

음향반향제거기 An Acoustic Echo Cancellor

趙 誠 鎬

漢陽大學校 電子工學科

柳 在 河, 尹 大 熙

延世大學校 電子工學科

I. 서 론

정보화 사회의 발전과 더불어 빠르게 진행되고 있는 통신수단의 발전은 기존의 유선통신개념으로부터 무선통신개념으로, 또한 편리한 통화환경을 위해 송수화기(handset)를 사용하지 않고도 통화가 가능한 핸드프리(hand-free) 통신방식으로 발전해 나가고 있다. 심지어 일부 국가에서는 주행중의 안정성을 높이기 위하여 차량내에 핸드프리 전화기를 의무적으로 설치하도록 법적으로 의무화하고 있다.^[1] 핸드프리 통신방식이 응용될 수 있는 분야로는 이외에도 원거리 회의시스템(teleconference system), 스피커폰 시스템, 탁상용 원격회의 시스템 등이 있다. 그러나 핸드프리 통신 방식은 스피커로부터 통화자가 위치해 있는 복잡한 실내 공간을 거쳐 마이크로폰으로 이어지는 경로를 통해 음향반향(acoustic echo) 성분이 발생되기 때문에 이 반향을 효과적으로 제거할 수 있는 방법이 요구된다.

기존의 음향반향제거 방법으로는, 스피커와 마이크로폰의 위치를 음향학적으로 잘 설정하여 반향이 생기지 않게 하는 방법, 송신단과 수신단 신호의 크기를 비교하여 큰 방향으로만 통화가 열리도록 하는 방법,^[2] 그리고 마이크로폰 어레이를 응용하는 방법^[3] 등 다양하다. 그러나 이들 방법은 비교적 물리적 또는 기계적인 방법으로, 자연스러운 통화가 방해받지 않도록 설계한다는 것이 매우 어렵고 따라서 시스템을 사용하는데 불편함이 있다.

이러한 문제점을 성공적으로 해결할 수 있는 기술로, 적응필터링(adaptive filtering) 개념^[4~6]을 이용한 음향반향제거 방법을 들 수 있다. 이는 반향경로를 매시간 추정하여 새로 생성된 반향성분만을 없애주는 방법으로서, 기존의 다른 방법들에서 발생하는 통화의 부자연성 또는 음질의 저하 등이 현저히 줄어들기 때문에 반향 문제를 해결할 수 있는 궁극적인 해결 방법이라 하겠다.

적응필터링 방식은 응용하고자 하는 주변환경에 대한 구체적인 정보없이, 매순간 추정오차의 임의

의 함수형태, 즉 비용함수(cost function)가 최소화되도록 스스로 필터계수를 조절하여 최적치를 찾아내는 방식이다. 이때 사용되는 적응필터링 알고리즘은 비용함수의 선택에 따라 다양한 모습을 갖는데, 가장 널리 사용되는 대표적인 알고리즘은 오차의 평균자승값을 최소화하는 LMS(least mean square) 알고리즘이다.^[7~10] 이 알고리즘은 이미 많은 사람들에 의해 그 수렴특성이 잘 알려져 있고 또 적은 연산량으로도 안정성 확보가 비교적 용이한 반면, 입력신호의 통계적 상관관계에 따라 수렴속도 및 정확도가 변화하는 문제점을 갖는다. 특히, 사용하는 입력신호가 음성신호와 같이 상관도(correlation)가 매우 큰 신호인 경우 그 수렴속도는 늦어지는 특성을 보인다.

음향반향제거기의 구현시 고려해야 할 또 하나의 문제점은, 반향경로의 임펄스응답이 매우 길어 많은 수의 필터탭(filter tap)이 필요한 경우이다. 실제로 흡음시설이 제대로 되어 있지 못한 보통의 실내공간에서의 반향성분은 수백 msec까지 존재하며, 음향반향제거기에 음성신호를 8Kbps 샘플링하여 사용하는 경우 수천개의 필터탭이 필요하게 되어 계산량이 매우 많아지고 따라서 실시간 처리가 어려워진다.

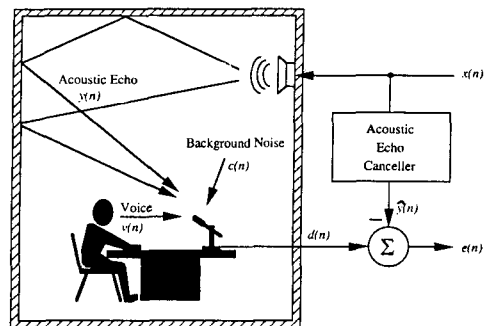
현재까지 음향반향제거기에 관한 연구는, 수렴속도를 향상시키면서도 연산량을 적정수준으로 유지하여 실시간 구현을 쉽게 하는 방법을 찾는데 집중되어 왔다. 그러나 이외에도, 실내공간에서 사람의 이동에 따른 반향경로의 급속한 변화를 추적하는 문제, 동시통화시 발생하는 적응필터의 발산 문제, 그리고 다수의 마이크로폰과 다수의 스피커를 사용함으로써 발생하는 스테리오 에코(stereo echo) 문제 등 통화품질을 저해하는 요인을 극복하기 위한 연구 역시 서서히 대두되고 있다. 본 기고에서는 음향반향제거기의 기본 개념과 반향경로의 특성 및 현재까지 진행된 연구의 개념적인 주요내용을 기술하고자 한다.

