(k)T_s] \\
&= z_1(k)\sin[\omega(k)T_s]+z_2(k)\cos[\omega(k)T_s]
\end{aligned} \tag{51}
$$

이산 시간 k에 대한 정규화 이산 각 주파수의 변화 성분 $T_s\omega(k)$를 $z_3(k)$라고 하면 세가지 성분을 갖는 상태 벡터의 각 성분들은 식 (52) (54)와 같이 정리된다.

$$z_1(k+1) = z_1(k)\cos[z_3(k)] - z_2(k)\sin[z_3(k)] \tag{52}$$

$$z_2(k+1) = z_1(k)\sin[z_3(k)] + z_2(k)\cos[z_3(k)] \tag{53}$$

$$z_3(k+1) = z_3(k) + T_s\sqrt{q_\omega}\,w_3(k). \tag{54}$$

식 (52) (54)의 결과로부터 측정 신호로부터 시간에 따라 천천히 변화하는 주파수를 추정하기 위한 확장 칼만 필터의 상태 방정식과 측정 방정식은 La Scala와 Bitmead에 의해 식 (55) (63)과 같이 제안되었다[16,28].

$$\boldsymbol{z}(k+1) = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k)) + \boldsymbol{G}(k)\,\boldsymbol{w}(k) \tag{55}$$

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{z}(k) &= [z_1(k) \quad z_2(k) \quad z_3(k)]^T \\
&= [a\cos(\omega(k)T_sk) \quad a\sin(\omega(k)T_sk) \quad T_s\omega(k)]^T
\end{aligned}
$$

$$\boldsymbol{w}(k) = [w_1(k) \quad w_2(k) \quad w_3(k)]^T$$

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k)) = \begin{bmatrix} z_1(k)\cos z_3(k) - z_2(k)\sin z_3(k) \\ z_1(k)\sin z_3(k) + z_2(k)\cos z_3(k) \\ (1-\varepsilon_\omega)z_3(k) \end{bmatrix} \tag{56}$$

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{F}(k) &= \left.\frac{\partial \boldsymbol{f}(\boldsymbol{z})}{\partial \boldsymbol{z}}\right|_{\boldsymbol{z}=\hat{\boldsymbol{z}}(k/k)} \\
&= \begin{bmatrix} \cos\hat{z}_3(k/k) & -\sin\hat{z}_3(k/k) & -\hat{z}_1(k/k)\sin\hat{z}_3(k/k) - \hat{z}_2(k/k)\cos\hat{z}_3(k/k) \\ \sin\hat{z}_3(k/k) & \cos\hat{z}_3(k/k) & \hat{z}_1(k/k)\cos\hat{z}_3(k/k) - \hat{z}_2(k/k)\sin\hat{z}_3(k/k) \\ 0 & 0 & 1-\varepsilon_\omega \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{57}
$$

$$\boldsymbol{G}(k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_s\sqrt{q_\omega} \end{bmatrix} \tag{58}$$

$$\boldsymbol{Q}(k) = \boldsymbol{G}(k)\ \boldsymbol{G}(k)^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_\omega T_s^2 \end{bmatrix} \tag{59}$$

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{H}(k)\,\boldsymbol{z}(k) + \boldsymbol{D}(k)\,\boldsymbol{v}(k) \tag{60}$$

$$\boldsymbol{H}(k) = [\ 1\ \ 0\ \ 0\ ] \tag{61}$$

$$\boldsymbol{D}(k) = \sqrt{r} \tag{62}$$

$$\boldsymbol{R}(k) = \boldsymbol{D}(k)\ \boldsymbol{D}(k)^T = r \tag{63}$$

여기서, 윗첨자 T는 행렬의 전치를 나타내고 ε_ω는 필터의 안정화 파라미터이다. 실제 ε_ω의 값을 0으로 설정하는 것이 상태 추정 오차를 최소로 하는 것으로 알려져 있다[29]. 또한, q_ω는 주파수의 시간에 대한 변화율에 관계되고, r은 측정 신호에 부가되는 잡음의 분산값으로 정의되며, 확장 칼만 필터 설계 시 고려되는 인자이다. 식 (55) (63)의 신호 모델을 확장 칼만 필터에 적용하여 상태 벡터 $z(k)$의 추정치 $\hat{z}(k)$를 구하고, 상태 벡터 추정치의 세 번째 성분을 샘플링 주기로 나누면 각 이산 시간에 따른 각 주파수 $\omega(k)$의 추정치 $\hat{\omega}(k)$를 구할 수 있다.

그러나 만약 식 (46)의 진폭 a가 시간에 따라 변동하는 특성이면, 식 (46)은 식 (64)와 같이 표현 가능하다.

$$z_1(k) = a(k)\cos\left[\omega(k)\,k\,T_s + \phi\right] \tag{64}$$

식 (48)의 유도와 동일한 가정을 적용하면, $k+1$ 시간에서의 진폭 $a(k+1)$은 k시간에서의 진폭 $a(k)$에 평균이 0이고 분산이 q_a인 가우시안 백색 잡음 프로세서가 더해진 것이다. 따라서 진폭 $a(k+1)$은 식 (65)와 같이 표현되고, 식 (50)과 (51)은 식 (66)과 (68)로 정리된다.

$$a(k+1) = a(k) + \sqrt{q_a}\, w_1(k) \tag{65}$$

$$z_1(k+1) \approx z_1(k) \cos[\omega(k) T_s] - z_2(k) \sin[\omega(k) T_s] + w_c(k) \tag{66}$$

$$w_c(k) = \sqrt{q_a} \cos[\omega(k)(k+1) T_s + \phi]\, w_1(k) \tag{67}$$

$$z_2(k+1) \approx z_1(k) \sin[\omega(k) T_s] + z_2(k) \cos[\omega(k) T_s] + w_s(k) \tag{68}$$

$$w_s(k) = \sqrt{q_a} \sin[\omega(k)(k+1) T_s + \phi]\, w_1(k) \tag{69}$$

여기서, $w_1(k)$는 평균이 0이고 분산이 1인 무상관 백색 잡음 시계열이지만 식 (67)과 (69)는 무상관 백색 잡음 시계열이 아니다.

그러므로 신호 진폭이 시변 특성일 경우, 시간에 따른 진폭의 변화폭이 아주 작은, 즉 q_a가 아주 작은 값($q_a \ll 1$)이라면, 식 (55) (63)을 그대로 적용 가능하지만 그렇지 않은 경우는 식 (67)과 (69)의 부가 신호 특성에 의한 주파수 추정기의 성능 저하를 고려해야 한다.

이러한 성능 저하 요인은 식 (56)과 (57)의 비선형 함수 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k))$, 선형 근사 $\boldsymbol{F}(k)$가 상태 벡터 $\boldsymbol{z}(k)$의 함수라는 특성으로부터 해석할 수 있다. 즉 식 (55) (63)을 <표 1>에서 정리된 확장 칼만 필터 수식 과정에 적용하면, 상태 벡터의 추정치는 식 (56)의 비선형 함수 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k))$의 관계에 의해 이전 시간 상태 벡터 추정치 $\hat{\boldsymbol{z}}(k-1)$로부터 구해지는 상태 벡터의 예측치 $\hat{\boldsymbol{z}}(k/k-1)$과 칼만 이득 행렬 $\boldsymbol{K}(k)$ 그리고 입력 신호 $\boldsymbol{y}(k)$에 의해 결정된다. 또한 칼만 이득 행렬 $\boldsymbol{K}(k)$는 식 (57)에 의해 정의되는 선형 근사 $\boldsymbol{F}(k)$의 함수로 이전 시간 상태 벡터 추정치 $\hat{\boldsymbol{z}}(k-1)$에 의해 결정된다. 그러므로 주파수의 추정은 식 (46)과 (47)로 정의되는 상태 벡터의 첫 번째와 두 번째 성분인 $z_1(k)$와 $z_2(k)$의 추정 성능에 좌우된다.

La Scala와 Bitmead는 식 (59)에서 정의되는 상태벡터의 부가 잡음 공분산 행렬 $\boldsymbol{Q}(k)$를 $diag(q_1, q_2, q_3)$로 정의하고 각 성분을 $q_1=q_2$, $q_2 \le q_3$, $T_s^2 q_\omega \le q_3$의 범위로 설정하고, $\boldsymbol{R}(k) \ge r$인 범위로 결정하는 것이 성능을 높일 수 있다고 하였다[28]. 즉 식 (59)와 같이 q_1과 q_2를 0으로 설정하지 않고 특정 값으로 하여 진폭이 시간에 따라 일정하지 않는 경우 상태 벡터 추정치 $\hat{\boldsymbol{z}}(k)$의 첫 번째와 두 번째 성분인 $\hat{z}_1(k)$와 $\hat{z}_2(k)$에서 진폭의 시변 특성 정보를 보상하도록 하였다. 그러나 신호 진폭의

시간 변동 특성이 빠르고 클 경우에는 시변 진폭 특성을 충분히 보상하지 못해 신호 진폭의 시변 특성이 주파수 추정 성능을 저하시키는 요인으로 작용한다.

3.3. 이산 주파수-진폭 추정기

측정 신호의 진폭이 시간에 따른 변화가 큰 경우에 대해 La Scala와 Bitmead 등이 제안한 이산 주파수 추정기(Discrete Frequency Estimator:DFE)에서 나타난 식 (67)과 (69)로 정의되는 상태 벡터의 상관 부가 신호 특성을 고려하여 시변 주파수 추정과 동시에 신호 진폭의 시간적 변동 추정이 가능한 주파수-진폭 추정기(Discrete Frequency-Amplitude Estimator:DFAE)를 제안한다.

백색잡음이 부가되는 환경에서 측정 신호 $y(k)$가 시간에 따라 천천히 변화하는 주파수 성분 $\omega(k)$와 동시에 시간에 따른 진폭의 변화 특성 $a(k)$를 가진다고 가정하면 진폭 변조되고 주파수 변조된 신호로 식 (70)과 같이 표현된다.

$$y(k) = a(k)\cos[\omega(k)kT_s + \phi] + \sqrt{r}\,v(k) = a(k)z_1(k) + \sqrt{r}\,v(k) \qquad (70)$$

여기서, $v(k)$는 평균이 0이고 분산이 1인 백색 잡음이고, r은 신호대잡음비를 결정하는 잡음 분산이다. $z_1(k)$는 진폭이 1이고 측정신호 $y(k)$와 동위상 신호로 식 (71)과 같이 정의하고, $z_2(k)$는 $z_1(k)$의 직교 위상 신호로 식 (72)와 같이 정의된다.

$$z_1(k) = \cos[\omega(k)kT_s + \phi] \qquad (71)$$

$$z_2(k) = \sin[\omega(k)kT_s + \phi] \qquad (72)$$

$k+1$ 시간에서의 각 주파수 $\omega(k+1)$와 진폭 $a(k+1)$을 각각 k 시간에서의 각 주파수 $\omega(k)$와 진폭 $a(k)$에 평균이 0이고 분산이 각각 q_ω와 q_a인 가우시안 백색 잡음 프로세서가 더해진 것으로 가정하면, $k+1$ 시간에서의 각 주파수와 진폭은 각각 식

(73)와 (74)로 표현 가능하다.

$$\omega(k+1) = \omega(k) + \sqrt{q_\omega}\, w_3(k) \tag{73}$$

$$a(k+1) = a(k) + \sqrt{q_a}\, w_4(k) \tag{74}$$

여기서, $w_3(k)$와 $w_4(k)$는 평균이 0이고 분산이 1인 무상관 백색 잡음 시계열이다. 또한 각 주파수의 이산 시간에 따른 변화가 작은, 즉 q_ω가 아주 작은 값을 갖는다면($q_\omega \ll 1$), 식 (71) (74)로부터 $z_1(k+1)$와 $z_2(k+1)$는 각각 식 (75)과 (76)으로 정의된다.

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= \cos[\omega(k+1)\, T_s(k+1) + \phi] \\ &\approx \cos[\omega(k)\, T_s k + \phi + \omega(k)\, T_s] \\ &= \cos[\omega(k)\, T_s k + \phi]\cos[\omega(k)\, T_s] - \sin[\omega(k)\, T_s k + \phi]\sin[\omega(k)\, T_s] \\ &= z_1(k)\cos[\omega(k)\, T_s] - z_2(k)\sin[\omega(k)\, T_s] \end{aligned} \tag{75}$$

$$\begin{aligned} z_2(k+1) &= \sin[\omega(k+1)\, T_s(k+1) + \phi] \\ &\approx \sin[\omega(k)\, T_s k + \phi + \omega(k)\, T_s] \\ &= \cos[\omega(k)\, T_s k + \phi]\sin[\omega(k)\, T_s] + \sin[\omega(k)\, T_s k + \phi]\cos[\omega(k)\, T_s] \\ &= z_1(k)\sin[\omega(k)\, T_s] + z_2(k)\cos[\omega(k)\, T_s] \end{aligned}. \tag{76}$$

4개의 성분을 갖는 상태 벡터 $\boldsymbol{z}(k)=[z_1(k), z_2(k), z_3(k), z_4(k)]^T$를 정의하고, 이산 시간 k에 대한 정규화 이산 각 주파수 변화 성분 $T_s\omega(k)$와 이산 진폭 변화 성분 $a(k)$를 각각 $z_3(k)$와 $z_4(k)$라고 하면, 식 (73) (76)으로부터 상태 벡터 $\boldsymbol{z}(k)$의 각 성분은 식 (77) (80)과 같이 표현 가능하다.

$$z_1(k+1) = z_1(k)\cos[z_3(k)] - z_2(k)\sin[z_3(k)] \tag{77}$$

$$z_2(k+1) = z_1(k)\sin[z_3(k)] + z_2(k)\cos[z_3(k)] \tag{78}$$

$$z_3(k+1) = z_3(k) + T_s\sqrt{q_\omega}\, w_3(k) \tag{79}$$

$$z_4(k+1) = z_4(k) + \sqrt{q_a}\, w_4(k). \tag{80}$$

식 (70)과 (77) (80)으로부터 잡음 환경에서 주파수 변조되고 진폭 변조된 측정 신호로부터 시변 주파수와 시변 진폭 특성을 동시에 추정하는 주파수-진폭 추정기를 구현하기 위한 확장 칼만 필터의 상태 방정식과 측정 방정식을 포함하는 신호 모델을 식 (81) (90)과 같이 제안한다.

$$\boldsymbol{z}(k+1) = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k)) + \boldsymbol{G}(k)\,\boldsymbol{w}(k) \tag{81}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{z}(k) &= [z_1(k) \quad z_2(k) \quad z_3(k) \quad z_4(k)]^T \\ &= [\cos(\omega(k)T_s k + \phi) \quad \sin(\omega(k)T_s k + \phi) \quad \omega(k)T_s \quad a(k)]^T\end{aligned}$$

$$\boldsymbol{w}(k) = [w_1(k) \quad w_2(k) \quad w_3(k) \quad w_4(k)]^T$$

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}(k)) = \begin{bmatrix} z_1(k)\cos z_3(k) - z_2(k)\sin z_3(k) \\ z_1(k)\sin z_3(k) + z_2(k)\cos z_3(k) \\ (1-\varepsilon_\omega)z_3(k) \\ (1-\varepsilon_a)z_4(k) \end{bmatrix} \tag{82}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{F}(k) &= \left.\frac{\partial \boldsymbol{f}(\boldsymbol{z})}{\partial \boldsymbol{z}}\right|_{\boldsymbol{z}=\widehat{\boldsymbol{z}}(k/k)} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\widehat{z}_3(k/k) & -\sin\widehat{z}_3(k/k) & -\widehat{z}_1(k/k)\sin\widehat{z}_3(k/k) - \widehat{z}_2(k/k)\cos\widehat{z}_3(k/k) & 0 \\ \sin\widehat{z}_3(k/k) & \cos\widehat{z}_3(k/k) & \widehat{z}_1(k/k)\cos\widehat{z}_3(k/k) - \widehat{z}_2(k/k)\sin\widehat{z}_3(k/k) & 0 \\ 0 & 0 & 1-\varepsilon_\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1-\varepsilon_a \end{bmatrix}\end{aligned} \tag{83}$$

$$\boldsymbol{G}(k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_s\sqrt{q_\omega} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{q_a} \end{bmatrix} \tag{84}$$

$$\boldsymbol{Q}(k) = \boldsymbol{G}(k)\,\boldsymbol{G}(k)^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_s^2 q_\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_a \end{bmatrix} \tag{85}$$

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k)) + \boldsymbol{D}(k)\,\boldsymbol{v}(k) \tag{86}$$

$$\boldsymbol{h}(\boldsymbol{z}(k)) = z_4(k)\,z_1(k) \tag{87}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H}(k) &= \left.\frac{\partial \boldsymbol{h}(\boldsymbol{z})}{\partial \boldsymbol{z}}\right|_{\boldsymbol{z}=\widehat{\boldsymbol{z}}(k/k-1)} \\ &= [\,\widehat{z}_4(k/k-1) \quad 0 \quad 0 \quad \widehat{z}_1(k/k-1)\,]\end{aligned} \tag{88}$$

$$D(k) = \sqrt{r} \tag{89}$$

$$R(k) = D(k)\, D(k)^T = r \tag{90}$$

여기서, ε_ω와 ε_a는 필터의 안정화 파라미터이고, 0으로 설정 가능하다. q_ω와 q_a는 각각 주파수와 진폭의 시간에 대한 변화 크기에 관계되며, r은 측정 신호에 대한 신호대잡음비를 결정한다. 확장 칼만 필터로 주파수-진폭 추정기의 설계 시 입력 인자 $Q(k)$는 $diag(0,\ 0,\ q_3,\ q_4)$이며 두 성분 q_3와 q_4의 범위를 $T_s^2 q_\omega \le q_3$과 $q_a \le q_4$로 하고, $R(k) \ge r$로 설정한다[37-39].

제안한 주파수-진폭 추정기는 신호 진폭이 시간에 따라 변화하는 경우에 확장 칼만 필터의 신호 모델을 측정 신호 진폭의 시변 특성을 고려하여 시변 주파수의 추정과 동시에 시변 진폭 특성을 추정하도록 설계되고, 측정 신호 진폭의 시간적 변동 특성에 의해 야기되는 문제를 극복하고 추정기의 성능을 향상시킨다. <표 1>과 식 (86)에서 보는 바와 같이 측정 신호의 예측치 $\hat{y}(k)$는 이전 시간의 신호 진폭 추정치 $\hat{z}_4(k-1)$에 의해 좌우되고, <표 1>의 상태 벡터의 추정치 $\hat{z}(k)$는 상태 벡터 예측치 $\hat{z}(k/k-1)$, 칼만 이득 행렬 $K(k)$, 측정 신호 $y(k)$ 그리고 측정 신호 예측치 $\hat{y}(k)$의 함수로 결정되므로 정규화 각 주파수 추정치 $\hat{z}_3(k)$는 이전 신호의 진폭 추정치 $\hat{z}_4(k-1)$의 관계에 의해 결정된다. 즉 진폭 추정의 정확도가 높아지면 주파수 추정의 정확도가 향상된다.

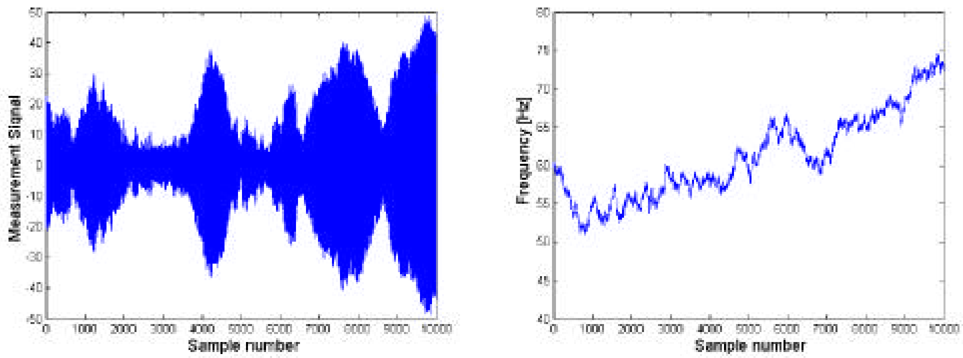
식 (81) (90)의 신호 모델을 확장 칼만 필터에 적용하여 상태 벡터 $z(k)$의 추정치 $\hat{z}(k)$를 구하는 주파수-진폭 추정기를 설계한다. 상태 벡터 추정치 $\hat{z}(k)$의 세 번째 성분을 샘플링 주기로 나누어 이산 시간 k에 대한 각 주파수의 추정치 $\hat{\omega}(k)$를 구하고, 네 번째 성분을 진폭의 추정치 $\hat{a}(k)$로 구한다.

