

상대전달함수의 역필터링을 이용한 자동차 환경에서의 마이크로폰 어레이 빔형성 기법

A Microphone Array Beamforming Algorithm with Inverse Filtering of Relative Transfer Functions in Car Environments

한 철 회*, 강 흥 구*, 황 영 수**, 윤 대 회*

(Chul-Hee Han*, Hong-Goo Kang*, Youngsoo Hwang**, Dae-Hee Youn*)

*연세대학교 전기전자공학과, **관동대학교 전자정보통신기술공학부

(접수일자: 2005년 11월 22일; 채택일자: 2005년 12월 20일)

본 논문에서는 상대전달함수의 역필터링 (inverse-filtering) 전처리를 수행한 후 MVDR (Minimum-Variance Distortionless Response) 빔형성기나 GSC (Generalized Sidelobe Canceller)를 수행하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 기존의 RTF-MVDR 및 TF-GSC 보다 적은 계산량을 갖으며 최적해 측면에서 동등함을 보였다. 제안된 방법의 성능을 평가하기 위하여 자동차 환경에서 녹음된 음성 데이터베이스와 HTK를 이용하여 음성인식 실험을 수행하였다. 그 결과, 제안된 방법은 기존의 방법과 대등한 성능을 갖거나 적은 성능저하를 보였다.

핵심용어: 마이크로폰 어레이, 상대전달함수, Near-Field, 음성 인식

투고분야: 음성처리 분야 (2.3)

In this paper, we propose a frequency domain beamforming algorithm composed of inverse-filtering stages followed by a MVDR (Minimum-Variance Distortionless Response) beamformer or a GSC (Generalized Sidelobe Canceller). The proposed method is shown to require less complexity than the conventional RTF-MVDR and TF-GSC, respectively, and it is shown that the proposed method is equivalent to the conventional RTF-MVDR and TF-GSC in optimum solution. In order to evaluate the performance of the proposed method, speech recognition experiments are performed using the speech database recorded in a car. The proposed method shows equal or slightly degraded performance comparing to the conventional methods in terms of the speech recognition rate.

Keywords: Microphone Array, Relative Transfer Function, Near-Field, Speech Recognition

ASK subject classification: Speech Signal Processing (2.3)

1. 서론

휴먼 머신 인터페이스 (HMI: Human Machine Interface) 시스템에서 잡음환경 하에서의 고품질 음성 취득은 매우 중요한 문제이다. 마이크로폰 어레이를 이용한 다채널 광대역 빔형성기는 단일 채널 음성개선에 비해 비정적 (nonstationary)이고 지향성을 갖는 잡음을 효과적으로 제거한다[1]. 자동차 내부와 같이 잔향 (reverberation)이 존재하고 신호원과 어레이 사이의 거리가 가까운 환경에서는 잔향과 근접장 (near-field) 효과 때

문에 원격장 (far-field) 빔형성기를 사용할 경우 목적신호 (desired signal)의 감쇄 및 왜곡이 생길 수 있다[2]. 만약, 신호원과 각 센서간의 전달함수를 알 수 있다면, 이를 조향벡터 (steering vector)로 사용하여 잔향이나 근접장 효과를 고려한 최적의 MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) 빔형성기를 구현할 수 있다 [2, 3]. 목적신호를 모르는 상태에서 전달함수를 추정하는 방법으로 BCI (Blind Channel Identification)가 있지만, 무선통신 환경에서와 달리 음향 채널의 전달함수는 길이가 길고 복잡하여 이 방법으로 추정하기는 어려움이 있다[4].

Gannot 등은 전달함수보다 추정이 용이한 상대전달함수 (relative transfer function)를 차단 행렬 (blocking

책임저자: 한 철 회 (hch@dsp.yonsei.ac.kr)
120-749, 서울 서대문구 신촌동 134,
연세대학교 전기전자공학부 디지털 신호처리 연구실
(전화: 02-2123-4534, 팩스: 02-312-4584)

matrix)과 고정 빔형성기 (fixed beamformer)에 적용한 TF-GSC (transfer function generalized sidelobe canceller)를 제안하였다[3].

