1. 波形等化技術の原理と最近の動向

正会員 羽 鳥 光 俊[†], 正会員 伊 丹 誠^{††}

1. ま え が き

有線や無線で情報の伝送を行う場合、受信側では送信された信号が正しく得られなければ、ひずみやデータ誤りが生じる。実際、有線・無線通信に限らず伝送路には何らかの特性が存在する。これらの伝送路によって変化した信号を、受信機に対して適した信号に戻すものが等化器である。等化器は電話の中継線などで古くから用いられていたが、近年のLSIに代表されるデジタル技術の急速な進歩によって、特性の優れたデジタル等化器を実現することが可能になり、従来のアナログの等化器がデジタルの等化器に置き換えられつつある。さらに、デジタル技術によって、系の状態に応じて最適等化を行う、適応等化器の実現が容易になり、より柔軟に伝送路の特性を等化できるようになってきた。自動等化の技術は、近年の高速・高品質な伝送にとって重要なものであり、多方面で研究が行われている。ここでは、主に適応デジタル信号処理技術^{1)~3)}を用いた波形等化技術について概要を示す。

2. 伝送路の等化

伝送路とその等化のモデルを図1に示す。送信機より送られた信号は伝送路の特性によって変化する、さらに雑音を加わった形で受信される。受信側では受信機に通す前に直列に挿入された等化器によって受信機にとって望ましい形に等化される。この場合、雑音が非常に小さければ伝送路の伝達関数の逆特性を用いればよいが、雑音がある程度存在すると、雑音も考慮した状態で等化器の設計を行う必要がある。実際の等化器

の設計に当たっては、伝送路の特性が既知である場合にはウィナーフィルタやマッチドフィルタ等によってフィルタの設計を行えばよい。

デジタル等化器の構成は、図2に示すようなものになる。図2で等化器への入力信号を $x(t)$ とすると、AD変換器によって $x(t)$ を標本化周期 T で標本化した信号は $x(nT)$ となり $x(nT)$ がデジタルフィルタで処理される。デジタルフィルタ処理された信号はDA変換器によってアナログ信号に戻されるか、DA変換器を通さずに次の処理へと渡される。以後、 $x(nT)$ 等の標本値系列では、簡単のために T を省略して $x(n)$ の形で標本値の系列を表すことにする。

図1 伝送路の等化のモデル

図2 デジタル等化器の構成

図3 トランスポーズ型等化器

[†] 東京大学 工学部

^{††} 東京理科大学 基礎工学部

“Waveform Equalizing Techniques; Theory and Recent Trends” by Mitsutoshi Hatori (Faculty of Engineering, University of Tokyo, Tokyo) and Makoto Itami (Department of Applied Electronics, Science University of Tokyo, Noda)

$y(n)$, $d(n)$, $\epsilon(n)$ 等も同様である。

等化器に用いられるディジタルフィルタとしては、図3に示すトランスバーサル型のフィルタが最もよく用いられており、基本的なものである。図3のフィルタで出力信号は、

$$y(n) = \sum_{i=0}^N p_i(n)x(n-i) \quad (1)$$

で与えられる。これをベクトルの形で表すと、

$$y(n) = \mathbf{p}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (2)$$

ただし、

$$\mathbf{x}^T(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \cdots \ x(n-N)] \quad (3)$$

$$\mathbf{p}^T(n) = [p_0(n) \ p_1(n) \ \cdots \ p_N(n)] \quad (4)$$

である。

このとき、基準信号 $d(n)$ と出力信号 $y(n)$ との平均2乗誤差 $E[\{d(n)-y(n)\}^2]$ を最小にすることを考える。ただし、 $E[\cdot]$ は期待値を表す。このとき、最小値を与える $\mathbf{p}_{min}$ は、

$$\mathbf{p}_{min} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{d} \quad (5)$$

となる。ただし、

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] \quad (6)$$

$$\mathbf{d} = E[d(n)\mathbf{x}(n)] \quad (7)$$

である。したがって、 $\mathbf{x}(n)$ の自己相関と $\mathbf{x}(n)$ と $d(n)$ との相互相関がわかれば、最適な係数を求めることができる。

この場合の係数の計算は、平均2乗誤差という評価値の基に、入力信号に加わっているノイズをも含めた形で最適化している。したがって、得られる等化器はノイズが少ないときは、伝送路の逆特性に近い形になるが、ノイズが多くなってくると必ずしも逆特性にはならなくなってくる。