3.4. 수치모의 실험을 통한 성능 평가

3.4.1. 수치모의 실험 조건

수치모의 실험으로 앞서 살펴본 기존의 두 가지 방법(MDPLL, DFE)과 제안한

방법(DFAE)으로 주파수 변조되고 동시에 진폭 변조된 신호에 대해서 주파수의 시간적 변동 특성의 추정 결과를 비교한다. 먼저 $\{q_\omega,\ q_a,\ r\}$에 의해 결정되는 확장 칼만 필터 설계 시 고려되어야하는 행렬 $\boldsymbol{Q}(k)$와 $\boldsymbol{R}(k)$의 설정에 따른 주파수 추정 성능을 비교 · 분석하여, 필터 설계시 설계인자 결정의 기준 자료로 제시한다. 기준 자료로부터 설계 인자들의 최적 값을 설정하고 측정 신호의 부가 잡음의 크기에 따른(신호대잡음비에 따른) 주파수 추정 성능을 비교한다.



(a) (b)

±x림 2. 무 잡음 측정 신호 파형(a) 와 시변 주파수(b).

Figure 2. Noiseless measurement signal waveform(a) and time-varying frequency(b).

잡음에 따른 추정 성능 평가는 AWGN 환경을 고려하였으며 측정 신호의 진폭이 시간에 대해 변동되는 경우의 신호 진폭의 평균값과 위상 및 주파수의 추정에 대한 각각의 CRB(Cramer-Rao Bound)를 추정기의 추정 오차와 비교하여 추정기의 성능을 확인하였다.

컴퓨터 모의 실험에 사용된 측정신호는 샘플링 주기 T_s를 0.1[msec]로 하여, 초기 주파수 f_0가 60[Hz]이고 초기 진폭 a_0가 20[mV]인 시변 주파수와 시변 진폭 특성을 갖는 무 잡음 신호에 백색 잡음이 부가된 신호이다. 시변 주파수의 변화 특성을 좌우하는 인자 q_ω는 약 0.7106, 시변 진폭 특성을 결정하는 인자 q_a는 약 0.2로

설정하였다. 그림 2는 컴퓨터 모의실험에 사용된 무 잡음 측정 신호의 시간 파형과 시변 주파수 특성을 보인다.

q_ω와 q_a의 결과로 시변 주파수와 진폭의 표준편차는 대략 5.5610[Hz]와 11.2603[mV]으로 q_ω와 시변 정규화 각 주파수의 분산과의 비 γ_ω는 1718로 대략 32[dB]이었고 q_a와 시변 진폭 분산의 비 γ_a는 633으로 대략 28[dB]이었다. 이것으로부터 실제 주파수와 진폭의 추정에 있어서 추정하고자하는 주파수와 진폭의 분산 정보를 안다면 q_ω와 q_a를 근사적으로 설정할 수 있을 것이다. 그리고 인자 r은 무 잡음 측정 신호에 부가되는 백색 잡음의 분산으로 신호대잡음비와 무 잡음 측정 신호의 분산 σ_s^2의 함수로 결정되며, σ_s^2는 약 262.5619였다. 그리고 첫 번째 주파수 추정 방법의 입력 인자인 α와 β는 각각 2와 0.1로 두고, 각 방법의 초기 상태 벡터 $\boldsymbol{z}(0)$는 각각 $[0,\ 0]$, $[a_0,\ 0,\ 2\pi f_0 T_s]$, $[1,\ 0,\ 2\pi f_0 T_s,\ a_0]$, 초기 상태 벡터의 오차 공분산 행렬 $\boldsymbol{P}(0)$는 단위 행렬로 설정하였다.

시변 주파수와 진폭 추정의 성능을 표시하기 위한 지수는 식 (85)와 (86)과 같이 정규화 역 오차 공분산(Normalized Inverse Error Covariance: NIEC) ξ_f^{-1}와 ξ_a^{-1}로 정의하였다.

$$\xi_f^{-1} = \frac{E[(f(k) - \mu_f)^2]}{E[(f(k) - \hat{f}(k))^2]} \tag{91}$$

$$\xi_a^{-1} = \frac{E[(a(k) - \mu_a)^2]}{E[(a(k) - \hat{a}(k))^2]} \tag{92}$$

여기서 $f(k)$와 $a(k)$는 실제 주파수와 진폭이고 $\hat{f}(k)$와 $\hat{a}(k)$는 추정된 주파수와 진폭이며 μ_f와 μ_a는 주파수와 진폭의 평균값이다.

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 백색 가우시안 잡음 $v(k)$가 부가된 측정 신호 $y(k) = a(k)\cos(2\pi f k T_s + \phi) + v(k)$의 진폭의 평균값, 위상 및 주파수의 추정에 대한 CRB는 식 (93) (97)과 같이 계산하여[41] 정규화 역 오차 공분산 ξ_f^{-1} 및 ξ_a^{-1}과 비교하였다.

$$\frac{2\sigma_v^2}{N} \le CRB(\hat{\mu}_a) \le \frac{2(\sigma_a^2+\sigma_v^2)}{N} \tag{93}$$

$$\frac{4}{NR} \le CRB(\hat{\phi}) \le \frac{4}{N\tilde{R}} \tag{94}$$

$$\frac{12}{(2\pi T_s)^2 N^3 R} \le CRB(\hat{f}) \le \frac{12}{(2\pi T_s)^2 N^3 \tilde{R}} \tag{95}$$

$$R \approx \frac{\mu_a^2}{2\sigma_v^2} + \frac{\sigma_a^4}{4\sigma_v^4} \tag{96}$$

$$\tilde{R} \approx \frac{\mu_a^2}{2(\sigma_a^2+\sigma_v^2)} + \frac{\sigma_a^4}{4(\sigma_a^2+\sigma_v^2)^2} \tag{97}$$

여기서, μ_a , σ_a^2는 진폭의 평균과 분산이고, σ_v^2는 부가 잡음의 분산이며, N은 총 데이터 개수이다. 또한 CRB의 하한은 SNR $(=\sigma_a^2/\sigma_v^2 \ll 1)$인 경우이고 상한은 임의의 SNR에 대한 결과이다.

확장 칼만 필터의 설계 시 고려되는 입력 인자인 $\mathbf{Q}(k)$와 $\boldsymbol{R}(k)$의 값들을 각 주파수 추정기의 상태 벡터와 측정신호의 부가잡음들의 분산인 q_ω와 q_a 그리고 r 값의 비로 결정하여 그때의 각 추정기의 주파수 추정 성능을 비교/분석하였다. 입력 인자 $\mathbf{Q}(k)$와 $\boldsymbol{R}(k)$의 각 성분 값들은 실제 q_ω와 q_a 그리고 r 값에 비례상수 λ의 곱으로 결정하였다. 비례상수 λ의 범위는 -20[dB](λ=0.01)에서 20[dB](λ=100)으로 하였다.

3.4.2. 성능 평가 결과 및 고찰

확장 칼만 필터를 이용하여 주파수를 추정하는 기존의 두가지 방법인 변형된 이산 위상고정루프(MDPLL)와 이산 주파수 추정기(DFE) 그리고 제안한 방법인 이산 주파수-진폭 추정기(DFAE)의 주파수 추정 성능을 확장 칼만 필터 설계 시 요구되는 입력 인자의 설정값에 따른 주파수 추정 결과와 신호대잡음비에 따른 주파수 추정 결과를 정규화 역 오차 공분산으로 표시하여 비교하였다. 그림 3 5는 확장 칼만 필터의 입력 인자에 따른 결과를 보인다. 그림 6 8은 신호대잡음비에 따른 각 방법의 주파수 추정 결과를 보이고, 그림9는 신호대잡음비에 따른 각 방법의 주

파수 추정에 대한 정규화 역 오차 공분산을 나타낸다.

그림 3의 (a) (c)는 신호대잡음비 0[dB](r=2626), 10[dB](r=26.26), 그리고 30[dB](r=0.2626)인 경우의 상수 q_ω에 대한 비례상수 λ의 변화 즉 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$의 변동에 따른 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산 ξ_f^{-1}를 보인다. 신호대잡음비가 0[dB]와 10[dB]인 경우에 MDPLL은 λ가 1보다 커질수록 ξ_f^{-1} 값은 높아진다. 즉 실제 q_ω의 값보다 더 큰 값으로 $\boldsymbol{Q}(k)$를 결정하는 것이 주파수의 추정 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나 DFE와 DFAE는 λ=1에 대응되는 실제 q_ω 값으로 $\boldsymbol{Q}(k)$ 결정하는 것이 주파수 추정 성능을 높일 수 있다. 그러나 신호대잡음비가 30[dB] 정도로 높아지면 MDPLL은 λ가 1보다 커지면 ξ_f^{-1} 값은 급격히 낮아져서 실제 q_ω 값보다 적은 값으로 $\boldsymbol{Q}(k)$를 결정해야 하며, DFE는 λ가 커질수록 ξ_f^{-1} 값은 낮아져서 실제 q_ω보다 낮은 값으로 $\boldsymbol{Q}(k)$를 결정하는 것이 바람직하다. 그러나 DFAE는 신호대잡음비에 관계없이 실제 q_ω값으로 $\boldsymbol{Q}(k)$를 결정할 때 가장 좋은 추정 성능을 나타냈으며, λ의 모든 범위 즉 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$의 모든 변동 범위에서 주파수 추정이 가능함을 보인다.

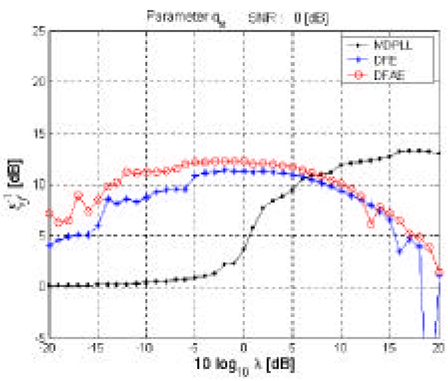
그림 4의 (a) (c)는 신호대잡음비가 0[dB], 10[dB], 그리고 30[dB]인 경우의 상수 q_a에 대한 비례상수 λ의 변화 즉 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$의 변동에 따른 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산 ξ_f^{-1}를 보인다. 전체적으로 DFAE의 ξ_f^{-1}이 가장 큰 값을 보이고 λ 값에 따른 변화는 보이지 않으며 신호대잡음비가 높을수록 우수한 추정 성능을 보인다. 따라서 q_a에 의해 결정되는 $\boldsymbol{Q}(k)$의 네 번째 성분 값은 실제 값과 상대적으로 큰 오차를 가져도 될 것으로 판단된다.

그림 5의 (a) (c)는 신호대잡음비가 0[dB], 10[dB], 그리고 30[dB]인 경우의 상수 r에 대한 비례상수 λ의 변화에 기인된 입력 인자 $\boldsymbol{R}(k)$의 변동에 따른 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산 ξ_f^{-1}를 보인다. 신호대잡음비가 0[dB]와 10[dB]인 경우는 MDPLL은 λ가 커질수록 ξ_f^{-1}값은 낮아진다. 즉 실제 r 값보다 더 작은 값으로 $\boldsymbol{R}(k)$를 결정하는 것이 주파수의 추정 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나 DFE와 DFAE는 실제 r값으로 $\boldsymbol{R}(k)$을 결정하는 것이 주파수 추정 성능을 높인다. 그러나 신호대잡음비가 30[dB] 정도로 높아지면 MDPLL은 실제 r로 $\boldsymbol{R}(k)$를 결정해야 하지만 DFE는 실제 r보다 더 낮은 값으로 $\boldsymbol{R}(k)$를 결정하는 것이 바람직한 결과를

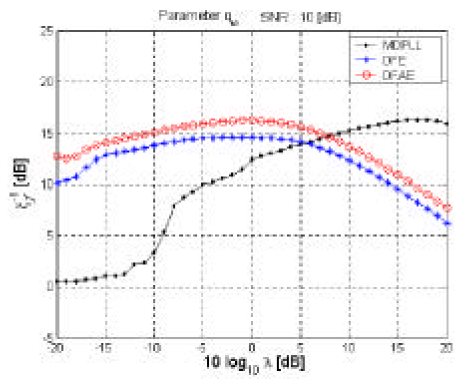
보인다. DFAE는 신호대잡음비에 관계없이 실제 r값으로 $\boldsymbol{R}(k)$를 결정하는 것이 바람직하다. 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$와 마찬가지로 입력 인자 $\boldsymbol{R}(k)$의 변동에 대해서도 DFAE가 가장 덜 민감하다.

그림 3의 결과와 그림 5의 결과를 비교해 보면 서로 대칭적인 특성을 보인다. 이것은 높은 주파수 추정 성능을 갖도록 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$를 결정하기 위한 실제 q_{ω} 값과의 비례상수와 입력 인자 $\boldsymbol{R}(k)$를 결정하기 위한 실제 r 값과의 비례상수가 서로 역수관계에 있음을 의미한다. 이것은 주파수 추정 성능은 입력인자 $\boldsymbol{R}(k)$의 결정에 의존된다는 연구 결과[29]와 일치한다.

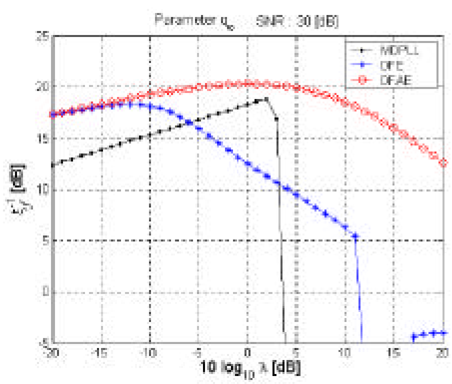
그림 6 8은 각각 측정신호의 신호대잡음비가 0[dB], 10[dB], 그리고 30[dB]인 경우의 측정신호 파형과 세 가지 방법의 주파수 추정기들의 시변 주파수 추정 결과를 보인다. MDPLL과 DFE에 비해 DFAE의 주파수 추정 결과가 양호하게 나타났다. 특히, MDPLL은 신호대잡음비가 0[dB]로 낮을 때 실제 주파수와 추정치와의 차이가 크게 나타났으며, DFE는 신호대잡음비가 30[dB]로 상대적으로 높을 때도 추정 성능의 저하가 확인되었다.



(a)



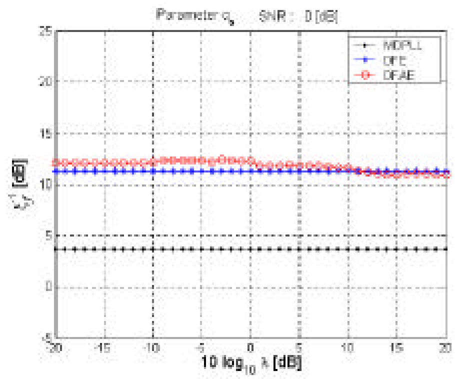
(b)



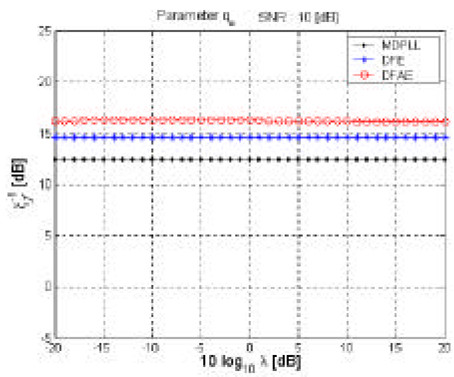
(c)

그림 3. q_ω **의 값에 따른 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산** ξ_f^{-1}, (a) **신호대잡음비가** 0[dB]**인 경우**, (b) **신호대잡음비가** 10[dB]**인 경우**, (c) **신호대잡음비가** 30dB**인 경우**.

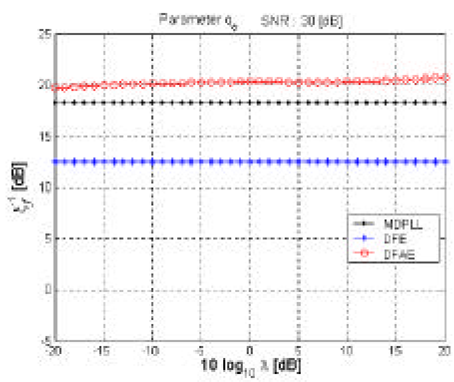
Figure 3. Normalized inverse error covariance ξ_f^{-1} of frequency estimate with respect to q_ω, (a) In case of 0[dB] SNR, (b) In case of 10[dB] SNR, (c) In case of 30[dB] SNR.



(a)



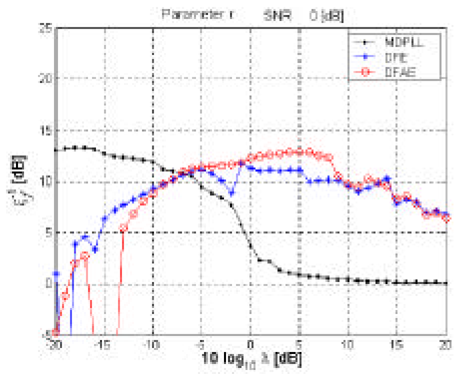
(b)



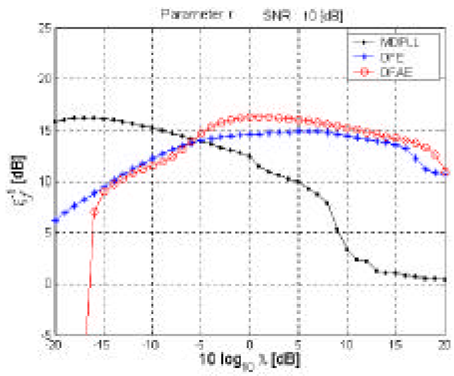
(c)

그림 4. q_a**의 값에 따른 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산** ξ_f^{-1}, (a) **신호대잡음비가** 0[dB]**인 경우**, (b) **신호대잡음비가** 10[dB]**인 경우**, (c) **신호대잡음비가** 30[dB]**인 경우**.

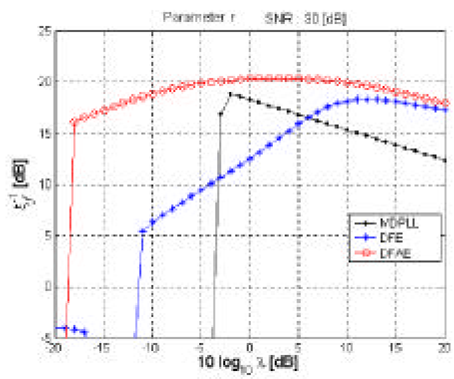
Figure 4. Normalized inverse error covariance ξ_f^{-1} of frequency estimate with respect to q_a, (a) In case of 0[dB] SNR, (b) In case of 10[dB] SNR, (c) In case of 30[dB] SNR.



(a)



(b)



(c)

그림 5. r**의 값에 따른 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산** ξ_f^{-1}, (a) **신호대잡음비가** 0[dB]**인 경우**, (b) **신호대잡음비가** 10[dB]**인 경우**, (c) **신호대잡음비가** 30[dB]**인 경우**.

Figure 5. Normalized inverse error covariance ξ_f^{-1} of frequency estimate with respect to r, (a) In case of 0[dB] SNR, (b) In case of 10[dB] SNR, (c) In case of 30[dB] SNR.