최근에는 주파수 영역 MVDR 빔형성기에 상대전달함수를 적용한 RTF-MVDR 알고리즘이 제안되었다[5]. 이 방법은 MVDR 빔형성기의 조향벡터로 전달함수 대신 상대전달함수를 사용하여, TF-GSC와 같은 제한조건 (constraint)을 갖도록 설계되었다.

본 논문에서는 상대전달함수의 역필터링 (inverse-filtering) 전처리를 수행한 후 MVDR 빔형성기나 GSC를 수행하는 방법을 제안하고, 제안된 방법이 기존의 RTF-MVDR 및 TF-GSC 보다 적은 계산량을 갖음을 보인다. 또한, 자동차 환경에서의 음성인식 실험을 통하여 제안된 방법이 음성인식기의 전처리단에 적용되었을 때 기존의 방법과 대등한 성능을 나타냄을 보인다.

II. 상대전달함수를 이용한 빔형성 기법

2.1. 신호 모델

간향과 잡음 및 간섭신호가 존재하는 환경에서 L 개의 센서를 갖는 등간격 선형 마이크로폰 어레이가 있다고 할 때, 단구간 푸리에 변환된 영역에서 l 번째 센서의 입력신호는 다음과 같이 표현된다.

$$X_l(n, e^{j\omega}) = A_l(n, e^{j\omega})S(n, e^{j\omega}) + V_l(n, e^{j\omega}), \quad l = 1, \dots, L \quad (1)$$

여기서, $A_l(n, e^{j\omega})$ 은 목적 신호원 (desired signal source) 으로부터 l 번째 센서간의 전달함수, $S(n, e^{j\omega})$ 는 목적 신호, $V_l(n, e^{j\omega})$ 는 1번째 센서의 잡음 및 간섭 신호이다.

2.2. TF-GSC 알고리즘

Gannot 등은 (2)와 같은 상대전달함수 (relative transfer function)를 정의하고 이를 고정 빔형성기 (fixed beamformer) 및 차단 행렬 (blocking matrix)에 사용하는 TF-GSC 알고리즘을 제안하였다[3].

$$H_l(n, e^{j\omega}) = \frac{A_l(n, e^{j\omega})}{A_1(n, e^{j\omega})}, \quad l = 1, \dots, L \quad (1 \leq r \leq L) \quad (2)$$

$H_l(n, e^{j\omega})$ 은 기준센서인 첫 번째 센서로부터 1번째 센

서까지의 전달함수를 의미하며, 신호원과 센서간의 전달함수와 구별하기 위하여 상대전달함수, 채널 커플링 (channel coupling) 등으로 불린다. 식 (2)를 벡터 형태로는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H}(n, e^{j\omega}) = \frac{\mathbf{A}(n, e^{j\omega})}{A_1(n, e^{j\omega})} \quad (3)$$

여기서,

$$\mathbf{A}(n, e^{j\omega}) = [A_1(n, e^{j\omega}) \quad A_2(n, e^{j\omega}) \quad \dots \quad A_L(n, e^{j\omega})]^T \text{ 이다.}$$

TF-GSC의 고정 빔형성기의 계수 벡터는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{W}_c(n, e^{j\omega}) \approx \frac{\mathbf{H}(n, e^{j\omega})}{\|\mathbf{H}(n, e^{j\omega})\|^2} \quad (4)$$

이 때, (5)에 의해 신호성분은 $A_1(n, e^{j\omega})$ 만큼 왜곡이 된다.

$$\mathbf{W}_c^H(n, e^{j\omega})\mathbf{A}(n, e^{j\omega}) = A_1(n, e^{j\omega}) \quad (5)$$

또한, TF-GSC의 차단 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{W}_b(n, e^{j\omega}) = \begin{bmatrix} -H_2(n, e^{j\omega}) & -H_3(n, e^{j\omega}) & \dots & -H_L(n, e^{j\omega}) \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

