

# 서브밴드 백색화 필터를 이용한 부공간 잡음 제거

## Subspace Speech Enhancement Using Subband Whitening Filter

김 종 욱\*, 유 창 동\*  
(Jong Uk Kim\*, Chang D. Yoo\*)

\*한국과학기술원 전기및전자공학과

(접수일자: 2002년 10월 7일; 수정일자: 2003년 2월 15일; 채택일자: 2003년 2월 18일)

본 논문에서는 서브밴드 백색화 필터를 이용한 새로운 부공간 잡음 제거 방법을 제안하였다. 기존의 부공간 접근 방법에서는 백색 잡음을 가정하거나, 유색 잡음에 대한 전처리로서 백색화 필터를 사용하였다. 백색화 필터를 서브밴드로 나누어 처리함으로써, 제안된 방법은 잔여잡음을 줄이면서 신호 왜곡의 상한값을 최소화하도록 설계하였다. 또한 서브밴드 백색화 필터를 도입함으로써 부공간 잡음제거 방법에서 약점으로 지적되는 것 중의 하나인 Karhunen-Loeve (KL) 영역에서의 주파수 해상도를 높일 수 있었다. 실험결과에 의하면 제안된 방법은 Ephraim에 의해 제안된 방법 부공간 잡음 제거 방법이나, Boll에 의해 제안된 주파수 차감법에 비해 구분 신호대 잡음 비 (SNRseg: segmental signal-to-noise ratio), 음성의 인지적 성능 평가 (PESQ: perceptual evaluation of speech quality)를 고려하였을 때 향상된 성능을 보였다.

**핵심용어:** 부공간, 잡음 제거, 서브 밴드, 백색화 필터, 주파수 해상도

**투고분야:** 음성처리 분야 (2.3)

A novel subspace speech enhancement using subband whitening filter is proposed. Previous subspace speech enhancement method either assumes additive white noise or uses whitening filter as a pre-processing for colored noise. The proposed method tries to minimize the signal distortion while reducing residual noise by processing the signal using subband whitening filter. By incorporating the notion of subband whitening filter, spectral resolution in Karhunen-Loeve (KL) domain is improved with the negligible additional computational load. The proposed method outperforms both the subspace method suggested by Ephraim and the spectral subtraction suggested by Boll in terms of segmental signal-to-noise ratio (SNRseg) and perceptual evaluation of speech quality (PESQ).

**Keywords:** Subspace, Speech enhancement, Subband, Whitening filter, Spectral resolution

**ASK subject classification:** Speech signal processing (2,3)

## 1. 서론

음성에 잡음이 섞여 있으면 듣는 사람에게 피로감을 주고, 음성모델에 기반을 둔 음성부호화기 (vocoder) 및 음성인식기의 성능을 떨어뜨리기 때문에 잡음을 줄이려는 많은 시도가 있었다. 주파수 차감법[1] 또는 위너 필터 [2]를 포함하여 많은 잡음 제거 알고리즘이 푸리에 (Fourier) 영역에서 이루어진다. 푸리에 영역에서는 신호들이  $e^{-j\omega t}$  형태의 기저 벡터 (basis)들에 의해 표현된다. 반면에, Y. Ephraim과 H. L. Van Trees에 의해 제안된 부공간 잡음 제거 방법 (subspace speech enhancement

method)[3]에서는 잡음제거 알고리즘이 KL 영역에서 고안되었다. KL 영역에서는 신호가 공분산행렬 (covariance matrix)의 고유벡터 (eigenvector)를 기저 벡터로 하여 표현되며, 기저 벡터  $u$ 는

$$Ru = \lambda u \quad (1)$$

를 만족한다. 여기에서  $R$ 과  $\lambda$ 는 각각 주어진 신호의 공분산행렬 및 고유값 (eigenvalue)을 나타낸다. 고유값은 주어진 고유벡터방향의 신호의 에너지를 나타낸다. 이렇게 얻은 기저 벡터를 이용하면 적은 수의 고유벡터들에 의해서도 신호를 잘 나타낼 수 있기 때문에, 부공간 잡음 제거 방법은 푸리에 영역에서 얻은 방법보다 더 좋은 성능을 보인다고 알려져 있다[3].