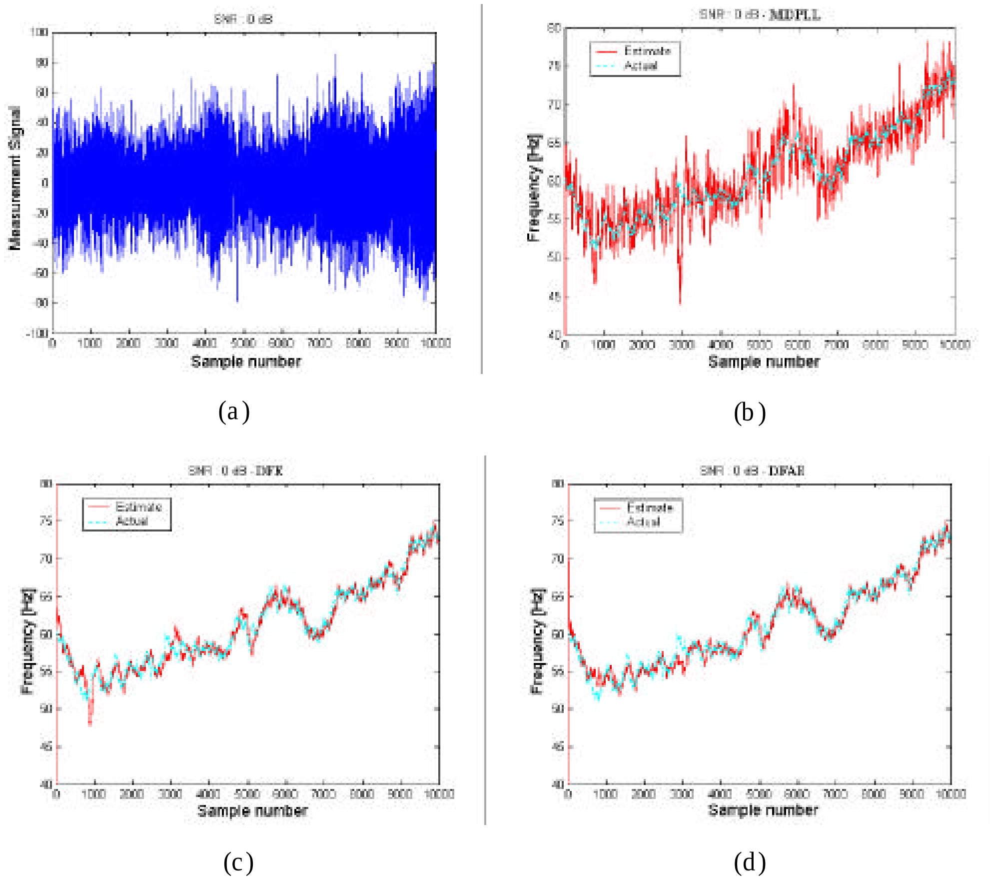
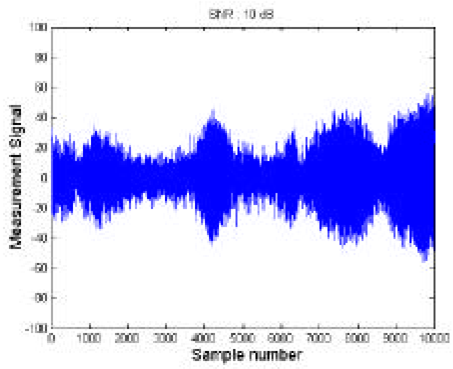
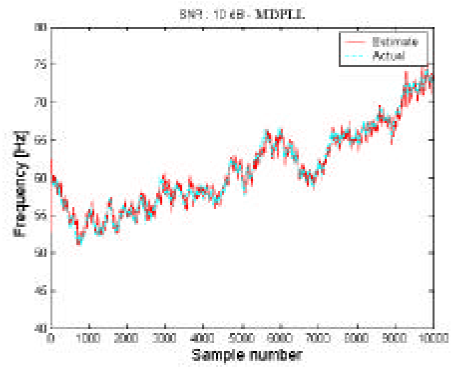


그림 6. **신호대잡음비** 0[dB]**인 경우의 주파수 추정 모의실험 결과**, (a) **측정 신호의 시간 파형**, (b) MDPLL**의 주파수 추정 결과**, (c) DFE**의 주파수 추정 결과**, (d) DFAE**의 주파수 추정 결과**.

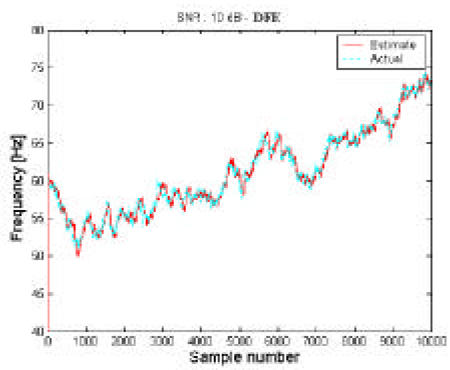
Figure 6. Simulation results of frequency estimate in 0[dB] SNR, (a) Time waveform of measurement signal, (b) Frequency estimate of a MDPLL, (c) Frequency estimate of a DFE. (d) Frequency estimate of a DFAE.



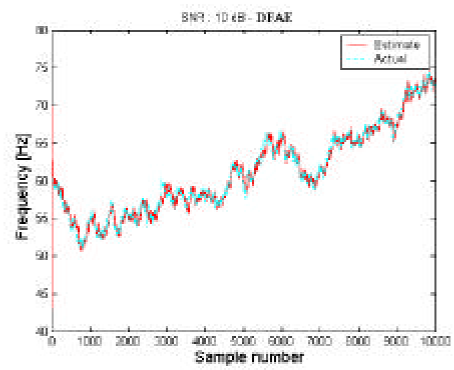
(a)



(b)



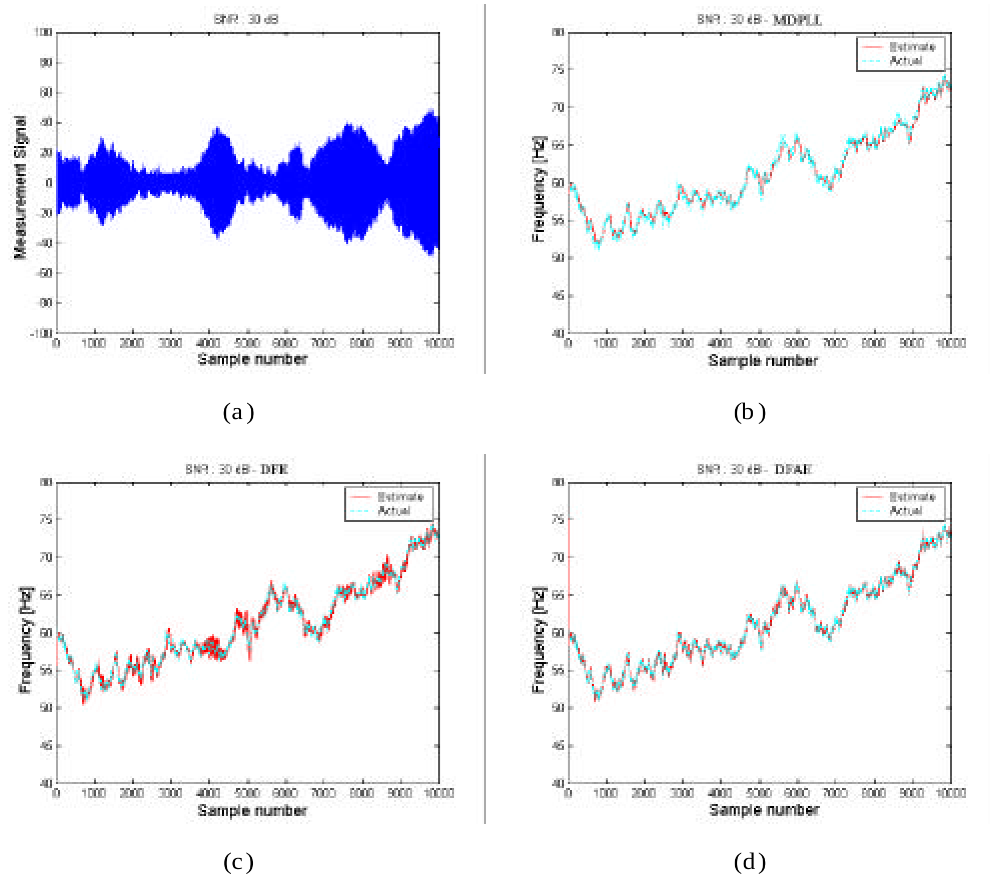
(c)



(d)

그림 7. **신호대잡음비** 10[dB]**인 경우의 주파수 추정 모의실험 결과**, (a) **측정 신호의 시간 파형**, (b) MDPLL**의 주파수 추정 결과**, (c) DFE**의 주파수 추정 결과**, (d) DFAE**의 주파수 추정 결과**.

Figure 7. Simulation results of frequency estimate in 10[dB] SNR, (a) Time waveform of measurement signal, (b) Frequency estimate of a MDPLL, (c) Frequency estimate of a DFE, (d) Frequency estimate of a DFAE.



(a) (b) (c) (d)

그림 8. **신호대잡음비** 30[dB]**인 경우의 주파수 추정 모의실험 결과**, (a) **측정 신호의 시간 파형**, (b) MDPLL**의 주파수 추정 결과**, (c) DFE**의 주파수 추정 결과**, (d) DFAE**의 주파수 추정 결과**.

Figure 8. Simulation results of frequency estimate in 30[dB] SNR, (a) Time waveform of measurement signal, (b) Frequency estimate of a MDPLL, (c) Frequency estimate of a DFE, (d) Frequency estimate of a DFAE.

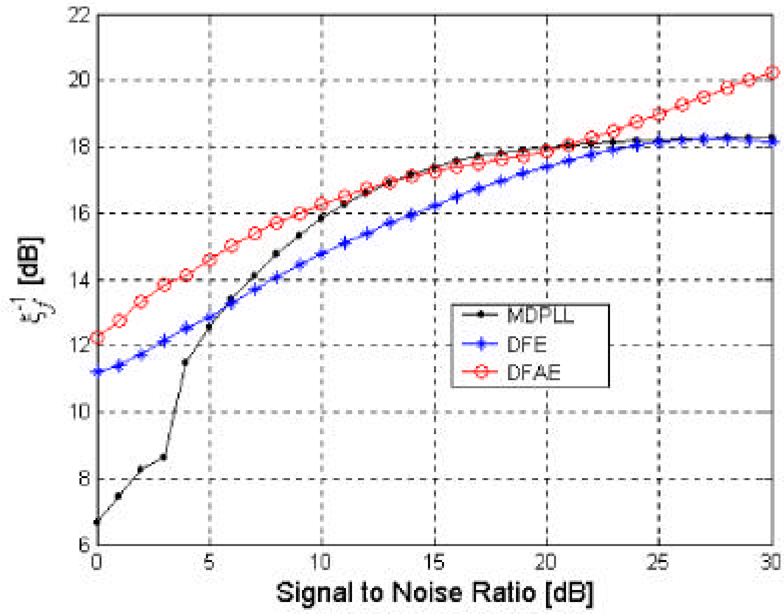


그림 9. **신호대잡음비에 따른 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산** ξ_f^{-1}.

Figure 9. Normalized inverse error covariance ξ_f^{-1} of frequency estimate with respect to SNR.

그림 9**는 신호대잡음비에 따른 기존의 두가지 방법과 제안된 방법에 대한 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산** ξ_f^{-1}**의 결과를 보인다. 그림에서** -•-, -*-, -⊖-**은 각각** MDPLL**과** DFE **그리고** DFAE**에 대한** ξ_f^{-1}**이다. 신호대잡음비가 높으면** ξ_f^{-1}**은 크게 나타나는 비례관계를 보인다. 전체적으로** DFAE**의 주파수 추정의** ξ_f^{-1}**이** MDPLL**과** DFE**보다 크며**, 0[dB]**에서** 30[dB]**까지의 신호대잡음비 범위에서 평균** 1.2[dB] **정도로 높게 나타났다.**

이 결과로부터 DFAE**의 성능은 진폭의 시변 변동 특성 정보를 더 정확히 추정함으로써** MDPLL**과** DFE**보다 주파수 추정 성능이 우수하다. 그림에서 신호대잡음비가** 10[dB]**일 때** DFAE**와** DFE**의** ξ_f^{-1}**의 차이가 가장 크게 나타났으며, 신호대잡음비가** 0[dB] **일 때는** MDPLL**과 가장 큰 차이를 보였다.**

그림 10**은 세 가지 방법의 주파수 추정기의 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분**

산 ξ_f^{-1}과 식 (95)에 의해 계산된 $CRB(\hat{f})$를 나타낸다. 여기서 $CRB(\hat{f})$는 상한과 하한의 역수를 취해 진폭의 분산으로 정규화한 다음 데시벨(dB)로 나타내었다. 그림에서 가장 위에 있는 선(△)은 $CRB(\hat{f})$ 하한의 역수이고 두 번째 있는 선(▽)은 $CRB(\hat{f})$ 상한의 역수이며, 가장 아래 있는 선들은 각각 MDPLL(-+-)과 DFE(-*-) 그리고 DFAE(-⊖-)의 주파수 추정의 정규화 역 오류 공분산들을 나타낸다. 그림에서 보이는 바와 같이 신호대잡음비가 증가할수록 세 가지 방법의 정규화 역 오차 공분산은 $CRB(\hat{f})$ 상한의 역수에 근접해 가는 경향을 보이긴 하지만 그 차이가 60[dB] 이상으로 아주 크다. 이것은 식 (95)로 계산된 주파수 추정의 $CRB(\hat{f})$는 시불변 주파수의 추정에 대한 것으로 본 논문에서 대상으로 하는 시변 주파수의 추정에 대한 $CRB(\hat{f})$ 상한의 역수는 더 낮은 값으로 나타날 것이므로 주파수 추정 정규화 역 오차 공분산 ξ_f^{-1}는 주파수 추정의 CRB인 $CRB(\hat{f})$ 상한의 역수와의 차이는 줄어들 것으로 사료된다.

그림 11은 DFAE의 시변 진폭 추정의 정규화 역 오차 공분산 ξ_a^{-1}과 식 (93)에 의해 계산된 $CRB(\hat{\mu}_a)$를 보인다. 여기서 $CRB(\hat{\mu}_a)$는 상한과 하한의 역수를 취해 진폭의 분산으로 정규화한 후 데시벨(dB)로 나타내었다. 그림에서 가장 위에 있는 선(△)은 $CRB(\hat{\mu}_a)$ 하한의 역수이고 두 번째 있는 선(▽)은 $CRB(\hat{\mu}_a)$ 상한의 역수이며, 가장 아래 있는 선(-⊖-)은 DFAE의 진폭 추정의 정규화 역 오차 공분산 ξ_a^{-1}을 나타낸다. 그림에서 보이는 바와 같이 신호대잡음비가 증가할수록 DFAE의 진폭 추정의 정규화 역 오차 공분산은 $CRB(\hat{\mu}_a)$ 상한의 역수에 근접해 가는 경향을 보인다.

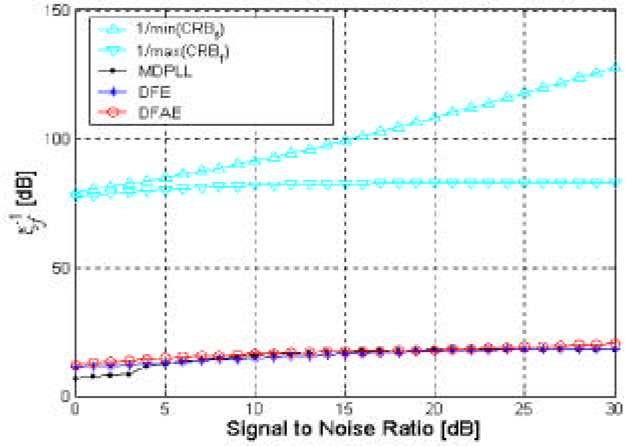


그림 10. **주파수 추정의** $CRB(\hat{f})$**와 각 방법의 주파수 추정의 정규화 역 오차 공분산** ξ_f^{-1}.

Figure 10. $CRB(\hat{f})$ and normalized inverse error covariance ξ_f^{-1} of each method in frequency estimate.

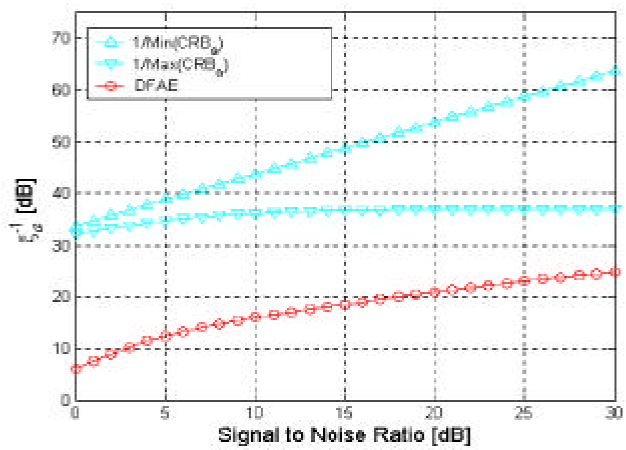


그림 11. **진폭 추정의** CRB($\hat{\mu}_a$)**와** DFAE**의 진폭 추정의 정규화 역 오차 공분산** ξ_a^{-1}.

Figure 11. CRB($\hat{\mu}_a$) and normalized inverse error covariance ξ_a^{-1} of DFAE in amplitude estimate.

제 4 장 음원의 상대적 위치 규명

4.1. 도플러 스캐닝 기법

도플러 스캐닝 기법이 적용되는 이동음원 및 수신기의 상대적 위치도는 그림 12와 같다. 그림에서 보는 바와 같이 도플러 스캐닝 기법은 이동 소음체의 다른 위치, 즉 그림에서 s1과 s2에서 발생된 다른 주파수 신호를 측정하여 각 주파수 신호의 도플러 편이를 추정하여 발생점의 위치를 규명하고자 하는 것이다.

이동 소음체의 s1과 s2 위치에서 발생되는 서로 다른 주파수의 음원 신호는 식 (98)과 같이 정의된다.

$$s_1(t) = \cos(2\pi f_{c1} t + \phi_1) \qquad s_2(t) = \cos(2\pi f_{c2} t + \phi_2) \qquad (98)$$

여기서, f_{c1}과 f_{c2}는 각 음원 주파수이고 ψ_1과 ψ_2는 초기 위상이다.

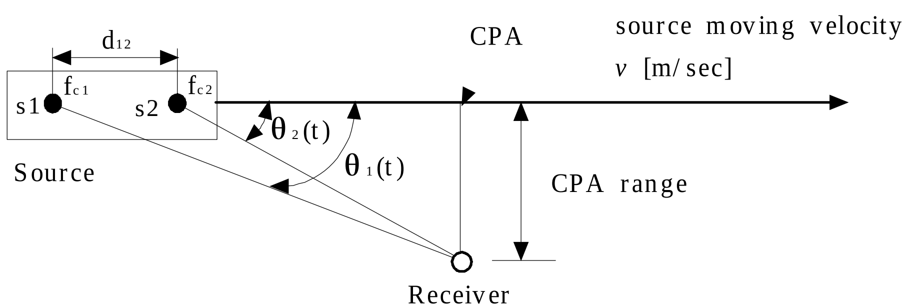


그림 12. 이동음원 및 수신기의 상대적인 위치도.

Figure 12. Geometrical configuration of relative positions of moving source and receiver.

경계면에 의한 반사파는 고려하지 않고, 직접파 만의 도플러효과를 고려할 때, 수신기에 수신된 신호는 식 (99)로 표현된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= r_1(t) + r_2(t) + n(t) \\ &= a_1(t)\cos[2\pi f_1(t)t + \phi_1] + a_2(t)\cos[2\pi f_2(t)t + \phi_2] + n(t) \end{aligned} \qquad (99)$$

여기서, $r_1(t)$와 $r_2(t)$는 각 음원의 무 잡음 수신 신호, $a_1(t)$와 $a_2(t)$는 시변 진폭 변화 성분, $f_1(t)$과 $f_2(t)$는 시간에 따라 변화하는 주파수, ϕ_1와 ϕ_2는 초기 위상, $n(t)$는 평균이 0이고 분산이 σ_n^2인 부가 백색 잡음이다. 각 음원에 대한 수신신호의 주파수 $f_1(t)$와 $f_2(t)$는 식 (100)으로 정의되고, $\Delta f_1(t)$와 $\Delta f_2(t)$는 각 주파수 음원에 대한 수신신호의 도플러 주파수 편이로 식 (101)로 주어진다[41].

$$f_1(t) = f_{c_1} + \Delta f_1(t) \qquad f_2(t) = f_{c2} + \Delta f_2(t) \qquad (100)$$

$$\Delta f_1(t) = f_{c1}\frac{v}{C}\cos\theta_1(t) \qquad \Delta f_2(t) = f_{c2}\frac{v}{C}\cos\theta_2(t) \qquad (101)$$

여기서, v는 음원의 이동 속도[m/sec], C는 음속[m/sec], $\theta_1(t)$와 $\theta_2(t)$는 각 음원과 수신기간의 각도이다. 각 음원의 도플러 주파수 편이를 추정하면 도플러 주파수 편이량이 0이 되는 시점을 알아낼 수 있다.