II. 음향반향 경로와 반향제거기

음향반향은 차량용 핸드프리 전화기, 원거리회의 시스템, 스피커폰, 탁상용 원격회의 시스템 등에서 발생한다. (그림 1)은 반향의 발생경로와 반향제거기의 위치를 나타내고 있다. 여기서 $x(n)$ 과 $d(n)$ 은 각각 수신된 원단신호(far-end signal)와 송신될 근단신호(near-end signal)를 나타낸다. 또한 $v(n)$, $c(n)$, $y(n)$, $\hat{y}(n)$ 은 각각 근단화자의 음성신호, 근단화자 주변의 실내 제 잡음신호, 수신된 원단신호가 스피커로부터 실내공간을 거쳐 마이크로폰에 이르는 음향반향신호, 그리고 음향반향 제거기에 의해 추정되어 합성된 반향성분을 나타낸다.

그림에서 볼 수 있듯이, 송신되는 근단신호는 근단화자의 음성신호와 실내의 여러 잡음신호 및 음향반향 신호가 모두 합해진 형태로 모델링된다. 여기서 수신된 원단신호는 스피커에서 나와, 통화가자가 위치해 있는 실내공간과 마이크로폰으로 이루어지는 반향경로를 경유하여 다시 원단화자에게로 되돌아가게 된다. 그 결과 원단화자는 근단신호와 더불어 원치 않는 반향신호를 함께 수신하게 되므로 하울링(howling) 현상이 발생하고, 따라서 통화에 막대한 지장을 초래하게 된다.

이러한 음향반향의 영향은 그 크기와 지연시간에 비례하여 증가하게 된다. 핸드프리 기능이 있는 차량전화기의 경우 반향성분의 잔향시간이 대략



(그림 1) 음향반향 경로와 반향제거기

200ms 이상이며,^[11] 원거리 회의실이나 실내주거 환경의 경우에도 잔향시간이 약 100~400ms 정도이므로, 음향반향제거기에 필요한 필터계수의 갯수는 보통 수천개 이상이 필요하다. 흡음체를 많이 사용한 실내공간이나 자동차 내부와 같은 경우 역시 약 30msec 정도의 잔향시간을 가지므로, 8KHz 샘플링시 대략 200~300탭의 필터계수가 필요하다.^[11]

음향반향의 영향 가운데 중요한 또 한가지는, 반향경로가 시간에 따라 매우 빠르게 변화된다는 사실이다. 하이브리드 회로의 임피던스 부정합(impedance mismatch)에 의해 일반가입자 전화망 채널에서 종종 발생하는 전기적 반향(electrical echo)의 경우에는 반향경로가 시간에 따라 매우 천천히 변화한다. 이와는 달리 음향반향의 경우에는 회의참석자가 머리카락 등 신체부위나 주변의 사물을, 혹은 차량의 운전자가 주행에 필요한 조작을 위해 신체를 자주 움직이는 행위가 모두 반향경로에 심각한 영향을 미치며, 그 결과 반향경로는 시간에 따라 자주 변화하게 된다. 또한, 반향제거기의 대표적 입력신호인 음성신호 역시, 이웃 샘플간에 상관도가 매우 높고 통계적 특성이 비정적(nonstationary)이다.

적용 알고리즘을 이용한 적응 음향반향제거기는 매순간 반향성분을 추정하여 추정된 값과 실제 반향성분의 차이, 즉 추정오차가 작아지도록 필터계수를 조정한다. 이때 만약 근단신호와 원단신호가 동시에 존재하는 동시통화(double talk)가 발생한다면, 근단신호가 추정오차에 포함되어 존재하므로 필터계수를 발산시킨다. 그러므로 필터계수의 적응은 동시통화 순간에는 중단되어야 하고, 오직 원단신호만 존재하고 근단신호가 존재하지 않는 동안에만 이루어져야만 하는데, 이는 곧 빠르고 정확한 동시통화 검출기가 반드시 필요함을 의미한다.

한편, 반향제거기의 성능을 평가하는 방법으로는 다음과 같이 정의되는 ERLE(echo return loss enhancement) 값을 주로 사용한다.^[12]

$$ERLE(n) \text{ in dB} = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{i=0}^{L-1} y^2(n-i)}{\sum_{i=0}^{L-1} \{y(n-i) - \hat{y}(n-i)\}^2} \right] \quad (1)$$

여기서 L은 필터의 차수, 즉 필요한 필터계수의 갯수이다. 식에서 알 수 있듯이, 반향제거기가 우수하게 설계되었을 때 ERLE 값이 크게 나타난다.

III. 적응 음향반향제거기

최적의 적응 음향반향제거기를 실현시키기 위해서는 기본적으로 다음 세 가지 사항이 만족되도록 설계하여야 한다. 첫째 반향성분이 길게 존재하는 환경에서도 동작되기 위해서는 많은 필터계수를 사용하더라도 복잡하지 않은 적응 알고리즘을 채용하여 실시간처리가 가능하여야 하고, 둘째 그러면서도 시간에 따라 빠르게 변하는 반향경로를 추적해 낼 만큼 빠른 수렴특성을 갖는 알고리즘이어야 하며, 셋째 동시통화를 빠르게 검출해 낼 수 있어야 한다. 이때 주의할 점은, 반향경로가 변하는 경우에는 빠른 수렴성을 갖는 적응 알고리즘이 요구되고 동시통화시에는 적응 알고리즘의 동작을 멈추어야 하므로 반향경로의 변화를 동시통화 경우로 또는 동시통화를 반향경로가 변화하는 경우로 오인하지 않도록 이 두 가지 경우를 잘 구별해 내는 보조장치가 필요하다는 것이다.