以上のように、入力信号と基準信号が与えられればウィナーフィルタによって係数を定めることができる。信号の相関が既知でない場合には、ある程度の時間入力信号を収集し、それによって相関を計算してタップを定めることができる。このように入力信号をある一定時間収集した後、それを基に係数を直接計算する方法によって等化器のタップ係数を計算できる。

以上のようにして等化器のタップ係数が求まるが、系が変化しているような場合には、この方法では対応できなくなる。変化する系に対して適応的に対応することが可能なものが適応ディジタルフィルタである。適応フィルタは入力信号の状態に応じてタップ係数を逐次更新していく形式のものが多く用いられており、準静的な過程のもとでは、ウィナー解に向かって収束していくように制御される。タップ係数を制御するためには、何らかの評価値を設定しその値が最小になる

ようにタップの更新を行っていく。以下、代表的なタップ制御アルゴリズムについて説明する。

3. 適応等化アルゴリズム

3.1 LMS アルゴリズム⁴⁾⁵⁾

等化の評価基準として最もよく用いられているものに、ウィナーフィルタで用いた平均2乗誤差がある。現時点での平均2乗誤差 $E[\{\epsilon(n)\}^2]$ が与えられているとする。このとき、タップ係数を誤差の2乗平均値が小さくなるように更新するには、最大傾斜法を用いて、その時点での $E[\{\epsilon(n)\}^2]$ の勾配を求め、その小さくなる方向にタップ係数値を計算すればよい。具体的なタップ係数更新式は(8)式のようになる。 α は勾配を下る大きさをきめるパラメータであり、後で説明するように収束の安定性、速度に影響する。

$$\mathbf{p}(n+1) = \mathbf{p}(n) + \alpha \nabla_{\mathbf{p}(n)} E[\{\epsilon(n)\}^2] \quad (8)$$

しかし、 $E[\{\epsilon(n)\}^2]$ は $\{\epsilon(n)\}^2$ の集合平均値であり、これは、実際には利用することができない。そこで、 $E[\{\epsilon(n)\}^2]$ の代わりに、その不偏推定値 $\{\epsilon(n)\}^2$ を用いる。この場合、タップ係数の更新の方向は必ずしも最大傾斜の方向にはならないが、平均的には最大傾斜の方向に係数が更新されていく。これが LMS (Least Mean Square) アルゴリズムである。実際のタップ係数更新式は次のようになる。

$$\mathbf{p}(n+1) = \mathbf{p}(n) + \alpha \epsilon(n)\mathbf{x}(n) \quad (9)$$

α はタップゲインと呼ばれ、

$$0 < \alpha < \frac{1}{2\lambda_{max}} \quad (10)$$

であるとき、収束の安定性が保証される⁶⁾。ただし、 λ_{max} は入力信号 $\mathbf{x}(n)$ の相関行列の固有値の最大値である。 α の値は大きければ収束速度は向上するが収束後の定常誤差は大きくなる。 α を小さくすると収束値は改善されるが収束速度は遅くなる。したがって、収束速度と定常誤差とのトレードオフを考えてタップゲインを決定する必要がある。また、収束速度はタップ数が多いほど遅くなるので必要がなければ不用意にタップ数は増やさない方がよく、必要なだけのタップ数を用いるべきである。制御系を安定させるための方法としてリークを用いる方法がある。すなわち、リーク係数と呼ばれる1より小さく、1に近い数 r を用いて、

$$\mathbf{p}(n+1) = r \cdot \mathbf{p}(n) + \alpha \epsilon(n)\mathbf{x}(n) \quad (11)$$

とする方法である。リークを用いることによって、安定性の向上をはかることができるが、残留誤差は大きくなるので、適切なリーク係数を設定する必要がある。これに対しては、最適リーク制御法が報告されている⁶⁾。リーク制御は LMS アルゴリズムに限らず以

降で述べる他のアルゴリズムでも併用可能である。

係数更新式からわかるように LMS アルゴリズムは非常に簡単であり、ハードウェアへのインプリメントも容易であるため、最もよく使われているアルゴリズムのひとつになっている。

