

DFT를 이용한 잔향이 긴 음향 전달계의 임펄스 레스폰스 추정 에 관한 연구

The Comparative Study of the Methods Estimating the Impulse Response of a System with Long Reverberation Time using Discrete Fourier Transform(DFT)

* 김 천 덕 (Kim, C. D.)
** 安信正人 (Masato Abe)
** 城戸健一 (Kenitkido)

요 약

이 논문은 긴 잔향을 갖는 실내의 음향전달계의 임펄스 레스폰스를 DFT(Discrete Fourier Transform)의 알고리즘으로 크로스 스펙트럼(cross spectrum method)에 의해 구하는 3가지 방법에 대해 기술한다.

첫째의 방법은 종래부터 사용되어온 방법으로 음원신호로서 백색잡음(white noise)을 사용한다. 따라서, 임펄스 레스폰스 추정시 매우 긴 시간창의 데이터와 다수회의 DFT를 행하여야 한다.

두번째 방법은 음원신호로서 짧은 지속시간의 랜덤노이즈(random noise)를 사용하여 첫번째 방법에서 DFT 수행시 데이터의 시간창의 길이를 짧게 하기 위하여 개발된 방법이다.

세번째 방법은 본 논문에서 제안한 방법으로 음원신호로서 짧은 지속시간의 두 종류의 확정신호를 교차하여 발생하는 방법이다. 이 방법은 DFT수행시 시간창의 길이는 두번째 방법과 같고 FFT 계산횟수는 5번으로 행할 수 있다.

이들 음원신호에 대해 잔향이 긴 음향전달계의 임펄스 레스폰스 추정은 전자계산기의 연산처리능력과 임펄스 레스폰스 측정정도의 관점에서 비교 시험한 결과는 마지막 방법이 가장 유리하다는 결론을 얻었다.

* 부산수산대학교 전자통신공학과 교수
** 日本東北大学 교수

ABSTRACT

This paper describes three methods for the estimation of the impulse response in an indoor acoustic transfer system which rather has long reverberation time by the cross spectrum. The first method, which is the conventional one, will use the white noise as the source signal. Therefore, the very long time window data and numerous number of DFT are necessary for this estimation. The second method has been designed in order to shorten the length of time window of the first method by using a burst of noise as the source signal. The third method which will be suggested in this paper uses two types of definite signal with short duration time of the source signal.

According to the view point of computation capacity, and estimation accuracy of the impulse response, the compared experimental results show that the third method will be better than the others.

I. 서 론

음향신호 처리에 있어서, 음향전달특성의 중요한 파라미터(parameter)의 하나인 잔향특성은 임펄스 레스폰스에 의해 가늠할 수 있기 때문에 이 임펄스 레스폰스를 보다 고정도로 추정한다는 것은 아주 중요하다.

그러나, 일반적인 실내(indoor)와 같은 음향전달계는 시간이 아주 길기 때문에 임펄스 레스폰스 추정에 있어서 신호의 주파수 스펙트럼의 평탄화, S/N 비의 개선, 컴퓨터의 메모리 및 연산량 저감화 등에 문제가 있어서 그 해결책이 제안 연구되고 있다. 즉, 이것에 관한 연구는 문헌(1), (2), ..., (6) 등에서 기술되고 있다. 그러나 이들 방법들은 연산시간이나 추정정도의 관점에서 보면 반드시 최선의 방법이 아니다.

이제까지 대표적인 실험으로써 연속신호인 백색 잡음을 사용할 경우에는 시험신호와 전달계의 임펄스 레스폰스와의 순환콘볼루션에 의해 얻어지는 출력 신호는 시간창(time window)때문에 오차가 생긴다. 따라서 이 오차를 줄이기 위해, DFT를 행

할 때, 입력과 출력신호의 시간창의 길이를 구동점과 피크업점 사이의 임펄스 레스폰스의 길이보다 몇 배 길게 취하여야 한다.

따라서, 일반 회의실과 같은 잔향시간이 긴 임펄스 레스폰스의 추정은 긴 입출력 데이터 길이 때문에 일반적인 컴퓨터로서는 대용량의 메모리 및 연산 시간에 문제가 있다. 예로써, 시험 신호가 백색 잡음인 경우는 4000점 샘플에 대응하는 잔향시간을 가지는 음향전달계에서 임펄스 레스폰스를 보다 정확하게 추정하기 위해서는 DFT를 행할 때 데이터의 샘플은 16000점 이상 이어야 할 것이다. 이렇게 큰 계산량을 적은 용량의 컴퓨터로서는 쉽게 행할 수 없다. 이런 점을 감안할 때 잔향이 매우 긴 음향전달계의 임펄스 레스폰스를 고정도로서 용이하게 추정할 수 있는 다른 시험신호의 개발이 요구된다.

다음장에 이 논문에서 제안하는 시험신호들에 관하여 그 개요를 기술한다.

II. 새로운 방법의 Outline

음향전달계의 임펄스 레스폰스를 높은 정도로 추정하는 데는 시험신호인 음원신호가 사용대역에 있

어서 주파수 스펙트럼이 평탄하여야 하고 주위의 S/N 버를 고려하여 파워가 큰것이 바람직하다. 이러한 이유 때문에 종래부터 시험신호로써 연속적인 백색잡음이 많이 사용되고 있다. 백색잡음에 의한 음향전달계의 임펄스 레스폰스 추정은 백색잡음이 불규칙 랜덤신호이므로 크로스 스펙트럼법으로써 구한다.

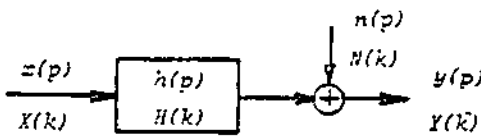


그림 1 임펄스레스폰스 추정문제에 대한 시스템모델.
The system model for the impulse response estimation problem.