이때의 시각이 각 음원이 CPA를 통과하는 시각이 되고 이 정보로부터 음원의 이동 속도(v)를 알고 있다면 각 음원간의 상대 위치, 즉 상대거리를 구할 수 있다. 따라서 음원의 상대 위치 d_{12}는 각 음원의 주파수 발생점이 CPA를 통과하는 시각과 음원의 이동 속도의 함수로 식 (102)와 같이 정의된다.

$$d_{12} = v(t_{c1} - t_{c2}) = v\,\Delta t_{c_{12}} \qquad (102)$$

$$\Delta f_1(t_{c_1}) = 0 \qquad \Delta f_2(t_{c_2}) = 0 \qquad (103)$$

여기서, t_{c_1}과 t_{c_2}는 각 음원이 CPA를 통과할 때의 시각으로 식 (103)과 같이 각

음원의 주파수 편이 $\Delta f_1(t)$와 $\Delta f_2(t)$가 0이 되는 시각으로 구해지고, $\Delta t_{c_{12}}$는 t_{c_1}과 t_{c_2}의 차 함수로 두 음원의 CPA 통과 시간차이다. 또한, 두 음원의 상대 거리 추정 오차는 식 (104)로 정의된다.

$$
\begin{aligned}
e_d &= \sqrt{(d_{12} - \widehat{d_{12}})^2} \\
&= \sqrt{(v e_t + \Delta t_{c_{12}} e_v + e_v e_t)^2}
\end{aligned}
\tag{104}
$$

$$
e_v = \sqrt{(v - \hat{v})^2} \qquad e_t = \sqrt{(\Delta t_{c_{12}} - \Delta \widehat{t_{c_{12}}})^2}
$$

여기서, $\widehat{d_{12}}\ [= \hat{v}\Delta\,\widehat{t_{c_{12}}}]$는 두 음원의 상대 거리 추정치, $\hat{v}$는 음원 이동 속도 예측치, $\Delta\,\widehat{t_{c_{12}}}$는 두 음원의 CPA 통과 시간차의 추정치, e_v는 음원 이동 속도 예측 오차, e_t는 두 음원의 CPA 통과 시간차 추정 오차이다. 식 (104)와 같이 도플러 스캐닝 기법을 이용한 다중 음원 상대 거리 추정 오차는 음원의 실제 이동 속도(v), 각 음원의 실제 CPA 통과 시간차(Δt_{c12}), 음원의 이동 속도 예측 오차(e_v)와 각 음원의 CPA 통과 시간차 추정 오차(e_t)의 함수이다. 따라서 음원의 이동 속도가 빠르거나 음원간의 거리가 길면 상대 거리 추정 오차는 크게 된다.

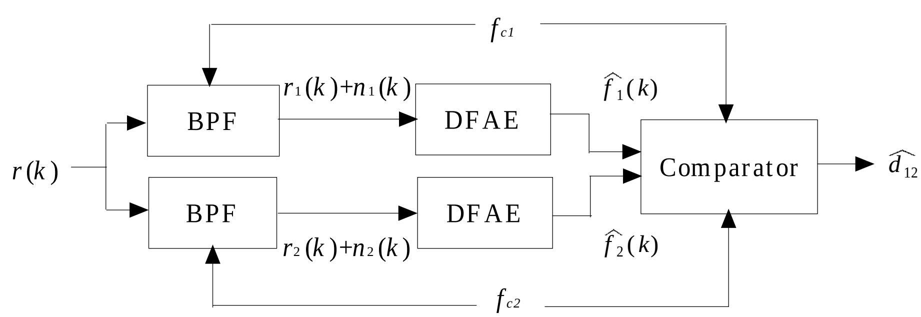


그림 13. 주파수-진폭 추정기를 이용한 도플러 스캐닝 기법의 모식도.

Figure 13. Block diagram of Doppler scanning method using Discrete Frequnecy-Amplitude Estimator(DFAE).

제안한 확장 칼만 필터를 이용한 주파수-진폭 추정기를 적용한 이산 도플러 스캐닝 기법의 전체적인 구성도는 그림 13과 같다. 그림에서 보는바와 같이 측정 신호를 이산 시간 신호로 바꾼 다음 각 주파수를 중심주파수로 하는 대역폭 B_i을 갖는 대역통과 필터를 거친 후 제안된 주파수-진폭 추정기에서 주파수의 시간적 변화 성분을 추정하고 비교기(Comparator)에서 특징 주파수와 소음체의 이동 속도로부터 두 특징 주파수 음원 간 상대거리를 추정하게 된다. 상대거리 추정치 $\widehat{d_{12}}$이 양수이면 이동 소음체의 진행방향으로 음원 1이 음원 2보다 $\widehat{d_{12}}$만큼 앞서 있는 것이고, 음수이면 음원 1이 음원 2보다 $\widehat{d_{12}}$만큼 뒤에 위치해 있는 것이다. 이산 도플러 스캐닝 기법에서 샘플링 시간 T_s는 시간 분해능을 결정하는 기본 인자로서 최소 시간 오차를 의미한다. 각 대역 필터된 주파수-진폭 추정기의 이산 입력 신호는 식 (105)로 표현된다.

$$\begin{aligned} y_i(k) &= a_i(k)\cos[2\pi f_i(k)kT_s + \phi_i] + n_i(k) \\ &= r_i(k) + n_i(k) \end{aligned} \tag{105}$$

여기서, $a_i(k)$는 대역 제한된 이산 신호 진폭 성분, $f_i(k)$는 이산 주파수 변동 성분, T_s는 샘플링 주기, k는 이산 시간, ϕ_i는 초기위상, $n_i(k)$는 대역 제한된 부가 백색 잡음 시계열이고 첨자 i는 다른 주파수 신호 성분을 의미한다.

각 대역신호의 도플러 주파수 편이를 추정하기 위한 확장 칼만 필터 주파수 진폭 추정기의 상태 방정식과 측정 방정식은 식 (81) (90)으로부터 구현되고, 제안된 주파수-진폭 추정기를 이용한 각 특징 주파수 음원의 도플러 주파수 편이 변동 추정 결과로부터 도플러 주파수 편이가 0이 되는 시각을 구하여 다중 음원간의 상대 위치를 추적한다.

구성된 추정기의 성능은 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$와 $\boldsymbol{R}(k)$의 결정에 의존되며, 이들 입력 인자를 결정하기 위한 상수 $\{q_{fi}, q_{ai}, r_i\}$는 각 음원의 주파수, 음원의 이동속도, 음속, 샘플링 주파수, 입력신호의 특성, 배경 잡음의 크기와 대역필터의 대역폭 등의 함수로 결정한다. 먼저 q_{fi}는 이론적으로 예측되는 도플러 주파수 편이의 최대값에

관계되는 함수로 식 (106)과 같이 결정한다.

$$q_{fi} = \lambda_f \frac{(2\pi f_i T_s v / C)^2}{2} \tag{106}$$

여기서, T_s는 샘플링 주기, f_i는 각 음원의 특징주파수, v는 음원 이동 속도, C는 음속, λ_f는 비례상수이다. 그리고, q_{ai}는 각 대역 필터된 입력 신호의 통계적 분산의 함수로 식 (107)과 같이 결정 가능하다

$$q_{ai}(k) = \lambda_a \sigma_y^2 \tag{107}$$

여기서, σ_y^2은 대역 필터된 입력 신호의 통계적 분산이고 λ_a는 비례상수이고 r_i는 배경 잡음 준위와 대역통과필터의 대역폭에 의해 식 (108)로 결정된다[42].

$$R_i = \lambda_r \sigma_n^2 B_i \tag{108}$$

여기서, σ_n^2은 이산 배경 잡음 준위, B_i는 대역통과필터의 대역폭이고 λ_r은 비례상수이다.

4.2. 수치모의 실험

4.2.1. 공기중의 수치모의 실험

제안된 주파수-진폭 추정기를 적용한 도플러 스캐닝 기법으로 이동 소음체 내의 다른 위치에서 발생된 다른 주파수 음원의 상대 위치 추정 결과를 모의실험을 통하여 검증하였다. 모의실험은 공기중과 수중의 두 가지 경우에 대하여 수행하였고 다중경로에 대한 영향은 고려하지 않았다.

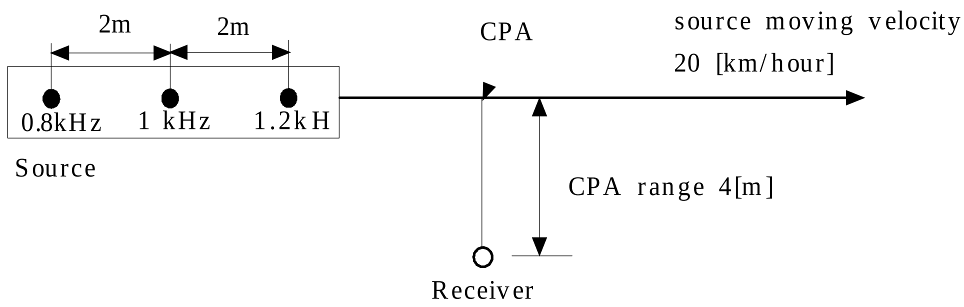


그림 14. **공기 중 환경의 모의실험 조건.**

Figure 14. Simulation configuration in air.

먼저 공기 중에서는 그림 14와 같이 수평거리 2[m] 만큼 떨어져 있고 각각 0.8[kHz], 1[kHz]와 1.2[kHz]의 톤 신호를 발생하는 음원이 동일한 속도 20[km/h] (≈5.56[m/s])로 이동하는 경우에 대하여 수행되었다. 이때 음원들의 높이는 1.5[m], 수신기의 높이는 3[m], 그리고 CPA거리 4[m]로 떨어져 있는 수신기를 직선으로 통과하는 것을 가정하였다. 음속은 340[m/s]로 일정하고 신호대잡음비는 20[dB], 샘플링 주파수는 10[kHz]로 설정하였다. 이때 각 음원 주파수 0.8[kHz], 1[kHz]와 1.2[kHz]에 대한 이론적으로 예측되는 도플러 주파수 편이의 최대치는 각각 약 13.1[Hz], 16.3[Hz]와 19.6[Hz]이었으므로 대역 통과필터는 각 음원 주파수를 중심 주파수로 하고 대역이 20[Hz]인 일반적인 FIR 디지털 필터를 사용하였다.

그림 15는 공기 중에서의 모의실험으로 해석한 각 음원들의 주파수 편이량의 시간에 따른 추정 결과를 보인다. 그림에서 보이는 바와 같이 0.8[kHz], 1[kHz]와 1.2[kHz] 신호들의 CPA 통과 시점은 각각 3.365[sec], 3.006[sec], 2.646[sec]로 추정된다. 이때 0.8[kHz]와 1[kHz] 음원의 CPA 통과 시간차 오차(e_t)는 대략 1.2[msec]이고 1[kHz]와 1.2[kHz] 음원간은 0.3[msec]이다. CPA 통과 시각 추정치와 음원의 이동 속도로부터 0.8[kHz]와 1[kHz] 음원간의 상대거리는 대략 -1.993[m], 1[kHz]와 1.2[kHz] 음원간의 상대거리는 1.998[m]로 추정된다. 음원간의 상대 거리 추정 오차는 각각 0.7[cm]와 0.2[cm]로 이것은 음원간 수평 거리 2[m]의 0.4% 미만이다.

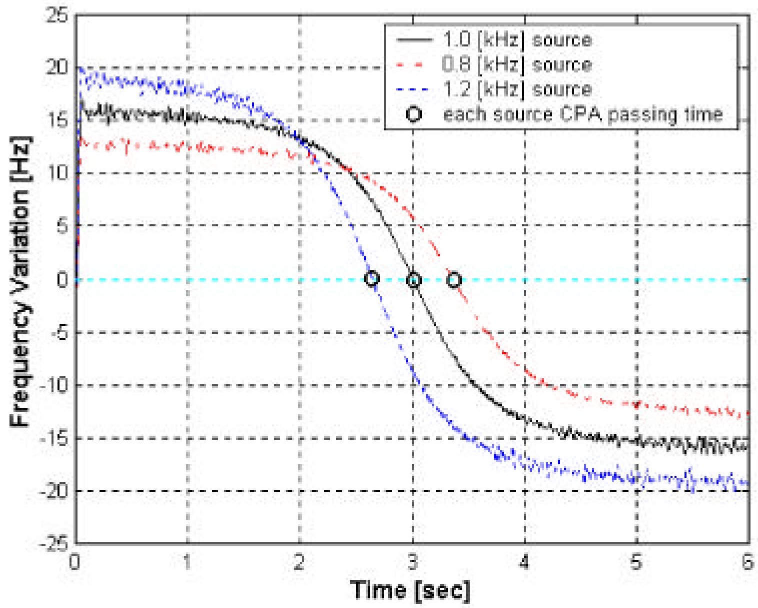


그림 15. **공기 중에서의 도플러 주파수 편이 추정 결과.**

Figure 15. Estimated results of Doppler frequency shift in air.

표 2. **공기 중 모의실험에서 음원의 상대 거리 추정결과**

Table 2. Results of the relative range estimate from the simulations in air

음원 주파수 [kHz]	1.0 (**기준음원**)	0.8	1.2
최대 도플러 주파수 편이 [Hz]	16.3	13.1	19.6
CPA **통과 시간 추정치** [sec]	3.006	3.365	2.646
상대 거리 추정치 [m]	0	- 1.993	1.998
상대 거리 추정 오차 [cm]	0	0.7	0.2

공기중 모의 실험의 도플러 스캐닝 기법을 이용한 음원의 상대 거리 추정 결과는 <표 2>에 정리되어 있다. 표에서 상대거리는 1kHz 음원을 기준 음원으로 하여 측정된 값이다. 만약 음원의 이동 속도 오차(e_v)가 5% 즉, 1[km/h](≈0.28[m/s])이면, 상대거리 예측 오차는 식 (104)와 같이 각각 9.4[cm]와 9.9[cm]로 음원간 거리의 약 5% 까지 증가된다.

4.2.2. 수중의 수치 모의 실험

수중의 모의실험 경우는 그림 16과 같이 수평거리 5[m] 만큼 떨어져 있고 각각 115[Hz], 60[Hz]와 250[Hz]의 톤 신호를 발생하는 음원이 일정한 속도 12[knot](≈6.18[m/s])로 이동하는 경우에 대하여 수행되었다. 60[Hz] 신호는 보통 선박의 발전기 소음이며 기준 음원으로 하였다. 이때 수면으로부터 음원들의 깊이는 3[m], 수신기의 깊이는 30[m], 그리고 5[m]의 CPA 거리에 있는 수신기를 일직선으로 통과하는 것을 가정하며, CPA를 제외한 값들은 실제 해양의 방사소음 측정 환경을 토대로 설정한 것이다. 음속은 주파수에 관계없이 1500[m/s]로 일정하다고 가정하고 반사파의 영향은 고려하지 않았으며, 신호대잡음비는 20[dB], 샘플링 주파수는 10[kHz]로 설정하였다. 이때 각 음원 주파수 115[Hz], 60[Hz]와 250[Hz]에 대한 이론적으로 예측되는 도플러 주파수 편이의 최대치는 각각 약 0.47[Hz], 0.25[Hz]와 1.03[Hz]이다.

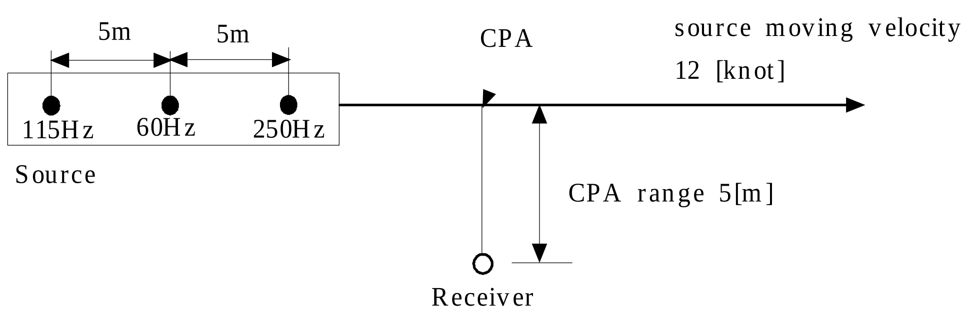


그림 16. 수중 환경의 모의실험 조건.

Figure 16. Simulation configuration in water.

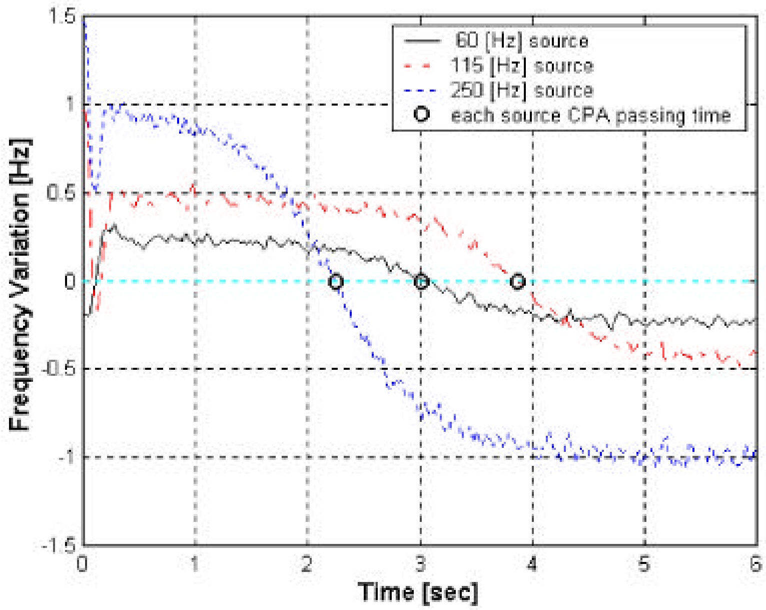


그림 17. 수중에서의 도플러 주파수 편이 추정 결과.

Figure 17. Estimated results of Doppler frequency shift in water.

그림 17은 수중에서의 각 음원들의 시간에 따른 주파수 편이량의 추정 결과를 보인다. 그림에서 보이는 결과로부터 115[Hz], 60[Hz]와 250[Hz] 신호들의 CPA 통과 시점은 각각 3.867[sec], 3.045[sec], 2.249[sec]로 추정되고, 60[Hz]와 115[Hz] 음원의 CPA 통과 시간차 오차(e_t)는 대략 13.3[msec]이고 60[Hz]와 250[Hz] 음원간은 11.8[msec]이다.

공기중의 모의실험 결과와 비교해 보면 대략 10배의 큰 오차를 나타내었다. 이것은 도플러 주파수 편이의 변화폭이 상대적으로 작아 주파수 분해능의 영향에 기인된 도플러 주파수 편이의 추정 성능 저하인 것으로 판단된다. 각 음원의 CPA 통과 시각의 추정치와 음원의 이동 속도로부터 60[Hz]와 115[Hz] 음원간의 상대거리는 약 -5.073[m]으로 추정되고, 60[Hz]와 250[kHz] 음원간의 상대거리는 4.918[m]로 추정되어 음원간의 상대 거리 추정 오차는 각각 7.3[cm]와 8.2[cm]로 음원간 수

평 거리의 1.6% 이하이다. 수중 모의 실험의 도플러 스캐닝 기법을 이용한 음원의 상대 거리 추정 결과는 <표 3>에 정리되어 있다. 만약 음원의 이동 속도의 오차가 5%인 0.6[knot](≈0.31[m/s])이면, 상대 거리 예측 오차는 32.6[cm]와 33.6[cm]로 음원간 거리의 약 7% 까지 증가되며, 식 (104)와 일치한다. 이상의 모의실험 결과로부터 이동 소음체의 이동 속도를 안다면, 제안된 확장 칼만 필터 주파수-진폭 추정기를 적용한 도플러 스캐닝 기법으로 높은 주파수 분해능과 시간 분해능으로 도플러 주파수 편이를 추정하여 이동 소음체 내의 다른 위치에서 발생되는 특징 주파수의 발생위치 간의 상대거리를 예측할 수 있음을 확인하였다.

