음향 신호처리

成 宏 模
서울大學校 工科大學 電子工學科 助教授(工博)

1. 서 론

음파에 관계되는 신호처리를 의미하는 음향 신호처리는 점점 그 범위가 넓어지고 다양해지고 있다. 그 이유는 신호처리 자체의 발달도 있지만 음향학이 여러가지 분야와 인접하고 있어서 그 응용이 매우 광범위하기 때문이다. 음향 신호처리 중에 특히 수중음파, 의료진단용 초음파, 초음파 현미경, 표면음파를 이용한 SAW (surface acoustic wave) - Device, UCT (ultrasonic computerized tomography), actousic holography, 음파 지하탐사, 음성의 인식 및 합성 등에 대해서는 근래에 세분화되어 신호처리 기술이 발전하고 있어서 개괄적으로 모두 다루기는 힘들다. 여기서는 음파를 다루는데 공통적으로 적용될 수 있는 신호처리에 대해서 설명하고자 한다. 물론 이런 방법들은 공기중에서 가청주파수의 음파에만 해당되는 것이 아니고, 저음파나 초음파 그리고 액체나 고체 매질을 대상으로 응용될 수 있다.

II. 아날로그 주파수 분석방법

음향 및 진동신호를 분석하는데 있어서 주파수 특성을 조사하는 것은 가장 중요한 일이다. 주파수 특성을 조사하는 가장 고전적인 방법은 조사하고자 하는 신호를 중심주파수가 다른 여러개의 평행 필터를 통해 통과시키고 해당하는 주파수에서 수신된 신호의 power를 측정하는 것이다. 아날로그 주파수 분석기는 대개 다음과 같이 4부류로 나눌 수 있다[1]

(1) Discrete stepped filter analyzer
(2) Sweeping filter analyzer
(3) Real-time parallel analyzer
(4) Real-time time compression analyzer

Discrete stepped filter analyzer는 그림 1에 표시된 바와 같이 분석하고자 하는 주파수 범위를 여러개의 평행연결된 필터로 나누고, 신호가 통과한 후에 detector를 차례로 각 필터에 연결함으로써 출력 power를 기록할 수 있게 되어있는데, 차례로 각 필터를 연결하는 stepping은 보통 레벨 기록기의 속도와 맞추게 되어있다. 이 방법은 옥타브 및 1/3-옥타브 분석에 많이 쓰이고 있으며, 1/3-옥타브 이하의 주파수폭을 가진 협대역분석(narrowband anlysis)에는 필터의 숫자가 많아져서 잘 사용되지 않고 있다.

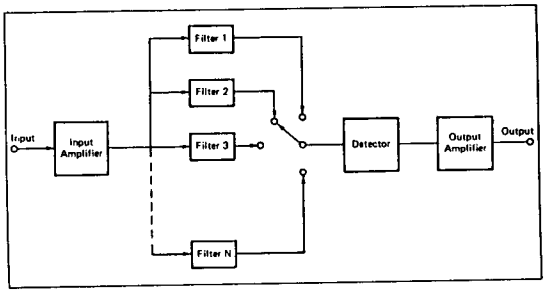

그림 1. Stepped filter analyzer

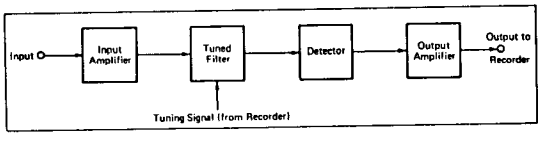

그림 2. Sweeping filter analyzer

보다 협대역의 분석이 요구될 때는 그림 2와 같은 sweep filter analyzer를 쓸 수 있다. 여기서는 한개의 필터를 사용하되 그 중심주파수를 바꿀수 있게 되어있고, 대역폭은 일정하게 하거나 또는 중심주파수에 대한 대역폭의 비를 일정하게(즉, Q-factor가 일정하게) 할 수 있다. 이런 방법에서는 측정하려고 하는 주파수범위에 걸쳐서 필터를 연속적으로 sweep시키면 연

속적인 주파수 스펙트럼이 측정되나, 각각의 주파수에서 나타나는 결과는 사실상 정확하게 그 해당 주파수 성분만 검출되는 것이 아니고 필터의 대역폭 안에 들어오는 power를 모두 합하여 검출하는 것이며, 정확히 말하면 신호 스펙트럼과 필터의 주파수 특성이 주파수영역에서 convolution된 결과가 나타난다.