그림 1 은 음향전달계의 임펄스 레스폰스의 추정에 있어서, 입출력 신호의 관계를 일반적으로 나타낸 블록도이다. 그림에서 샘플치 계열 신호로써 입력 x(p), 출력 y(p), 전달계에 보태지는 외부잡음n(p) 전달계의 임펄스 레스폰스 h(p)로 나타내고 이들에 대해 푸리에 변환된 주파수 영역에서 그 신호성분은 X(k), Y(k), N(k), H(k)로써 나타낸다.

그림 1의 입 출력신호의 관계는

$$y(p) = x(p) * h(p) + n(p) \\ = \sum_{q=0}^{\infty} x(p-q)h(q) + n(p) \quad (1)$$

로 나타낸다. 식에서 *는 콘볼루션 표시이다. x(p) y(p) 신호들의 i 번째 segment에 샘플된 N 샘플씩 푸리에 변환하면 다음식과 같다.

$$X_i(k) = \sum_{p=0}^{N-1} x_i(p) \exp(-j 2 \pi p k / N) \quad (2)$$

$$Y_i(k) = \sum_{p=0}^{N-1} y_i(p) \exp(-j 2 \pi p k / N) \quad (3)$$

또 식(1)에 나타난 바와 같이 y_i(p)에 포함된 외부잡음 n_i(p)의 푸리에 변환은 식(4)와 같다.

$$N_i(k) = \sum_{p=0}^{N-1} n_i(p) \exp(-j 2 \pi p k / N) \quad (4)$$

식(1)을 식(2), (3), (4)에 의해 주파수 영역으로 나타내면 다음식과 같다.

$$Y_i(k) = H_i(k) X_i(k) + N_i(k) \quad (5)$$

다음에, 크로스 스펙트럼의 알고리즘에 의해 전달함수의 추정치 $\hat{H}_{xy}(k)$ 는 다음식들에 의하여 구해진다.

입력신호의 파워스펙트럼과 입력신호와 출력신호 사이의 크로스 스펙트럼을 FFT하는데 있어서 입출력 데이터를 시간상의 위치로 이동시켜 M회 가산 평균 하는 것에 대해 다음과 같이 정의하고 있다.

$$\overline{P_{xx}(k)} = 1/M \sum_{i=1}^M X_i(k) X_i^*(k) \quad (6)$$

$$P_{xy}(k) = 1/M \sum_{i=1}^M Y_i(k) X_i^*(k) \quad (7)$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M H_i(k) X_i(k) X_i^*(k) + \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M N_i(k) X_i^*(k)$$

여기서 *는 공액복소수를 나타낸다. 식(6), (7)에 의해 전달함수의 추정치 $\hat{H}_{xy}(k)$ 는

$$\hat{H}_{xy}(k) = \frac{\overline{P_{xy}(k)}}{\overline{P_{xx}(k)}} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M Y_i(k) X_i^*(k)}{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M X_i(k) X_i^*(k)}$$

$$= \frac{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M H_i(k) X_i X_i^*(k) + \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M N_x(k) X_i^*(k)}{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M X_i(k) X_i^*(k)} \quad (8)$$

에 의해 구할 수 있다.

식(8)의 우변 제 1항은 전달계의 $h(p)$ 가 시간불변형(time invariant)으로써, $H(k)$ 가 정상성(stationary)이지만, 제 2항은 실제 입력신호 $x_i(p)$ 와 외부잡음 $n_i(p)$ 는 무상관 관계이기 때문에 평균횟수가 $M \rightarrow \infty$ 로 하는 것에 의해 0으로 수렴된다. 출력신호에 혼입된 외부 노이즈가 입력신호와 외부잡음의 곱이 정규분포라고 가정하면, 입출력신호에 의한 크로스 스펙트럼의 평균횟수(M)에 의해 S/N 비는 다음과 같이 개선된다.

$$S/N = 20 \log_{10} \sqrt{M} \text{ dB} \quad (9)$$

따라서, 전달계의 임펄스 레스폰스의 추정치 $\hat{h}(p)$ 는 전달함수 $\hat{H}_{xy}(k)$ 를 역푸리에 변환에 의해 다음식과 같이 구하여 진다.

$$\hat{h}(p) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{H}_{xy}(k) \exp(j 2 \pi pk/N) \quad (10)$$

그러나 시험신호가 연속신호를 사용할 경우에는 외부노이즈 이외의 시간창의 영향을 고려할 필요가 있다. 즉, 시간창내의 레스폰스에 시간창 이전의 입력신호가 음향전달계의 임펄스 레스폰스와 콘볼루션되어 잡음으로서 혼입되고, 또 원래 존재해야 할 레스폰스가 시간창에 의해 삭제된다(그림 2). 또한

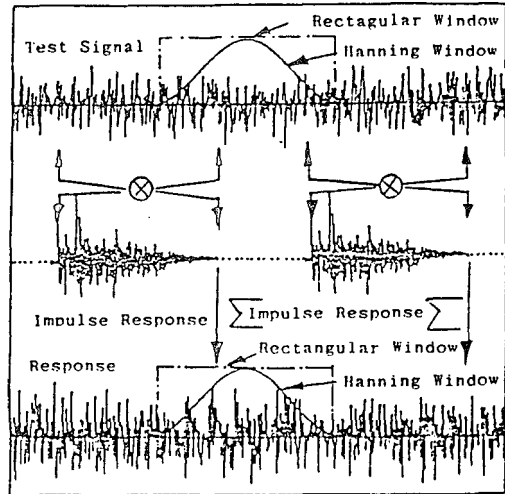


그림 2 연속적 백색잡음에 의한 크로스스펙트럼을 사용하여 정할 때의 신호와 레스폰스 관계(T_s : 시험신호의 임펄스레스폰스 추정시 입출력 신호관계)
The relation of input and output signal when impulse response is estimated by using cross-spectrum by continuous white noise.