표 3. 수중 모의실험에서 음원의 상대 거리 추정결과

Table 3. Results of the relative range estimate from the simulations in water

음원 주파수 [Hz]	60.0 (기준음원)	115.0	250.0
최대 도플러 주파수 편이 [Hz]	0.25	0.47	1.03
CPA 통과 시간 추정치 [sec]	3.045	3.867	2.249
상대 거리 추정치 [m]	0	-5.073	4.918
상대 거리 추정 오차 [cm]	0	7.3	8.2

4.3. 자동차를 이용한 스피커 음원 실험

4.3.1. 실험 조건

자동차에 설치된 스피커 음원을 이용하여 공기 중에서 도플러 스캐닝 기법을 이용한 음원간 상대 거리 추정 실험을 수행하였다. 실험 조건은 그림 18과 같다. 이때, 자동차의 지붕에 두 개의 스피커를 수평거리 1.94[m], 높이 1.63[m]에 고정하고 988[Hz] 정현신호를 기준 스피커(Speaker1)로 발생하고 800[Hz]와 1200[Hz]의 정

현파를 각각 두 번째 스피커(Speaker2)에서 발생시켜 3[m]의 CPA거리만큼 떨어진 1[m] 높이의 수신 마이크로폰으로 측정하였다. 자동차의 이동 속도는 대략 18[km/hour]이었고, 50[kHz]의 샘플링 주파수로 측정데이터를 샘플링하고 10[kHz]로 다운 샘플링하여 분석하였다. 실험 주파수 대역에서 신호대잡음비는 대략 7.45[dB]로 측정되었다.

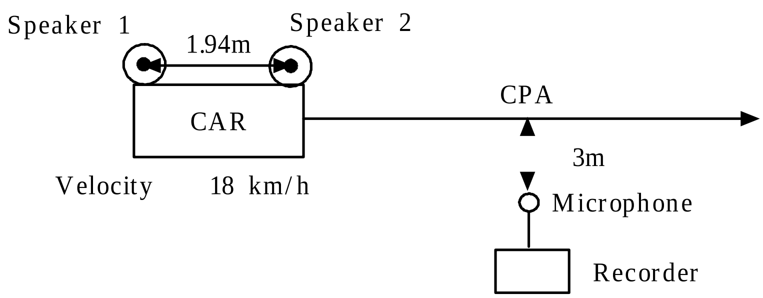


그림 18. 자동차에 설치된 스피커를 이용한 실험 조건.

Figure 18. Experimental configuration using loudspeaker sources on the roof of the car

4.3.2. 실험 결과 및 고찰

그림 19는 주파수가 988[Hz]와 1.2[kHz]인 두 음원에 대한 대역 필터된 신호와 진폭 추정 결과를 보인다. 진폭의 시변 특성을 잘 추정하고 있음을 확인할 수 있고, 신호 진폭의 시변 진동 특성은 반사파의 영향으로 판단된다. 그림 20은 988[Hz]와 1.2[kHz] 두 음원의 측정 신호로부터 두 음원의 시간에 따른 도플러 주파수 편이의 추정 결과를 보인다. 그림에서 각 음원의 도플러 주파수 편이가 각 음원의 CPA 근처에서는 잘 추정되지만 CPA에서 멀어질수록 진동하는 특성을 보인다. 이것은 스피커와 수신 마이크로폰의 지향성과 전파손실 때문에 CPA에서 멀어질수록 신호대잡음비가 떨어져서 확장 칼만 필터 주파수-진폭 추정기의 성능이 저하되는 이유로 판단된다.

그러나 CPA 근처에서의 추정 성능은 충분히 각 음원의 CPA 통과시각을 예측할 수 있을 정도로 잘 추정되고 있다. 이때 이론적으로 예측되는 도플러 주파수 편이의 최대치는 음원의 이동 속도가 18[km/h](≈5.00[m/s])이므로 음파의 속도를 340[m/s]로 가정하면 988[Hz] 음원은 약 14.529[Hz]이고 1200[Hz] 음원은 약 17.647[Hz]이다. 그림에서 988[Hz]와 1.2[kHz] 음원의 도플러 주파수 편이가 0인 점의 시각은 약 5.367[sec]와 4.914[sec]로 두 음원의 CPA 통과 시간차는 대략 0.453[sec]였고, 자동차의 이동 속도와 두 음원의 CPA 통과 시간차 추정치로부터 두 음원간의 상대거리는 2.267[m]로 예측되었다. 두 스피커간의 거리 추정 오차는 약 17%인 33[cm]로 모의실험 결과와 비교하면 음원의 이동 속도 오차가 약 17%인 3.4[km/h](≈0.95[m/s])일 때와 유사하다.

그림 21은 주파수가 988[Hz]와 800[Hz]인 두 음원에 대한 대역 필터된 신호와 진폭 추정 결과를 보인다. 앞의 결과와 마찬가지로 진폭의 시변 특성을 잘 추정하고 있음을 확인할 수 있다. 그림 22는 988[Hz]와 800[Hz] 두 음원의 측정 신호로부터 두 음원의 시간에 따른 도플러 주파수 편이 추정치를 보인다. 그림에서 988[Hz]와 800[Hz] 두 음원의 도플러 주파수 편이가 0인 점의 시각은 대략 4.717[sec]와 4.207[sec]로 두 음원의 CPA 통과 시간차는 대략 0.510[sec]였다. 자동차의 이동 속도는 18[km/h](≈5.00[m/s])이었고, 이때 두 음원 988[Hz]와 800[Hz]의 이론적으로 예측되는 도플러 주파수 편이의 최대치는 각각 14.529[Hz]와 11.765[Hz]이다.

두 음원의 CPA 통과 시간차와 자동차의 이동속도로부터 두 음원간의 상대거리는 2.55[m]로 예측되고, 실제 두 스피커간의 거리와의 추정 오차는 약 31%인 61[cm]로 모의실험 결과와 비교하면 음원의 이동 속도 오차가 약 31%인 6.1[km/h](≈1.69[m/s]) 정도일 때 상대 거리 추정 오차와 같다. 자동차에 설치된 스피커 음원을 이용한 도플러 스캐닝 기법으로 음원의 상대 거리 추정 결과를 <표 4>에서 정리하였다. 실제 실험에서 모의실험보다 높은 추정 오차가 발생된 것은 자동차의 이동속도 오차와 실험에 사용된 기하학적인 스피커의 음원 중심점과 실제 음원 중심점의 차이에 기인한 것으로 판단된다. 그러나 실험 결과로부터 음원의 이동 속도가 주어진다면 도플러 스캐닝 기법으로 동일한 속도로 이동하고 다른 위

치에 있는 다른 특징 주파수 발생 위치의 상대거리를 추정하는 것이 가능함을 확인하였다. 또한 다중 음원의 상대 거리 추정 오차는 음원의 이동 속도 정보의 정확성과 다중경로 등의 실험 환경에 좌우된다고 할 수 있다.

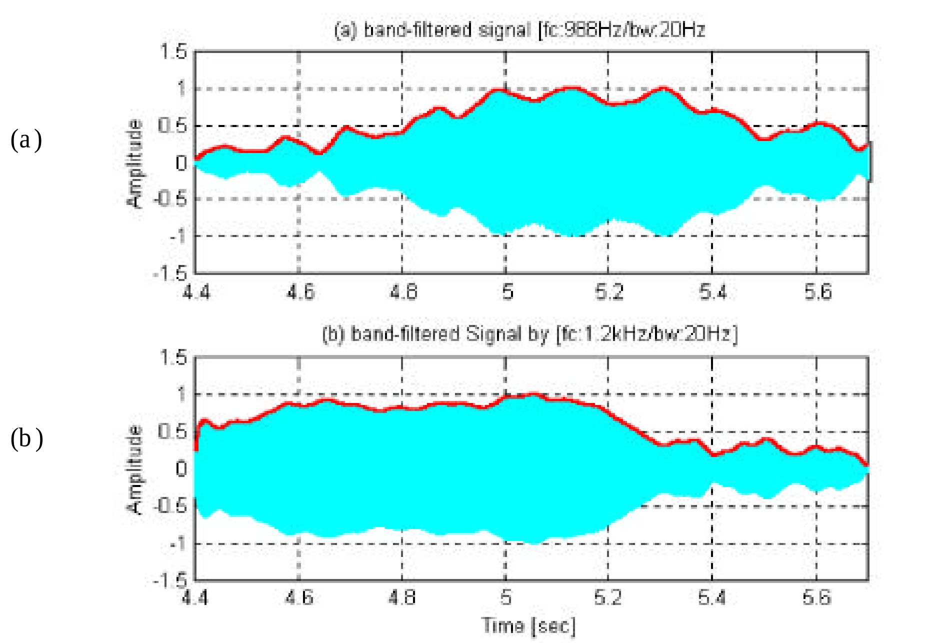


그림 19. 988[Hz]와 1.2[kHz] 음원의 대역 필터된 신호의 진폭 추정 결과, (a) 중심주파수가 988[Hz]이고 대역폭이 20[Hz]인 대역 통과 필터를 거친 후의 신호 파형과 진폭 추정 결과, (b) 중심주파수가 1.20[kHz]이고 대역폭이 20[Hz]인 대역 통과 필터를 거친 후의 신호 파형과 진폭 추정 결과.

Figure 19. Amplitude estimate results of band-limited signal in 988[Hz] and 1.2[kHz], (a) Time waveform after band pass filter with 988[Hz] center frequency and 20[Hz] bandwidth and amplitude estimate, (b)Time waveform after band pass filter with 1.2[kHz] center frequency and 20[Hz] bandwidth and amplitude estimate.

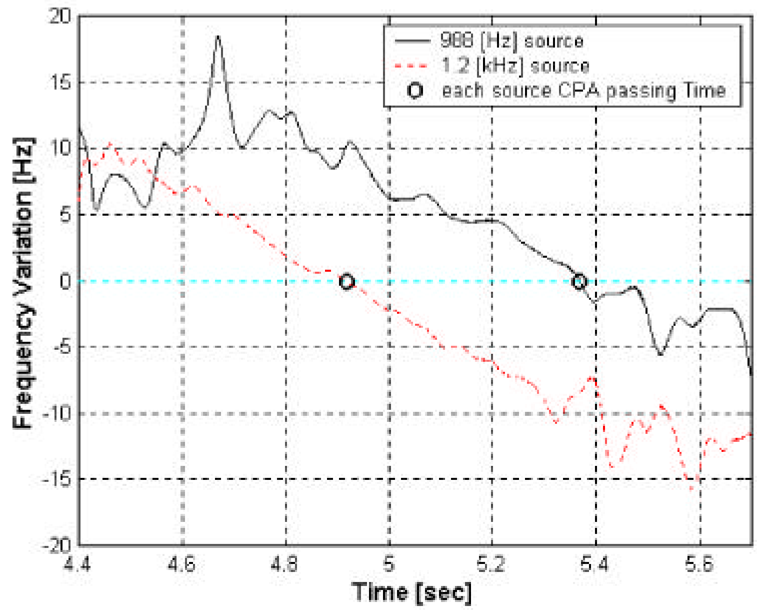


그림 20. 988Hz**와** 1200Hz **신호로부터 추정된 도플러 주파수 편이**.

Figure 20. Estimate results of Doppler frequency shift from 988Hz and 1200Hz signals.

(a)

(b)

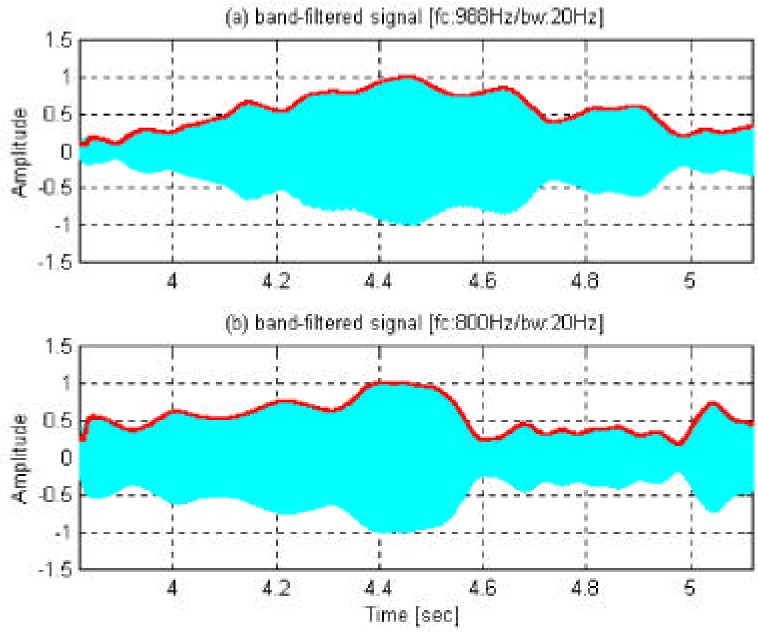


그림 21. 988[Hz]**와** 800[Hz] **음원의 대역 필터된 신호의 진폭 추정 결과**, (a) **중심주파수가** 988[Hz]**이고 대역폭이** 20[Hz]**인 대역 통과 필터를 거친 후의 신호 파형과 진폭 추정 결과**, (b) **중심주파수가** 800[Hz]**이고 대역폭이** 20[Hz]**인 대역 통과 필터를 거친 후의 신호파형과 진폭 추정 결과**.

Figure 21. Amplitude estimate results of band-limited signal in 988[Hz] and 800[Hz], (a) Time waveform after band pass filter with 988[Hz] center frequency and 20[Hz] bandwidth and amplitude estimate, (b)Time waveform after band pass filter with 800[Hz] center frequency and 20[Hz] bandwidth and amplitude estimate.

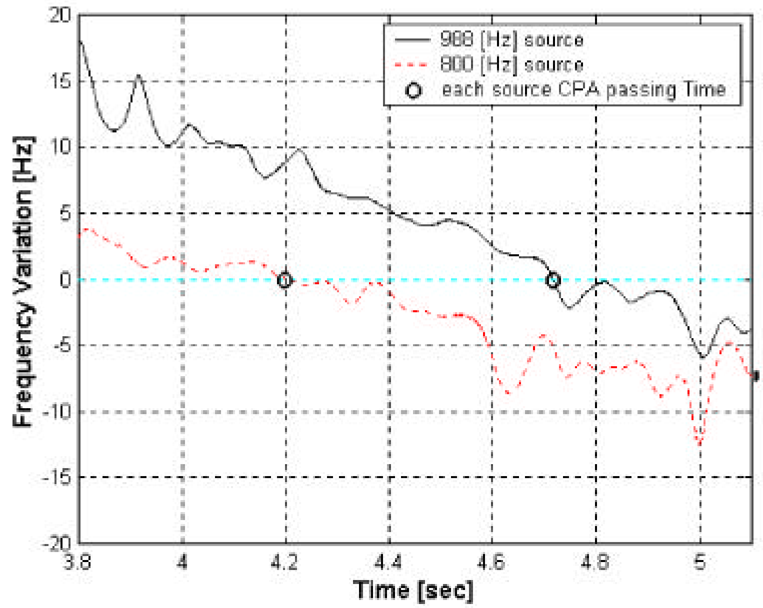


그림 22. 988Hz**와** 800Hz **신호로부터 추정된 도플러 주파수 편이**.

Figure 22. Estimate results of Doppler frequency shift from 988Hz and 800Hz signals.

표 4. **음원의 상대 거리 추정결과**

Table 4. Results of the relative range estimate in the experiment

	실험 1		**실험** 2	
음원 주파수 [Hz]	988	1200	988	800
최대 도플러 주파수 편이 [Hz]	14.529	17.647	14.529	11.765
CPA **통과 시간 추정치** [sec]	5.367	4.914	4.717	4.207
상대 거리 추정치 [m]	0	2.267	0	2.550
상대 거리 추정 오차 [cm]	0	32.7	0	61.0

제 5 장 수중 방사소음 분석

5.1. 선박 방사소음의 특징 주파수 특성

선박 방사소음의 발생은 선박에 탑재된 기계 장치류들에 의해 야기된 선각의 진동과 프로펠러에 의해 야기되는 선각의 진동과 캐비테이션이 그 원인이다. 이동하는 선박인 경우 도플러효과에 의해 방사소음의 특징주파수는 도플러 주파수 편이가 발생하고 고속으로 이동하는 선박인 경우는 프로펠러 축의 부하 변동에 의해 감속기에서 발생되는 특징 주파수 등은 시간에 따라 변동되어 나타난다. 선박의 시변 특징 주파수의 발생원인은 아주 복잡하지만 주로 선박의 이동시 발생되며, 선박의 이동속도와 방향 그리고 해상상태에 관계되는 것으로 알려져 있다[32,43-45].

선박의 이동시 부하 변동을 발생시키는 주요 원인은 파도이며, 파도의 스펙트럼 특성은 선박 방사소음의 특징 주파수의 변동 특성에 관계되는 중요한 인자이다. 식 (109)는 수면의 거칠기에 의해 발생되는 특징 주파수의 도플러 확산 대역폭을 나타낸다.

$$B_w = 2f_w\left(1 + \frac{4\pi f_0 \cos\theta_0}{C}\, h_w\right) \qquad (109)$$

여기서, f_w[Hz]는 파도의 주파수이고 h_w[m]는 파고이고 f_0[Hz]는 음원의 주파수, θ_0는 수면의 입사각이고, C[m/sec]는 음속이다. 파도의 각 주파수와 파고는 식 (110)과 같이 풍속 w[m/sec]의 함수로 정의된다[46].

$$f_w = 2/w \qquad h_w = 0.005w^{5/2} \qquad (110)$$

<표 5>는 음속을 1500[m/sec]로 가정했을 때 식 (109)와 (110)으로 구한 해상상태에 따른 몇 개의 특징 주파수에 대한 최대 도플러 확산 대역폭을 보인다. 풍속은

해상상태가 높을수록 크다[41,45]. 식 (110)에서 풍속이 빠르면 파도의 주파수는 낮아지고 파고는 높아진다. <표 5>에서 보는 바와 같이 최대 도플러 확산 대역폭은 특징 주파수가 높을수록 큰 값을 갖는다. 또한 최대 도플러 확산 대역폭은 특징 주파수가 상대적으로 저주파수일 경우에는 파도 주파수의 영향으로 해상상태가 낮을수록 커지고, 반대로 특징주파수가 상대적으로 고 주파수인 경우에는 파고의 영향으로 해상상태가 높을수록 커진다.

표 5. 해상상태에 따른 몇 개의 특징 주파수에 대한 최대 도플러 확산 대역폭

Table 5. Maximum Doppler fluctuation bandwidth of several characteristic frequencies with respect to sea state.

(단위 : Hz)

Sea State	wave height w [m/sec]	특징 주파수 f_0 [Hz]						
		15	30	60	120	240	480	960
1	2.5720	1.5656	1.5759	1.5967	1.6381	1.7211	1.8869	2.2187
2	4.6296	0.8890	0.9141	0.9641	1.0643	1.2646	1.6651	2.4663
3	6.6872	0.6416	0.6851	0.7720	0.9459	1.2935	1.9889	3.3797
4	8.7448	0.5224	0.5874	0.7174	0.9774	1.4973	2.5372	4.6169
5	10.8024	0.4595	0.5488	0.7272	1.0841	1.7980	3.2257	6.0811
6	12.8600	0.4269	0.5429	0.7747	1.2383	2.1655	4.0200	7.7289
7	14.9176	0.4129	0.5578	0.8474	1.4266	2.5850	4.9020	9.5358

파도에 의해 발생되는 특징 주파수의 도플러 확산 대역폭은 주파수-진폭 추정기의 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$와 관계되는 q_ω를 결정하는 정보로 이용될 수 있다. 이동 선박 방사소음의 특징 주파수의 변동은 파도에 의해 발생되는 도플러 확산 대역폭과 선박의 이동 속도에 의해 결정되는 도플러 주파수 편이의 함수로 결정된다. 따라서 이동 선박 방사소음의 특징 주파수의 시간 변동율에 관계되는 q_ω는 식 (106)에 파도에 의한 도플러 확산 대역폭을 부가하여 식 (111)과 같이 최대 도플러 확산 대역폭 B_w과 최대 도플러 주파수 편이 Δf_d의 함수로 결정한다.

$$q_{\omega} = \lambda_{\omega}\left(\frac{\pi(\Delta f_d + B_w)\,T_s}{2}\right)^2 \qquad (111)$$

여기서, T_s는 샘플링 주기이고 λ_{ω}는 비례상수이다.