차단행렬은 상대전달함수의 추정치에 오차가 없다면 신호성분을 완전히 차단하므로 다중입력 제거기 (multiple input canceller)는 무제한 최소화 (unconstrained minimization) 를 통해 다음과 같이 NLMS (Normalized Least-Mean Square) 알고리즘으로 적응 필터 계수를 구할 수 있다[6].

$$W_l(n+1, e^{j\omega}) = W_l(n, e^{j\omega}) + \mu \frac{U_l(n, e^{j\omega})Y^*(n, e^{j\omega})}{P_{err}(n, e^{j\omega})}, \quad l = 2, \dots, L \quad (7)$$

여기서,

$$P_{err}(n, e^{j\omega}) = \alpha P_{err}(n-1, e^{j\omega}) + (1-\alpha) \sum_{l=2}^L |X_l(n, e^{j\omega})|^2, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (8)$$

이고, $U_l(n, e^{j\omega})$ 과 $Y(n, e^{j\omega})$ 은 각각 l 번째 차단행렬과 TF-GSC의 출력을 나타낸다.

2.3. RTF-MVDR 알고리즘

GSC (Generalized Sidelobe Canceller)와 MV (Minimum-Variance) 빔형성기는 등가이므로, (5)의 제한조건을 갖는 만족하는 LCMV (Linearly Constrained Minimum Variance) 빔형성기를 생각해 볼 수 있다[7].

식 (5)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{W}^H(n, e^{j\omega})\mathbf{H}(n, e^{j\omega})=1 \tag{9}$$

식 (9)를 만족하는 MVDR 빔형성기의 최적 계수벡터는 다음과 같이 구해진다.

$$\mathbf{W}_{opt, RTF-MVDR}(n, e^{j\omega}) = \frac{\Phi_{VV}^{-1}(n, e^{j\omega})\mathbf{H}(n, e^{j\omega})}{\mathbf{H}^H(n, e^{j\omega})\Phi_{VV}^{-1}(n, e^{j\omega})\mathbf{H}(n, e^{j\omega})} \tag{10}$$

여기서, $\Phi_{VV}(n, e^{j\omega})$ 는 잡음구간의 공간 상관 행렬 (spatial correlation matrix)이다. 이는 MVDR 빔형성기와 같은 형태이지만 전달함수 대신 상대전달함수를 조향벡터 (steering vector)로 이용하며, 최적 TF-GSC와 등가이므로 역시 신호성분에 대해서 $A_l(n, e^{j\omega})$ 만큼의 왜곡을 갖고, RTF-MVDR 빔형성기라 부른다[5].

식 (10)을 구현할 때는 표본 공간상관행렬을 단극 IIR (Infinite Impulse Response) 필터에 통과시켜 추정하여 추정된 공간상관행렬을 사용하고, 계수는 잡음구간에서 가름 갱신하거나, 매 음성의 앞부분에서 갱신하여 사용할 수 있다.

III. 상대전달함수의 역필터링 전처리를 이용한 빔형성 기법

3.1. IRTF-MVDR 알고리즘

RTF-MVDR 및 TF-GSC 빔형성기에서는 신호성분이 $A_l(n, e^{j\omega})$ 만큼 왜곡된다. 만약, 각각의 센서 신호에 상대전달함수의 역필터링을 해주게 되면, 모든 센서 신호가 $A_l(n, e^{j\omega})$ 만큼의 왜곡을 갖게 매칭시킬 수 있다. 그렇게 되면, 신호가 0도에서 들어오는 것으로 간주할 수

있고 모든 원소가 1로 구성된 간단한 조향벡터를 사용해서 설계된 MVDR 빔형성기를 적용시킬 수 있다. 이러한 빔형성기를 IRTF (Inverse Relative Transfer Function)-MVDR 빔형성기라고 부르고 블록도를 그림 1에 나타내었다.

l 번째 센서의 역필터된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_l(n, e^{j\omega}) = \frac{X_l(n, e^{j\omega})}{H_l(n, e^{j\omega})} \tag{11}$$

식 (11)을 벡터 형태로 표현하면 다음과 같이 나타내어진다.