DFT를 행할 때 입출력 데이터에 거는 시간창의 형태에 대해서도 임펄스 레스폰스 추정정도에 영향을 준다. 이 영향을 감소시키기 위해서는 음향전달계의 잔향시간 보다 충분히 긴 데이터의 시간창을 사용해야 한다(7).

따라서, 다음에는 잔향이 긴 음향전달계의 임펄스 레스폰스를 추정하기 위해 본 논문에서 제안한 두가지 시험신호에 대해 그 개요를 설명한다.

첫째, 전달계의 잔향시간 보다 긴 간격으로 시험신호의 지속시간이 짧은 랜덤노이즈를 단속적으로 노이즈를 구동하는 방법이다.

시험신호로서 연속적인 백색잡음을 사용할 경우, 그림 2에 나타낸 바와 같이 출력신호는 입력신호와 음향전달계의 임펄스 레스폰스의 순환콘볼루션에 의해 생성된다. 크로스 스펙트럼 알고리즘에 의해 전달계의 임펄스 레스폰스를 추정할 경우 식(5)와 같이 FFT 연산시 입출력 데이터는 동일시간에 샘플

된 데이터를 취한다. 이때 출력 데이터는 시간창 이전의 입력신호가 출력시간창에 포함된 성분과 시간창 내의 입력신호의 레스폰스로써 출력시간창 내에 포함된 성분과 출력시간창 밖으로 벗어나는 성분으로 나누어 생각할 수 있다.

이 논문에서 제안하는 시험신호의 구동방법은 입력신호의 정보가 출력신호에 완전히 포함되게 한다. 식(1)에서 음향전달계의 임펄스 레스폰스는 유한길이 P로써 다음과 같이 가정한다^{(8), (9)}.

$$h(p) = \begin{cases} h(p) & 0 \leq p \leq P-1 \\ 0 & 0 > p, p > P-1 \end{cases} \quad (11)$$

FFT에 의해 크로스 스펙트럼법에 실제 사용되는 N개의 입출력 데이터를 행렬식으로 나타내면 다음과 같다.

$$N > P \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} x(0) & x(-1) & x(-2) & \cdots & x(-P+1) \\ x(1) & x(0) & x(-1) & \cdots & x(-P+2) \\ x(2) & x(1) & x(0) & \cdots & x(-P+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ x(P-1) & x(P-2) & x(P-3) & \cdots & x(0) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ x(N-1) & x(N-2) & x(N-3) & \cdots & x(N-p+1) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ h(2) \\ \vdots \\ h(P-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix} \quad (13)$$

FFT를 행할때, 동일기록상에 샘플링된 입출력 N개의 데이터는 다음과 같다.

$$\left. \begin{matrix} x(0), x(1), x(2), \dots, x(P-1), \dots, x(N-1) \\ y(0), y(1), y(2), \dots, y(P-1), \dots, y(N-1) \end{matrix} \right\} \quad (14)$$

식(14)의 출력신호 y(p)는 동일기록장에 샘플링된 입력신호 이외의 입력신호가 전달계에 임펄스 레스폰스와 콘볼루션되어 포함된다. 출력신호 y(p)의 시간창내에 포함된 신호와 잡음으로 나누면,

$$\left. \begin{matrix} y(0) & = & y_s(0) & + & y_n(0) \\ y(1) & = & y_s(1) & + & y_n(1) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ y(P-1) & = & y_s(P-1) & + & y_n(P-1) \end{matrix} \right\} \quad (15)$$

이 된다.

식 (13)과 식 (15)에서 시간창 이전의 입력신호가 출력신호의 시간창내에 잡음성분이 되는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x(-1) & x(-2) & x(-3) & \cdots & x(-P+1) \\ 0 & x(-1) & x(-2) & \cdots & x(-P+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & x(-1) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} h(1) \\ h(2) \\ \vdots \\ h(P-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(P-2) \end{bmatrix} \quad (16)$$

그리고, 시간창 내의 입력신호의 레스폰스로 인하여 출력신호에 존재해야 할 신호가 출력신호의 시

간창 때문에 시간창 밖으로 벗어난 잡음성분은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x(N-1) & x(N-2) & x(N-3) & \dots & x(N-P+2) \\ 0 & x(N-1) & x(N-3) & \dots & x(N-P+3) \\ 0 & 0 & x(N-1) & \dots & x(N-P+4) \\ \vdots & \vdots & \cdot & \cdot & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & x(N-1) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} h(1) \\ h(2) \\ h(3) \\ \vdots \\ h(P-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(N) \\ y(N+1) \\ y(N+2) \\ \vdots \\ y(N+P-1) \end{bmatrix} \quad (17)$$

따라서, 시험신호가 연속신호인 경우는 식 (16)과 (17)에 나타난 바와 같이 출력신호에 포함되는 잡음 $y_n(p)$ 를 제거하는 것은 불가능하므로 FFT할 때에 사용되는 데이터의 시간창 길이를 음향전달계의 잔향시간보다 충분히 길게 하여 이들 성분의 영향을 적게 할 필요가 있다. 그리고 연속신호를 시험신호로써 사용할 경우에는 시간창의 형에 따라 필요로 하는 신호가 진폭변조의 영향도 고려할 필요가 있다. 또한 간격으로 짧은 지속시간의 랜덤노이즈 및 확정신호로써 신호원인 스피커를 다음 식과 같이 구동한다.

$$T_{in} > T_d + T_s + T_r \quad (18)$$

그림 3 및 4와 식(18)에서 T_r 는 음향전달계의 잔향시간이므로 이 논문에서는 식 (16)과 (17)의 시간창에 의한 영향을 줄이고자, 음향전달계의 잔향시간보다 긴 시

향시간, T_d 는 음원과 마이크로폰 사이의 거리차에 의해 생기는 군(群) 지연(group delay), T_s 는 신호의 구동시간, T_{in} 은 신호의 구동간격이다.

