

논문 2009-46SP-1-10

# PHAT 가중 방식 음성신호방향 추정시스템의 FFT 및 IFFT의 효율적인 구현

(Efficient Implementation of IFFT and FFT for PHAT Weighting Speech Source Localization System)

김 용 은\*, 홍 선 아\*, 정 진 균\*\*

(Yong-Eun Kim, Sun-Ah Hong, and Jin-Gyun Chung)

## 요 약

서비스 로봇에서 사용되는 음원인식 시스템은 사람이 로봇을 향해 말할 때 화자의 위치를 추정한다. 로봇용 음원인식 알고리즘들 중에서 복수개의 마이크로폰에 소리가 도착하는 시간지연 정보를 이용하여 음원위치를 추정하는 방법이 널리 이용된다. 소리가 도착하는 지연시간을 계산하기 위해서는 상관관계를 구하고 위치추정의 정확도를 향상시키기 위해서 PHAT 가중치 함수를 널리 사용한다. PHAT 가중치 함수를 적용하기 위해서는 FFT와 IFFT회로가 사용되는데 이 회로들의 면적이 음원인식 시스템의 50% 이상을 차지한다. 따라서 FFT와 IFFT의 효율적인 구현이 음원인식 시스템의 경쟁력 있는 IP 구현에 필수적이다. 본 논문에서는 사람의 음성 특성을 고려하여 FFT와 IFFT를 효율적으로 구현하는 방법을 제시한다.

## Abstract

Sound source localization systems in service robot applications estimate the direction of a human voice. Time delay information obtained from a few separate microphones is widely used for the estimation of the sound direction. Correlation is computed in order to calculate the time delay between two signals. In addition, PHAT weighting function can be applied to significantly improve the accuracy of the estimation. However, FFT and IFFT operations in the PHAT weighting function occupy more than half of the area of the sound source localization system. Thus efficient FFT and IFFT designs are essential for the IP implementation of sound source localization system. In this paper, we propose an efficient FFT/IFFT design method based on the characteristics of human voice.

**Keywords:** 음원 추정, PHAT 가중치 함수, FFT, IFFT, 서비스 로봇

## I. 서 론

최근 사람과 로봇 사이의 원활한 상호작용을 위하여 비전 센서(vision sensor)를 이용한 시각 정보 뿐 만 아

니라 청각 정보를 활용하는 연구도 활발히 진행되고 있다. 청각 정보 활용의 중요한 응용 중의 하나는 음원 위치 추정 기법을 이용하여 화자의 위치를 판단하여 로봇의 움직임에 활용하는 것이다<sup>[1-3]</sup>.

기존의 마이크로폰 사이의 도달시간지연(TDOA)이나 빔포밍을 이용한 음원 위치 추정 방법은 다수의 마이크로폰 어레이를 이용하여 화상회의에서 화자의 위치로 카메라가 움직이게 하기 위해 사용되었다<sup>[4]</sup>. 음원 추정 알고리즘 중 음성 도달시간지연을 이용하여 마이크로폰 사이의 시간지연과 마이크로폰이 놓여 있는 기하학적

\* 학생회원, \*\* 정회원, 전북대학교 전자정보공학부 (Div. of Electronic & Information Engineering Chonbuk University)

※ This work was supported by MKE & IITA. (08-GIBAN-13, JEONBUK IT research center project)

접수일자: 2008년5월26일, 수정완료일: 2008년12월29일

형상만을 이용하여 간단하게 음원의 위치를 추정할 수 있는 방법이 널리 사용된다<sup>[5]</sup>. 또한 음성의 시간 지연을 계산 하는 방법은 Generalized Cross Correlation(GCC) 방법 중에 PHAT(phase transform) 가중치 함수를 적용한 방법이 널리 이용된다<sup>[6~7]</sup>.

본 논문에서는 사람 음성이 가지는 대역폭을 고려하여 가중치 함수에 적용되는 512 포인트 FFT와 IFFT 회로를 감소시키는 방법을 제안한다. II절에서는 음성 지연 시간을 계산하기 위한 가중치 함수에 대해서 설명하고 III절, IV절에서는 제안한 FFT 및 IFFT 구현방법에 대해서 각각 설명한다. V절에서는 시뮬레이션 결과를 제시하고 VI절에서 결론을 맺는다.

## II. PHAT 가중함수를 이용한 음원 위치추정 시스템

음원의 위치를 추정하기 위해서는 도달시간지연을 이용한 방법이 널리 사용된다. 도달 지연시간을 측정하기 위해서 GCC 방법이 주로 이용된다. 음원에서 나온 음파는 두 마이크로폰에서 측정된 신호  $x_1(t)$ 와  $x_2(t)$ , 음원에서 첫번째 마이크로폰에 도달한 신호  $s_1(t)$ , 잡음  $n_i(t)$ 를 사용하여 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s_1(t) + n_1(t), \\ x_2(t) &= \alpha s_1(t - D) + n_2(t) \end{aligned} \quad (1)$$