우선 처음 두 개의 사항을 위해, 적응 음향반향제거기는 주로 LMS 알고리즘을 트랜스버설(transversal) 필터구조에 적용하여 사용한다. LMS 알고리즘은 비교적 적은 연산량으로도 안정성 확보가 용이할 뿐만 아니라, 시간에 따라 그 특성이 천천히 변화하는 비정적 환경(nonstationary environment)에서도 그 변화의 추적이 가능하다는 장점으로 인해 가장 널리 사용되고 있다. 그러나 수렴속도는 사용하는 입력신호의 통계적 특성에 따라 민감하게 변하는데, 특히 음성신호와 같이 샘플간의 자기상관도(autocorrelation)가 높은 신

호에 대하여는 그 수렴성능이 매우 저하된다.

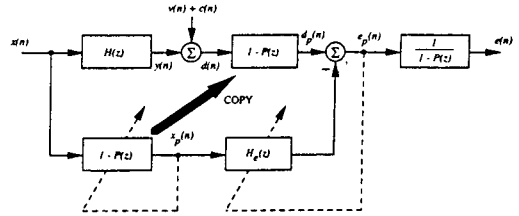
이제 이와 같은 문제를 해결하기 위해 현재까지 진행되어 온 연구 결과들을 분류하여 기술한다.

1. 프리화이트닝(pre-whitening) 방법

음성신호와 같이 샘플간의 자기상관도가 큰 신호를 적응디지털필터의 입력으로 사용하는 LMS 형태의 알고리즘은 수렴속도에 제한을 받게 된다. LS(least square)나 RLS(recursive least square) 형태의 적응알고리즘을 사용하면 수렴속도를 향상시킬 수 있지만, 계산량이 너무 많아 음향반향 제거기와 같이 긴 임펄스 응답을 갖는 시스템에 대해서는 실시간처리가 매우 어렵다. 이와는 달리 약간의 계산량 증가만으로 LMS 형태의 알고리즘의 수렴속도를 향상시키는 프리화이트닝 방법에 대한 연구가 있다.^[13~16]

이 방법은 음성신호를 적응필터에 사용하기 전 미리 화이트닝(whitening) 시킴으로써 샘플간의 상관도를 줄여 적응속도를 빠르게 해준다. 이런 부류의 알고리즘을 프리화이트닝 적응디지털필터라 한다. 프리화이트닝 방법은 음성신호가 백색잡음을 여기신호로 하는 AR 프로세스(auto regressive process)로 모델링 된다는 점을 이용하여 선형예측(linear prediction) 필터를 역필터로 사용하는 것이며,^[13] 이를 보다 간단히 하여 1차의 선형예측기를 사용하는 방법도 있다.^[14]

음향반향제거시스템에 프리화이트닝필터가 사용된 적응디지털필터의 구조는 (그림 2)와 같이 표현될 수 있다. 여기서 $H(z)$ 는 반향경로의 전달함수를, $H_e(z)$ 는 적응디지털필터의 전달함수를 나타낸다. 또한 $P(z)$ 는 자기상관도가 큰 원단신호 $x(n)$ 을 프리화이트닝 시켜 주는 선형예측필터이며, 프리화이트닝 필터 $1-P(z)$ 를 거친 $x_p(n)$ 은 $x(n)$ 에 비해 샘플간의 상관도가 감소하여 $H(z)$ 의 수렴을 빠르게 한다. 근단신호 $d(n)$ 은 프리화이트닝 필터 $1-P(z)$ 에 의해 변형된 $d_p(n)$ 의 형태로 적응필터의 주입력(primary input)으로 사용된다. 한편, $d_p(n)$ 과 $x_p(n)$ 의 차에 의해 얻어진 추정오차신호 $e_p(n)$ 은 프리화이트닝 필터에 의해 고의적으로 왜곡된 신호이므로, 프리화이트닝 필터의



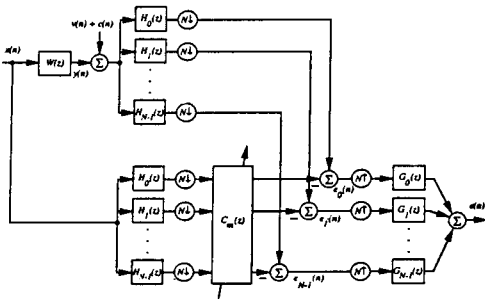
(그림 2) 프리화이트닝 필터가 적용된 적응 반향제거기

역필터 $1/\{1-P(z)\}$ 를 달아주어 왜곡이 보상된 최종오차 $e(n)$ 을 얻는다. 그러나 이 경우, 프리화이트닝 필터의 역필터는 pole을 갖는 IIR(infinite impulse response) 시스템이므로 안정성에 문제가 발생할 가능성이 있다. 프리화이트닝 필터의 역필터에 대한 안정성을 보장하기 위해 격자구조예측기(lattice predictor)를 사용하는 방법도 있다.^[16]

2. 서브밴드(subband) 적응디지털 필터

서브밴드 적응디지털필터에 관한 연구는 1980년대 중반 처음 시작되었다.^[17, 18] 서브밴드 적응디지털필터는 입력신호를 대역별로 분할한 후 수행되는 간축(decimation) 과정에 의해 계산량이 줄어들 뿐만 아니라, 입력신호를 대역 분할하므로 상관도가 감소되어 수렴속도를 향상시킬 수 있다.^[19, 20] 또한 병렬 처리가 가능하기 때문에 하드웨어로 구현할 경우 실시간 처리가 용이하다.