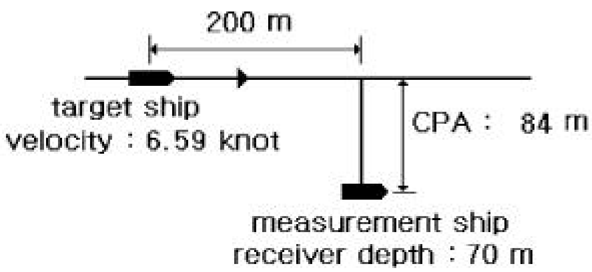
실제 이동 선박의 방사소음의 측정 신호 진폭은 선박과 수중청음기간의 상대거리와 위치에 따라 변화되어 나타난다. 즉 시간에 따라 변동하는 특성을 갖고 변동특성은 측정 환경의 조건과 선박의 이동 속도와 방위에 의해 결정되고 특히 측정신호 진폭은 선박이 CPA를 통과하는 시각 근처에서 크게 변하게 된다.

또한, 해양의 배경잡음은 크게 천해와 심해에 따라 다르게 측정되고 일반적으로 저주파 특성이 큰 것으로 알려져 있다. 주파수-진폭 추정기의 측정 신호에 부가되는 잡음 특성에 관계되는 인자 r은 선박 방사소음 측정 해역의 배경잡음 특성과 전처리 필터로 사용되는 대역 필터의 대역폭에 따라 결정된다.

5.2. 수중 방사소음의 특징 주파수 추정

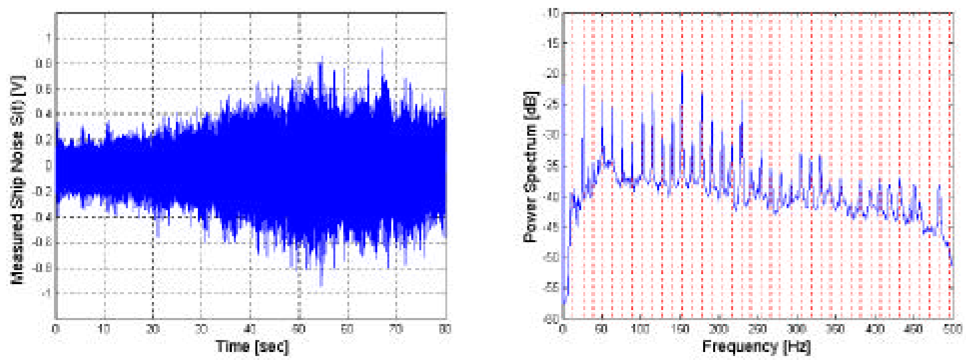
5.2.1. 수중 방사소음의 측정 실험 및 주파수 추정 조건

실제 해양에서 측정된 선박 방사소음 자료로부터 특정 토널을 취하고 주파수와 진폭의 시간 변동 특성을 추정하였다. 분석에 사용된 선박 방사소음은 수심 800[m]의 심해에서 200톤급의 선박이 6.59[knot](=3.3899[m/sec])의 속도로 CPA 거리 84[m]로 깊이 70[m]의 수신기를 통과할 때 측정된 것이다. 그림 23은 측정 실험 모식도를 보이고, 실험 시 풍속은 평균 9[knot] (=4.6296[m/sec]) 정도로 해상상태 2에 해당되는 환경이었다.



림 23. **이동 선박 방사소음 측정 조건**

Figure 23. Measurement Configuration of Moving ship radiated noise



(a) (b)

그림 24. **측정된 선박 방사소음의 시간 파형과 스펙트럼 특성**, (a) **시간 파형**, (b) **스펙트럼 특성**.

Figure 24. Time waveform and spectrum of measured ship radiated noise, (a) Time waveform, (b) Power Spectrum

그림 24**는 측정된 선박 방사소음의 시간 파형과 스펙트럼 특성을 보인다. 측정 신호의 유효 주파수 대역은** 22[Hz]**에서** 500[Hz]**로 대역 통과 필터를 통과한 신호를** 1[kHz]**로 샘플링하여 사용하였다. 선박 방사소음의 기본 주파수** f_0**는 대략**

12.725[Hz]로 그림에서 점선으로 표시된 것과 같이 기본 주파수의 정수 배의 토널 신호들이 발생된다.

이때 기본 주파수에 대한 최대 도플러 주파수 편이는 대략 0.0288[Hz]로 계산되며, 분석에 사용된 최대 토널 주파수인 229[Hz]의 최대 도플러 주파수 편이는 대략 0.5176[Hz]이고 파도에 의한 최대 도플러 확산 대역폭은 1.0552[Hz]로 계산되어 이것을 기초로 확장 칼만 필터의 전처리 대역 통과 필터의 대역폭은 기본 주파수의 0.5배인 대략 6[Hz]를 사용하였다. <표 6>은 사용된 각 토널 주파수에 대한 음원의 이동 속도가 6.59[knot]일 때 최대 도플러 주파수 편이와 풍속이 9[knot](해상상태 2)인 경우 파도에 의해 발생되는 최대 도플러 확산 대역폭을 보인다. 확장 칼만 필터의 주파수 변동 특성을 결정하는 인자 q_ω는 식 (105)를 사용하여 계산하였으며 진폭의 결정 인자 q_a는 식 (101)을 측정 벡터에 부가되는 잡음의 분산을 결정하는 인자 r은 식 (102)를 사용하여 결정하였다. 이때 배경 잡음 준위는 정확히 측정되지는 않았지만 전체적으로 대략 측정신호에 대해 신호대잡음비는 16[dB]정도였다.

또한 선박 방사소음 측정 시 방사소음의 발생 음원인 선박의 각 기관의 진동 신호를 함께 측정하였다. 그림 25는 감속기의 전·후, 추진축 베어링, 선저, 디젤 엔진에서 측정된 진동 신호의 평균 스펙트럼 특성을 보여준다. 측정된 방사소음의 기본 주파수의 정수 배의 토널 신호가 발생됨을 확인할 수 있다. 그림의 오른쪽에 표시되어 있는 숫자는 각각 (1)은 감속기의 전, (2)는 감속기의 후, (3)은 추진축 베어링, (4)는 선저, (5)는 디젤 엔진의 진동 신호에 대한 스펙트럼 특성이며 점선은 기본 주파수의 정수 배를 표시하고 모든 진동 신호들은 기본 주파수의 정수 배의 토널 신호를 발생한다. 그러나 추진축 베어링의 진동 신호는 다른 진동 신호에 비해 152[Hz]에서 낮은 크기로 관찰되며, 감속기의 후에서 측정된 진동 신호는 229[Hz]에서 디젤 엔진을 제외한 다른 진동 신호에 비해 상대적으로 크게 나타나는 등 각 진동 신호들의 토널 특성의 차이가 나타난다. 또한 디젤 엔진의 경우는 모든 토널의 주파수 성분을 갖는다.

표 6. 각 토널 주파수에 대한 이론적 최대 도플러 주파수 편이와 최대 도플러 확산 대역폭 (선박 이동 속도:6.59[knot], 풍속:9[knot])

Table 6. Theoretical maximum Doppler frequency shift and maximum Doppler fluctuation bandwidth with respect to the tonal frequency (ship's velocity: 6.59[knot], wind speed: 9[knot])

Tonal frequency [Hz]	Max. Doppler frequency shift [Hz]	Max. Doppler fluctuation bandwidth [Hz]
25.4500	0.0575	0.9065
63.6250	0.1725	0.9702
114.5250	0.2588	1.0552
152.7000	0.3451	1.1189
178.1500	0.4026	1.1613
229.0500	0.5176	1.2463

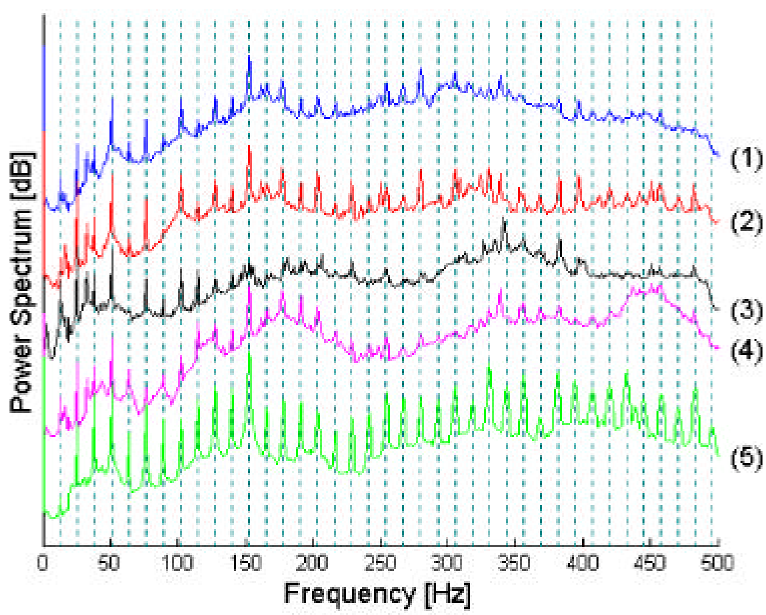


그림 25. 측정 선박의 진동 신호 스펙트럼 특성

Figure 25. Vibration signal Spectrum of ship

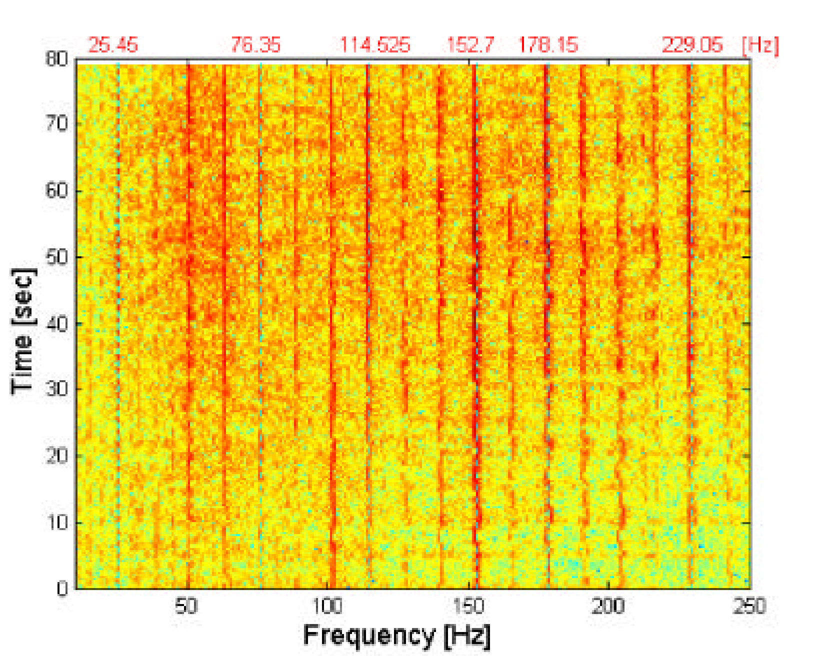


그림 26. **측정 신호의 스펙트로그램** (10[Hz] 250[Hz])

Figure 26. Spectrogram (10[Hz] 250[Hz]) of measurement signal

측정 신호의 각 토널 주파수 중 가장 낮은 도플러 주파수 편이를 갖는 25.5[Hz], **디젤엔진을 제외한 모든 진동 소음이 낮은** 63.6[Hz], **감속기 전·후의 진동 특성보다 추진축 베어링의 진동 특성이 좋은** 114.5[Hz], **추진축 베어링 진동 특성이 가장 낮은** 152.7[Hz]**와** 178.2[Hz] **그리고 감속기 후의 진동 특성이 상대적으로 높은** 229.1[Hz] **토널들을 선택하여 주파수 추정을 수행하였다**. **그림** 26**은 프레임 크기를** 1024, **중복영역을** 758**로 하여 구한** 10[Hz]**에서** 250[Hz]**까지의 측정 방사 소음의 스펙트로그램 특성이다**. **그림**26**에서** 100[Hz] **이상의 토널들은 진동하는 특성을 보이고** 100[Hz]**이하의 토널 들은 거의 일정한 특성을 나타낸다**.

5.2.2. 특징 주파수 추정 결과 및 고찰

선택된 각 토널을 중심주파수로 하고 대역 통과 필터를 거친 후 제안된 주파수-

진폭 추정기로 주파수와 진폭 특성을 추정하였다. 주파수의 추정치는 0.2441[Hz] 정도로 높은 주파수 분해능을 갖도록 프레임 길이를 4096으로 하고 시간 분해능을 높이기 위해 중복영역을 3840으로 하여 계산한 스펙트로그램과 비교하였다. <표 7>은 분석에 사용된 각 토널 주파수에 대한 주파수-진폭 추정기의 입력 인자인 q_ω와 q_a 그리고 r 설정 값을 나타낸다.

표 7. 주파수-진폭 추정기의 입력 인자의 설정 값

Table 7. Input parameter values of frequency-amplitude estimator

Parameter / Freq.[Hz]	q_ω	q_a	r
25.5	1.1561×10^{-10}	3.3268×10^{-2}	128.7443
63.6	7.4856×10^{-10}	2.7169×10^{-2}	94.5505
114.5	2.5377×10^{-9}	2.9505×10^{-2}	97.1585
152.7	4.6612×10^{-9}	2.6575×10^{-2}	105.7026
178.2	6.4803×10^{-9}	2.1706×10^{-2}	66.0003
229.1	1.1162×10^{-8}	2.0465×10^{-2}	57.4111

그림 27 32는 선택된 각 토널에 대한 제안된 주파수-진폭 추정기를 사용하여 토널의 시변 특성과 진폭 특성을 추정한 결과를 보인다.

모든 진동 신호가 크게 발생된 25.5[Hz]의 토널 신호에 대한 스펙트로그램과 주파수 추정 그리고 대역 필터된 신호와 진폭 추정에 대한 결과는 그림 27과 같다. 그림 27의 (a)는 스펙트로그램이며, (b)는 주파수 추정 결과이며, 회색 점선은 토널 주파수를 나타낸다. 분석된 토널 주파수 중 가장 낮은 25.5[Hz]는 도플러 편이가 0.0575[Hz]이고 파도에 의한 주파수 최대 도플러 확산 대역폭은 0.9065[Hz]로 도플러 편이보다 아주 크므로 주파수 추정 결과에서 도플러 편이는 보이지 않으며, 주파수의 진동 특성도 거의 ±0.2[Hz] 정도로 아주 낮다. 그리고 (c)와 (d)는 진폭 추정 결과를 보이며, 그림에서 회색 선은 대역 통과 필터를 거친 신호 파형이고 실선

은 진폭 추정을 나타낸다. (c)에서 신호의 진폭이 최대가 되는 측정 시간은 대략 50초이며, 그때가 선박이 CPA를 통과하는 시각으로 판단되고, 그림 (d)는 선박이 CPA를 통과하는 시각 주변의 신호 진폭 특성과 추정 결과를 보이고 진폭 추정치가 실제 신호 진폭과 잘 일치한다.

그림 28은 디젤 엔진의 진동 신호가 상대적으로 가장 큰 63.6[Hz]의 토널 신호에 대한 스펙트로그램과 주파수 추정 그리고 대역 필터된 신호와 진폭 추정에 대한 결과를 보인다. 이론적 최대 도플러 편이는 0.1725[Hz]이고 파도에 의한 최대 도플러 확산 대역폭은 0.9702[Hz]로 최대 도플러 확산 대역폭이 상대적으로 크다. 25.5[Hz]의 토널과 마찬가지로 주파수 추정 결과에서 도플러 편이는 거의 확인되지 않고 주파수는 시간에 대해 ±0.5[Hz] 정도로 진동하는 특성을 보인다. (c)와 (d)는 진폭 추정 결과를 보이며 (c)에서 보는 바와 같이 25.5[Hz] 신호의 경우에 비해 선박의 CPA 통과시의 신호 크기가 낮다. 이것은 감속기 전·후와 추진축 베어링 진동 신호가 모두 낮은 이유로 판단된다. 그림 (d)에서 보이는 바와 같이 선박이 CPA 통과 시간 전·후의 신호 진폭과 추정치는 25.5[Hz]인 경우에 비해 다소 부정확하게 추정되는 부분이 보이고 이것은 63.6[Hz] 토널의 신호 진폭이 상대적으로 낮아 추정기의 성능이 떨어진 것으로 사료된다.

추진축 베어링의 진동 신호가 감속기 전·후의 진동 신호보다 상대적으로 큰 114.5[Hz]의 토널 신호에 대한 스펙트로그램과 주파수 추정 그리고 대역 필터된 신호와 진폭 추정에 대한 결과는 그림 29와 같다. 이론적 최대 도플러 편이는 0.2588[Hz] 미만이고 파도에 의한 최대 도플러 확산 대역폭은 1.0552[Hz]로 최대 도플러 편이보다 4배정도 크다. 낮은 주파수의 토널들과 달리 주파수 추정결과에서 중심 주파수가 시간 경과에 따라 낮아지는 특성으로부터 도플러 편이가 어느 정도 확인은 되지만 시변 주파수 진동 특성도 거의 ±1[Hz] 정도로 커서 도플러 편이의 변화 특성으로부터 CPA 통과 시각을 예측하기는 어렵다. (c)와 (d)는 진폭 추정 결과를 보이며, 114.5[Hz] 토널은 높은 에너지로 측정되어 전 시간에 걸쳐 진폭의 추정이 실제 신호 진폭 특성과 잘 일치함이 확인된다.

그림 30은 모든 진동 신호가 크게 나타난 152.7[Hz]의 토널에 대한 스펙트로그램과 주파수 추정 그리고 대역 필터된 신호와 진폭 추정에 대한 결과를 보인다. 이론

적 최대 도플러 편이는 0.3451[Hz]이고 파도에 의한 최대 도플러 확산 대역폭은 1.1189[Hz]로 최대 도플러 편이보다 3배 정도로 높다. 114.5[Hz]의 토널에 대한 주파수 추정과 유사하게 주파수 추정결과에서 도플러 편이가 어느 정도 확인은 되지만 시변 주파수 진동 특성도 거의 ±1[Hz] 이상 커서 도플러 편이의 변화 특성으로부터 CPA 통과 시각을 예측하기는 여전히 어렵다. (c)와 (d)는 진폭 추정 결과를 보이며, 전 시간에 걸쳐 진폭의 추정이 실제 신호 진폭 특성과 잘 일치한다.

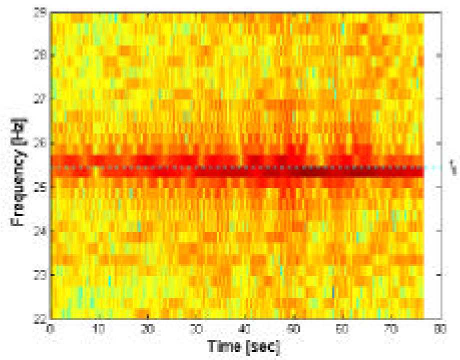
추진축 베어링의 진동 신호가 감속기 전·후의 진동 신호보다 낮게 나타난 178.2[Hz]의 토널에 대한 스펙트로그램과 주파수 추정 그리고 대역 필터된 신호와 진폭 추정에 대한 결과는 그림 31에서 보인다. 이론적 최대 도플러 편이는 0.4026[Hz]이고 파도에 의한 최대 변도 대역폭은 1.1613[Hz]로 최대 도플러 편이의 3배 정도이다. 주파수 추정결과에서 도플러 편이 특성이 확인되지만 시변 주파수 진동 특성이 거의 ±2[Hz]로 높게 나타났다. (c)와 (d)는 진폭 추정 결과를 보이며, 전 시간에서는 측정 신호의 진폭이 다른 토널들에 비해 상대적으로 낮게 측정되었으나 진폭의 추정이 실제 신호 진폭 특성과 잘 일치함이 확인된다.