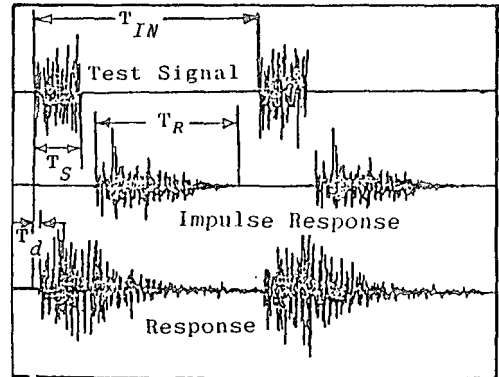


그림 3 단속적인 랜덤잡음을 사용하여 임펄스레스폰스를 추정할 때의 시간 관계. T_r : 전달계의 임펄스 레스폰스 산출 시간, T_d : 음원에서 측정마이크로폰까지의 선파지연 시간, T_{in} : 시험신호의 발생주기

The relation between the durations of test signal T_s , impulse response T_r , delay due to propagation T_d and the length of time window when impulse response is estimated by using a burst random noise ($T_{in} > T_d + T_s + T_r$)

식(18)과 같이 시험신호를 단속적으로 스피커를 구동함으로써 입력신호의 레스폰스는 출력신호에 완전히 포함되어, 다음 식(19)와 같은 시간창 이전, 이후의 음원신호에 의한 영향을 완전히 피할 수 있다.

따라서 식(19)식에 의해 출력신호에는 시간창 이전의 음원신호에 의한 잔향의 영향을 받지 않으므로 이때 DFT 실행횟수는 (9) 식에서 지적한 S/N 비에 대한 개선을 요구한다면 2M 회로서, 역푸리에 변환을 포함하면 2M + 1 회가 필요하다. 이 방법은 처리할 데이터의 시간창의 길이가 시험신호의 구동시간이 짧아서 연산시간이 대폭으로 개선되지만, 2M

$$\begin{bmatrix} x(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ x(1) & x(0) & 0 & \dots & 0 \\ x(2) & x(1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ x(P-1) & x(P-2) & x(P-3) & \dots & x(0) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ x(N-1) & x(N-2) & x(N-3) & \dots & x(N-P+1) \\ 0 & x(N-1) & x(N-2) & \dots & x(N-P) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & x(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ h(2) \\ \vdots \\ h(P-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(P-1) \\ \vdots \\ y(N-1) \\ y(N) \\ \vdots \\ y(N+P-2) \end{bmatrix} \quad (19)$$

+1의 FFT를 실행한다는 점에서 연산시간을 보다 감소시키기 위하여 다음 신호를 제안한다.

둘째 방법은 시험신호로서 파워가 크고 주파수 스펙트럼이 평탄한 2 종류의 확정신호를 사용하는 것이다.

전달계의 임펄스 레스폰스를 추정하는 방법은 이 논문에서 기술하는 크로스 스펙트럼 이외에도 구형펄스(rectangular pulse)를 사용대역에서 임펄스로 간주하여 동기가산법으로 추정하는 방법이 있다. 임펄스 신호를 사용한 동기가산법은 FFT 연산이 필요 없지만 신호의 파워가 적기 때문에 외부 노이즈가 많은 경우에는 동기가산 횟수가 많아진다는 단점이 있다.

위에서 기술한 두 시험신호의 장점을 취하여 방사가 단속적인 확정신호를 사용하여 FFT 횟수를 크게 감소시키는 방법이다.

확정신호로서는 파워스펙트럼이 평탄한 것이 필요조건으로써 MSL(maximum length sequence) 계열 신호를 사용한다. 그러나 단구간 M 계열 신호는 주파수 스펙트럼이 평탄하지만 주파수 분해 기능을 수십 배 증가시키면 스펙트럼 상에 심한 굴곡이 나타난다. 이런 이유에서 두 종류의 다른 단구간 M 계열 신호를 사용하여 서로 상보(相補)시켜 스펙트럼이 한종

류의 M 계열 신호를 사용하는 것보다는 평탄하도록 하였다.

그림 4는 두 종류의 확정신호인 M 계열 신호를 단속적으로 신호를 구동할 때 전달계의 임펄스 레스폰스를 추정할 때의 시험신호와 레스폰스와의 관계를 나타낸다. 실험에 사용한 확정신호는 8차의 M 계열 신호로서 이 신호를 두 부분으로 나누어 저역통과필터를 통과시킨 후 얻은 파워 스펙트럼을 그림 5에 나타냈다.

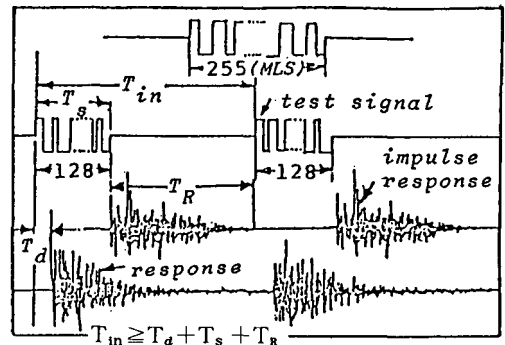


그림 4 단속적인 2 종류의 확정신호를 사용하여 임펄스 레스폰스 추정시의 신호와 레스폰스관계, \$T_s\$, \$T_r\$, \$T_d\$, \$T_{in}\$ 은 그림 3과 같다.

The relation between the input and its response signal when impulse response is estimated by using two kinds of M-sequence definite signal.