$$\mathbf{Z}(n, e^{j\omega}) = \begin{bmatrix} \frac{X_1(n, e^{j\omega})}{H_1(n, e^{j\omega})} & \frac{X_2(n, e^{j\omega})}{H_2(n, e^{j\omega})} & \dots & \frac{X_L(n, e^{j\omega})}{H_L(n, e^{j\omega})} \end{bmatrix}^T \tag{12}$$

따라서, 뒷단의 MVDR 빔형성기의 최적의 계수벡터는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{W}_{opt, IRTF-MVDR}(n, e^{j\omega}) = \frac{\Phi_{ZZ}^{-1}(n, e^{j\omega})|_{noise} \mathbf{1}(n, e^{j\omega})}{\mathbf{1}^T(n, e^{j\omega})\Phi_{ZZ}^{-1}(n, e^{j\omega})|_{noise} \mathbf{1}(n, e^{j\omega})} \tag{13}$$

여기서, $\Phi_{ZZ}^{-1}(n, e^{j\omega})|_{noise}$ 는 잡음구간의 역필터 출력

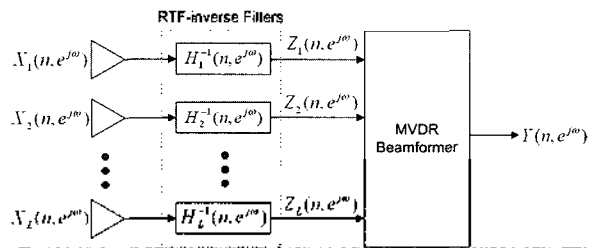


그림 1. IRTF-MVDR 빔형성기

Fig. 1. IRTF-MVDR beamformer.

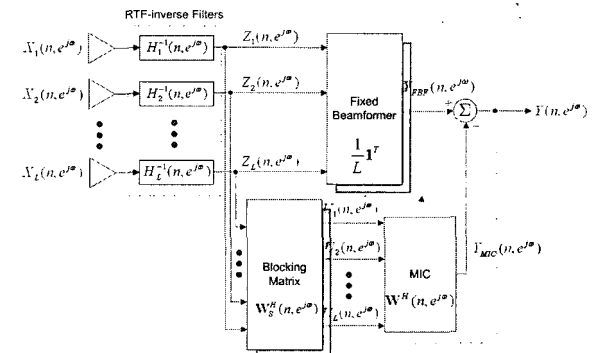


그림 2. IRTF-GSC
Fig. 2. IRTF-GSC.

신호의 공간상관행렬이고, 1은 모든 원소가 1로 이루어진 열벡터이다.

3.2. IRTF-GSC 알고리즘

TF-GSC도 마찬가지로 역필터링과 0도에서 들어오는 신호에 대한 GSC로 구현할 수 있고 이를 IRTF-GSC라 부른다. 그림 2는 IRTF-GSC의 블록도를 나타낸 것이다.

윗단의 GSC는 0도에서 들어오는 신호에 대한 GSC이므로, 차단 행렬의 요건을 갖는 임의의 차단행렬을 사용할 수 있으나[8], TF-GSC와의 비교를 위하여 다음의 차단행렬을 사용하였다.

$$W_s(n, e^{j\omega}) = \begin{bmatrix} -1 & -1 & \dots & -1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

3.3. 상대전달함수의 역필터링을 이용한 알고리즘과 기존 알고리즘과의 비교

RTF-MVDR 빔형성기의 최적 계수벡터를 W_1 , IRTF-MVDR 빔형성기의 최적 계수벡터를 W_2 라고 하면, 각각 (14)와 (15)로 나타낼 수 있다. 이 때, 편의상 $(n, e^{j\omega})$ 는 생략하였다.

$$W_1 = \frac{R_{VV}^{-1}H}{H^H R_{VV}^{-1}H} \quad (15)$$

$$W_2 = \frac{R_{ZZ}^{-1} \mathbf{1}}{\mathbf{1}^T R_{ZZ}^{-1} \mathbf{1}} \quad (16)$$