식 (1)에서  $\alpha$ 는 감쇠계수이고,  $D$ 는 추정하고자 하는 두 신호사이의 시간지연이다. 시간지연을 계산하기 위해 두 마이크로폰 신호사이의 상호상관 함수를 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[8]</sup>.

$$R_{x_1x_2}(\tau) = E[x_1(t)x_2(t-\tau)] \quad (2)$$

$R_{x_1x_2}(\tau)$ 가 최대값을 가질 때의  $\tau$ 가 두 마이크로폰 신호 사이의 시간지연이다. 유한한 길이를 갖는  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$  신호를 ergodic process라 가정하고 측정된 신호의 길이를  $T$ 라 하면 식 (3)을 얻을 수 있다.

$$\hat{R}_{x_1x_2}(\tau) = \frac{1}{T-\tau} \int_{\tau}^T x_1(t)x_2(t-\tau)dt \quad (3)$$

이 때 상호 상관계수  $R_{x_1x_2}(\tau)$ 는 상호 스펙트럼밀도

함수  $G_{x_1x_2}(f)$ 와 Fourier 변환 관계이므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R_{x_1x_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G_{x_1x_2}(f)e^{j2\pi f\tau}df \quad (4)$$

식 (4)에서 상호 스펙트럼밀도 함수에 가중치 함수를 곱해서 더 정확한 상호 상관계수를 추정할 수 있다. 이를 일반화된 '상호 상관계수'라 하고, 식 (5)와 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{R}_{x_1x_2}^{(g)}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_g(f)\hat{G}_{x_1x_2}(f)e^{j2\pi f\tau}df \quad (5)$$

가중함수는  $\psi_g(f)$ 는 표 1과 같이 Roth<sup>[9]</sup>, SCOT<sup>[10~11]</sup>, PHAT<sup>[11]</sup>, Eckart filter<sup>[12~14]</sup>, HT<sup>[15]</sup> 등이 존재한다. 그 중에서도 널리 사용되는 가중치 함수  $\psi_g(f)$ 는 PHAT로서 식(6)과 같다.

$$\psi_g(f) = \frac{1}{|G_{x_1x_2}(f)|} \quad (6)$$

표 1의 가중 함수는 식(5)와 같이 주파수상에서 가중 함수를 곱해야하므로 시간 신호를 주파수 신호로 변환해야하고 가중치 함수 적용 후 다시 시간 신호로 변환 해주어야 한다. 따라서 반드시 주파수 영역 변환과 시간 영역 변환을 위한 FFT와 IFFT 회로가 사용되어야 한다. 하지만 FFT와 IFFT 회로는 음원 추정 시스템 하드웨어의 50% 이상의 큰 면적을 차지한다는 단점이

표 1. 가중 함수 종류 ( $*\psi_{x_1x_2}(f) = \frac{G_{x_1x_2}(f)}{\sqrt{G_{x_1x_1}(f)G_{x_2x_2}(f)}}$ )

Table 1. The type of weight function.

	Weighting Function
Cross Correlation	1
Roth Impulse Response	$\frac{1}{G_{x_1x_2}(f)}$
SCOT	$\frac{1}{\sqrt{G_{x_1x_1}(f)G_{x_2x_2}(f)}}$
PHAT	$\frac{1}{ G_{x_1x_2}(f) }$
Eckart	$\frac{G_{s_1s_1}(f)}{[G_{n_1n_1}(f)G_{n_2n_2}(f)]}$
ML or HT*	$\frac{ \gamma_{12}(f) ^2}{ G_{x_1x_2}(f)  1- \gamma_{12}(f) ^2 }$

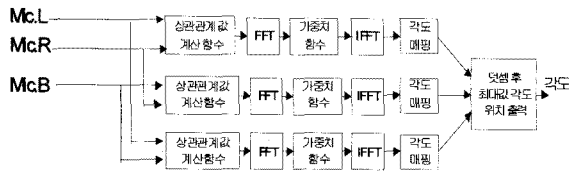


그림 1. 음원위치 추정 시스템의 블록도.  
Fig. 1. The block diagram of sound localization system.

있다.

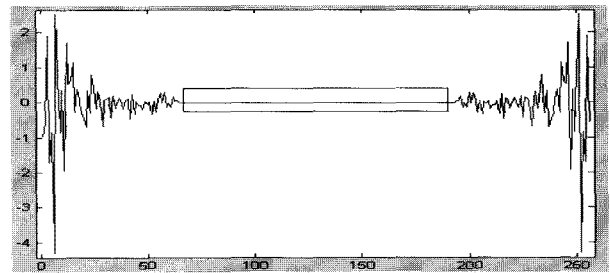
음원추정 시스템은 입력된 음성신호를 임의의 길이의 신호 프레임으로 분할하여 그림 1과 같이 상관 계수 연산 → FFT → 가중치 함수 곱셈 → IFFT → 지연 시간을 각도로 매핑 → 각 마이크로폰 페어의 각도 덧셈 후 최대 각도 위치 출력 과정을 수행하게 된다. 또한 샘플링 주파수를 높이면 음원 신호간의 지연시간을 더 정확하게 구할 수 있으나 하드웨어의 오버헤드를 고려할 때 보통 16KHz 샘플링 주파수가 이용된다<sup>[3, 6]</sup>.