(그림 3)은 입력신호를 N 밴드로 분할하고 각 밴드를 $N:1$ 로 간축하여 최대한 서브샘플링(maximally subsampling)한 서브밴드 적응디지털필터가 시스템인지(system identification) 문제에 적용된 경우를 나타내고 있다. 여기서 $W(z)$ 는 미지의 추정 대상 시스템이고, $C_m(z)$ 는 서브밴드 영역에서 시스템 $W(z)$ 를 추정하는 적응디지털 필터뱅크(filter bank)를 나타낸다. 그리고 $H_i(z)$ 와 $G_i(z)(i=0,1,\dots,N-1)$ 는 각각 분석 필터뱅크와 합성 필터뱅크이고, 기호 $N\uparrow$ 와 $N\downarrow$ 은 각각 N 배의 간축(decimation) 과정과 N 배의 보간(interpolation) 과정을 나타낸다.



(그림 3) N 밴드를 갖는 서브밴드 적응디지털필터

신호 $y(n)$ 은 입력신호 $x(n)$ 이 $W(z)$ 를 통과하여 발생된 시스템 출력신호이다. 우리의 경우, $W(z)$ 는 반향경로가 되며, $y(n)$ 은 반향신호를, $c(n)$ 과 $v(n)$ 은 각각 주변잡음 및 근단화자의 음성신호를 나타낸다. 적응 디지털필터의 주입력신호 $d(n)$ 은 $y(n)$, $c(n)$, $v(n)$ 이 모두 합쳐진 신호이며, $e_i(n)(i=0,1,\dots,N-1)$ 은 각 대역내에서의 오차신호를, 그리고 $e(n)$ 은 실제 오차신호를 나타낸다.

기준입력(reference input) 신호 $x(n)$ 과 주입력(primary input) 신호 $d(n)$ 은 각각 분석필터뱅크에 의해 필터링된 후, 각 대역별로 서브밴드 적응 디지털필터의 기준입력신호와 주입력신호가 된다. 적응 디지털필터 출력과 각 대역별로 분석필터를 통과시킨 주입력신호와의 차이를 구함으로서 각 대역별로 오차신호 $e_i(n)$ 를 얻고 이 오차신호를 사용하여 각 대역별로 필터계수를 보정시킨다. 이 오차신호를 각 대역별로 합성필터에 통과시켜 모두 합친 신호가 실제오차 $e(n)$ 이 된다.

서브밴드 적응 디지털필터에서 분석 및 합성 필터로 사용되는 대역 분할 필터는 시스템의 성능에 막대한 영향을 준다. $H_i(z)$ 와 $G_i(z)$ 가 모두 완벽한 대역통과필터(bandpass filter)인 경우에는 간축에 의해 에일리어징(aliasing)이 발생하지 않기 때문에 각 밴드마다 독립적인 인지과정을 수행할 수 있으며, 하나의 대역으로 인지과정을 수행하는 경우와 동일한 결과를 얻을 수 있다. 이런 이상적인 경우 $C_m(z)$ 는(그림 3)에서와 같이 각 대역별

로 독립적으로 수행될 수 있다.^[19, 20] 그러나, 실제의 분석 및 합성필터는 유한 차수의 필터로 구현되기 때문에 각 대역별로 자체에서 크기 왜곡, 위상 왜곡 및 에일리어징 왜곡이 발생하여 신호의 왜곡뿐만 아니라 정상상태 성능의 저하를 가져온다.^[21]

정상상태의 성능저하를 보상하기 위하여 Gilloire^[19, 20]는 크로스필터(cross filter)를 사용하는 방법을 제안하였다. 만약 실제수의 대역필터가 인접대역에만 중첩이 발생하는 특성이 만족되도록 잘 설계되었다고 가정하면 식 (2)처럼 표현된다.

$$H_i(z)H_j(z) \approx 0, \quad |i-j| > 1, \quad i, j = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

그러므로,(2)와 같은 대역 분할 및 합성필터를 각 대역별로 (그림 3)과 같이 독립적으로 적응 디지털필터링을 수행하는 경우에 사용하면 각 대역의 중심부에서는 성능이 우수하나 인접한 대역간의 중첩된 주파수 영역에서는 에일리어징에 의한 성분을 제거하지 못하게 된다. 따라서 적응 디지털 필터의 인접한 앞뒤 두 대역간에 크로스필터를 첨가함으로써 에일리어징에 의한 성분을 제거할 수 있다.

그러나, 크로스필터를 사용하는 경우 수렴속도가 저하되는 문제점이 있다. 또한, 원거리회의 시스템에 사용되는 음향반향제거기의 경우에는 입력신호가 음성신호와 같이 상관도가 높은 신호이기 때문에 서브밴드 적응필터를 사용하더라도 각 대역내의 신호는 동적범위가 여전히 크기 때문에 수렴속도를 더욱 향상시킬 필요가 있다. 이를 위해 프리화이트닝 필터와 서브밴드 필터가 결합된 형태의 방법도 있다.^[22]