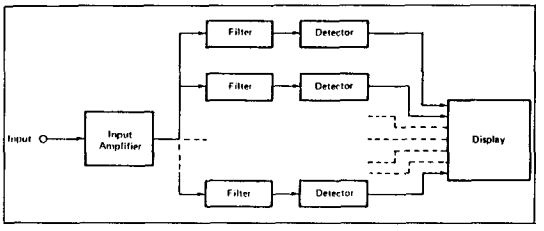

그림 3. Real-time parallel analyzer

앞서 말한 2종류의 주파수 분석기는 분석되는 주파수 또는 주파수범위가 순차적으로 할당되기 때문에 실시간(realtime)에 전체 주파수영역을 분석하려면 그림 3에 보는바와 같은 real-time parallel analyzer를 사용할 수 있다. 이 경우에는 입력신호의 동일한 부분으로 부터 filter bank의 각 필터에서 스펙트럼이 얻어지므로 입력신호의 변화를 빨리 따라갈 수 있을 뿐만 아니라 스펙트럼을 얻는데도 순차적인 방법보다는 훨씬 빠르게 된다. Real-time parallel analyzer는 discrete stepped analyzer의 경우와 같이 가청주파수 범위인 20Hz~20KHz에서 1/3-옥타브의 필터 주파수폭으로 분석할 경우 30개의 평행한 필터가 필요하게 된다. 따라서 1/3-옥타브보다 더 협대역의 분석이 필요할 경우에는 이런 방법이 경제적이 아니기 때문에 다른 방법이 강구되어야 한다. 한가지 좋은 방법은 소위 time-compression을 이용하는 방법으로 그 원리는 다음과 같다. 주파수를 분석함에 있어 각 필터당 소요되는 분석시간은 불확정성 원리[2]에 의해 식(1)과 같이 해당하는 필터의 대역폭과 관계가 있다.

$$B \cdot T_A \geq K \qquad (1)$$

(단, B는 필터대역폭, T_A는 분석소요 시간, K는 상수)

위의 식에서 보면 개개의 필터에서 소요되는 시간 T_A를 줄이는 방법은 주파수폭 B를 늘이는 방법 뿐이다. 한 가지 예로 테이프 녹음기를 사용하여 보통 속도록 녹음시키고 나서 재생시에 가능한한 빠른 속도로, 예를 들어 M배의 속도로, 재생시키면서 그 신호를 분석한다면 분석 소요시간은 1/M로 줄어들게 된다. 녹음기를 사용하는 방법은 속도를 높여 재생하는데 제한이 가해지고 또 실시간 분석이 아니므로, 이런 단점을 보완하기 위해 입력된 신호를 디지탈 메모리에 기억시키고 매우 빠른 속도로 heterodyne 방식으로 분석되며, 한편으로 입력단에서는 계속 새로운 입력신호를 받아들이는 방법도 사용되고 있다. 이런 방법은 부분적으로는 디지탈 소자가 사용되나 분석이 이루어지는 과정이 아날로그 방식이므로 아날로그 주파수분석으로 간주된다.

Ⅲ. 디지탈 주파수 분석방법

1. 디지탈 필터

주파수 분석에 사용되는 디지탈 필터는 근본적으로 앞에서 다룬 아날로그 필터와 같으나, 단지 아날로그 필터를 예를들면 recursive digital filter와 같은 디지탈 방식으로 실현하는 것이다. 만일 아날로그 시스템에서 Laplace-변환에 의해 식(2)와 같은 transfer function으로 표시되는 필터는 디지탈 시스템에서 Z-변환에 의해 식(3)과 같이 표시된다.

$$H(s) = \frac{(s-r_1)(s-r_2)}{(s-p_1)(s-p_2)} = H_0 \frac{A_0 + A_1 s + A_2 s^2}{1 - B_1 s - B_2 s^2} \qquad (2)$$

$$H(z) = H_0 \frac{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}}{1 - B_1 z^{-1} - B_2 z^{-2}} \qquad (3)$$

위의 두 식에서 보는바와 같이 두 시스템 사이의 transfer function이 매우 유사함을 알 수 있다. 식(3)에서 Z^{-1}은 unit delay operator라고 불리우며 unit time delay를 의미한다. 식(3)에 표시된 바와 같은 2-pole 디지탈 필터는 그림(4)에 보는 바와 같이 time delay, multiplier, adder등을 써서 디지탈 필터로 구현할 수 있다.