3.2 学習同定法⁷⁾

LMS アルゴリズムとならんで、非常によく用いられているものに学習同定法がある。LMS アルゴリズムでは評価の基準として、出力信号と基準信号の誤差の 2 乗平均値を用いていた。これに対して、学習同定法はパラメータ推定の立場での評価基準によって導かれる。未知系がトランスバーサル型のフィルタで表されると仮定し、これを図 3 のフィルタを用いて同定する。未知系の、タップ係数ベクトルを、

$$\mathbf{h}^T(n)=[h_0(n) \ h_1(n) \ \cdots \ h_N(n)] \quad (12)$$

同定を行うフィルタのタップ係数ベクトルを

$$\mathbf{p}^T(n)=[p_0(n) \ p_1(n) \ \cdots \ p_N(n)] \quad (13)$$

とすると、タップ係数ベクトルの 2 乗誤差

$$\|\mathbf{h}(n)-\mathbf{p}(n)\|^2 \quad (14)$$

を最小にするような評価基準を考える。これは、未知系がトランスバーサル型フィルタで表されると仮定して、そのインパルスレスポンスを推定するパラメータ推定の問題である。

この基準での解は入力信号に雑音がなく白色とした場合のウィナー解と同じである。具体的なタップ係数更新式は次のようになる。

$$\mathbf{p}(n+1)=\mathbf{p}(n)+\alpha \frac{\varepsilon(n)\mathbf{x}(n)}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} \quad (15)$$

α はアルゴリズムの収束条件を決める定数であり、

$$0<\alpha<2$$

のとき収束するが、通常は $\alpha=1$ としてよく用いられている。学習同定法のタップ係数更新式は LMS アルゴリズムのタップゲインを $\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)$ で正規化するような値に選んだ形になっている。学習同定法は LMS アルゴリズムと異なり、フィルタ出力の基準信号との平均 2 乗誤差を最少にするようなアルゴリズムではないので、誤差の改善度は LMS よりもやや劣る。しかし、収束速度は LMS と比べて非常に高速である。したがって、フィルタ出力と基準信号との平均 2 乗誤差を評価基準とする場合などでもよく用いられている。また、演算量に関しても割算がある点を除けば LMS アルゴリズムの場合よりもわずかに多いだけであり、収束速度が高速であることから実用的なアルゴリズムとなっている。実際には、後で説明する、エコーキャンセラ等でもよく用いられている。学習同定法の特性をさらに改善するような試みや、学習同定法を

一般化した射影子アルゴリズム等⁸⁾の検討も行われている。

3.3 ゼロフォーシングアルゴリズム⁹⁾¹⁰⁾

ゼロフォーシングアルゴリズムは Lucky らによってデジタルデータ回線の等化のためのアルゴリズムとして提案されたものである⁹⁾。ゼロフォーシングアルゴリズムでは、符号間干渉成分の最悪値を評価関数とする等化アルゴリズムである。評価値は次の式で与えられる。

$$D_{zf}=\frac{1}{h_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |h_n| \quad (16)$$

ここで、 $\{h_n\}$ は伝送路と等化器を含めた系全体のインパルスレスポンスである。 D_{zf} を Zero-forcing criterion と呼ぶ。これを最小にすることを評価基準として、等化アルゴリズムが導かれる。ここで、初期ひずみ D_0 を以下のように定義すると、

$$D_0=\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)| \quad (17)$$

$D_0<1$ であるならば次のアルゴリズムは必ず収束する。

$$p_k(n+1)=p_k(n)-\alpha h_k \quad (k \neq 0) \quad (18)$$

このアルゴリズムは既知の学習信号を用いるアルゴリズムであり、実際のデータ伝送時には係数の更新は行わない。データ伝送中にも係数の更新を行うような方式も提案されている¹⁰⁾。ゼロフォーシングアルゴリズムは、前に述べた LMS アルゴリズムや学習同定法と比べて収束条件が厳しいため、音声等の一般的な信号での等化には平均 2 乗誤差を評価値とする方式の方が適しているが、回路構成が非常に簡単なので、ビデオ信号などの高速なデータ系列を処理するような用途でよく用いられている。実際テレビの中継局などでは実用化されている。

3.4 最小 2 乗法を用いたアルゴリズム

LMS アルゴリズムでは勾配を計算するために、誤差の 2 乗平均値の不偏推定値を用いたが、この場合、平均的には勾配は最大勾配の方向を向いているが、必ずしも正しい方向に係数の更新は行われていないので収束速度はやや遅い。そこで、収束速度を向上させるために(8)式での誤差の 2 乗平均値を現時点までの誤差の 2 乗の時間平均値で置き換えたものが最小 2 乗アルゴリズムである (LS アルゴリズム)。基本的な例としては以下のような Godard のカルマンアルゴリズム¹¹⁾がある。

$$\mathbf{p}(n+1)=\mathbf{p}(n)+\left[\sum_{i=0}^n \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^T(i)\right]^{-1} \varepsilon(n)\mathbf{x}(n) \quad (19)$$