음원 추정 시스템 중 서비스 로봇이나 화상 회의와 같이 사람의 음성 위치를 추정하는 음원 추정시스템의 경우 사람음성이 3.4KHz이내의 주파수임을 고려하여 음원 추정 시스템의 50%이상을 차지하는 FFT와 IFFT 회로의 면적을 줄일 수 있다.

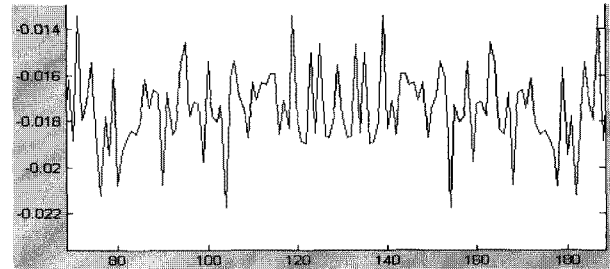
### III. 제안한 FFT 회로 감소 방법

그림 2는 16 KHz로 샘플링 하였을 때 사람 목소리의 주파수 성분을 나타낸 그림이다. 입력 신호를 16KHz로 샘플링하였을 때 사람음성의 특성상 3.4KHz 이상의 고주파 대역은 거의 0이 된다. 하지만 주위의 고주파잡음으로 인해 그림 2-(b)와 같이 작은 값이기는 하지만 0이 아닌 주파수 성분들이 존재한다.

식 (6)의 PHAT 가중치 함수는 FFT 출력의 실수  $x$  와 허수  $y$ 값에 대해 각각  $x/\sqrt{x^2+y^2}$ ,  $y/\sqrt{x^2+y^2}$  연산을 수행한다. 그림 2-(b)의 작은 값들은 가중함수가 적용될 때 분모에 작은 값을 곱하게 되어 가중함수 적용 후 출력을 크게 증가시킬 수 있다. 그림 3은 그림 2-(a)에 가중함수가 적용된 후 파형을 보여준다. 그림 2-(b)의 고주파 성분이 매우 작음에도 불구하고 PHAT 가중치 함수를 적용하면서 그림 3과 같이 고주파 성분 값이 커짐을 알 수 있다. 이 결과 그림 3의 PHAT 가중치 적용 파형이 시간 영역으로 변환 될 때 각도 결과 값에 영향을 주게 된다. 즉 사람의 음성이 아닌 그 보다 높은 주파수 성분에 의해 발생된 신호가 각도 추정에 영향을



(a)



(b)

그림 2. 16KHz로 샘플링하였을 때 사람 음성 신호 주파수 스펙트럼: (a)전체 스펙트럼, (b)(a)의 네모블록부분을 확대한 그림.

Fig. 2. The spectrum of human's voice at 16KHz sampling frequency.

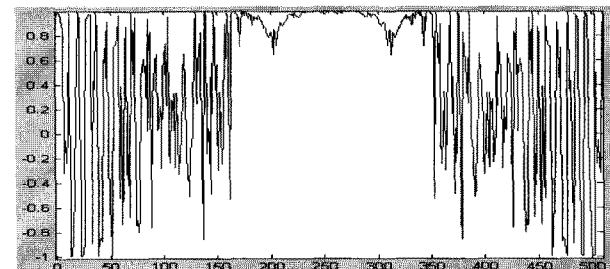


그림 3. 그림 2-(a)에 PHAT 가중함수가 적용된 파형.  
Fig. 3. The PHAT result in figure 2-(a).

주게 된다.

사람 음성신호를 이용하여 화자의 위치를 추정할 때 그림 2-(a)의 네모블록 부분은 0이 되어야 각도 연산이 이상적으로 이루어질 수 있다. 본 논문에서는 FFT연산을 취한 후 출력 중 3.4KHz 이상의 주파수 대역에 해당하는 출력을 0으로 고정시킴으로써 FFT 출력이 고주파 신호의 영향을 받지 않도록 한다. 그림 4는 그림 2-(a)의 출력에서 네모블록 부분을 0으로 고정시킨 후 PHAT 가중함수를 적용한 결과이다. 그림 4에서는 사람 음성 대역의 주파수에 대해서만 가중치 값이 연산되고 IFFT 변환 시 고주파 성분이 영향을 주지 않으므로 더욱 정확한 음원 추정이 가능하다.

그림 5의 a와 b는 각각 그림 3과 4를 시간영역으로

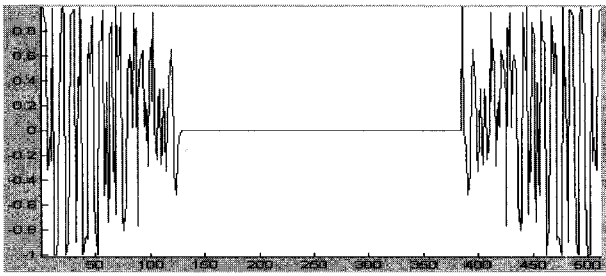


그림 4. FFT 출력의 고주파부분을 0으로 고정시킨 후 PHAT 가중함수를 적용한 결과.