그림 32는 감속기 후의 진동 신호가 감속기 전의 진동신호보다 높게 나타난 229.1[Hz]의 토널에 대한 스펙트로그램과 주파수 추정 그리고 대역 필터된 신호와 진폭 추정에 대한 결과를 보인다. 이론적 최대 도플러 편이는 대략 0.5176[Hz]이고 파도에 의한 최대 도플러 확산 대역폭은 1.2463[Hz]로 최대 도플러 편이의 2배 보다 약간 크다. 분석 토널 중에서 최대 도플러 편이와 파도에 의한 최대 도플러 확산 대역폭의 차이가 가장 낮고 주파수 추정결과에서도 도플러 편이가 가장 눈에 띄게 나타났으며, 시변 주파수 진동 특성도 거의 ±1[Hz]로 추정되었으나 여전히 도플러 편이의 변화 특성으로부터 CPA 통과 시각을 예측하기는 어렵다. 이것은 선박의 이동 속도가 상대적으로 너무 느리기 때문에 도플러 스캐닝 기법을 적용하는데는 어려움이 따른다. 또한 주파수 추정결과가 진동 측정 신호로부터 예측된 토널 주파수보다 더 낮은 주파수로 추정되어 실제 토널 주파수는 229.1[Hz]보다 약 0.5[Hz] 정도 낮은 것으로 판단된다. (c)와 (d)는 진폭 추정 결과를 보이며, 30초 이하의 측정 시간에서는 측정 신호의 진폭이 다른 토널들에 비해 상대적으로 낮게 측정되어 진폭 추정의 성능이 저하되었으나 30초 이후에는 실제 신호 진폭 특성과

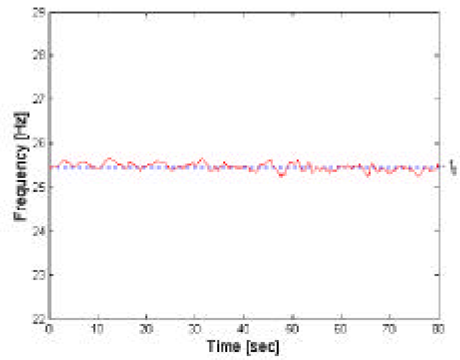
진폭 추정치는 잘 일치된다.

<표 8>은 분석에 사용된 각 주파수 토널 신호들에 대한 주파수 추정 결과의 표준편차 $\sigma_n = \sqrt{<(\hat{f}_n(k) - f_n(k))^2>}$과 최대 편이 $f_n^{max} = \max[|f_n(k) - \hat{f}_n(k)|]$를 보이고, <표 6>의 결과와 비교하면 표준편차는 이론적 최대 도플러 주파수 편이량과 비슷하며, 최대 편이는 최대 도플러 확산 대역폭과 유사한 값을 갖는다. 이상의 결과로 제안된 확장 칼만 필터 주파수-진폭 추정기를 적용하여 이동 선박 방사소음의 특징 주파수의 시변 특성 추정이 가능함을 확인하였다. 이동 선박 방사소음의 특징 주파수의 분석은 수동 소나의 성능 향상을 위한 시스템 개발에 이용될 수 있으며, 토널 특성 해석 연구의 도구로 활용될 수 있을 것이다.

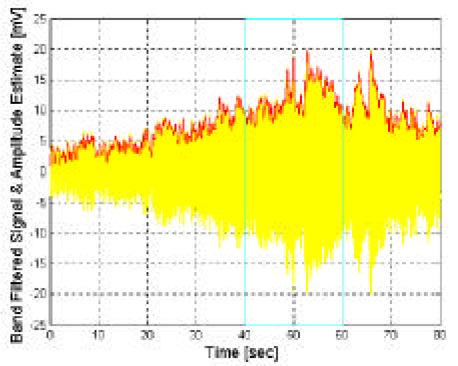
선박의 이동 속도가 상대적으로 저속이므로 각 토널 주파수의 추정 결과로부터 도플러 편이가 0이 되는 시각을 예측한다는 것은 어렵다. 그러나 주파수 추정 결과를 MA(Moving Average) 방법 등을 이용한 후처리 과정을 거치면, CPA 통과 전후에서 도플러 주파수 편이의 변화 특성을 어느 정도 관측할 수 있고 따라서 도플러 스캐닝 기법을 적용할 수 있을 것으로도 기대된다. 그림 33은 각 토널의 주파수 추정 결과에 MA 방법을 이용한 후처리 과정을 거친 후의 결과를 보여준다. 그림에서 가로의 점선은 측정 선박 방사소음의 기본 주파수의 정수 배인 토널 주파수를 의미하고 세로의 점선은 진폭이 최대가 되는 시점으로 대략적인 CPA 통과 시각으로 간주한다. 229.1[Hz]의 토널에 대해서는 주파수 추정치가 토널 주파수와 일치하는 시각은 대략 30초 전·후로 큰 차이를 보인다. 실제 실험 시 CPA 통과 시각을 측정하지 않아 정확한 분석은 어렵지만 각 토널의 주파수 추정 결과에 MA 후처리 과정을 거치면 어느 정도 도플러 주파수 편이의 변화 특성을 관측할 수 있는 것으로 판단된다.



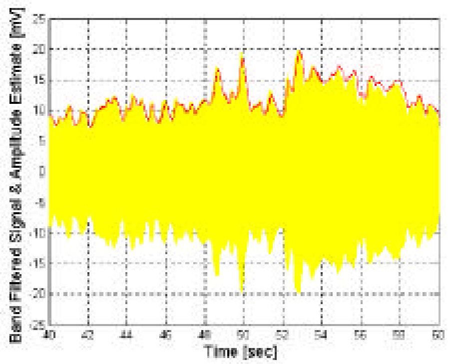
(a)



(b)



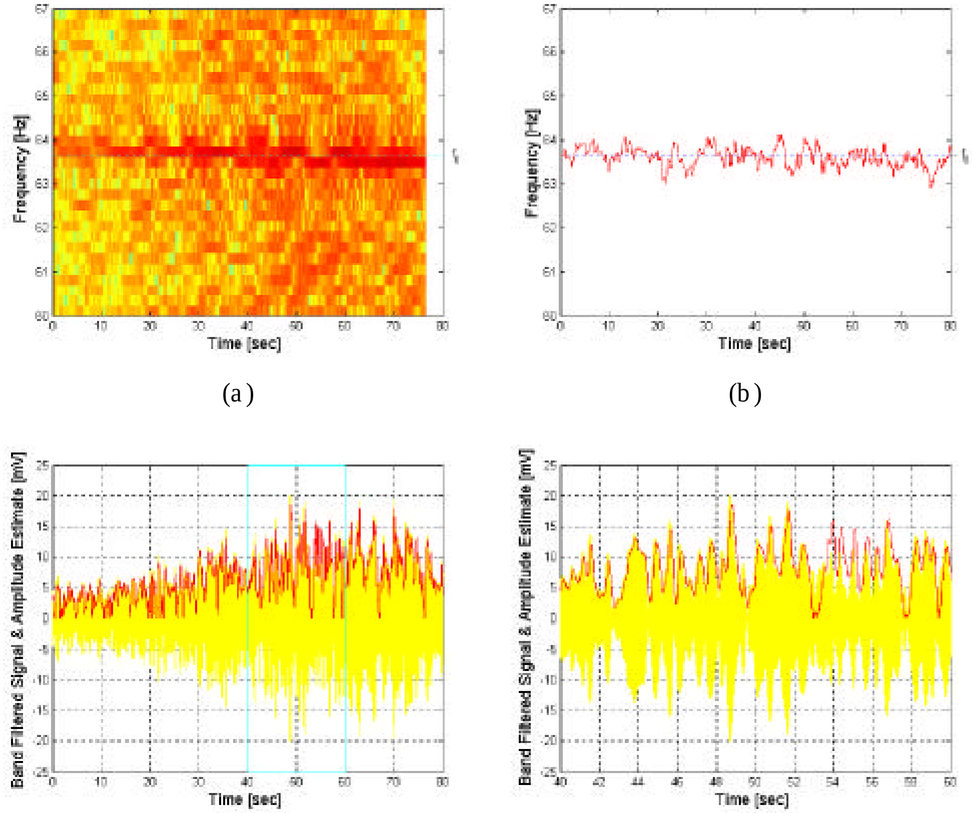
(c)



(d)

그림 27. **주파수가** 25.5[Hz]**인 토널 신호에 대한 주파수와 진폭 추정 결과**, (a)**스펙트로그램**, (b)**주파수 추정 결과**, (c)**진폭 추정 결과**(0-80**초**), (d)**진폭 추정 결과**(40-60**초**).

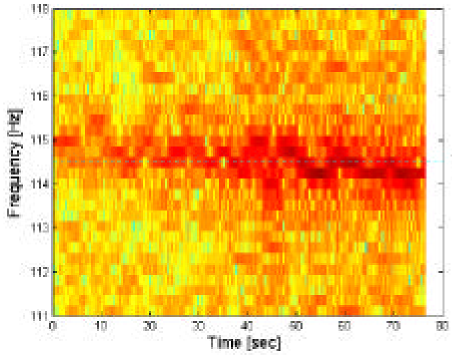
Figure 27. Frequency and amplitude estimate results of tonal signal with 25.5[Hz] frequency, (a)Spectrogram, (b)Frequency estimate results, (c) Amplitude Estimate result(0-80 second), (d) Amplitude Estimate result (40-60 second).



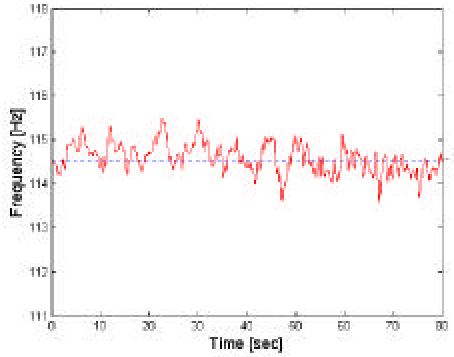
(a) (b) (c) (d)

그림 28. **주파수가** 63.6[Hz]**인 토널 신호에 대한 주파수와 진폭 추정 결과**, (a)**스펙트로그램**, (b)**주파수 추정 결과**, (c)**진폭 추정 결과**(0-80**초**), (d)**진폭 추정 결과**(40-60**초**).

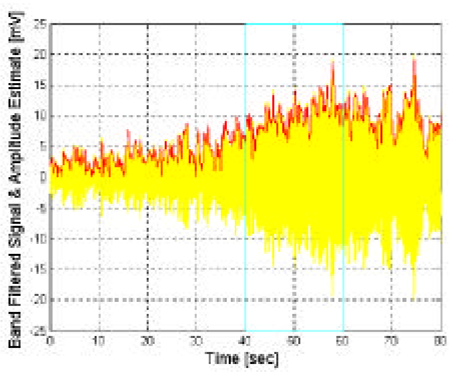
Figure 28. Frequency and amplitude estimate results of tonal signal with 63.6[Hz] frequency, (a)Spectrogram, (b)Frequency estimate results, (c) Amplitude Estimate result(0-80 second), (d) Amplitude Estimate result (40-60 second).



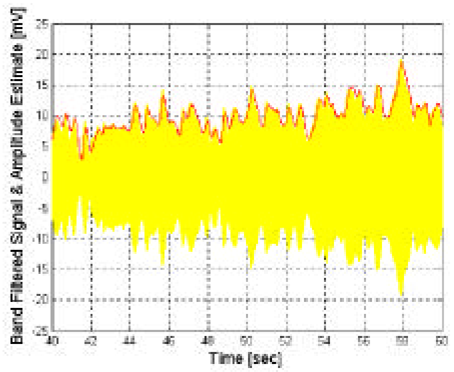
(a)



(b)



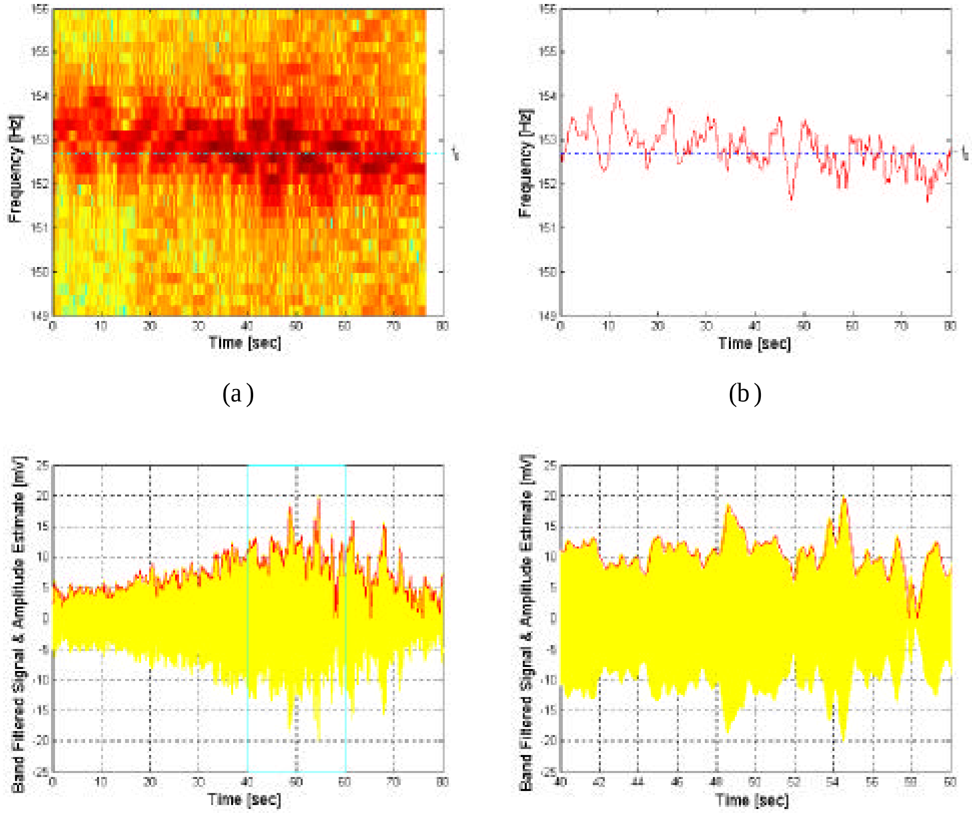
(c)



(d)

±χ림 29. **주파수가** 114.5[Hz]**인 토널 신호에 대한 주파수와 진폭 추정 결과**, (a)**스펙트로그램**, (b)**주파수 추정 결과**, (c)**진폭 추정 결과**(0-80**초**), (d)**진폭 추정 결과**(40-60**초**).

Figure 29. Frequency and amplitude estimate results of tonal signal with 114.5[Hz] frequency, (a)Spectrogram, (b)Frequency estimate results, (c) Amplitude Estimate result(0-80 second), (d) Amplitude Estimate result (40-60 second).

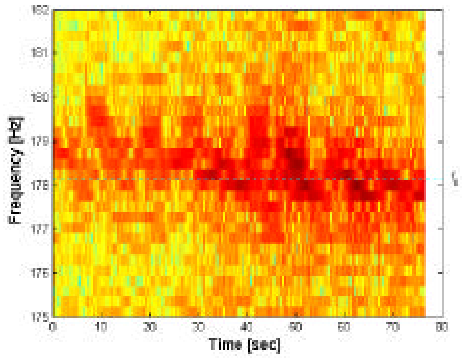


(a) (b)

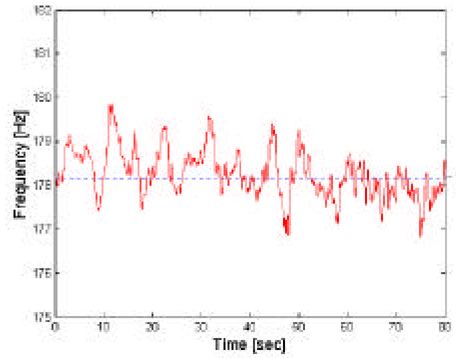
(c) (d)

그림 30. **주파수가** 152.7[Hz]**인 토널 신호에 대한 주파수와 진폭 추정 결과**, (a)**스펙트로그램**, (b)**주파수 추정 결과**, (c)**진폭 추정 결과**(0-80**초**), (d)**진폭 추정 결과**(40-60**초**).

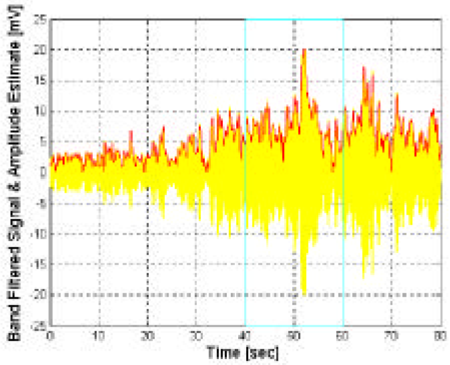
Figure 30. Frequency and amplitude estimate results of tonal signal with 152.7[Hz] frequency, (a)Spectrogram, (b)Frequency estimate results, (c) Amplitude Estimate result(0-80 second), (d) Amplitude Estimate result (40-60 second).



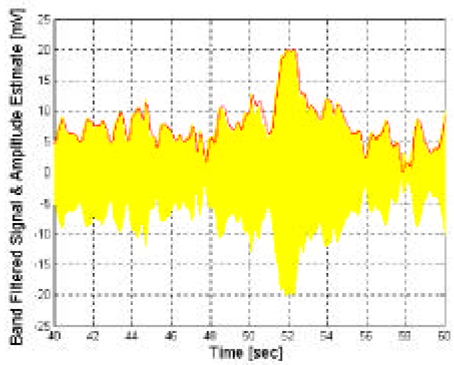
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 31. **주파수가** 178.2[Hz]**인 토널 신호에 대한 주파수와 진폭 추정 결과**, (a)**스펙트로그램**, (b)**주파수 추정 결과**, (c)**진폭 추정 결과**(0-80**초**), (d)**진폭 추정 결과**(40-60**초**).

Figure 31. Frequency and amplitude estimate results of tonal signal with 178.2[Hz] frequency, (a)Spectrogram, (b)Frequency estimate results, (c) Amplitude Estimate result(0-80 second), (d) Amplitude Estimate result (40-60 second).

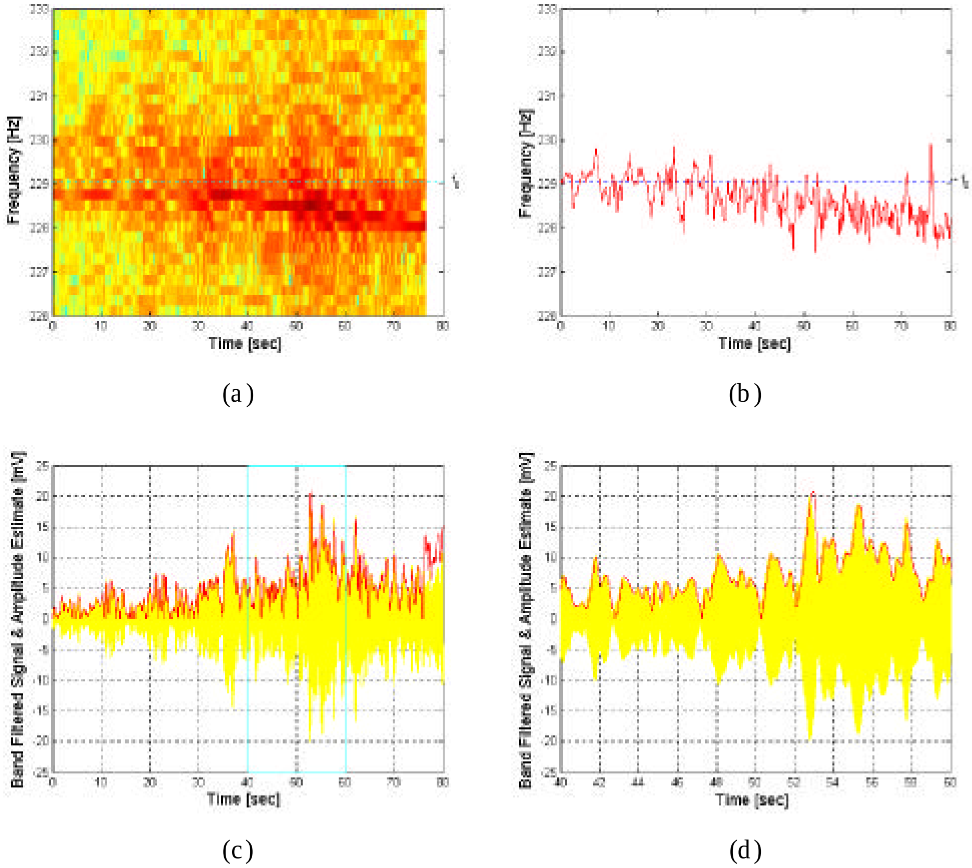


그림 32. **주파수가** 229.1[Hz]**인 토널 신호에 대한 주파수와 진폭 추정 결과**, (a)**스펙트로그램**, (b)**주파수 추정 결과**, (c)**진폭 추정 결과**(0-80**초**), (d)**진폭 추정 결과**(40-60**초**).