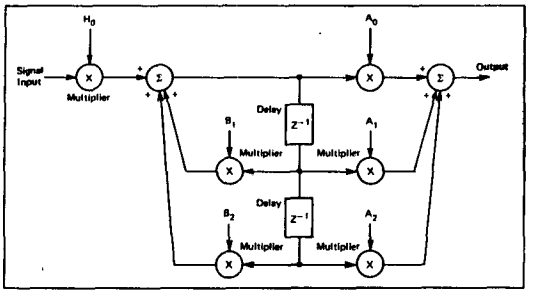

그림 4. Two pole digital filter

식(3)의 분자, 분모의 계수들은 그림(4)의 승산기에 가해 주는데 이 계수들은 ROM(read only memory)을

써서 변화시킬 수 있으므로 필터의 특성을 쉽게 바꿀 수 있는 장점이 있다. 또한 sampling 주기를 2배로 하면 sampling 주파수 즉 필터의 동작주파수가 절반이 되어 필터의 상대적인 대역폭과 특성은 변함없이 1-옥타브 아래의 주파수에서 동작하게 되어 음향신호 분석에 적응력이 뛰어난 필터가 된다.

식(3)으로 표시되는 2-pole 필터보다 더 많은 pole을 가진 필터도 승산기를 더 사용함으로써 가능하고, 또는 2-pole 필터를 직렬 또는 병렬 연결하여 실현할 수 있다. 이런 디지탈 필터는 time sharing을 이용하고, 필터계수를 ROM에 저장시켰다가 원하는 대로 변화시킴으로써 음향신호의 실시간 주파수분석에 널리 사용된다. 또한 컴퓨터와 연결하여 사용자가 원하는 특수한 목적에 맞게(예를 들면 1/12-옥타브 분석, 주파수에 따른 실내 잔향시간의 자동측정, 피아노 음의 감쇠도중 주파수성분 변화의 측정 등등)주파수분석을 수행하게 할 수도 있다. 한가지 예로 그림5에 어떤 음향신호의 감쇠중 주파수성분의 변화가 측정결과로서 주어져 있다[3]

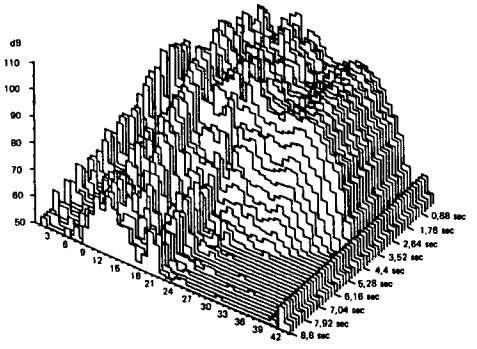

그림 5. 감쇠중 주파수성분 변화의 측정결과 예

2. FFT와 Zoom FFT[4]

디지탈 신호처리에서 모든 시간적 신호는 discrete signal로 간주될 수 있으며, 그 주파수분석을 위해서는 식(4), (5)로 정의되는 DFT(Discrete Fourier Transform)이 매우 유용하다.

$$G(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} g(n)\, e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \qquad (4)$$

$$g(n) = \sum_{K=0}^{N-1} G(k)\, e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \qquad (5)$$

FFT(Fast Fourier Transform)는 DFT를 빨리 계산할 수 있는 방법으로서 1965년 발표된[5]이래 주파수분석 분야에 대단히 큰 공헌을 하고 있다. 초기에는 FFT-algorithm이 대형 컴퓨터에 FORTRAN과 같은 high-level language로 프로그래밍되어 사용 되었으나 근래에는 hardware적인 실현이나 micro-processor firmware의 방향으로 발전되고 있다.