Fig. 4. The PHAT result after fixing to 0 at the part of high frequency.

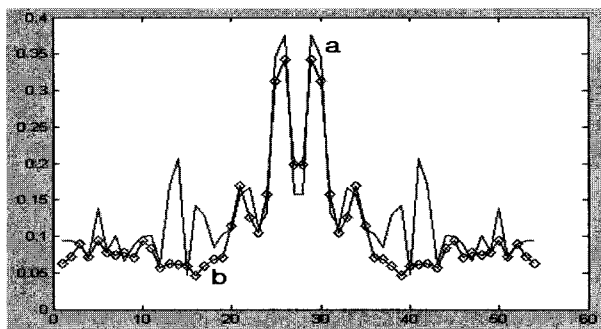


그림 5. 그림 3과 그림 4를 시간영역으로 변환한 결과.  
Fig. 5. The result of transformation into time domain in Fig. 3 and Fig 4.

변환한 파형이다. 그림 5의 a에서 가운데 큰 값은 음원의 위치이고 주위에 존재하는 값들은 고주파잡음에 의한 영향이다. 마이크로폰 페어로부터 계산된 결과들이 더해져서 최종 각도가 출력될 때 주위에 존재하는 잡음 출력의 합이 각도의 위치에 해당하는 값보다 크게 되는 경우가 발생하여 각도 에러가 발생할 수 있다. 그러나 그림 5에서 b의 경우 고주파 잡음에 의한 영향이 크게 감소하였음을 보여준다. 표 1의 다른 가중 함수를 이용하여 사람 음성에 대한 음원 추정을 할 때에도 제안한 방법을 이용하여 사람 음성 주파수 보다 높은 주파수 영역을 0으로 고정시킴으로써 더 정확한 음원위치 추정이 가능하다.

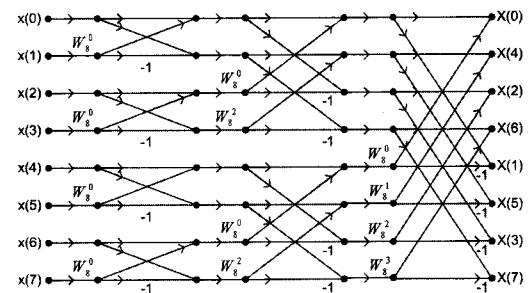
FFT의 출력 중 3.4KHz이상의 대역을 0으로 고정하기 때문에 이에 해당하는 FFT의 출력 값들은 계산하지 않아도 되며 이점을 이용하여 FFT 회로를 감소시킬 수 있다. 그림 6-(a)는 8포인트 FFT 플로우를 보여준다. 고주파 출력 값들이 0으로 고정되면 그림 6-(b)와 같이 표현할 수 있다. 그림 6을 그림 7과같이 8포인트 Radix-2 DIF(Decimation in Frequency) SDF(Single path Delay Feedback) 구조로 구현할 때 마지막 단에 사용되는 레지스터 개수가 1/2로 감소된다. 따라서 총

레지스터의 25%를 감소시킬 수 있다. 512포인트 FFT에서 레지스터가 차지하는 비중을 약 70%라고 한다면 FFT 하드웨어의 17.5%를 제안한 방법에 의해 감소시킬 수 있다.

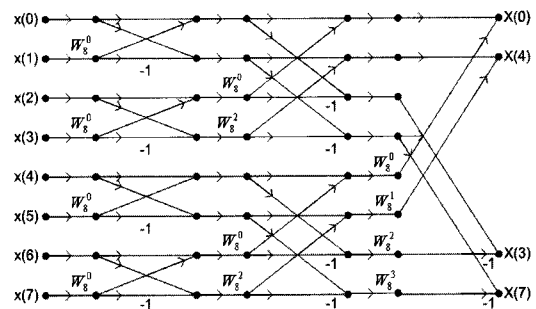
#### IV. 제안한 IFFT 회로감소 방법

III장에서 제안한 알고리즘으로 생성된 512포인트 FFT 파형은 중앙의 256개의 값이 0이기 때문에 이 특성을 이용하여 IFFT 회로를 감소시킬 수 있다.

음성신호의 샘플링 주파수를  $f_s$ , 마이크 사이의 거리를  $l_{mic}$ , 공기 중 음속을  $c$ 라고하면 ( $c = 343m/s$ ) 최대 지연이 가능한 샘플 수( $n_{d,max}$ )는 다음과 같이 표현



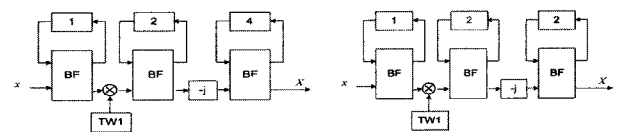
(a)



(b)

그림 6. 기존의 FFT와 제안한 FFT의 플로우: (a)기존의 FFT, (b) 제안한 FFT.

Fig. 6. Conventional FFT and proposal FFT: (a) Conventional FFT, (b) proposal FFT.