(19)式では、計算式に逆行列を含んでいるが、Matrix Inversion Lemmaを用いることによって前のものから逐次的に計算を行うことができ、実際には、逆行列演算は必要ない。しかし、それでも演算量は N^2 のオーダーになり、計算パワーが必要である。しかし、収束速度は非常に高速であり、アルゴリズムの改良と近年のハードウェアの高速化にともない、現実的なアルゴリズムとなってきた。

他の、同様な評価基準を用いるアルゴリズムとしては、RLS (Recursive Least Square) アルゴリズム³⁾、SER (Sequential Regression) アルゴリズム¹²⁾ などがある。

3.5 フィードバック型

等化器の構成として図4に示すようなフィードバック型の構成も考えられる。フィードバック型のフィルタを用いるとフィードフォワード型で生じる孫ゴーストの発生がないため、ゴーストキャンセラなどではよく用いられている。フィードバック型の適応アルゴリズムとしては Feintuch のアルゴリズム¹³⁾、White の

図4 フィードバック型等化器

アルゴリズム¹⁴⁾が報告されている。また、フィードバック型の場合でも先に述べたアルゴリズムもおおむね適用することは可能である。ただし、フィードバック型の場合、条件によっては極が単位円の外に出てしまい不安定になるおそれがある。したがって、安定に動作が行える範囲が限定される。常に安定な動作を行わせるためには、何らかの方法で安定性の判別を行う必要がある。

代表的な例としては、安定性の判別の容易な2次のフィルタを用いた構成があげられる¹⁵⁾。また、データ伝送用の等化器では図5に示す判定帰還型の構成を用いることができる。この場合、フィードバックされる信号は判定器を通過した後の振幅が有限な信号なので、フィードバックループは安定に動作することができる。図のフィルタではフィードフォワードの部分も存在するが、フロントゴースト等を考えるとフィードバック部分だけでは安定に除去できないため、実際には併用されることが多い。

判定帰還型の適応アルゴリズムとしては Mantey のアルゴリズムがある¹⁶⁾。また、前述のゼロフォーシングアルゴリズムを用いるのも安定性を確保するための有効な方法とされている¹⁷⁾。さらに、アルゴリズムは非常に複雑になるが、超安定の理論を用いた安定性の保証される Harf アルゴリズム¹⁸⁾¹⁹⁾ と呼ばれるものもあり、注目される。

4. 自動等化の諸問題

4.1 収束速度

自動等化器において収束速度は非常に重要なパラメータである。たとえば、有線でのデータ伝送などを考えると、回線が接続された後に伝送路の等化を行う

図5 判定帰還型等化器

図 6 格子型等化器

が、回線の有効利用を考えると初期接続時における等化に要する時間はできるだけ短い方がよい。特に、データ伝送速度が高速になればなるほど重要である。また、移動体通信のように系の変化が比較的速いようなものの場合にも収束速度は高速である必要がある。高速な収束速度が必要である場合は、トランスバーサル型構成で RLS アルゴリズムに代表されるような最小 2 乗アルゴリズムを採用することも考えられるが、他の方法として、入力信号を直交化することによる高速化の方法がある。

代用的な構成として図 6 に示すような格子型フィルタ (Lattice Filter) がある。格子型フィルタは入力信号 $x(n)$ を Gram Schmidt の直交化法によって直交化を行い収束速度、収束値の向上をはかっている。タップ係数の制御は LMS アルゴリズムと同様の考え方で行うことができるが (Stochastic Gradient Lattice)²⁰⁾、格子の部分収束しないと、直交化の効果が十分に現れないので、トランスバーサル型のカルマンフィルタなどに比べると必ずしも高速ではない。これに対して、最小 2 乗法を適用したアルゴリズム (Least Square Lattice)²¹⁾ も提案されており、この場合はカルマンフィルタと同様の収束速度が得られる。

演算量に関しては、格子型の場合は非常に多くなりカルマンフィルタなどと比べてもやや不利である。しかし、格子型フィルタはその構造上の多くの特徴を持っている。例えば、最小 2 乗アルゴリズムを用いると、各タップ係数はすべて独立になり、各段を独立にすることができる。これによって、同一のブロックを用意するだけで、等化器の次数が容易に変更できるようになる。これは、トランスバーサル型フィルタにはない特徴である。以上のような点から、格子型フィルタは広い応用が考えられる。演算量についても工夫がなされ、トランスバーサル型のカルマンアルゴリズム