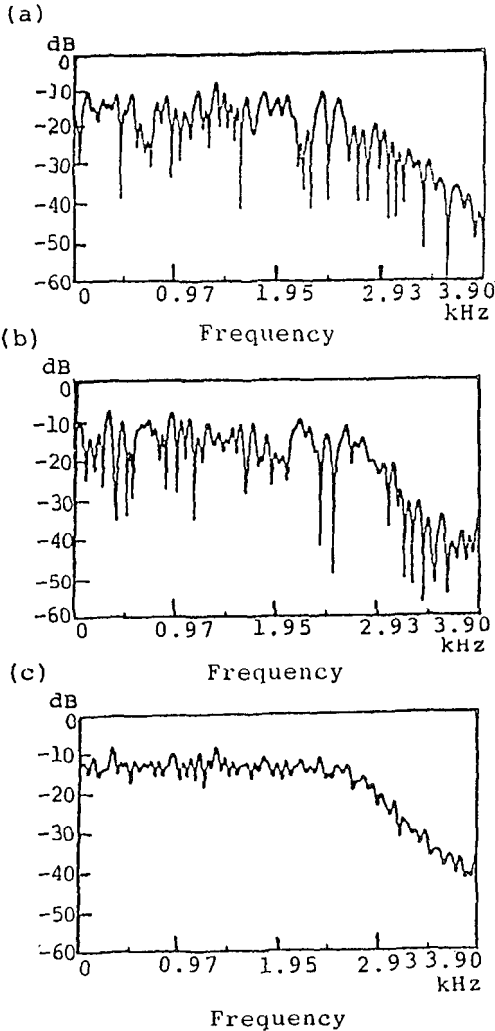


그림 5 확정신호에 0을 부가한 파워스펙트럼
 (a) M계열 전반부 128점에서 397점의 0을 부가한 파워스펙트럼
 (b) M계열 후반부 127점에서 3979점의 0을 부가한 파워스펙트럼
 (c) (a)와 (b)의 평균파워 스펙트럼.

Power Spectrum of two kinds of M-sequence burst and their sum.

그림 5(a)는 8차의 M계열 신호의 전반부 128점의 파워 스펙트럼이고, 그림 5(b)는 후반부 127점의 파워 스펙트럼이다. 그리고 그림 5(c)는 그림 5(a)와 그림 5(b)의 파워 스펙트럼을 주파수 축상에서 평균하여 구한 파워 스펙트럼이다.

음향전달계의 임펄스 레스폰스 측정은 먼저 다른 두 종류의 확정신호에 대한 레스폰스를 각각 동기가산한다. 음원신호인 두종류의 확정신호와 동기가산한 레스폰스를 푸리에 변환하여 전달함수 $\hat{H}_{xy}(k)$ 를 다음 계산에 의해 계산한다.

$$\hat{H}_{xy}(k) = [W_{1y}(k) + W_{2y}(k)] / [W_{11}(k) + W_{22}(k)] \quad (20)$$

여기서 W_{11} 와 W_{22} 는 다른 2종류의 확정신호의 파워 스펙트럼이다.

그리고 W_{1y} 와 W_{2y} 는 두신호의 음원신호와 레스폰스신호에 의해 구한 크로스 스펙트럼이다. 임펄스 레스폰스 $\hat{h}(p)$ 는 식(3)의 전달함수 $\hat{H}_{xy}(k)$ 의 역푸리에 변환으로 구한다. 그림 6은 그림 5(c)의 파워 스펙트럼을 갖는 식(20)과 식(10)에 의해 구한 실험에 사용한 회의실의 임펄스 레스폰스이다.

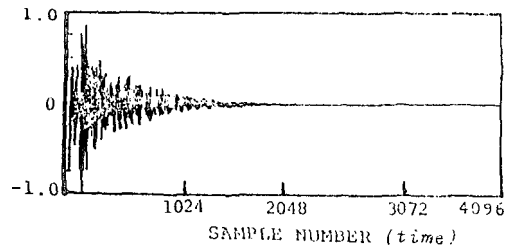


그림 6 그림 5(c)의 주파수특성을 갖는 시험신호에 의해 추정된 임펄스레스폰스
 The impulse response is estimated by the frequency character of figure 5(c).

이 경우 외부노이즈의 영향을 감소시키기 위해서는 동기가산법을 사용하므로 임펄스 레스폰스를 추정하는데 필요한 DFT 횟수는 5 회이다.

Ⅲ. 실험장치 및 방법

실험한 장소는 잔향시간이 약 0.5초인 소회의실 (6 × 4 × 3 m)을 사용하였다. 실험시 회의실의 암

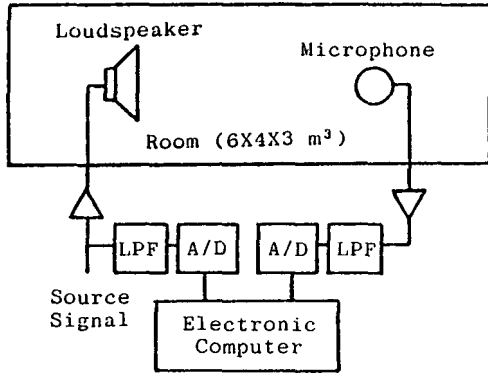


그림 7 실험장치
Experimental equipment.

소음은 42dB(C)였다. 그림 7는 실험 장치에 대한 블록도이다.

임펄스 레스폰스를 측정하기 위한 시험신호는 파워앰프에 의해 스피커를 구동하며, 방사된 음은 콘벤서 마이크로폰에 의해 피크업된다. 이때 구동스피커와 피크업 마이크로폰의 거리는 2m이다. 구동스피커의 입력신호와 피크업 마이크로폰 출력신호는 파워앰프와 저역통과필터를 통과한 신호는 A/D 변환되어 전자계산기에 입력된다. 이때 저역통과필터의 차단주파수는 2.8 KHz 이고 샘플링 시간은 128μS이다.

실내 실험시 사용한 시험신호는 연속적인 백색잡음과 단속적인 랜덤노이즈 그리고 두종류의 확정신호들이다. 여기서 단속적인 랜덤노이즈는 백색잡음으로 아날로그 스위치에 의해 단속시켜 스피커를 구동한다.