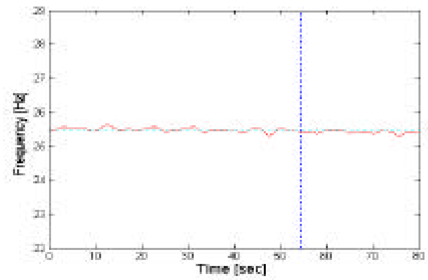
Figure 32. Frequency and amplitude estimate results of tonal signal with 229.1[Hz] frequency, (a)Spectrogram, (b)Frequency estimate results, (c) Amplitude Estimate result(0-80 second), (d) Amplitude Estimate result (40-60 second).

표 8. **주파수 추정의 표준편차와 최대 편이**

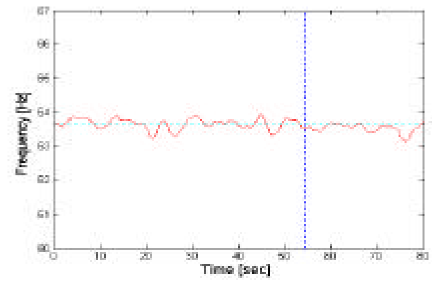
Table 8. Standard deviation and maximum shift of the frequency estimates

(**단위** : Hz)

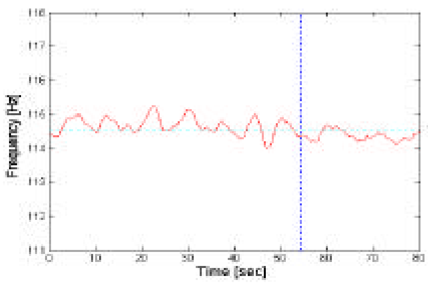
Tonal Frequency f_n	Standard deviation σ_n	Maximum shift f_n^{max}
25.4500	0.0776	0.2169
63.6250	0.2147	0.7096
114.5250	0.3231	0.9808
152.7000	0.4474	1.3613
178.1500	0.5280	1.7007
229.0500	0.4401	1.5995



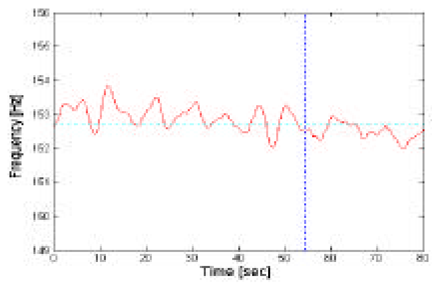
(a)



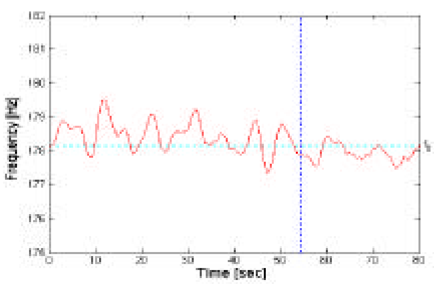
(b)



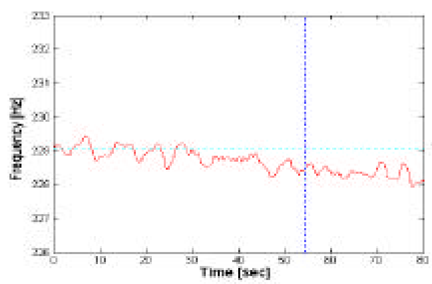
(c)



(d)



(e)



(f)

그림 33. **각 토널의 주파수 추정 결과의** Moving Average **결과**, (a) 25.5[Hz] **토널**. (b) 63.6[Hz] **토널**, (c) 114.5[Hz] **토널**, (d) 152.7[Hz] **토널**, (e) 178.2[Hz] **토널**, (f) 229.1[Hz] **토널**.

Figure 33. Moving Average results of each tonal frequency estimate, (a) 25.5[Hz] tonal, (b) 63.6[Hz] tonal, (c) 114.5[Hz] tonal, (d) 152.7[Hz] tonal, (e) 178.2[Hz] tonal, (f) 229.1[Hz] tonal.

제 6 장 결 론

본 논문은 잡음 환경에서 측정된 주파수 변조 및 진폭 변조된 신호의 주파수와 진폭의 시변 특성을 추정하는 연구 내용이다. 주파수와 진폭 추정을 독립적으로 시행하는 기존의 방법과는 달리 주파수와 진폭을 동시에 추정하는 확장 칼만 필터를 설계하여 추정 정확도를 향상시켰다. 제안한 방법은 특히 시간에 따른 진폭의 변동이 빠르거나 큰 경우에 시변 진폭에 의한 시변 주파수의 추정 성능 저하를 방지하여 주파수 추정 성능을 개선한다. 시변 진폭 특성이 크고 빠른 측정 환경을 설정하여 주파수와 진폭의 추정 성능을 모의 실험으로 기존의 결과 들과 비교 · 검증하였다.

확장 칼만 필터를 이용한 제안한 주파수-진폭 추정기의 안정도는 입력 인자들의 적절한 선택에 의존되며, 추정기가 안정하기 위해서는 추정기의 입력 인자인 $\boldsymbol{Q}(k)$의 각 성분 값은 실제 상태 벡터의 주파수 성분에 부가되는 잡음 분산 q_ω과 측정 벡터의 부가 잡음 분산 q_a의 일정 범위 내에서 결정되어야 하고 $\boldsymbol{R}(k)$는 측정 신호에 부가되는 잡음 분산 r의 값에 의해 결정된다. 따라서 $\{q_\omega, q_a, r\}$은 추정기의 성능을 결정하는 중요한 요소이다. 모의실험 결과에서 q_ω는 시변 정규화 각 주파수의 분산을 기준으로 32[dB], q_a는 시변 진폭의 분산을 기준으로 28[dB] 정도의 비례관계가 있는 것으로 분석되었고 r은 신호대잡음비에 의해 결정된다.

제안된 주파수-진폭 추정기의 주파수와 진폭의 추정 성능은 신호대잡음비에 비례한다. 신호대잡음비가 0[dB]일 때 주파수 추정 정규화 역 오차 공분산은 대략 12[dB]이었고 신호대잡음비가 30[dB]로 높은 경우에는 대략 20[dB] 정도이다. 이것은 1[Hz] 표준 편차를 갖는 시변 주파수에 대해 추정 오차는 신호대잡음비가 0[dB]와 30[dB]일 때 각각 약 0.25[Hz]와 0.1[Hz]의 표준 편차에 대응된다. 따라서 신호대잡음비가 0[dB]보다 큰 경우에 제안된 주파수-진폭 추정기는 1[Hz]의 표준 편차를 갖는 시변 주파수에 대해 최대 0.3[Hz] 이하의 추정 오차를 갖는 것으로 기대된다.

제안된 주파수-진폭 추정기를 도플러 스캐닝 기법에 적용하여 동일 속도로 이동하는 두 개 이상의 다른 주파수를 갖는 다중 음원간의 상대 위치 추정이 가능함을

모의실험과 실제 이동 스피커 음원 실험으로 확인하였다. 제안된 추정기를 도플러 스캐닝 기법에 적용할 때 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$의 q_ω에 관계되는 성분 값은 최대 주파수 편이의 함수, 즉 음원의 이동 속도 음원 주파수와 음속의 함수로 결정될 수 있으며, q_a에 관계되는 성분은 대역 필터된 신호의 진폭 특성의 분산과 관계된 값, r과 관계되는 $\boldsymbol{R}(k)$는 배경잡음과 사용된 대역 필터의 대역폭의 함수로 결정된다.

또한 제안된 주파수-진폭 추정기를 이용하여 실제 해양에서 측정된 이동 선박 방사소음으로부터 각 특징 주파수의 시변 특성을 추정하였다. 추정 결과를 스펙트로그램과 비교하면 진폭의 시간 변동 특성이 높은 환경에서 상대적으로 높은 주파수와 시간 분해능을 동시에 얻을 수 있음을 확인하였다. 이동 선박 방사소음의 특징 주파수의 시변 특성은 해면 반사에 의한 도플러 대역확산, 선박의 이동에 의한 도플러효과뿐만 아니라, 파도와 해류 등에 의한 프로펠러의 부하변동으로 감속기에서 발생하기도 한다. 이러한 선박의 탑재 기계류의 특징 주파수의 부하변동에 의한 시변 특성은 도플러효과를 제외하면 파도의 영향이 지배적이다. 풍속과 특징 주파수에 의해 결정되는 최대 도플러 확산 대역폭 B_w은 최대 도플러 주파수 편이 Δf_d와 함께 제안된 주파수-진폭 추정기의 입력 인자 $\boldsymbol{Q}(k)$의 성분 q_ω를 결정하는 정보로 이용된다.

결론적으로 제안된 주파수-진폭 추정기는 도플러 스캐닝 기법과 수중 선박 방사소음의 불안정 특징 주파수 추정 등에 이용될 수 있을 뿐만 아니라 배열신호처리에서 도플러의 주파수 편이의 보상, 음성 신호처리에서 시변 피치나 포만트 포락선 검출, 파워 시스템의 전원 주파수 분석 그리고 디지털 통신분야의 등화기 등으로 이용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

[1] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory* (PTR Prentice-Hall 1993).

[2] M. S. Grewal and A. P. Andrews, *Kalman Filtering -Theory and Practice Using MATLAB* (John Wiley & Sons., 2001).

[3] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, *Optimal Filtering* (prentice-Hall, 1979), Chap. 8, 193-205.

[4] P. G. Brown and P. Y. C. Hwang, *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering* (John Wiley & Sons., 1997).

[5] S. Aguirre and S. Hinedi, "Two Novel Automatic Frequency Tracking Loops", *IEEE trans. on aerospace and electronic systems*, **25**(5), 749-760, 1989.

[6] A. Makarov, "Discrete Frequency Tracking in Nonstationary Signals Using Joint Order Statistics Technique", *TFTS '96*, 441-444.

[7] D. R. Polk and S. C. Gupta, "Quasi-Optimum Digital Phase- Locked Loops", *IEEE trans. on comm.*, Jan., 75-82, 1973.

[8] S. Nishimura and H.Y. Jiang, "Gradient-Based Complex Adaptive IIR Notch Filters for Frequency Estimation", *Proceedings of IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems '96*, 235-237.

[9] G. Li, "A Stable and Efficient Adaptive Notch Filter for Direct Frequency Estimation", *IEEE trans. on signal processing*, **45**(8), 2001-2009, 1997.

[10] N. Kudoh and Y. Tadokoro, "Adaptive IIR Notch Filter by Frequency Estimation for Notch Fourier Transform", *Proceedings of ICSP '98*, 490-493

[11] M. Karan, R. C. Williamson, and B. D. O. Anderson, "Performance of the Maximum Likelihood Constant Frequency Estimator for Frequency Tracking", *IEEE trans. on signal processing*, **42**(10), 2749-2757, 1994.

[12] S. Saha and S.M. Kay, "Maximum Likelihood Parameter Estimation of

Superimposed Chirps Using Monte Carlo Importance Sampling", *IEEE trans. on signal processing*, 50(2), 224-230, 2002.

[13] S. R. Dooley and A. K. Nandi, "Fast frequency estimation and tracking using Lagrange interpolation," *Electronics letters*, **34**(20), 1908-1910, 1998.

[14] D. Morel and C. Jauffret, ""Unstable spectral line tracking from time samples," *UDT 95 Proceedings*, 330-333.

[15] **이성은 외3명 "확장 칼만 필터를 이용한 수중 표적의 불안정 주파수선 추출 기법"**, ***한국음향학회지***, **15**(6), 104-109, 1996.

[16] B. F. La Scala and R. R. Bitmead, "Design of an Extended Kalman Filter Frequency Tracker," *IEEE trans. on signal processing*, **44**(3), 739-742, 1996.

[17] B. F. La Scala, R.R. Bitmead, and B.G. Quim, "An Extended Kalman Filter Frequency Tracker for High-Noise Environments," *IEEE trans. on signal processing*, **44**(2), 431-434, 1996.

[18] S. Lu and P. C. Doerschuk, "Nonlinear Modeling and Processing of Speech Based on Sums of AM-FM Formant Models", *IEEE trans. on signal processing*, **44**(4), 773-782, 1996.

[19] K. Y. Lee and S. Jung, Time-Domain Approach Using Multiple Kalman Filters and EM Algorithm to Speech Enhancement with Nonstationary Noise", *IEEE trans. on speech and audio processing*, **8**(3), 282-291, 2000.

[20] W. Pai and P. C. Doerschuk, "Statistical AM-FM Models, Extended Kalman Filter Demodulation, Cramér-Rao Bounds, and Speech Analysis", *IEEE trans. on signal processing*, **48**(8), 2300-2313, 2000.

[21] L. Jetto and S. Longhi, "Development and Experimental Validation of an Adaptive Extended Kalman Filter for the Localization of Mobile Robots", *IEEE trans on robotics and automation*, **15**(2), 219-229, 1999.

[22] S. Challa and F.A.Faruqi, "Non-linear System/Linear Measurements Approach to Passive Position Location using Extended Kalman Filtering", *IEEE TENCON-Digital Signal Processing Applications*, 1996.

[23] D.D. Gobbo, M. Napolitano, P. Famouri, and M. Innocenti, "Experimental Application of Extended Kalman Filtering for Sensor Validation", *IEEE trans. on control systems technology*, **9**(2), 376-380, 2001.

[24] E. Sviestins and T. Wigren, "Nonlinear Techniques for Mode C Climb/Descent Rate Estimation in ATC Systems", *IEEE trans. on control systems technology*, **9**(1), 163-174, 2001.

[25] P. J. Kootsookos and J. M. Spanjaard, "An Extended Kalman Filter for Demodulation of Polynomial Phase Signals", *IEEE signal processing letters*, **5**(3), 69-70, 1998.

[26] J. Yin, V. L. Syrmos and D. Y. Y. Yun, "System Identification using the Extended Kalman Filter with Applications to Medical Imaging", *Proceedings of the American Control Conf. 2000*, 2957-2961.

[27] K. Rief, S. Cünther, and E. Yaz, "Stochastic Stability of the Discrete-Time Extended Kalman Filter", *IEEE trans. on automatic control*, **44**(4), 714-728, 1999.

[28] B.F. La Scala, R.R. Bitmead, and M.R. James, "Conditions for Stability of the Extended Kalman Filter and Their Application to the Frequency Tracking Problem", *Math. Control signal systems*, **8**(1), 1-26, 1995.

[29] S. Bittanti and S. M. Savaresi, "On the Parameterization and Design of an Extended Kalman Filter Frequency Tracker", *IEEE trans. on automatic control*, **45**(9), 1718-1724, 2000.

[30] **윤종락**, **노용주**, **박지현**, "**해양음향환경에 의한 방사소음 특성의 변이**", ***수중음향특화연구센터 학술발표대회***, 193-200, 2000.

[31] R. O. Nielsen, *Sonar Signal Processing* (Artech House, 1991), Chap. 6, 231-258.

[32] M.K. Ochi, *Ocean Waves : The Stochastic Approach* (Cambridge university press, 1998)

[33] **노용주**, **윤종락**, "**불안정 특징주파수 추적기법**", ***제3회 해상무기체제 발전세미***

나, 222-227, 2000.

[34] J.R. Yoon, Y.J. Rho and G.Y. Son, "Unstable Acoustic Signature Generation Mechanism of Ship Radiated Noise and its Effective Analysis Technique", *Proceedings of 7th WESTPRAC*, 1117-1120, 2000.

[35] J. R. Yoon and Y. J. Ro, "Effective Detection Method of Unstable Acoustic signature generated from ship radiated noise," *Journal of the acoustical society of korea*, **20**(1E), 25-30, 2001.

[36] **윤종락**, **노용주**, "**특징주파수의 시간적 변동특성의 효과적인 분석기술**", ***한국음향학회 추계 학술발표대회***, 269-272, 2000.

[37] J.R. Yoon and Y.J. Ro, "Effective analysis technique of unstable acoustic signature from ship radiated noise", *141st Meeting Acoustical Society of America*, 2296-2297, 2001.

[38] **윤종락**, **노용주**, "**이동음원의 특징주파수와 시간적 변동특성 분석기법**", ***한국음향학회 하계 학술발표대회***, 389-392, 2001.

[39] **노용주**, **윤종락**, **전재진** "**확장 칼만 필터 주파수-진폭 추적기 설계**", ***한국음향학회지***, **21**(3), 256-263, 2002.

[40] G. Zhou, and G.B. Giannakis, "Harmonics in Gaussian Multiplicative and Additive Noise: Cramér-Rao Bounds", *IEEE trans. on signal processing*, **43**(5), 1217-1231, 1995.

[41] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, and J. V. Sanders, *Fundamentals of Acoustics* (John Wiley & Sons, 1982), Chap. 15, 415-417.

[42] K. S. Shanmugan and A. M. Breipohl, *Random Signal: Detection, Estimation and Data Analysis* (John Wiley & Sons, 1988).

[43] P. T. Arveson, "Radiated noise characteristics of a modern cargo ship", *J. Acoust. Soc. Am.*, **107**(1), 118-129, 2000.

[44] **노용주**, **전재진**, **이필호**, **윤종락**, "**실선 계측을 통한 선박방사소음의 지향특성 예측**", ***한국음향학회 하계 학술발표대회***, 202-208, 1999.

[45] R. W. B. Stephens, *Underwater Acoustics* (John Wiley & Sons, 1970),

Chap. 4, 91-127.

[46] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry", *IEEE oceanic engineering*, **25**(1), 4-27, 2000.

[47] K. Rief and R. Unbehauen, "The Extended Kalman Filter as an Exponential Observer for Nonlinear System", *IEEE trans. signal processing*, **47**(8), 2324-2328, 1999.

[48] **노용주**, **윤종락**, **전재진**, “**도플러 스캐닝 기법을 이용한 이동 음원의 위치추적**”, ***한국음향학회지***, 2002.(**계제 예정**)

감사의 글

이 논문을 완성하기까지 많은 분들의 도움과 격려가 있었습니다. 지면을 빌어 그 분들의 고마움을 조금이나마 전하고자 합니다. 먼저 지금까지 많은 질책과 아낌없는 조언으로 지도해 주신 윤종락 교수님께 깊이 머리 숙여 감사 드립니다. 좋은 논문이 되도록 세심한 배려와 지적을 해주신 정신일 교수님, 김석태 교수님, 하덕호 교수님 그리고 전재진 박사님께도 깊이 감사 드립니다. 또한 학부와 대학원 석・박사 과정을 마치는 동안 저에 대해 관심을 가져 주시고 전공의 기초적 지식을 쌓을 수 있도록 도와주신 김천덕 교수님, 장주석 교수님, 김성운 교수님, 정연호 교수님께도 감사 드립니다.

아울러 연구 과정동안 협조를 아끼지 않았던 이필호 선생님, 여태홍 선생님, 박규칠 선배, 백승관 선배, 임춘단, 박지현, 김용현, 김미은, 남지혜, 임하연, 정소라 들에게 고마움을 전합니다.

끝으로 항상 저를 믿어 주시고 힘이 되어 주신 아버님, 어머님, 큰 형님 내외분, 작은 형님 내외분과 동생에게 이 영광을 돌리고자 합니다. 그리고 지금까지의 저를 있도록 도와 주셨던 그 외 많은 분들과 이 기쁨을 나누고자 합니다. 감사합니다.

2002년 8월

노 용 주