(a)

(b)

그림 7. 그림 6의 플로우를 Radix-2<sup>2</sup> DIF SDF구조로 구현했을 때 블록도: (a)기존 FFT, (b)제안한 FFT.

Fig. 7. Structure of 32 point Radix 2<sup>2</sup> DIF SDF IFFT: Conventional FFT, (b) proposal FFT.

된다.

$$n_{d,max} = \frac{f_s l_{mic}}{c} \quad (7)$$

즉, 두 마이크로폰 사이의 거리가 주어지면 두 신호 사이의 최대 지연시간도 정해지므로 최대 지연시간 이상에 해당하는 지연 시간을 계산할 필요가 없다. 따라서 가중함수가 적용된 주파수 영역신호를 시간영역으로 변환하였을 때 출력된 값의 일부분만을 사용하고 IFFT 입력 신호중 고주파에 해당하는 부분이 0임을 고려하면 IFFT의 면적을 감소시킬 수 있다.

예를 들어 그림 8과 같이 32 포인트 IFFT 가 주어졌을 때 그림 9와 같은 32 포인트 Radix 2<sup>2</sup> DIF (Decimation in Frequency) SDF(Single path Delay Feedback) 구조로 구현 될 수 있다. 그림 9의 구조는 첫 번째, 세 번째 버터플라이 이후에 곱셈 연산이 이루어지고 두 번째, 네 번째 버터플라이 이후에는 -j 연산이 이루어지는 특징을 가지고 있다. TW1은 W8, W4, W12로 구성되고 ( $W_N = e^{-j2\pi i/N}$ , N=point 수), TW2는

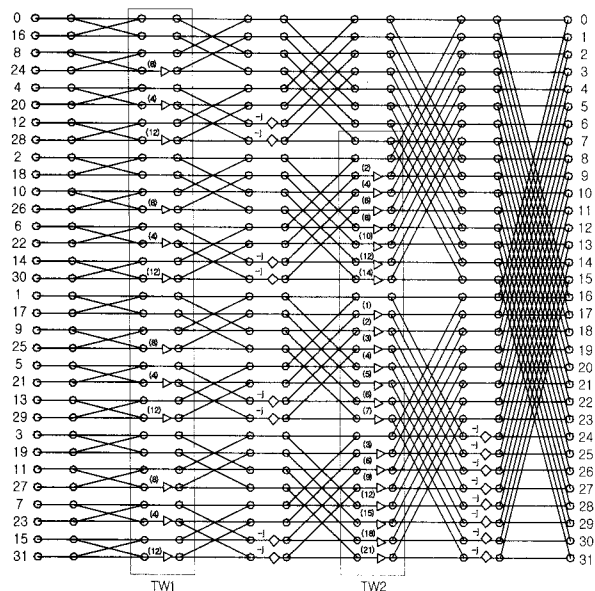


그림 8. 32 포인트 Radix-2<sup>2</sup> DIF IFFT 흐름도.  
Fig. 8. Flow of 32 point Radix-2<sup>2</sup> DIF IFFT.

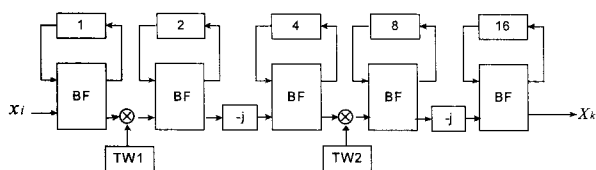


그림 9. 32 포인트 Radix 2<sup>2</sup> DIF SDF IFFT 구조.  
Fig. 9. Structure of 32 point Radix 2<sup>2</sup> DIF SDF IFFT.

그림 14에서와 같이 W1~W21사이의 값으로 구성된다. -j 연산은 실수 값과 허수 값을 바꿔주고 실수값에 -1을 곱해주면 간단하게 구현된다.

32 포인트 FFT의 출력중 가운데 24개의 값이 0이고 이 값이 32포인트 IFFT로 입력되며 IFFT 출력 중 4개의 값만이 음원추정에 이용된다면 그림 8의 IFFT 흐름이 그림 10과 같이 간소화 된다.

효율적인 SDF구조 IFFT를 구현하기 위해서 그림 10의 회전 계수를 그림 11과 같이 정리 할 수 있다. 그림 11에서 첫 번째 버터플라이 이후에 나오는 회전계수

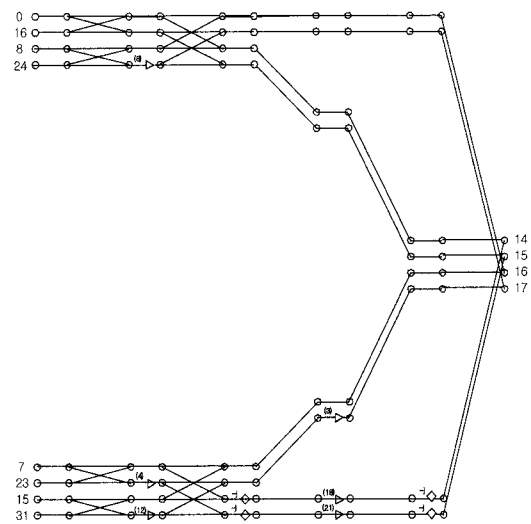


그림 10. 제안한 방법을 적용한 8포인트 Radix 2<sup>2</sup> DIF IFFT 흐름도.  
Fig. 10. Flow of 8 point Radix 2<sup>2</sup> DIF IFFT using proposed method.