다음 두종류의 확정신호는 8차 ($x^8 + x^4 + x^2 + x + 1 = 0$)의 M계열 신호를 255점 발생시키고 뒤에 0을 1포인트 추가시켜 128점씩 나누어 두종류의 시험신호로 했다. 이 신호의 구동은 식(18)의 조건을 만족하면서 시험신호의 구동시간 T_s 는 단구간 M계열 신호의 단속적 발생신호로서 2개의 신호는 주기 T_m 으로 교차되어 출력된다. 이 신호의 파워 스펙트럼은 전항에 나타낸 그림 5(a)와 그림 5(b)

이다.

각 방법에 대한 A/D 변환시 구동스피커의 입력신호와 피크업마이크로폰의 출력신호에 대한 전자계산기 데이터 기록은 다음과 같이 실행한다.

이 연구에서 기술한 세가지 시험신호에 대한 전자계산기에 설치된 A/D 변환기의 변환시간은 외부의 크락에 의해 입출력 신호를 동시에 A/D 변환한다. 시험신호인 백색잡음의 경우는 동일 기록장의 입, 출력신호에 적당한 시간차를 걸어 DFT를 행한다. 이때 각 시간창의 데이터는 중복(overlap)되지 않도록 했다.

두번째 방법인 랜덤노이즈의 발생은 그림 3에 나타난바와 같이 실내의 잔향시간을 고려한 시험신호의 발생시간을 설정하여 연속적인 백색잡음 발생기에 단위 구형펄스를 곱해 스피커를 구동한다. 단위 구형펄스의 구동시점은 A/D 변환기의 변환 크락과 동기시킨다. 구동스피커의 단속적 구동은 이 실험에서 A/D 변환시간이 128μS 이므로 시험신호는 4096 ($128\mu S \times 4096 = \text{약 } 0.5\text{초}$)마다 발생시킨다.

전자계산기에 기록된 입출력 데이터에 대한 DF T는 입력 데이터의 첫 시간창의 시작점을 찾아 4096점씩 데이터를 처리한다.

마지막 방법인 두 종류의 확정신호는 음향전달계의 잔향시간에 적합한 지속시간의 M 계열 신호발생기를 제작하여 A/D 변환시간과 동기시켜 음원스피커를 구동시킨다. 외부 회로에 의해 구성된 두 종류의 M계열 신호 발생시간은 A/D 변환시간의 정수배로써 두 확정신호가 교차해서 주기적으로 발생된다.

이들 신호의 데이터 처리는 스피커의 구동하는 입력신호는 항상 일정하므로 두 확정신호에 대한 레스폰스를 각각 동기가산 평균화로 구해 식(20)과 식(10)에 의해 임펄스 레스폰스를 구한다.

각 방법에 의해 추정된 임펄스 레스폰스의 정도평가에 대한 음원신호로써 백색잡음이 사용되었으며, 다음 식의 P에 의해 평가되었다.

평가지수 P는 추정된 임펄스 레스폰스가 완전히 구해졌을 때는 ∞가 될 것이다⁽¹⁰⁾.

$$P = 10 \cdot \log_{10} \left\{ \frac{\overline{\{y(p)\}^2}}}{\overline{\{y(p) - x(p) * \hat{h}(p)\}^2}} \right\} \quad (20)$$

여기서 $x(p)$: 음원신호의 샘플 데이터
 $\hat{h}(p)$: 추정된 임펄스 레스폰스의 샘플링 데이터
 $y(p)$: 레스폰스의 샘플링 데이터
 * : 콘볼루션을 나타낸다.

IV. 실험결과

그림 7에는 랜덤노이즈를 시험신호로 했을 때 신호의 구동시간 T를 1mS에서 160mS까지 변화한 경우 시간창의 길이에 따른 추정 임펄스레스폰스의 정도평가지수 P를 나타낸 것이다.

이 그림에서 랜덤노이즈의 구동시간이 20mS보다 짧으면 S/N비에 의한 잔향의 영향에 의해 식(18)의 조건을 만족하지 못해 추정정도가 낮아진다. 이때 랜덤노이즈의 발생주기는 0.5초이다. 그리고 각 신호에 대한 DFT의 평균회수는 100회이다.

그림 9은 그림 5(a)와 (b)에 나타낸 주파수 특성을 갖는 M 제열 신호에 의해 두 종류의 각각의 확정신호 및 그 두종류의 신호를 조합시킨 확정신호(주파수특성 5(c))를 포함한 세 종류의 신호를 사용하여 추정된 임펄스 레스폰스의 동기가산 회수에 의해 나타내었다.

이 실험에서는 임펄스 레스폰스의 길이를 4096 점(샘플링주기 128μS)으로 설정했다. 그리고 확정신호의 구동폭은 16mS이다.

그림중에서 ▲····는 본 연구에서 제안한 두개의 확정신호의 파워스펙트럼과 크로스 스펙트럼을 보태어서 추정한 임펄스레스폰스에 대한 추정정도이다.

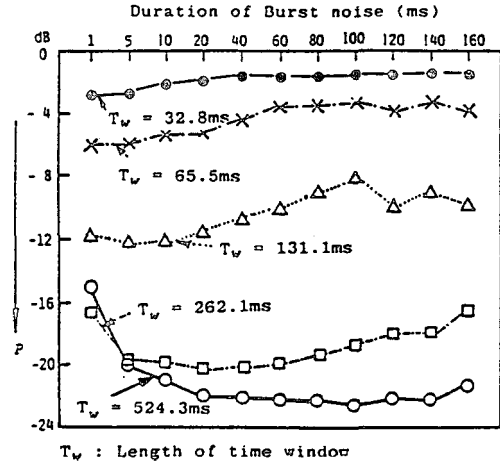


그림 8 단속적 랜덤노이즈의 발생지속시간과 임펄스레스폰스 추정평가지수(P)

The generating duration time of burst noise and evaluation-value (P) of estimation impulse response.