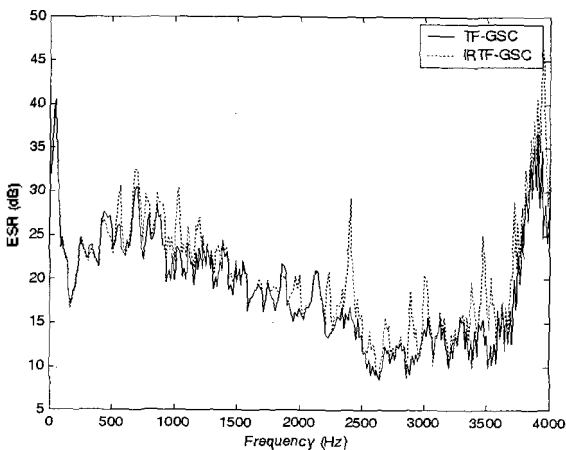


그림 3. ESR의 비교 (TF-GSC vs. IRTF-GSC)
Fig. 3. Comparison of the ESR (TF-GSC vs. IRTF-GSC).

역필터링된 신호의 잡음 구간의 공간상관행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{ZZ}|_{\text{noise}} &= E[\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H]|_{\text{noise}} \\ &= E[\text{diag}^{-1}\{\mathbf{H}\}\mathbf{V}\mathbf{V}^H\text{diag}^{-1}\{\mathbf{H}\}^H] \\ &= \text{diag}^{-1}\{\mathbf{H}\}\mathbf{R}_{VV}\text{diag}^{-1}\{\mathbf{H}\}^H \end{aligned} \quad (17)$$

역행렬을 취하면,

$$R_{ZZ}^{-1}|_{\text{noise}} = \text{diag}\{\mathbf{H}^*\}\mathbf{R}_{VV}^{-1}\text{diag}\{\mathbf{H}\}. \quad (18)$$

식 (16)에 (18)을 대입하면,

$$\begin{aligned} W_2 &= \frac{\text{diag}\{\mathbf{H}^*\}\mathbf{R}_{VV}^{-1}\text{diag}\{\mathbf{H}\}\mathbf{1}}{\mathbf{1}^T \text{diag}\{\mathbf{H}^*\}\mathbf{R}_{VV}^{-1}\text{diag}\{\mathbf{H}\}\mathbf{1}} \\ &= \frac{\text{diag}\{\mathbf{H}^*\}\mathbf{R}_{VV}^{-1}\mathbf{H}}{\mathbf{H}^H \mathbf{R}_{VV}^{-1}\mathbf{H}} \\ &= \text{diag}\{\mathbf{H}^*\}W_1. \end{aligned} \quad (19)$$

따라서,

$$\begin{aligned} W_2^H \mathbf{Z} &= (\text{diag}\{\mathbf{H}^*\}W_1)^H (\text{diag}^{-1}\{\mathbf{H}\}\mathbf{X}) \\ &= W_1^H \text{diag}\{\mathbf{H}\}\text{diag}^{-1}\{\mathbf{H}\}\mathbf{X} \\ &= W_1^H \mathbf{X}. \end{aligned} \quad (20)$$

결국, IRTF-MVDR 빔형성기의 출력이 RTF-MVDR 빔형성기의 출력과 같으므로 두 시스템은 동등 (equivalent)하다.

최적 TF-GSC는 RTF-MVDR 빔형성기와 동등하므로, 최적 IRTF-GSC도 IRTF-MVDR 빔형성기와 동등하다고 볼 수 있고, 결국 TF-GSC와 IRTF-GSC는 동등하다고 말할 수 있다. 하지만, 이는 최적 계수벡터를 사용했을 때이고, LMS 알고리즘과 같이 적응 알고리즘을 사용하는 경우에는 성능에 차이가 날 수 있고, LMS 알고리즘의 경우에는 eigenvalue spread ratio (ESR)의 차이에 의한 수렴속도 차이로 볼 수 있다[6].