図 7 サブバンド型等化器

などとの差が少なくなっている。

格子型フィルタ以外にも直交化を行うようなフィルタは提案されているが²²⁾、演算量はやや多い。

4.2 演算量

適応等化アルゴリズムにおける演算量は、ハードウェアを実現するうえで制約を与える重要な問題である。LSI 技術の進歩によって、複雑なことも容易に行えるようになってきたが、音響系のエコーキャンセラなどでは、トランスバーサル型のフィルタで実現すると数千タップが必要とされており、ハードウェアはなお大きなものである。ハードウェアの削減を行う方法として有効なものとして、IIR 型フィルタによる実現、サブバンド型フィルタの使用²³⁾²⁴⁾、タップ選択の適用等があげられる²⁵⁾。

IIR フィルタを用いる場合は、系によっては必ずしも安定に除去できるとは限らないので、何らかの安定性の保証を行う必要がある¹⁵⁾。サブバンド型フィルタは信号の存在する帯域を幾つかに分割し、各帯域ごとにフィルタを通して各フィルタの出力を後で加え合わせるものであり、図 7 のような構成になる。この場合、分割数を N とすると各フィルタの標準化周波数は $1/N$ にでき、全体の演算量を $1/N$ にすることができる。実際多くのタップが必要となる音響エコーキャンセラなどではよく用いられている。サブバンド型のフィルタを用いる場合に問題となるのは帯域分割フィルタであり、各フィルタで帯域が重なり合わないよう分割するか、重なっていても最後にうまく打ち消されるような設計にする必要があり、種々の構成が検討されている。

タップ選択を用いる方式は、ゴーストやマルチパスひずみのように伝送路のインパルス応答が時間的に離散的に存在するような場合には有効であり、畳み込みや係数更新に要する演算を減らすことが可能である。

タップ選択のアルゴリズムは多数報告されている²⁵⁾。

4.3 その他

その他の問題点として、ディジタルデータ信号を等化する場合、ディジタルデータと標準化クロックの位相ずれやジッタによる等化特性の劣化がある。これに対してはデータからのクロックを再生する回路を工夫したり、位相の補償を行ったりする必要がある。また、標準化クロックをデータのレートより早くして等化を行う、オーバーサンプリング等化器の使用も有効である。ただし、オーバーサンプリング等化器はハードウェアが大きくなってしまいう問題がある。

5. 自動等化器の応用

5.1 テレビ信号用の等化器

テレビ信号を正しく受信するためには伝搬路の特性がフラットである必要があるが、伝搬経路に障害物が存在すると、そこで電波の反射が起こり、受信側でゴーストが生じる。このゴーストの生じたビデオ信号を元のフラットな特性にするものがゴーストキャンセラである²⁶⁾。ゴーストキャンセラでは従来は同期パルスやカラーバースト信号等を基準信号として用いて除去を行っていたが、近年ゴースト除去専用の基準信号(GCR: Ghost Cancelling Reference)が制定され放送信号に加えられたことによって、格段に特性の向上をはかることが可能になった。また、近年のLSI技術の進歩にともなうインプリメントも容易になり、ゴーストキャンセラ内蔵のテレビチューナも出回るようになってきている。

テレビ放送でのもうひとつのサービスに文字放送があるが、データの誤りを少なくするためにはゴーストキャンセラが必要である。文字放送用のゴーストキャンセラは映像用のものとは別に設けられることが多く、符号化された文字放送のデータ系列を用いた等化器が使われる。これは、後で述べるデータ伝送用の等化器と同じ技術である。

最近の話題では、ハイビジョン放送の実用化がされつつあり、MUSE方式による放送の試験が行われている。MUSE信号はPAM方式によって信号を伝送しているため、伝送路によって符号間干渉が生じるとリンギングによる画質劣化が起こる。したがって、波形等化が必要になる。MUSE信号では、基準信号となるVIT信号がブランキング期間に重畳されており、これを用いて等化を行うことができる。