## II. 부공간 잡음 제거 방법

본 단락에서는 부공간 잡음 제거 방법[3]에 대해 간략히 살펴보도록 한다. 음성신호를 나타내는 벡터  $y$ 가 가산 백색 잡음 (additive white noise)  $w$ 에 의해 오염된 길이  $K$ 인 음성신호  $z$ 를 생성한다고 하면  $z$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$z = y + w \quad (2)$$

여기서 음성신호  $y$ 를 선형 예측기  $H$ 에 의해  $\hat{y} = Hz$ 와 같이 예측한다고 할 때 예측 후의 잔여 에러 (residual error)  $r$ 은 아래와 같다.

$$r = \hat{y} - y = (H - I)y + Hw = r_y + r_w \quad (3)$$

여기서  $r_y = (H - I)y$ 와  $r_w = Hw$ 는 각각 신호 왜곡 (signal distortion)과 잔여 잡음 (residual noise)을 나타내고,  $I$ 는 단위행렬 (identity matrix)이다. 식 (2)에 의해,  $z$ 의 공분산행렬은

$$R_z = E\{zz^T\} = R_y + R_w = R_y + \sigma^2 I \quad (4)$$

가 된다.  $E\{\cdot\}$ 는 기대값 (expectation),  $(\cdot)^T$ 는 전치 행렬 (matrix transposition)이고  $\sigma^2$ 은 잡음의 전력 (power)이다. 이제  $R_z$ ,  $R_y$  및  $R_w$ 를 고유분해하면  $R_z = Q_z D_z Q_z^T$ ,  $R_y = Q_y D_y Q_y^T$  및  $R_w = Q_w (\sigma^2 I) Q_w^T$ 로 각각 표현할 수 있다.  $R_w$ 의 고유벡터 행렬 (eigenvector matrix)은 임의의 직교행렬 (orthogonal matrix)이기만 하면 되므로 이를  $Q_y$ 로 두었다. 행렬  $Q_z$ ,  $Q_y$ 는 각각  $R_z$ 와  $R_y$ 의 고유벡터들을 열 (column)로 갖는 직교행렬이고, 행렬  $D_z$ ,  $D_y$ 는 각각  $R_z$ 와  $R_y$ 의 고유값을 대각성분으로 갖는 대각행렬 (diagonal matrix)로서 편의상 고유값들이 내림차순으로 배열되어 있다고 하자. 이를 이용하여 식 (4)를 다시 표현하면

$$R_z = Q_z D_z Q_z^T = Q_y (D_y + \sigma^2 I) Q_y^T \quad (5)$$

되므로,  $R_z$ 와  $R_y$ 는 동일한 고유벡터를 갖음을 알 수 있다. 이제  $Q_z = Q_y = Q$ 라 하고

$$Q = [a_1, \dots, a_M, a_{M+1}, \dots, a_K] \quad (6)$$

라 놓는다. 식 (6)에서  $\{a_k\}_{k=1}^M$ 은  $R_z$ 의 고유값인  $\lambda_z(k)$ 에 대응하는 고유벡터이고,  $\{a_k\}_{k=M+1}^K$ 은  $\lambda_z(k) = \sigma^2$

에 대응하는 고유벡터이다.

이제  $z$ 로부터  $y$ 를 예측하기 위한 선형 예측기  $H$ 를 설계해야 한다. 선형 예측기는 잔여 잡음을 줄이면서 신호 왜곡을 최소화하기 위해 다음과 같이 설계한다. 즉,

$$\begin{aligned} E\{|a_k^T r_w|^2\} &\leq \alpha_k \sigma^2 & k=1, \dots, M \\ E\{|a_k^T r_w|^2\} &= 0 & k=M+1, \dots, K \end{aligned} \quad (7)$$

를 만족하면서

$$\epsilon_y^2 = \text{tr}\{r_y r_y^T\} \quad (8)$$

를 최소화하도록 한다.  $\epsilon_y^2$ 은 신호 왜곡에 의한 에너지이다. 이를 만족하는 선형 예측기는

$$H = QGQ^T \quad (9)$$

로 주어진다.