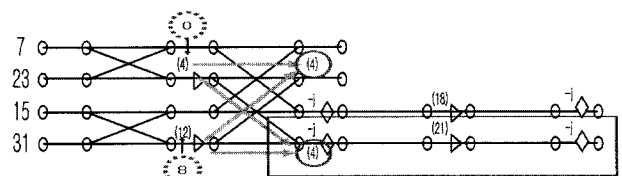


그림 11. 회전계수의 단순화.  
Fig. 11. Arrangement of twiddle factors.

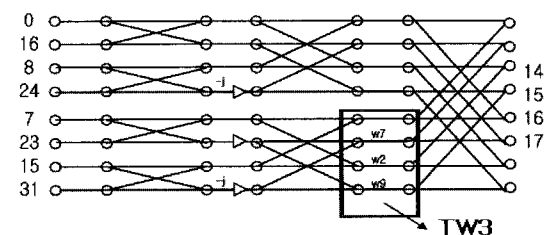


그림 12. 그림 9의 회전계수를 정리한 IFFT 흐름도.  
Fig. 12. Flow of IFFT after rearrangement of twiddle factors in Fig. 9.

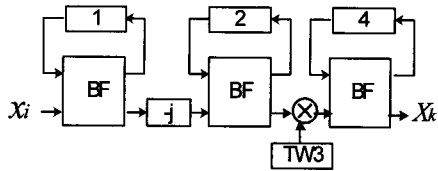


그림 13. 제안한 방법을 이용한 8 포인트 Radix 2<sup>2</sup> IFFT 구조.

Fig. 13. Structure of 8 point Radix 2<sup>2</sup> IFFT structure using the proposed method.

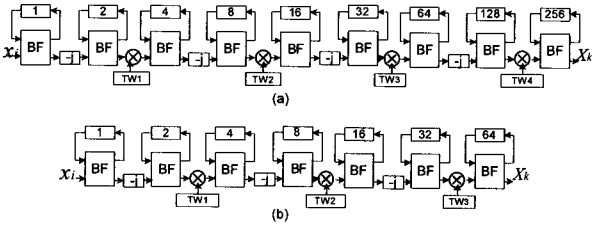


그림 14. 음원 인식에 사용되는 512-point Radix 2<sup>2</sup> DIF SDF IFFT 구조 : (a) 기존의 IFFT 구조, (b) 제안한 IFFT구조.

Fig. 14. Structure of 512-point Radix 2<sup>2</sup> DIF SDF IFFT used in sound source localization system: (a) conventional IFFT structure, and (b) proposed IFFT structure.

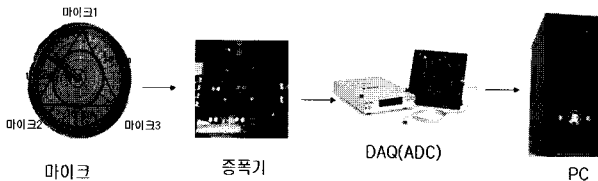


그림 15. 음원 인식 시스템 실험 환경.

Fig. 15. Test environment for sound source localization recognition system.

W4와 W12에서 W4 만큼을 두 번째 버터플라이 이후로 옮기면 W4는 W0로, W12는 W8로 바꿀 수 있다. 또한, 맨 아래에 있는 회전계수 전체는 서로 곱하여 하나로 구할 수 있으므로  $W41(=W4 \times (-j) \times W21 \times (-j))$ 로 바꿔 쓸 수 있다. 이 때,  $-j=W8$  이다. 32 포인트이기 때문에 회전계수의 성질에 의해 W41은 W9와 같다. 따라서 이 원리를 나머지 회전계수에 적용하면 TW3 값은 최종적으로 W7, W2, W9 가 된다. 따라서 회전 계수는 재정리되어 그림 12와 같이 표현할 수 있고 이를 그림 13과 같이 구현 할 수 있다.

음원 인식 시스템에 이용되는 512포인트 IFFT의 경우도 제안한 방법을 동일한 원리로 적용하여 IFFT의 point 수를 1/4로 줄일 수 있고, 이를 SDF 블록도로 나타내면 그림 14와 같다.

V. 실험 결과

그림 15는 음원위치추정을 위한 테스트 환경이다. 정삼각형 모양으로 배치된 3개의 마이크에 소리를 내면 이 소리가 증폭기를 통해 증폭된 후, DAQ(ADC)로 보내진다. DAQ에서는 음성신호를 16KHz로 샘플링 한 후 PC로 보낸다. PC에서는 음성 신호를 텍스트 형태로 받아 음원 추정 프로그램으로 보내게 된다. 신호를 더해서 일정 값 이상이 되면 이를 사람 음성으로 판단하고 음원의 위치를 추정한다.