그리고 O···O는 그림 5(a), X···X는 그림 5(b)의 주파수특성을 가진 확정신호를 구동했을 때의 추정 임펄스 레스폰스의 정도 평가값이다.

본 연구에서 제한한 다른 두종류의 확정 신호를 포함시켜 주파수 스펙트럼 상에 깊은골(deep)를 없애므로서 임펄스 레스폰스를 정확하게 추정할 수 있다는 것을 안다. 그림10는 본 연구에서 비교 검토하는 세종류의 시험신호를 사용하여 스피커를 구동할 때 피크(peak)치 전압을 5V로서 같게한 경우의 크로스 스펙트럼 평균회수와 동기가산 평균회수를 퍼메터로 하여 S/N비가 20dB, 0dB에서 측정 한 각각 임펄스 레스폰스의 측정정도 평가값을 (a), (b)에 나타냈다.

이때 임펄스 레스폰스 측정 및 측정 정도평가에 있어서 입출력 시간창의 길이는 4096점이다. 그리고 S/N 비 표시에 있어서 시험신호의 레스폰스에 가한 노이즈량은 마이크로폰에서 1m 떨어진 근방에서 노이즈를 구동하는 스피커를 설치하고 회의실의 암

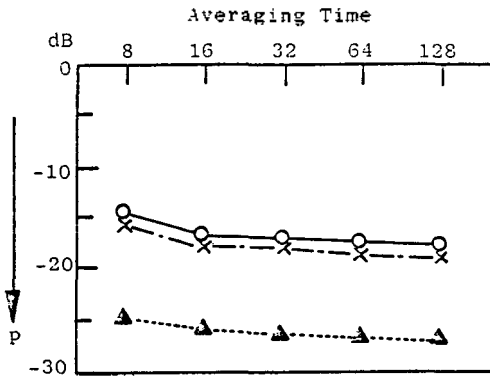


그림 9 호수경신호를 사용하여 추정된 임펄스레스폰스의 동기가산회수에 의한 정도평가(S/N=20dB)
 ○ - ○ 그림 5(a)의 주파수특성을 갖는 확정신호
 x---x 그림 5(b)의 주파수 특성을 갖는 확정신호
 ▲---▲ 그림 5(c)의 주파수 특성을 갖는 확정신호
The accuracy evaluation of estimated impulse response using definite signal by the accumulation of every sample of the response truing up the initial point (S/N = 20 dB)
 ○ - ○ the signal of frequency spectrum of figure (a)
 x---x the signal of frequency spectrum of figure (b)
 ▲---▲ the signal of frequency spectrum of figure (c)

소음을 기준으로 6 dB, 26dB 증가시켜 랜덤 노이즈를 구동시켰다. 이때 소음원을 구동하지 않았을 때 S/N비는 26dB였다.

그림에서 연속적인 백색잡음의 경우는 다른 신호에 비해 주파수특성과 S/N비가 뛰어나지만 유한 시간창의 영향 때문에 크로스 스펙트럼의 평균 회수를 증가시키는 것만으로는 임펄스 레스폰스의 추정 정도값이 증가하지 않는다.

그리고 구동시간이 20mS 인 랜덤노이즈와 16mS의 확정신호인 경우 확정신호의 폭이 S/N비가 높기 때문에 추정된 임펄스 레스폰스의 정도가 높다.

그림 11은 시험신호로서 연속적인 백색잡음과 구동시간이 20mS 랜덤노이즈, 16mS의 2개의 확정신호를 사용하여 행한 추정 임펄스 레스폰스의 정도를 시간창의 길이에 따라 나타낸 것이다. 이때 랜

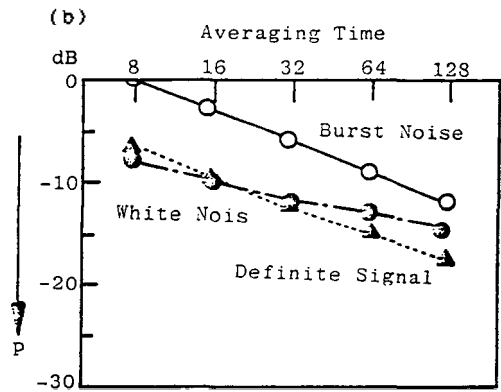
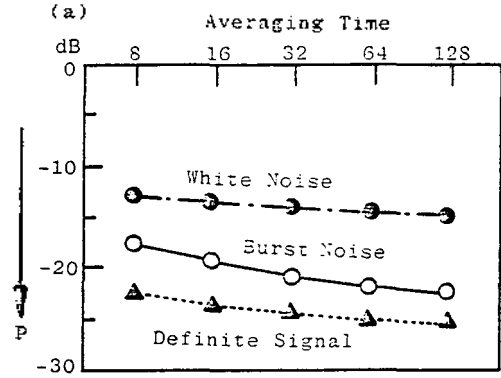


그림 10 각 시험신호에 의해 추정할 때 평균 회수에 의한 임펄스레스폰스의 추정정도평가(p) (a) S/N=26dB (b) S/N=20dB.
The estimated accuracy evaluation value of the averaging time of impulse response for (a) S/N = 20 dB (b) S/N = 0 dB

덤노이즈와 확정신호의 구동주기는 0.5초이다.

그림 11에 본 연구에서 수행한 3가지 방법으로 구한 임펄스 레스폰스의 길이에 대한 P의 값을 나타냈다. 이때 구동 스피커의 입력신호의 진폭은 정량적으로 표현할 수 없으나, 각 시험신호의 측정 정도가 가장 높은 임펄스 레스폰스를 택하여 비교했다. 그리고 표 1에 세종류의 시험신호에 대해 외부잡음과 S/N비가 동일할 때 시간창, FFT 회수, 계산시간 등을 개략적으로 비교한 결과이다.