그림 3은 자동차에서 녹음된 신호로부터 추정된 상대 전달함수와 잡음신호로부터 TF-GSC와 IRTF-GSC의 ESR을 구하여 그린 것이다. IRTF-GSC가 TF-GSC와 비교해서 ESR이 큰 주파수 bin이 더 많기 때문에 LMS 알고리즘으로 구현시 해당 주파수 bin에서 수렴속도가 저하될 수 있음을 알 수 있다.

상대전달함수의 역필터링을 이용한 알고리즘과 기존

표 1. 계산량 비교: RTF-MVDR과 IRTF-MVDR

Table 1. Comparison of computational complexity: RTF-MVDR vs. IRTF-MVDR.

	곱셈	덧셈
RTF-MVDR	$7L^2 - 2L + 1$	$6L^2 - 2L$
IRTF-MVDR	$4L + 1$	$\frac{1}{2}L^2 + \frac{1}{2}L$

표 2. 계산량 비교: TF-GSC와 IRTF-GSC

Table 2. Comparison of computational complexity: TF-GSC vs. IRTF-GSC.

	곱셈	덧셈
TF-GSC	$8L - 4$	$8L - 4$
IRTF-GSC	$4L + 2$	$6L - 2$

의 상대전달함수를 이용한 알고리즘의 계산량을 한 주파수 bin에서 한 프레임 동안에 필요로 하는 실수곱셈과 실수덧셈 숫자로 비교하였다. 먼저, 표 1은 RTF-MVDR과 IRTF-MVDR의 계수추정 과정의 계산량을 비교한 것이다. 이 때, 공간상관행렬의 추정 및 역행렬 계산에 필요한 계산량은 양쪽 모두 동일하므로 제외하였다. 센서 개수가 5개일 때 IRTF-MVDR은 RTF-MVDR에 비해서 12.6%의 곱셈과 35.7%의 덧셈을 필요로 함을 알 수 있다. 비록, IRTF-MVDR은 필터링 과정에서 역필터링을 매 프레임마다 수행하므로 RTF-MVDR에 비해서 약 2배의 계산량을 필요로 하지만 계수적응시의 계산량은 다소 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. 표 2는 TF-GSC와 IRTF-GSC의 계산량을 비교한 것이다. 이 때, 다중입력 제거기의 계산량은 양쪽 모두 동일하므로 제외하였다. 센서 개수가 5개일 때 IRTF-GSC는 TF-GSC에 비해서 61.1%의 곱셈과 77.8%의 덧셈을 필요로 함을 알 수 있다. 따라서, 상대전달함수의 역필터링을 이용한 알고리즘은 기존의 상대전달함수를 이용한 알고리즘보다 적은 계산량으로 구현이 가능하다.

IV. 실험 결과

제안된 알고리즘과 기존 알고리즘을 자동차 음성인식 시스템의 전처리단으로 적용했을 때 음성인식 성능의 향상 정도를 비교하기 위하여 5개의 마이크를 등간격 선형 어레이의 형태로 자동차의 선바이저에 설치한 후 녹음된 잡음 음성 데이터베이스와 HTK (Hidden Markov Model Toolkit)를 이용하여 음성인식 실험을 수행하였다[9]. 실

표 3. 인식률 (%) 비교: 고속, 창문 닫고

Table 3. Comparison of the word accuracy (%): High speed, window closed.

SNR	-5	-2.5	0	2.5	5	7.5	10
단일 채널	52.41	63.34	72.12	80.22	85.73	88.73	91.12
TF-GSC	71.85	78.97	84.40	87.82	90.06	91.85	92.87
IRTF-GSC	69.95	77.55	83.62	87.71	89.69	91.36	92.50

표 4. 인식률 (%) 비교: 저속, 창문 닫고

Table 4. Comparison of the word accuracy (%): Low speed, window closed.

SNR	-5	-2.5	0	2.5	5	7.5	10
단일 채널	70.70	77.32	83.16	86.94	90.12	92.10	93.59
TF-GSC	81.89	86.31	89.38	91.32	92.59	93.19	93.89
IRTF-GSC	81.23	85.75	88.74	90.84	92.31	92.99	93.55

표 5. 인식률 (%) 비교: 저속, 창문 열고

Table 5. Comparison of the word accuracy (%): Low speed, window open.