식 (9)에서  $G = \text{diag}\{a_1^{1/2}, \dots, a_K^{1/2}\}$ 이고,  $\text{diag}\{\cdot\}$ 와  $\text{tr}\{\cdot\}$ 는 각각 주어진 요소를 대각성분으로 하는 대각행렬과 행렬의 대각 성분의 합을 나타낸다. 위의 조건을 만족하는  $\alpha_k$ 는 일반화된 위너 필터

$$\alpha_k = \begin{cases} \exp\left(\frac{-\nu\sigma^2}{\lambda_y(k)}\right) & k=1, \dots, M \\ 0 & k=M+1, \dots, K \end{cases} \quad (10)$$

에 의해 주어지며,  $\lambda_y(k) = \lambda_z(k) - \sigma^2$ 이다.  $\nu \geq 1$ 는 잡음의 제거 정도와 신호의 왜곡정도를 고려하여 실험적으로 결정되는 상수값 (디자인 파라미터)이다. 식 (10)을 테일러 전개하면[2]에서 설명된 위너 필터와 같음을 알 수 있다.

## III. 서브밴드 백색화

주파수 공간상에서 수행되는 위너 필터나 주파수 차감법에 비해, 부공간 잡음 제거 방법은 음성의 왜곡을 최소화하면서 잡음을 제거하는데 더 효과적임을 언급했다. 하지만 이 방법은 백색 가산 잡음의 경우에만 사용할 수 있다는 단점이 있다. 따라서 유색 잡음일 경우에는 아래에서와 같이 백색화 필터  $R_w^{-1/2}$ 를 통과한 후에 잡음을 제거하게 된다[3].

$$\tilde{z} = R_w^{-1/2}(y + w) = R_w^{-1/2}y + R_w^{-1/2}w = \hat{y} + \hat{w} \quad (11)$$

여기서,  $\hat{y} = R_w^{-1/2} y$ ,  $\hat{w} = R_w^{-1/2} w$ 이다.  $\hat{y}$ 를 추정하기 위한 선형 예측기를  $\hat{H}$ 라 하면, 신호외곡  $r_{\hat{y}} = (\hat{H} - I)\hat{y}$ 에 대한 에너지는 다음과 같이 주어진다.

$$\epsilon_{\hat{y}}^2 = \text{tr}\{r_{\hat{y}} r_{\hat{y}}^T\} \quad (12)$$

그러면 [4]에 지적된 대로  $\epsilon_{\hat{y}}^2$ 를 최소화하는 것이  $\epsilon_y^2$ 를 최소화하지는 않으며, 단지 그 상한 (upper bound)을 최소화하게 된다. 하지만 주어진 오염된 신호  $z$ 를  $K$ 개의 부대역 (subband)로 나누어 처리를 하면 상한을 줄일 수 있고, 결과적으로  $\epsilon_y^2$ 을 줄일 수 있다.

### 3.1. 알고리즘

서브밴드 백색화 필터를 이용한 부공간 잡음 제거 방법을 위해서 각 밴드별 백색화 필터를 만드는 방법과 이를 이용했을 때의 신호외곡을 살펴보도록 하기로 한다.

#### 3.1.1. 서브밴드 백색화 필터

일반적으로  $(NK)$ -차원의 유색 잡음  $w$ 에 대해 공분산행렬  $R_w$ 의 고유분해는

$$R_w = QDQ^T \quad (13)$$

로 주어진다. 만일  $w$ 가 백색 잡음일 경우에는  $R_w = Q(\sigma^2 I)Q^T$ 임을 앞서 언급했다. 식 (13)에서  $Q$ 와  $D$ 를 각각

$$Q = [q_1, q_2, \dots, q_{(NK)}] \quad (14)$$

$$D = \text{diag}\{\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_{(NK)}^2\} \quad (15)$$

로 놓는다. 이제  $Q$ 와  $D$ 를  $K$ -차원을 갖는  $N$ 개의 행렬  $(Q_n)_{n=1}^N, (D_n)_{n=1}^N$ 로 아래와 같이 분리한다.

$$Q_n = \{q_{((n-1)K+1)}, \dots, q_{(nK)}\} \quad (16)$$

$$D_n = \text{diag}\{\sigma_{((n-1)K+1)}^2, \dots, \sigma_{(nK)}^2\} \quad (17)$$

이를 이용하여  $n$ 번째 서브밴드의 백색화 필터는

$$F_n = D_n^{-1/2} Q_n^T \quad (18)$$

로 정한다.