FFT는 다른 주파수분석 방법에 비하여 몇가지 큰 장점을 갖고 있다. 즉 주파수 성분에서 크기뿐만 아니고 위상정보까지 있음으로써 정방향과 역방향의 어느 방향으로의 변환도 가능하며 multi-channel을 사용하면 correlation, coherence, transfer function 및 기타 더욱 고차적인 분석에 유용하게 사용될 수 있다. Exciting signal로 Dirac-delta형이나 또는 S/N비가 좋고 광대역의 특성을 갖는 pulse인 Barker-Code, 혹은 pseudorandom noise와 같은 것을 사용하고 그 응답으로 나오는 출력신호를 FFT를 써서 분석함으로써 증폭기나 스피커와 같은 음향기기 등의 transfer function을 편리하고 쉽게 얻을 수 있다[6]

FFT에 의해서 분석되는 주파수 범위는 이상적인 경우 0 Hz(DC)부터 Niquist 주파수 f_N까지이며, f_N은 sampling주파수 f_s의 절반이다. Resolution β를 주파수 영역에서 인접하게 나타나는 spectral line의 간격으로 정의하면 식(6)과 같이 표시되어 같은 sampling 주파수를 사용할 때에는 N이 클수록 즉 시간영역에서 더 긴 동안 sampling하면 β가 작게 되어 주파수 영역에서 더 촘촘한 spectral line을 얻을 수 있어 주파수 분해능이 좋아지게 된다. 대역폭 B는 resolution과 time-weighting function(time window)에 의해 결정되는데 rectangular window의 경우 effective noise bandwidth Beff=β와 같이 resolution과 같으며 Hanning weighting의 경우는 Beff=1.5β가 된다.

음향신호 분석에서 때때로 낮은 주파수의 변조로 인한 side-band가 포함되어 있거나, 두개의 강한 reso-

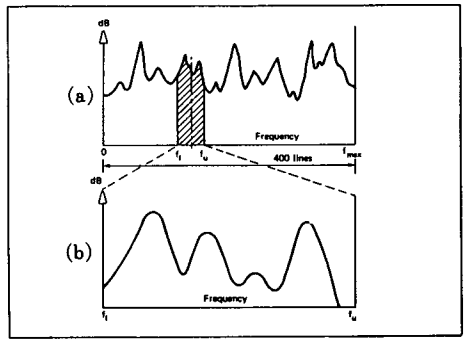

그림 6. (a) 본래의 스펙트럼
(b) 빗금친 부분의 "Zoomed"spectrum

nance peak가 인접해 있을 경우에는 식(6)으로 표시되는 주파수 분해능이 충분하지 않은 경우가 있다. 이런 경우에는 그림6에 표시된 바와 같이 어느 좁은 주파수 범위를 확대하여(소위"zooming") 더 세밀하게 보아야 한다.

Zoom-FFT의 원리는 간단하다. 먼저 식(7), (8)에서 보는 바와 같이,

$$G(f)*\delta(f+f_0) \rightleftharpoons G(f+f_0) \quad (7)$$

$$g(t)\cdot e^{-j2\pi f_0 t} \overset{\mathcal{F}}{\rightleftharpoons} g_1(t) \quad (8)$$

(단, *는 convolution을 의미)

분석하는 신호 g(t)에 복소수 평면상에서 $-f_0$로 회전하는 단위 벡터를 곱해 줌으로써 주파수 영역에서는 스펙트럼 전체를 Zooming하고자 하는 중심주파수 f_0만큼 끌어 내려서 새로운 스펙트럼의 주파수축 원점은 본래의 주파수 f_0에 놓이게 된다. Modified된 complex signal $g_1(t)$는 aliasing을 막기 위해 Lowpass filtering을 거쳐 분석되어질 주파수 범위만큼 잘라지고 FFT를 거쳐 "Zoomed spectrum"이 얻어지게 된다.

디지탈 필터와 FFT는 모두 디지탈 방법을 사용하고 있으나, 앞에서 살펴본 바와 같이 그 동작원리가 다르다.

디지탈 필터는 일정한 Q-factor를 유지하며 동작 주파수를 옥타브씩 쉽게 이동시킬 수 있는 장점이 있어서, 인간의 귀와 밀접한 관계가 있고 이런 이유로 음향신호 분석에 많이 사용되는 1/3-옥타브 분석등 주파수 영역을 log scale로 바꾸는 것이 타당한 곳에 좋다. 특히 non-stationary signal의 실시간 분석에 적당하며, FFT-analyzer로 분석하기에는 너무 긴 transient signal에도 디지탈 필터를 사용하면 좋다.