0~180도를 30도 간격으로 분할한 7개의 음원의 위치에서 사람이 5번씩 소리를 내고 입력 데이터 256샘플을 1프레임으로 설정하고 20프레임의 음성 데이터의 각도를 계산하여 평균 각도 값을 출력하였다. 기존의 방법과 제안한 방법으로 실험한 결과를 그림 16에 보였다.

그림 16에서 수평축은 음원의 위치이고 수직축은 실험데이터이다. 실험결과 기존의 방법으로 PHAT 가중

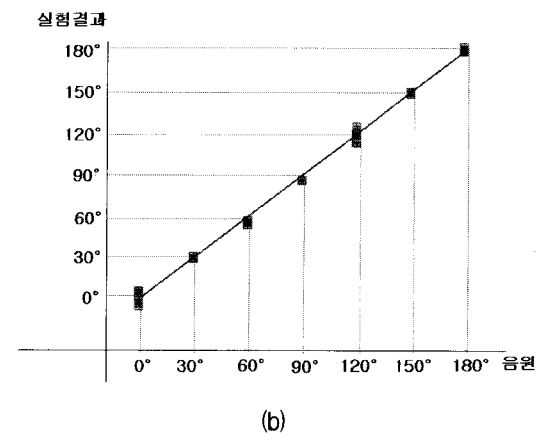
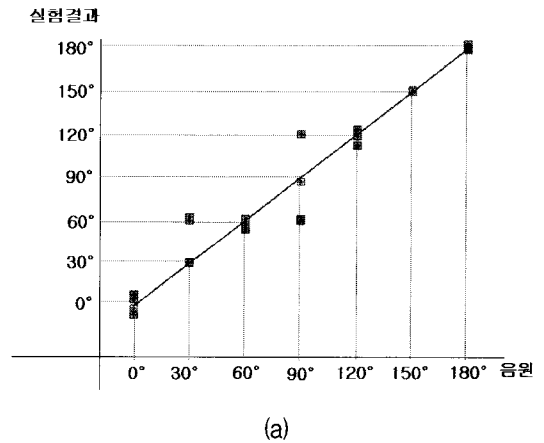
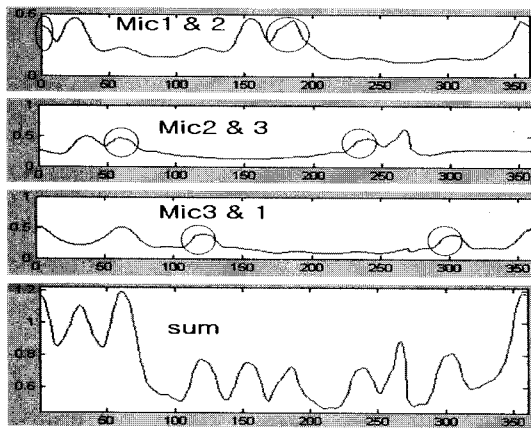
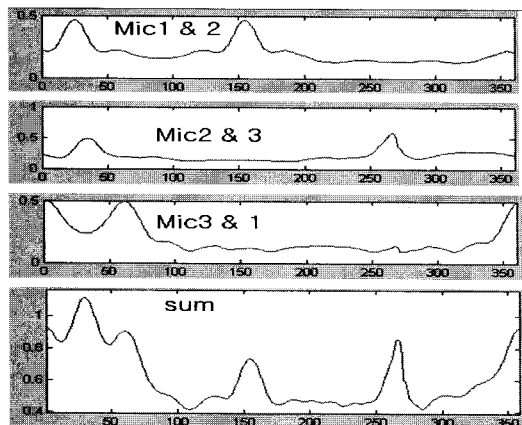


그림 16. 시뮬레이션 결과 : (a) 기존의 방법, (b) 제안한 방법  
Fig. 16. Simulation result: (a) conventional method, (b) proposal method.



(a)



(b)

그림 17. 그림 16에서 거리가 3m이고 각도가 30도인 경우 각도 출력 결과: (a)고주파 성분이 포함된 기존의 음원 추정 결과, (b)고주파 성분을 제거한 제안한 음원 추정 결과.

Fig. 17. Angle estimation results obtained in Fig. 16(3m and 30°): (a)conventional method included high frequency, (b)proposal method removed high frequency.

치를 적용하였을 때 그림 2-(a)에서와 같이 사람 음성보다 높은 주파수의 영향으로 인하여 각도 오차가 크게 발생하는 경우가 있음을 알 수 있다. 예를 들어 거리가 3m이고 각도가 30도인 경우 그림 17-(a)와 같이 마이크론 3개의 페어로부터 각도가 출력될 때 고주파 신호에 의한 각도 값이 그림 17-(a)의 원 영역과 같이 크게 출력되고 이러한 값들이 더해져서 사람 음성에 대한 각도 값보다 커지게 되어 큰 오차가 발생하게 된다. 반면 제안한 방법은 그림 17-(b)와 같이 고주파 성분에 대한 오차(그림 17-(a)의 원 영역)가 사라지게 된다. 따라서 제안한 방법을 이용하면 음원 위치 추정의 정확도가 증가함을 알 수 있다.