#### 3.1.2. 신호외곡

식 (12)와 같은 방법으로  $z$ 를  $n$ 번째 필터  $F_n$ 에 통과시켜 출력하면

$$\hat{z}_n = F_n y + F_n w = \hat{y}_n + \hat{w}_n \quad (19)$$

을 얻는다.  $\hat{y}_n = F_n y$ ,  $\hat{w}_n = F_n w$ 이다. 신호외곡  $r_{\hat{y}_n}$ 에 대한 에너지  $\epsilon_{\hat{y}_n}^2$ 은

$$\epsilon_{\hat{y}_n}^2 = \|QD^{1/2} E\{r_{\hat{y}_n} r_{\hat{y}_n}^T\}^{1/2}\|_F^2 \quad (20)$$

로 주어진다. 여기서,  $\|X\|_F$ 를 행렬  $X$ 의 Frobenius norm 이다. 그러면 Frobenius norm의 성질[7]

$$\|XY\|_F^2 \leq \|X\|_F^2 \cdot \|Y\|_F^2 \quad (21)$$

$$\|Z\|_F^2 = \text{tr}\{Z^T Z\} \quad (22)$$

을 이용하여

$$X = QD^{1/2} \quad (23)$$

$$Y = E\{r_{\hat{y}_n} r_{\hat{y}_n}^T\}^{1/2} \quad (24)$$

로 놓으면, 전대역 (fullband)에서의 신호외곡에 대한 에너지  $\epsilon_y^2$ 는 아래와 같은 성질을 만족한다[4].

$$\begin{aligned} \epsilon_y^2 &\leq \text{tr}\{D\} \cdot \epsilon_{\hat{y}_n}^2 \\ &\leq \text{tr}\{D\} \cdot \text{tr}\{(\hat{H} - I)^2\} \cdot \text{tr}\{R_{\hat{y}_n}\} \\ &= \text{tr}\{D\} \cdot \text{tr}\{(\tilde{G} - I)^2\} \cdot \text{tr}\{R_{\hat{y}_n}\} \\ &= \gamma \end{aligned} \quad (25)$$

여기서  $\hat{H} = \tilde{Q} \tilde{G} \tilde{Q}^T$ 는 식 (9)와 같이 정해지며  $\hat{y}$ 를 추정하기 위한 선형 예측기이다. 전대역과 부대역의 관계로부터

$$\hat{y} = [\hat{y}_1^T, \hat{y}_1^T, \dots, \hat{y}_N^T]^T \quad (26)$$

가 만족되고, 이를 이용하면  $\hat{y}$ 와  $\{\hat{y}_k\}_{k=1}^N$ 의 공분산행렬  $R_{\hat{y}}$ ,  $\{R_{\hat{y}_k}\}_{k=1}^N$ 에 대해

$$\text{tr}\{R_{\hat{y}}\} = \text{tr}\{R_{\hat{y}_1}\} + \text{tr}\{R_{\hat{y}_2}\} + \dots + \text{tr}\{R_{\hat{y}_N}\} \quad (27)$$

가 성립함을 알 수 있다. 식 (27)에서와 마찬가지로  $n$ 번째 서브밴드에서의 신호 외곡에 대한 에너지는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \epsilon_{\hat{y}_n}^2 &\leq \text{tr}\{D_n\} \cdot \text{tr}\{(\tilde{G}_n - I)^2\} \cdot \text{tr}\{R_{\hat{y}_n}\} \\ &= \gamma_n \end{aligned} \quad (28)$$

여기서  $\tilde{G}_n$ 은  $n$ 번째 부대역 신호  $\hat{y}_n$ 을 예측하기 위

선형 예측기  $\hat{H}_n = \hat{Q}_n \hat{G}_n \hat{Q}_n^T$ 에서 사용되는 이득 (gain)으로서 각 대각 성분은 일반화된 위너 필터로 주어진다. 식 (25), (27), (28)을 보면 다음의 두 가지 성질이 만족됨을 알 수 있다.