FFT는 일정한 시간간격으로 sampling된 시간적 신호로부터 얻어진 결과가 역시 일정한 주파수 간격마다 표시되기 때문에 주파수를 linear scale로 하는 것이 타당한 곳에 적당하다. (물론 결과를 log scale로 나타낸 주파수에 따라 표시할 수는 있다). 따라서 예를 들어 harmonics, side-bands, interharmonics등과 같이 등 간격의 주파수마다 분포되는 경우의 분석에 적당하다[7]. 또 FFT는 입력 시간신호가 연속적으로 하나씩 들어가는 것이 아니고, block별로 들어간다는 큰 차이가 있다.

Ⅳ. Cepstrum[8]

Cepstrum이 처음 알려진 것은 1963년으로, Bogert 등이 수신된 신호중에 반사파가 포함되어 있는 경우에 주파수 스펙트럼에 "ripple"이 생긴 것을 과장시키기 위해 log power spectrum으로부터 다시 power spectrum을 구한 것이 그 시초이다. Bogert등이 식(9)와 같이 정의한 power cepstrum은 오늘날 약간 변형되어 보통 식(10)과 같이 정의한다.

$$C_P'(\tilde{L}) = |F\{\log|S(f)|^2\}|^2 \quad (9)$$

$$C_P(\tilde{L}) = F^{-1}\{\log|S(f)|^2\} \quad (10)$$

(단, $S(f)=F\{s(t)\}$, F는 Fourier transform)

위의 두 식에서 $\tilde{L}$는 $t\rightarrow f\rightarrow\tilde{L}$의 경로로 주파수 영역에서 변환을 거쳐 소위 "quefrency domain에 있음을 의미하며, 물리적인 단위는 시간[S]이다.

Cepstrum에 있어서 가장 일반적인 형태인 complex cepstrum은 식(11)과 같이 log를 취할때 power spectrum만 취하지 않고 complex spectrum 즉 크기와 위상 모두를 고려하는 것이다.

$$C(\tilde{L}) = F^{-1}\{\ln[S(f)]\} = F^{-1}\{\ln[|S(f)|\cdot e^{j\phi(f)}]\}$$
$$= F^{-1}\{\ln|S(f)|\} + F^{-1}\{j\phi(f)\} \quad (11)$$

식(10)에서 정의된 power spectrum은 식(11)의 complex cepstrum의 특수한 경우 또는 그 일부분이라고 생각할 수 있어서 두 경우 모두 cepstrum 특유의 비슷한 성질을 갖고 있으나 power cepstrum의 경우 위상 정보가 없어진 관계로 그 응용 가능성에 제한이 생긴다.

Cepstrum 특유의 장점은 식(12)에서 볼 수 있는 바와 같이 두개 이상의 신호가 시간영역에서 convolution integral로 결합되어 있는 경우 Fourier-transform으로 곱의 관계가 되고, log를 취함으로써 곱이 합의 관계로 바뀌는데 있다.

$$g(t) = s(t)*h(t)$$
$$\downarrow\mathcal{F}$$
$$G(f) = S(f)\cdot H(f)$$
$$\downarrow$$
$$c(\tau) = F^{-1}\{\ln[S(f)\cdot H(f)]\}$$
$$= F^{-1}\{\ln[S(f)]\} + F^{-1}\{\ln[H(f)]\}$$
$$= c\{s(t)\} + c\{h(t)\} \quad (12)$$

(단, *는 convolution을 의미함)

만일 quefrency domain에서 s(t)와 h(t)에 의한 각각의 cepstrum $c\{s(t)\}$와 $c\{h(t)\}$의 분리가 가능한 경우, 역의 과정을 거쳐서 g(t)로 부터 s(t) 혹은 h(t)에 대한 각각의 정보를 얻을 수 있다. Cepstrum은 이런 특유의 성질 때문에 보통의 주파수 분석기술에서는 매우 어렵거나 불가능한 것을 해결할 수 있다. 예를 들면 echo detection 또는 echo의 제거, pitch detection이나 formant 추출같은 음성신호 분석, gearbox testing과 같은 machine diagnostics, 화상의 처리 등에 많이 응용된다.