표 1

Method	(1)	(2)	(3)
Source Signal	white noise	burst noise	burst of 2 definite signals
Time Window	long (Riesz)	short (rectangular)	short (rectangular)
No. of FFT for the same S/N	F_1	F_2	5
No. of time domain accumulation for the same S/N	0	0	M
Computation	C_1	C_2	C_3
Time for estimation	T_1	T_2	T_3
Remarks	$M = F_2 > F_1 > 5$ $C_1 > C_2 >> C_3$ $T_1 > T_2 > T_3$		

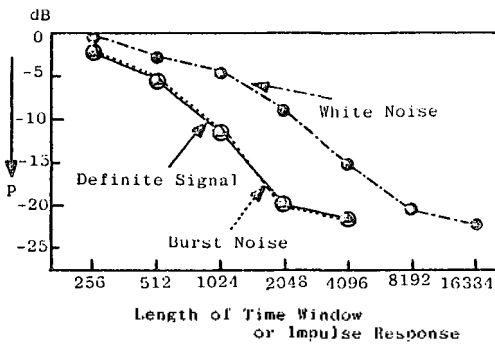


그림 11 각 시험 신호에 의해 추정된 임펄스레스폰스의 시간창 길이에 대한 추정정도 평가(p)
Changes of evaluation of P (cancellation effect) with length of impulse response used for computation.

V. 결론 및 고찰

본 연구에서는 긴 잔향 시간을 갖는 음향 전달계의 임펄스 레스폰스를 DFT에 의해 추정하는 3가

지 방법에 대해 데이터에 거는 시간창의 길이, 컴퓨터의 연산시간에 대해 비교 검토하였다. 제안된 두가지 방법의 시험신호는 주파수 특성이 평탄하고 또, 높은 외부잡음에 대해 S/N 비가 좋다고 하는 장점을 갖는 것이 특징이다. 연속적인 백색잡음 보다 FFT를 수행할 때 시간창의 길이를 1/4 정도 로써 추정할 수 있다(그림11).

단속적으로 발생시킨 짧은 시간창의 랜덤노이즈와 2가지의 확정신호는 메이터의 시간창의 길이는 같으나, FFT의 계산 횟수를 대폭으로 줄일 수 있다.

실제 범용 컴퓨터로써는 시간창의 길이에 대해서 많은 시간을 요하나 FFT의 계산 횟수는 크게 문제가 되지 않는다. 그러나 범용 컴퓨터로써는 임의의 장소에서의 측정이 부적합하다. 따라서 마이크로 컴퓨터 등으로 임펄스 레스폰스를 측정할 때에는 이동성은 있으나 데이터의 길이, 연산시간 등에 크게 제약을 받는다. 그리고 두종류의 확정 신호로써

임펄스레스폰스의 측정은 구동원 신호는 일정한 파워 스펙트럼이므로 실험 장소에 따라 구할 필요가 없으며, 레스폰스의 동기가산은 외부 하드웨어로써 실시간 계산이 가능하여 마이크로 컴퓨터로써도 용이하게 측정할 수 있다. 이 시험신호는 잔향이 긴 건축물 내의 임펄스레스폰스 측정에 크게 이용되리라 기대된다.

본 논문은 아산사회복지사업재단의 1985년도 연구비지원에 의하여 연구되었음.

REFERENCES

1. MORRIS J. LEVEN, "Optimum Estimation of Impulse Response in the Presence of Noise", IRE Trans. Circuit Theory Vol. CT-3, (1960), pp.50-56.
2. Stephen. T. Neely and Joint B. Allen, "Invertibility of a room impulse response", J. Acoust. Soc. Am. 66(1), (1979), pp.165-169.
3. M.R. Schroeder, "Integrate - impulse response method measuring sound decay without using impulse", J. Acoust. Soc. Am. 66(2), (1979), pp.497-500.
4. A.J. Berhout. D. de Vires. and M.M. Boone, "A new method to acquire impulse response in concert halls", J. Acoust. Soc. Am. 68(1), (1980), pp.179-183.
5. N. Aosima, "Computer-generate pulse signal applied for sound measurement", J. Acoust. Soc. Am. 69, (1981), pp.1484-1488.
6. H. Date. K. Fukudome and T. Tanaka, "Observation of Reverberation curves by musical Sound", Proc. Acoust. Soc. Jpn., (1981, May), pp.751-752.
7. Y. Takebayashi and K. Kido, "Effects of time window on the estimation of coherence function for the system with delay", J. Acoust. Soc. Jpn (E), Vol.1 No.1, (1980), pp.17-23.
8. M. Abe. C. Kim and K. Kido, "Investigation on time windows for the estimation of impulse response using a Noise as Test Signal", IEECE(Jpn). EA82-4, (1982), pp.23-30.
9. J.B. Allen, "Short term spectral Analysis, Synthesis and Modification by discrete Fourier Transform", IEEE. Trans. Acoust. Speech and Signal Processing ASSP-25, (1977), pp.235-238.
10. C. Kim. M. Abe and K. Kido, "A Study of Method for Evaluating Accuracy of the Estimate Impulse Response in a Acoustics Transfer System", J. Acoust. Soc. Korea Vol.4 No.2, (1985), pp.26-35.

▲安信正八(정희원) 4권 1호 참조

▲城戸健一(정희원) 4권 1호 참조

▲김 천 덕(정희원) 1946년 5월 23일생



1971년 부산수산대학 어로학과 졸업

1977년 일본 동북대학 응용정보연구센터 연구원

1981년 일본 동북대학 대학원 전기 및 통신공학 졸업(공학석사)

1984년 동 대학 동 전공 박사과정 졸업(공학석사)

1987년 미국 펜실바니아 주립대학 음향학 프로그램(연구원)

현재 부산수산대학 전자통신공학과 조교수