- 1)  $\sum_{n=1}^N \gamma_n < \gamma$ : 전체 신호외곽의 상한은 부대역이 전대역보다 작다.
- 2)  $\epsilon_n^2 < \text{tr}[D_n] \cdot \text{tr}[(\hat{G}_n - I)^2] \cdot \text{tr}[R_n]$ : 각 부대역에서 신호외곽의 상한도 부대역이 전대역보다 작다.

### 3.1.3. 계산 복잡도

제안된 부대역 백색화 필터 알고리즘은 부대역의 수가 늘어남에 따라 그 계산량이 줄어든다[5].에 의하면, 고유값 분해를 위한 계산 복잡도는  $(NK)$ 개의 샘플을 갖는 한 개의 분석프레임에 대해  $O(N^2 K^2)$  또는  $O(N^3 K^3)$ 이다. 하지만  $N$  band 구조를 사용하면, 계산 복잡도가  $O(N^2 K^2)$  또는  $O(NK^3)$ 이 되어 계산량이 줄어들게 된다.

### 3.2. 전체 시스템

$N$  부대역 백색화 필터를 이용한 부공간 잡음 제거 전체 시스템을 그림 1에 보였다. 오염된 신호가  $\{F_n = D_n^{-1/2} Q_n^T\}_{n=1}^N$ 로 주어지는  $N$ 개의 백색화 필터를 통과한다. 이 필터의 출력은 선형 예측기  $\{\hat{H}_n = \hat{Q}_n \hat{G}_n \hat{Q}_n^T\}_{n=1}^N$ 를 통과하여 추정값

$$\hat{y}_n = \hat{H}_n \tilde{z}_n \tag{29}$$

를 얻는다.  $\hat{y}_n$ 는  $K$ -차원이다. 마지막으로 추정값  $\hat{y}_n$ 를 역필터 (inverse filter)  $F_n^* = Q_n D_n^{1/2}$ 에 통과시킨 후 모든 값을 더하여 최종 추정값

$$\hat{y} = \sum_{n=1}^N F_n^* \hat{y}_n \tag{30}$$

를 얻는다. 이제  $F_n^* \hat{y}_n$ 가 다시  $(NK)$ -차원이 되었다.

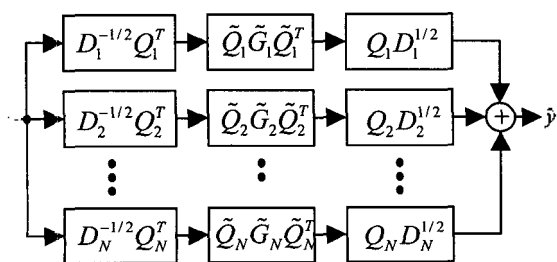
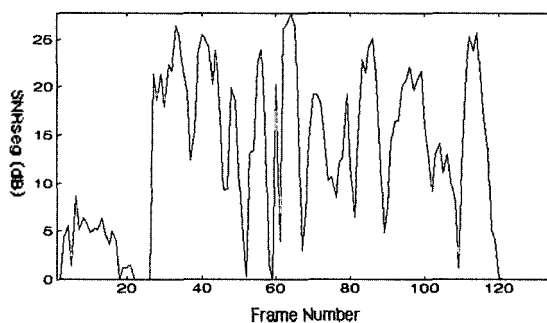


그림 1. 전체 시스템  
Fig. 1. Overall system.