3. 입력신호의 특성을 이용하는 방법

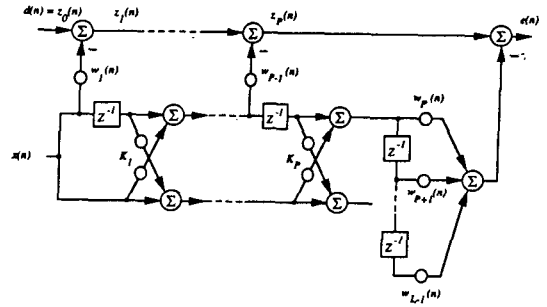
음향반향제거기의 입력 신호는 음성신호이며 이는 AR 프로세스로 잘 모델링됨이 알려져 있다.^[23] 이를 이용하여, ^[24]과 ^[25]에서는 FNTF(fast Newton transversal filter) 알고리즘을 제안하였다. 이는 NLMS(normalized LMS) 알고리즘과 RLS(recursive least square) 알고리즘을 동시에 일반화시키는 방법으로서, 입력신호가 N 차 AR 모델의

출력신호로 가정한다. 계산량은 $2L+12N$ 로 주어 지는데, 여기서 L 은 트랜스버설 필터의 탭수이다. 한편, [26]에서는 AR모델 가정하에 격자필터 구조와 트랜스버설 구조의 혼합 형태인 LTJ(lattice transversal joint) 구조의 필터를 제안하였다. 이제 LTJ 구조에 대해 기술한다.

이미 기술하였듯이, LMS 알고리즘의 수렴성능을 개선시키기 위하여, 입력신호를 먼저 상관도가 적은 신호로 변환시킨뒤 적응필터의 입력신호로 사용하므로써 수렴성능을 향상시키기 위한 연구가 진행되어 왔다. 격자필터는 Gram-Schmidt 직교화 과정을 수행하는 격자형태의 예측필터와 적응필터가 결합된 형태로서 Satorius [27]가 적응등화기에 적용하여 수렴성능을 획기적으로 개선시킬 수 있음을 보였다. 격자필터는 입력신호를 격자예측기에 통과시켜 후방예측 오차신호를 만들고, 이 신호를 적응필터부의 입력신호로 사용한다. 후방예측 오차간에는 직교(orthogonality) 성질이 만족되므로 트랜스버설 필터에 비해 수렴속도의 향상을 기할 수 있다.

일반적으로 음성신호는 AR 프로세스로 잘 모델링되며, 8KHz의 대역폭을 갖는 음성신호의 경우 8개 이하의 포만트(formant)가 존재한다. 음성발생 과정에서 극점은 성도(vocal tract)의 포만트를 결정하며 공액보수수(complex conjugate)의 형태로 나타나므로 예측기의 차수는 16차 이하가 된다. 만약, 필터 입력신호 $x(n)$ 이 P 차의 AR프로세스로 정확히 모델링 될 수 있는 음성신호이면, P 차 이후의 후방예측 오차신호는 바로 전단의 후방예측 오차신호가 단순지연된 것에 불과하므로 P 단 이후의 반사계수는 0이 되어 각 단은 동일한 파워를 갖게 된다. 그 결과 완전격자(full lattice) 구조에서의 예측기는 P 단 이후의 반사계수를 계산하는데 불필요한 시간을 낭비할 뿐만 아니라, P 단 이후의 반사계수와 P 단 이후의 전방예측 오차를 위한 메모리를 낭비하게 된다.

그러므로 (그림 4)와 같이 계산량과 메모리 소자수면에서 효율적인 LTJ 구조를 생각할 수 있다. P 번째 단까지는 격자필터와 동일하게 후방예측오차신호를 적응필터부의 입력신호로 사용하며, P 단



(그림 4) LTJ 필터

(표 1) 트랜스버설필터, 격자필터, LTJ필터의 메모리양과 계산량

		트랜스버설필터	격자필터	LTJ필터
메모리양		$2L$	$5L-2$	$2L+3P+1$
계산량	곱셈	$2L+4$	$15L-9$	$2L+4P+13$
	나눗셈	1	$2(L-1)$	$2P+1$

이후의 후방예측오차신호는 트랜스버설 필터와 동일하게 단순지연 형태로 적응필터부의 입력신호로 사용한다. 이렇게 부분적으로 격자필터와 트랜스버설 필터를 동시에 사용함으로써, 격자필터의 빠른 수렴특성과 트랜스버설 필터의 간단한 연산량특성 두 가지를 모두 얻을 수 있다.

(표 1)에 트랜스버설필터, 완전격자필터, 그리고 LTJ필터의 샘플당 계산량과 메모리양을 비교하여 나타내었다. 음향 반향제거기와 같이 임펄스 응답 시간이 수천샘플 이상 지속되는 경우에 완전 격자필터의 계산량은 트랜스버설 필터보다 매우 많게 되어 실시간 구현이 어렵게 된다. 그러나, LTJ필터의 격자예측기의 차수 P 는 보통 16 이하이고, 따라서 2000탭 길이의 임펄스응답을 사용할 경우 매 샘플당 곱셈 계산량은 트랜스버설 필터에 비해 5% 밖에 증가하지 않는다.

4. 기타 연구

지금까지 기술된 방법 이외에도, 적응필터의 수렴속도 향상과 계산량 감소에 관한 많은 연구가 이

루어져 왔다. [28]과 [29]에서는 입력신호를 변환영역에서 처리하는 변환영역(transformed domain) 적응필터를 사용하는 방법에 대해 연구하였다. [30]과 [31]에서는 IIR(Infinite Impulse Response) 필터를 사용하여 계산량을 감소시키는 방법에 대해 연구하였지만, 안정성 및 수렴속도 문제가 해결되고 있지 않다. [32]에서는 반향경로의 변화에 대한 기대치에 비례하여 각 탭마다 다른 수렴상수를 사용함으로써 수렴속도를 향상시킬 수 있음을 보였다.