SNR	-5	-2.5	0	2.5	5	7.5	10
단일 채널	39.45	51.38	62.55	70.95	78.64	84.24	87.68
TF-GSC	70.62	78.05	83.92	87.59	90.17	91.88	92.95
IRTF-GSC	69.04	77.12	82.83	87.14	89.87	91.72	92.76

험 방법 및 인식기의 파라미터는 [5]에서 수행된 것과 동일하게 적용하였다. 또한, IRTF-MVDR 빔형성기는 RTF-MVDR 빔형성기와 동등하므로 NLMS 적응 알고리즘을 사용한 TF-GSC와 IRTF-GSC의 인식률만 비교하였다.

표 3, 4, 5는 각각 고속/창문 닫고, 저속/창문 닫고, 저속/창문 열고의 세 가지 잡음 상황에 대한 인식률을 나타낸 것이다. IRTF-GSC는 신호대 잡음비 (SNR)가 낮을 때, TF-GSC에 비해서 최대 1.9%까지 인식률이 저하되고, 0dB이상의 SNR에서는 1%이내의 적은 성능저하를 보인다. 이러한 성능저하는 3.3절에서 언급한 것과 같이 ESR의 증가에 따른 수렴속도의 저하 때문으로 생각된다.

V. 결론

본 논문에서는 상대전달함수의 역필터링을 통하여 기존의 상대전달함수를 이용한 빔형성 알고리즘보다 적은 계산량을 갖는 IRTF-MVDR 및 IRTF-GSC 알고리즘을

제안하였고, 자동차 환경에서의 인식 실험을 통하여 제안된 방법과 기존 방법의 성능을 비교하였다.

IRTF-MVDR 알고리즘은 RTF-MVDR과 동등함을 보였으며, IRTF-GSC 알고리즘은 LMS 알고리즘으로 구현시에 TF-GSC에 비해서 수렴속도가 저하될 수 있음을 보였다. 인식 실험 결과, IRTF-GSC 알고리즘은 SNR이 낮을 때 TF-GSC 보다 최대 1.9%까지 성능이 저하되었고, 0dB 이상의 SNR에서는 1% 이내의 적은 성능저하를 보였다.

• **황 영 수 (Youngsoo Hwang)**

한국음향학회지, 제24권 제7호 참조
 현재: 관동대학교 전자정보통신기술공학부 교수

• **윤 대 회 (Dae-Hee Youn)**

한국음향학회지, 제24권 제3호 참조
 현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수

참 고 문 헌

1. M. Bransdstein and D. Ward, *Microphone Arrays*, (Springer, 2001).
2. F. Asano, H. Aso, and T. Matsui, "Sound Source Localization and Separation in Near Field", *IEICE Trans. Fundamentals*, E38-A, 2286-2294, Nov. 2000.
3. S. Gannot, D. Burnshtein, and E. Weinstein, "Signal enhancement using beamforming and nonstationarity with applications to speech", *IEEE Trans. Signal Processing*, 49, 1614-1626, Aug. 2001.
4. Z. L. Yu., and M. H. Er, "Robust subspace analysis and its application in microphone-array for speech enhancement", *IEICE Trans. Fundamentals*, E88-A, 1708-1715, Jul. 2005.
5. 한철희, 강홍구, 황영수, 윤대회, "차량환경에서 음성인식 성능 향상을 위한 마이크로폰 어레이 빔형성 기법", *음향학회지* 24 (10), 2005
6. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, (Prentice-Hall, 1996).
7. H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing*, (Wiley-Interscience, 2002).
8. L. J. Griffiths and C. W. Jim, "An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming", *IEEE Trans. Antennas and Propagations*, AP-30, 27-34, Jan. 1982.
9. <http://htk.eng.cam.ac.uk/>

저자 약력

• **한 철 희 (Chul-Hee Han)**



한국음향학회지, 제24권 제7호 참조
 현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

• **강 홍 구 (Hong-Goo Kang)**

한국음향학회지, 제24권 제7호 참조
 현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수