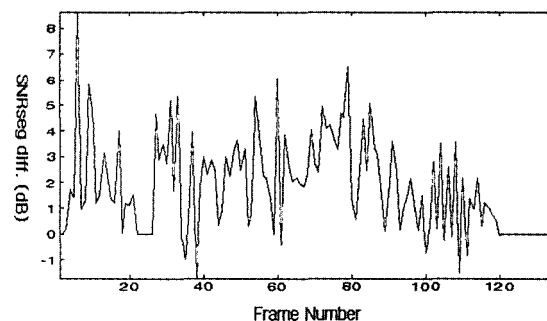
## IV. 실험 결과

실험 결과를 보기 위해 8 KHz로 샘플링된 한국인 남성의 음성을 사용하여 0 dB의 정상 유색 잡음으로 오염시킨 후, 객관적 성능 평가로서 매 20 ms 마다 출력 SNRseg을 그림 2에 나타내었다. SNRseg는

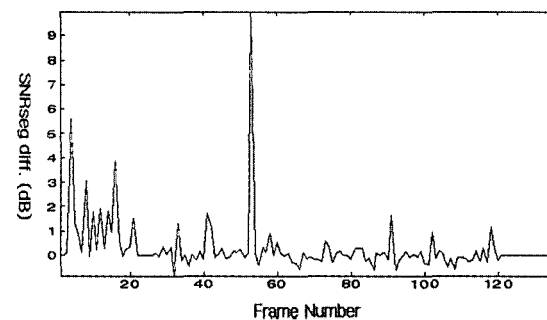
$$\text{SNRseg} = \frac{1}{J} \sum_{i=1}^J \text{SNR}(i) \tag{31}$$



(a) 4 band 구조의 SNRseg  
(a) SNRseg of 4 band structure



(b) 4 band 구조와 주파수 차감법의 SNRseg 차이  
(b) SNRseg difference between 4 band structure and spectral subtraction



(c) 4 band 구조와 fullband 구조의 SNRseg 차이  
(c) SNRseg difference between 4 band structure and full-band structure

그림 2. SNRseg 및 SNRseg 차이  
Fig. 2. SNRseg and SNRseg difference.

표 1. 주파수 차감법 (SS)과 N band 구조 (subN)간의 성능 비교

Table 1. Performance comparisons of spectral subtraction (SS) and N band structures (subN).

|                     |               | SS   | sub1 | sub2 | sub4 | sub10 |
|---------------------|---------------|------|------|------|------|-------|
| Relative Comparison |               | 1.00 | 22.2 | 18.5 | 13.7 | 13.3  |
| Relative Comparison | SNRseg: 0 dB  | 5.37 | 6.78 | 6.85 | 6.94 | 6.78  |
|                     | SNRseg: 5 dB  | 4.67 | 5.93 | 5.91 | 5.94 | 5.47  |
| Relative Comparison | SNRseg: 10 dB | 3.44 | 3.46 | 3.46 | 3.44 | 3.40  |
|                     | SNRseg: 15 dB | 3.55 | 3.53 | 3.52 | 3.51 | 3.47  |

로 정의되는데,  $T$ 는 20 ms를 한 프레임으로 했을 때의 프레임 수이다. 실험에서는 주파수 차감법, 전대역, 2 band, 4 band 및 10 band를 구현하였는데, 계산시간과 SNRseg, 주관적 음질을 고려하여 일반적으로 4 band 구조가 가장 좋은 성능을 보였다. 주파수 차감법에서는 한 프레임의 크기를 256으로 하여 126 샘플씩 겹치도록 하였으며, 일반적으로 성능평가를 위해 많이 사용되는

$$H(\omega) = \frac{\max\{0, |Z(\omega)| - \beta |W(\omega)|\}}{|Z(\omega)|} \quad (32)$$