IV. 동시통화 검출기

반향제거기의 입력신호인 음성신호와 반향 경로는 시간에 따라 그 통계적 특성이 변화하기 때문에 반향제거기는 적응필터로 구현되어야 한다. 이때 적응필터는 기준입력신호 $x(n)$ 과 오차신호 $e(n)$ 을 사용하여 반향경로의 임펄스응답을 추정하기 때문에, 근단화자의 음성신호 $v(n)$ 이 존재하는 경우에는 적응필터의 필터계수에 대한 추정 오차가 커지게 되어 오동작을 일으킬 수 있다. 그러므로 동시통화 검출기(double-talk detection)를 설치하여 근단화자신호가 존재하는 동안, 즉 동시통화 기간에는 적응필터의 계수 적응을 중단하여야 한다. 또한 반향경로의 변화를 동시통화 상황으로 잘못 판단하여 적응필터의 계수 적응이 필요할 때 오히려 이를 중단하는 일이 없어야 한다.

동시통화 검출기는 적응필터와 더불어 매우 중요한 역할을 담당하기 때문에 이에 관한 많은 연구가 진행되어 왔다. 동시통화 검출기는 근단신호의 존재 여부를 빠르고 정확하게 감지할 수 있어야 하며, 반향경로의 변화와 동시통화 상황을 역시 빠르고 정확하게 구별할 수 있어야 한다. 또한, 실시간 처리가 가능하도록 계산량이 적어야 한다.

기존의 동시통화검출 알고리즘은 크게 두 가지로 분류된다. 하나는 적응필터의 신호레벨을 비교하는 크기비교(level comparison) 형태의 동시통화검출기이고, [32, 33] 다른 하나는 적응필터의 입력신호들간의 상호상관도를 이용하는 상호상관

(crosscorrelation) 형태의 동시통화검출기이다. [34]

크기비교 형태의 동시통화검출기는 다음과 같이 동작된다. 반향신호는 하이브리드(hybrid) 회로를 통과하는 동안 적어도 6dB 이상 감쇄되므로, 식 (3)과 같이 기준입력신호 벡터의 원소중 가장 큰 절대값을 갖는 신호와 주입력신호의 절대값을 비교하는 방법을 사용하여 동시통화를 검출한다.

$$|z(n)| \geq \frac{1}{2} \text{Max}\{|x(n)|, |x(n-1)|, \dots, |x(n-L+1)|\} \quad (3)$$

여기서 L 은 적응필터의 탭수를 나타낸다. 즉, 부등식이 만족되면 근단신호가 존재한다고 판단하는 방법이다. 그러나 근단신호의 레벨이 매우 작은 경우에는 (3)의 검출 조건이 제대로 성능을 발휘하지 못한다.

이와 같은 단점을 개선하기 위하여 주입력신호를 사용하는 대신에 추정오차 신호를 사용하는 방법이 제안되었다. [33] 이 알고리즘에서는 다음과 같은 조건에 의해 동시통화가 검출된다.

$$Att(n) \leq Att_{opt} \quad (4)$$

이 때, $Att(n)$ 은 시간 n 에서의 감쇄율로서 다음과 같이 정의된다.

$$Att(n) = 10 \log_{10} \frac{\sigma_x^2(n)}{\sigma_e^2(n)} \quad (5)$$

여기서 $\sigma_e^2(n)$ 은 시간 n 에서 오차신호의 분산이고, Att_{opt} 은 근단신호가 존재하지 않을 때의 반향경로와 적응필터를 통하여 일어나는 반향감쇄의 기대치로서 배경잡음을 잘 고려하여 결정하여야 한다. 이 방법은 주입력신호 대신에 오차신호를 사용하기 때문에 근단신호의 레벨이 작더라도 동시통화를 빨리 검출할 수 있다. 그러나 배경잡음 신호의 레벨과 반향경로의 성질은 시간에 따라 변화하기 때문에 적합한 Att_{opt} 을 결정하는데 어려움이 많다. 특히, 반향경로의 임펄스응답이 변하는 경우에도 동시통화검출기는 이를 동시통화로 잘못 판

단하게 된다. 그 결과 실제로는 적응필터의 계수 적응이 더욱 필요함에도 불구하고 오히려 적응을 중단하게 된다. 그러므로 반향경로가 변하는 경우와 동시통화 경우를 잘 구분해 낼 수 있는 지능적인 방법이 필요하다.

Ye와 Wu^[34]는 직교성질을 이용한 동시통화 검출기를 제안하였다. 즉, 시간 n 에서 적응필터가 최적치에 수렴한 경우 기준입력신호와 추정오차신호 간에는 직교성질이 만족됨을 이용하였다. 동시통화가 발생하는 경우 적응필터의 주입력신호는 레벨이 급격하게 커지게 된다. 그러나 근단화자신호는 기준입력신호와 상관도가 거의 없는 신호이므로 직교성질이 계속 만족된다. 반면, 반향경로의 특성이 변한 경우에는 직교성질이 더 이상 만족되지 못한다. 즉, 기준입력신호와 추정오차신호간의 상관도는 동시통화시에는 변화가 없으나 반향경로가 변한 경우에는 매우 민감하게 반응한다는 사실을 이용하는 것이다.