## VI. 결 론

가중 함수를 적용하여 음원위치 추정을 수행하기 위해서는 반드시 FFT와 IFFT 회로가 필요하고 이 회로는 음원 시스템 IP의 50%이상을 차지한다. 사람의 음성 대역이 3.4KHz이내임을 고려하여 FFT의 출력 중 음성 주파수 이상의 고주파 대역의 출력을 0으로 고정하고, 또한 두 마이크론사이의 거리로부터 최대지연 시간을 계산하여 최대지연시간 이내에 해당하는 IFFT 출력만을 계산함으로써 FFT 및 IFFT 회로를 간단하게 설계할 수 있음을 보였다. 이 과정에서 고주파 잡음성분이 0으로 고정되어 가중 함수 적용 시 사람의 음성 영역에서만 가중함수가 적용되었고 그 결과 더 정확한 각도 추정 결과가 얻어짐을 보였다.

제안한 방법은 사람의 음원 위치 추정에 유용하게 사용될 수 있으며 사람의 음성이 아닌 음원의 경우는 주파수특성에 적절한 알고리즘의 개발이 요구된다.

## 참 고 문 헌

- [1] K. Nakadai, et al, "Active audition for humanoid," *Proceedings of the 17th National Conference on Artificial Intelligence and 12th Conference on Innovative Applications of Artificial Intelligence*, pp. 832-839, 2000.
- [2] 황성목, "머리전달함수를 이용한 로봇의 화자 위치 추정", *한국소음진동공학회 추계학술대회논문집*, pp. 637-640, 2005.
- [3] Y. Sasaki, S. Kagami and H. Mizoguchi, "Multiple sound source mapping for a mobile robot by selfmotion triangulation," *Proceedings of the 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Beijing, China, 2006.
- [4] 권병호, 김경호, 박영진, "로봇 플랫폼에서 마이크론 위치를 고려한 음원의 방향 검지 방법" *한국소음진동공학회 2007년 추계학술대회 논문집*, pp. 1080-1084, 2007.
- [5] Handzel A. A. and Krishnaprasad P. S., "Biomimetic Sound-Source Localization," *IEEE Sensors Journal*, 2(6):607-616, 2002.
- [6] 권병호, "로봇시스템에 적용될 음원 위치 추정 방법에 관한연구" 석사학위논문, KAIST, pp. 15, 2007.
- [7] C. H. Knapp and G. C. Carter, "The generalized correlation method for estimation of time delay," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal*

- Processing*, vol. Assp-24, no. 4, 1976.
- [8] A. Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. New York: McGraw-Hill, 1965.
- [9] P. R. Roth, "Effective measurements using digital signal analysis," *IEEE Spectrum*, vol. 8, pp. 62-70, Apr. 1971.
- [10] G. C. Carter, A. H. Nuttall, and P. G. Cable, "The smoothed coherence transform," *Proc. IEEE (Lett.)*, vol. 61, pp. 1497-1498, Oct. 1973.
- [11] G. C. Carter, A. A. Nuttall, and P. G. Cable, "The smoothed coherence transform (SCOT)," Naval Underwater Systems Center, New London Lab., New London, CT, Tech. Memo TC-159-72, Aug. 8, 1972.
- [12] C. Eckart, "Optimal rectifier systems for the detection of steady signals," Univ. California, Scripps Inst. Oceanography, Marine Physical Lab. Rep SI0 12692, SI0 Ref 52-11, 1952.
- [13] C. H. Knapp, "Optimum linear filtering for multi-element arrays," Electric Boat Division, Groton, CT, Rep. U417-66-031, Nov. 1966.
- [14] A. B. Nuttall and D. W. Eiyde, "A unified approach to optimum and suboptimum processing for arrays," Naval Underwater Systems Center, New London Lab., New London, CT, Rep. 992, Apr. 1969.
- [15] E. J. Hannan and P. J. Thomson, "Estimating group delay," *Biometrika*, vol. 60, pp. 241-253, 1973.

---

 저 자 소 개
 

---



김 용 은(학생회원)  
 2005년 전북대학교 전자정보  
 공학부 학사 졸업  
 2007년 전북대학교 정보통신  
 공학과 석사 졸업  
 2007년~현재 전북대학교  
 전자정보공학부 박사과정  
 <주관심분야 : 통신, 신호처리, 반도체>



홍 선 아(학생회원)  
 2006년 전북대학교 전자정보  
 공학부 학사 졸업  
 2008년 전북대학교 전자공학과  
 석사 졸업  
 <주관심분야 : 통신, 컴퓨터, 임베  
 디드 시스템>



정 진 균(정회원)  
 1985년 전북대학교 전자공학  
 학사 졸업  
 1989년 미국 미네소타 주립대학  
 전기공학 석사 졸업  
 1991년 미국 미네소타 주립대학  
 전기공학 박사 졸업  
 <주관심분야 : 통신, 컴퓨터, 신호처리, 반도체>