를 사용하였다. 식 (32)에서  $Z(\omega)$ ,  $W(\omega)$ 는 각각, 오염된 신호와 잡음의 푸리에 변환을 나타내며,  $\beta=2$ 는 잡음 제거 정도를 조절하기 위한 가중 차감 팩터 (over subtraction factor)이다. 전대역에서는 한 프레임의 크기를 40으로 하였고, 2 band, 4 band 및 10 band에서는 각각 60, 80, 100으로 한 프레임의 크기를 정하였고, 각 서브밴드의 크기는 동일하게 하였다. 즉 전대역에서는 서브밴드의 크기를 40으로 하였으며, 2 band, 4 band 및 10 band에서는 각각 30, 20, 10으로 정하였고 디자인 파라미터인  $\nu$ 값은 모두 5로 정하였다[3]. 그림에서 SNRseg가 0 dB보다 작은 부분(목음구간)은 0 dB로 표시하였다[6]. 다음으로, 표 1에 8 KHz로 샘플링된 6개의 한국인 음성 (남자 3명, 여자 3명)에 대한 잡음처리결과를 나타내었다. 상대적 계산량은 주파수 차감법의 계산량을 1로 했을 때의 값이고, PESQ 점수는 주관적 음질 평가로 쓰이는 평균 평가 점수 (MOS: Mean Opinion Score)를 객관적으로 평가하기 위한 방법으로, 최소 0.5점에서 최대 4.5점을 갖으며 0.5의 오차를 갖는다. 표에 의하면 4 band 구조가 SNRseg에서는 가장 좋은 성능을 보이지만 PESQ 점수는 오차의 범위 (0.5) 내에서 차이가 거의 없다는 것을 보여 준다. 이는 제안된 알고리즘이 객관적 지표인 신호 왜곡을 줄이기 위해 설계 되었기 때문이다. SNRseg와 PESQ 및 상대적 계산량을 고려하였을 때, 일반적으로 4 band 구조가 가장 좋은 성능을 보인다는 결론을 얻었다. 이는 KL 영역에서의 주파수 해상도와 서브밴드에 의한 영향을

고려하여 실험적으로 얻은 결과이다. 이론적으로 서브밴드의 수가 커지면 커질수록 좋지만, 전체적인 해상도와 마찬가지로 각 밴드 안에서의 해상도 역시 중요하게 작용하기 때문에 서브밴드의 수가 너무 클 때에는 좋지 않은 영향을 주게 된다.

## V. 결론

서브밴드 백색화 필터를 이용한 부공간 잡음 제거 방법이 제안되었다. 제안된 방법은 잡음을 줄이면서 신호왜곡의 상한값을 최소화하도록 설계하였다. 실험결과에서 알 수 있듯이 제안된 방법은 전대역 구조나 주파수 차감법에 비해 SNRseg, PESQ 및 계산량을 고려하였을 때 향상된 성능을 보였다. 또한 백색화에서 서브밴드를 도입함으로써 계산량을 유지하면서 신호왜곡을 줄이고, KL 영역에서 주파수 해상도를 크게 하여 음질을 향상시킬 수 있었다.

## 참고 문헌

1. S. F. Boll, "Suppression of acoustic noise in speech using spectral subtraction," *IEEE Trans. Acoust. Speech, and Signal Processing*, ASSP-29, 113-120, Apr. 1979.
2. J. S. Lim and A. V. Oppenheim, "Enhancement and bandwidth compression of noisy speech," *Proc. IEEE*, 67 (12), 1586-1979, Dec. 1979.
3. Y. Ephraim and H. L. Van Trees, "A signal subspace approach for speech enhancement," *IEEE Trans. Speech, Audio Processing*, 3 (4), 251-266, Jul. 1995.
4. U. Mittal and N. Phamdo, "Signal/noise KLT based approach for enhancing speech degraded by colored noise," *IEEE Trans. Speech, Audio Processing*, 8 (2), 157-167, Mar. 2000.
5. B. Yang, "Projection approximation subspace tracking," *IEEE Trans., Signal Processing*, 43 (1), 95-107, Jan. 1995.
6. J. R. Deller Jr., J. H. L. Hansen and J. G. Proakis, *Discrete-Time Processing of Speech Signals*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., New York, 2000.

J. G. W. Stewart, *Introduction to Matrix Computations*, Academic Press, Inc., 1973.

---

### 저자 약력

---

▶ 김 종 옥 (Jong Uk Kim)



2001년 2월: 고려대학교 전기공학과 학사 졸업  
2002년 8월: 한국과학기술원 전자전신학과 석사 졸업  
2002년 9월~ 현재: 한국과학기술원 전자전신학과 박사과정  
※ 주관심분야: 신호처리

▶ 유 장 동 (Chang D. Yoo)

한국음향학회지 제20권 제3호 참조