[34]의 결과는 동시통화와 반향경로의 변화를 구분해 낼 수 있는 최초의 것으로 판단을 위한 문턱치(threshold)가 잘 선택된 경우 좋은 성능을 발휘한다. 그러나, 실제 구현시에는 다음과 같은 문제점을 가지고 있다. 첫째, 많은 기억소자가 필요하다. 즉, 상관계수를 구하기 위해 부가적인 기억소자가 필요하기 때문에 실제 디지털 신호처리로 구현할 경우 매우 많은 데이터 메모리가 필요하다. 둘째, 오차신호와 기준입력신호 벡터 각 원소간의 상관도를 추정하는데 너무 많은 계산량이 필요하다. 셋째, 문턱치를 결정하는 문제가 매우 어렵다. 즉, 너무 큰 문턱치를 사용하는 경우 충분한 반향제거율을 얻기 힘든 반면, 너무 작은 문턱치를 사용하면 채널잡음이나 근단신호에 의해 순간적으로 발생하는 평균상관도값에 대한 추정오차에 의해 잘못된 결정을 내리게 된다.

이를 극복하기 위하여, [35]에서는 두 개의 문턱치를 사용함으로써 잘못된 동시통화 검출을 피할 수 있고, 또한 기준입력신호와 추정오차신호 간의 상호상관도를 추정하는 대신 필터출력신호와 추정오차신호 간의 상호상관도를 추정하여 사용함으로써 계산량 및 필요한 메모리 소자수를 줄일 수 있

음을 보였다. 그리고 [36]에서의 같이, 동시통화에 무관하게 계속 필터 계수를 적응시키는 1개의 서브밴드를 별도로 마련하여 반향경로의 변화와 동시통화를 효율적으로 구분해 내는 방법도 있다.

V. 결 론

지금까지 음향 반향제거기의 기본 개념과 현재까지의 연구내용에 대해 개괄적으로 알아보았다. 음향 반향제거기는 스피커폰, 원거리 회의시스템, 탁상용 원격회의 시스템에서부터 차량용 핸드프리 전화기에 이르기까지 광범위한 응용분야를 갖고 있다. 특히 ISDN(Integrated Services Digital Network)이 보급됨에 따라 전화 선로상의 반향제거 문제는 필요없게 되어가고 있는 반면, 음향 반향제거기는 통신수단이 점차 고급화되고 편리성과 입체감 그리고 현장감을 추구해감에 따라 그 응용 범위가 더욱 확대될 전망이다.

음향 반향제거기는 대상 시스템의 임펄스 응답 시간이 길고 시간에 따라 자주 변화하며, 상관도가 매우 크고 시변적(time-varying)인 특성을 갖는 음성신호가 입력으로 주로 사용되므로 적응필터를 실시간으로 구현하는데 어려움이 크다. 또한 근단신호의 존재 유무를 판별해야 하므로 별도의 계산을 요구하기도 한다.

현재까지 음향반향제거기에 관한 연구는, 수렴속도를 향상시키면서도 연산량을 적정수준으로 유지하여 실시간 구현을 쉽게 하는 방법을 찾는데 집중되어 왔으나, 상대적으로 실내공간에서 사람의 이동에 따른 반향경로의 급속한 변화를 추적하는 문제, 동시통화시 발생하는 적응필터의 발산 문제, 그리고 다수의 마이크로폰과 다수의 스피커를 사용함으로써 발생하는 스테리오 에코(stereo echo) 문제 등 통화품질을 저해하는 요인을 극복하기 위한 연구는 상당히 미흡한 상태이다. 이 밖에도 화자가 말을 하고 있는지 아닌지를 구분하는 음성신호 검출 알고리즘등 부수적으로 개발되어야 할 부분이 아직 많이 있다.

참 고 문 헌

- [1] S.H. Jensen, "Acoustic Echo Cancellor for Hands-Free Mobile Radiotelephony," *Proc. EUSIPCO, Belgium*, pp.1629~1632, 1992.
- [2] B. Hatty and J. Sitzmann, "Application of Digital Signal Processing to Prevention of Howling in Handset-Free Telephones," *Proc. EUSIPCO*, pp.1133~1136, 1986.
- [3] W. Kellermann, "A Self-Steering Digital Microphone Array," *Proc. ICASSP*, pp. 3581~3584, 1991.
- [4] B. Widrow and S.D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, 1985.
- [5] S. Haykin, *Modern Filters*, Macmillan Publishing Company, 1990.
- [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 2nd Ed., Prentice-Hall, 1991.
- [7] B. Widrow, et al., "Adaptive Noise Cancelling : Principles and Applications," *Proc. IEEE*, pp.1692~1716, Dec. 1975.
- [8] B. Widrow, et al., "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS adaptive Filter," *Proc. IEEE*, pp. 1151~1162, Aug. 1976.
- [9] L.L. Horowitz and K.D. Senne, "Performance Advantage of Complex LMS for Controlling Narrow-Band Adaptive Arrays," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Proc.*, pp.722~736, June 1981.
- [10] A. Feuer and E. Weinstein, "Convergence Analysis of LMS Filters with Uncorrelated Gaussian Data," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Proc.*, pp.222~229, Feb. 1985.
- [11] E. Hansler, "Adaptive Echo Compensation Applied to the Hands-Free Telephone Problem," *Proc. ISCAS*, pp.279~282, 1990.
- [12] P.C. Yip and D.M. Etter, "An Adaptive Multiple Echo Cancellor for Slowly Time-Varying Echo Paths," *IEEE Trans. Communi.*, pp.1693~1698, Oct. 1990.
- [13] W.Y. Chen, "Adaptive Pilot Filtering for LMS Algorithm," *Proc ICASSP*, pp.1509~1512, 1991.
- [14] H. Yasukawa, I. Furukawa, and Y. Ishiyama, "Acoustic Echo Control for High Quality Audio Teleconferencing," *Proc ICASSP*, pp.2041~2044, 1989.
- [15] H. Yasukawa, et al, "Characteristics of Acoustic Echo Cancellor Using Subband Sampling and Decorrelation Methods," *Electronics Letters*, pp.1039~1040, Aug. 1988.
- [16] 김남선, 박상택, 임용훈, 차일환, 윤대희, "향상된 수렴 속도와 근단 화자 신호 검출 능력을 갖는 적응 반향 제거기," 전자공학회 논문지, pp.1161~1169, 1993년 12월
- [17] I. Furukawa, "A Design of Cancellor of Broadband Acoustic Echo." *Int. Teleconferrence Symposium, Tokyo*, pp.1/8~8/8, 1984.
- [18] W. Kellermann, "Kompensation Akustischer Echos in Frequenzteil-Bandern." *Aachener Kolloquium, Aachen, FRG*, pp.322~325, 1984.
- [19] A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive Filtering in Subbands," *Proc. ICASSP*, pp. 1572~1575, 1988.
- [20] A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling : Analysis, Experiments, and Applications to Acoustic Echo Cancellation," *IEEE Trans. on Signal Processing*, pp.1862~1875, Aug. 1992.
- [21] P.P. Vaidyanathan, "Quadrature Mirror Filter Banks, M-Bnad Extensions and Perfect Reconstruction Techniques," *IEEE*