Complex cepstrum analysis를 수행하기 위한 block diagram은 그림7과 같으며, power cepstrum

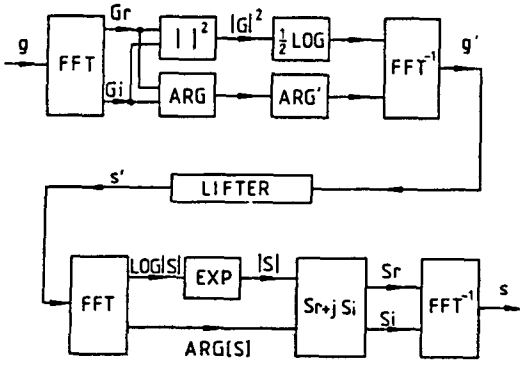

그림 7. Block diagram of cepstrum analysis

은 그림 7 의 과정중 일부만 사용하면 된다.

Lifter로 표시된 block은 quefrency domain에서 목적에 맞게 행하는 filtering을 의미한다.

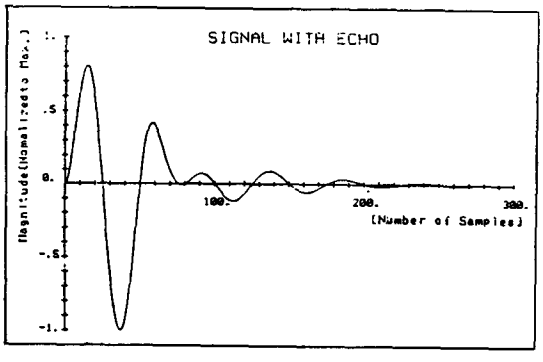

그림 8. Echo가 포함된 신호

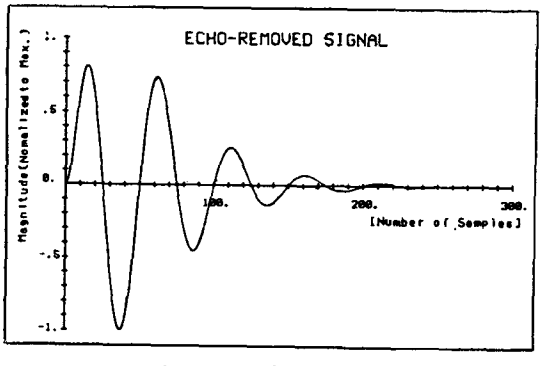

그림 9. Echo가 제거된 신호

Complex cepstrum을 응용한 한가지 예로 그림 8 과 같이 시간영역에서 echo가 포함되어 있으나 분리가 용이하지 않은 경우에, cepstral domain에서 liftering을 통해 분리시키고 역의 과정을 거쳐 그림9와 같이 echo가 제거된 본래의 신호를 얻을 수 있다.

V. 결 론

이상으로 음향신호 처리기술중 기본적인 처리기술로 주로 주파수 영역에서의 분석과 cepstrum에 대하여 설명하였다. 물론 서론에서 밝힌 바와 같이, 여기서 음향신호에 관한 신호처리를 넓게 포함하지 못하였고 구체적인 응용예도 충분하지 않으나, 공통적으로 적용될 수 있는 문제들을 다루어 보았다.

근래에는 디지탈 범용 신호분석기가 점점 더 실용화되고 있어서, 몇가지 제한된 분석 및 처리방법만 일상적으로 행할 수 있는 것이 아니고, 사용자가 원하는 대로 복잡하고 독특한 처리방법까지도 실현할 수 있어서 앞으로의 발전 및 그 결과가 크게 기대된다.

參 考 文 献

[1] R. B. Randall, *Frequency Analysis,* B & K, 1977.

[2] A. Papoulis, *Signal Analysis,* McGraw-Hill, New York,pp. 273-278, 1977.

[3] R. Upton, *Automated Measurement of Reverberation Time,* B & K Technical Review,No. 2, 1977.

[4] N. Thrane, *Zoom-FFT,* B & K Technical Review, no. 2, 1980.

[5] J. W. Cooley and J. W. Tukey, *An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series,* Math. of Comp., vol. 19,pp. 297-301, 1965.

[6] J. Fasbender und D. Günzel, *Ein Meßsystem für rechnergestützte Impulsmessungen in der Akustik,* Acustica, vol. 45, pp. 151-165, 1980.

[7] R. B. Randall and R. Upton, *Digital Filters and FFT Technique in Real-time Analysis,* B & K Technical Review,No. 1, 1978.

[8] 성굉모, 이종각, Cepstrum의 음향공학적인 측정에 대한 응용, 서울대학교 공대연구보고, 제17권 제 1 호 pp..121－127, 1985*