- Trans. Acoust., Speech, and Signal Proc.*, pp. 4~20, July 1987.
- [22] 한미향, 유재하, 윤대회, 조성호, “서브밴드 적응디지털필터의 성능향상,” 한국통신학회 논문지, pp.448~458, 1995년 2월
- [23] L.R. Rabiner and R.W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Prentice Hall, 1982.
- [24] G.V. Moustakides and S. Theodoridis, “Fast Newton Transversal Filters - A New Class of Adaptive Estimation Algorithms,” *IEEE Trans. Signal Processing*, pp. 2184~2193, Oct. 1991.
- [25] T. Petillon, A. Gillore, and S. Theodoridis, “The Fast Newton Transversal Filter: An Efficient Scheme for Acoustic Echo Cancellation in Mobile Radio,” *IEEE Trans. on Signal Processing*, pp.509~518, Mar. 1994.
- [26] J.H. Yoo, S.H. Cho and D.H. Youn, “A Lattice/Transversal Joint(LTJ) Structure for an Acoustic Echo Canceller,” *Proc ISCAS*, Seattle, 1995.
- [27] E.H. Satorious and S.T. Alexander, “Channel Equalization Using Adaptive Lattice Algorithm,” *IEEE Trans. Communi.*, pp.899~905, June 1979.
- [28] M.R. Asharif and F. Amano, “Acoustic Echo-Canceler Using the FBAF Algorithm,” *IEEE Trans. Communi.*, Dec. 1994.
- [29] J.J. Shynk, “Frequency Domain and Multirate Adaptive Filtering,” *IEEE Signal Proc. Magazine*, Jan. 1992.
- [30] A.V. Zitzewitz, “Consideration on Acoustic Echo Cancellation Based on Real-Time Experiments,” *Proc. EUSIPCO, Barcelona*, pp.1987~1990, 1990.
- [31] S. Gudvangen and S.J. Flockton, “Modeling of Acoustic Transfer Function for Echo Cancellers,” *IEE Proc. Visual and Image Siganal Processing*, pp.9947~9951, Feb. 1995.
- [32] K. Ochiai, T. Araseki, and T. Ogihare, “Echo Canceller with Two Echo Path Models,” *IEEE Trans. Communi.*, pp.589~595, June 1977.
- [33] N. Furuya et al., “High Performance Custom VLSI Echo Canceller,” *Proc. ICC*, pp. 1470~1476, 1985.
- [34] H. Ye and B.X. Wu, “A New Double-Talk Detection Algorithm Based on the Orthogonality Theorem,” *IEEE Trans. Communi.*, pp.1542~1545, Nov. 1991.
- [35] 유재하, 조성호, 윤대회, “반향제거기의 동시 통화검출기의 동작에 관한 연구,” 신호처리 합동학술대회 논문집, pp.234~238, 1993
- [36] F. Amano and H. Perez, “A New Subband Echo Canceler Structure,” *Proc.ICASSP*, pp. 3585~3588, 1991.

저 자 소 개



趙 誠 鎬

1982年 2月 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1984年 12月 University of Iowa, 전기 및 컴퓨터공학과(M.S.)
 1989年 8月 University of Utah, 전기공학과(Ph.D.)

1989年 8月~1992年 8月 한국전자통신연구소 선임연구원
 1992年 9月~현재 한양대학교 전자공학과 조교수



柳 在 河

1990年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1992年 2月 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1992年 3月~현재 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정

尹 大 熙

1977年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1979年 8月 Kansas State University, 전기공학과(M.S.)
 1982年 8月 Kansas State University, 전기공학과(Ph.D.)
 1982年 8月~1985年 6月 University of Iowa, 전기 및 컴퓨터공학과 조교수
 1985年 9月~현재 연세대학교 전자공학과 조교수, 부교수, 교수