5.2 FM マルチパスひずみキャンセラ²⁷⁾

FM放送におけるマルチパスひずみもテレビ放送のゴーストと同様の理由で発生する。ただし、FM変調

方式はテレビのAM変調方式と異なり非線形変調であるために、復調後の信号では、ひずみが非線形ひずみになってしまい除去することが困難になる。したがって、FMマルチパスひずみキャンセラでは、線形性の残っている中間周波増幅段に挿入して除去を行う。FMマルチパスひずみキャンセラがゴーストキャンセラと異なるもうひとつの点は、FM信号には同期信号やGCRに相当する基準信号がないので、ゴーストキャンセラと同じ方法は使えないことである。そこで、FMマルチパスひずみキャンセラではマルチパスのないときのFM変調信号の包絡線が一定値であることを利用して、基準信号を作成して適応を行うことができる。またMUSE信号等を対象とした基準信号を用いる形式のものも報告されている²⁸⁾。

5.3 画像機器用の等化器²⁹⁾

ディジタルVTRでの磁気記録系において、符号誤り率を向上させるために等化器が用いられる。この等化器を自動等化器にすることによって調整が簡単になり、再生特性のばらつきをなくすことなどができ、信頼性の向上、高密度化をはかることができる。ディジタルVTRの信号は高速なので等化アルゴリズムとしては、ゼロフォーシングアルゴリズムが用いられている。

5.4 データ伝送用自動等化器

電話回線等を用いて高速のデータ伝送を行う場合、データの誤りを減らすためには等化が必要である。特に交換回線を用いている場合、接続のたびに伝送路の特性は異なっているので、それに合わせて自動的に等化を行う必要がある。自動等化は以下の2つのステップで行われる。まず、接続時に既知のトレーニング信号を用いて等化を行い、タップ係数を収束させる。データ伝送中の緩やかな系の変動に対しては、出力の判定値を基準信号として用いることによって対応することができる。構成としては、フィードフォワード型や図5に示した判定帰還型が用いられる。データ伝送の場合、接続時の等化にかかる時間は無駄な時間であるため、高速なデータ伝送を行うためには、できるだけ高速である必要がある。したがって、高速なアルゴリズムを用いることが望ましい。等化器の特性を向上するために誤り訂正符号を利用した方式も提案されており、有効であることが示されている³⁰⁾。

以降に述べるものは、等化器ではないが、等化器と同様に適応フィルタが用いられており、等化器と同様の技術が使えるものである。

5.5 エコーキャンセラ³¹⁾

電話回線での2線4線変換のハイブリッド回路で生

図 8 エコー発生とその除去のメカニズム

図 9 ノイズキャンセラの基本構成

図 10 音響系でのノイズキャンセラ

じる回り込みや、テレビ会議でのスピーカからマイクへの回り込みによって生じるエコーを自動的に除去するものがエコーキャンセラである。エコーキャンセラでは、キャンセラ側で擬似エコーと呼ばれる、エコーと同じものをつくり出して打ち消すことによってエコーの除去を行う。エコー発生とその除去のメカニズムを図 8 に示す。エコーキャンセラの基本的な構成としては、トランスバーサル型のものが多く用いられているが、テレビ会議などでの音響エコーキャンセラでは、タップ数が非常に多くなる。これに対しては、IIR 型フィルタやサブバンド型フィルタの適用が有効である。

5.6 ハウリングキャンセラ³²⁾

マイクからスピーカへの回り込みによって生じるハウリングは、電話回線でのエコーと同様の原因によって生じ、これを除去するためには、エコーキャンセラの場合と同様に、ハウリングの経路に相当するものをつくり出して、打ち消せばよい。しかし、ハウリングキャンセラの場合にはマイクからの入力を基準信号としては用いることができないため、何らかの基準信号を用いて学習を行う必要がある。したがって、この場合、学習時に基準信号がスピーカから出ることになり、その音が耳障りになるという問題がある。また、

系にフィードバックループが含まれるために、安定性が常に問題となる。

5.7 ノイズキャンセラ³³⁾

通信回線における他のチャンネルからの漏話、電力線から通信線への誘導、雑音の存在する環境下でマイクを使っている場合にマイクからの雑音等の存在する場合、雑音源が既知であるときは、図 9 に示すノイズキャンセラによって雑音の除去を行うことができる。この場合、ノイズの経路に相当するものを、ノイズ源からの参照信号によって作成し、それによってノイズを打ち消す。

ノイズキャンセラの別の構成として、ダクトの騒音などを音響的に除去するような構成がある³⁴⁾。このような方式を能動制御方式と呼び、基本構成を図 10 に示す。この場合、雑音源からの参照信号を適応フィルタに通して、スピーカから出し希望地点でちょうど騒音と逆相になるように制御して、音響的に騒音を軽減するものであり、コンサートホールでのダクトの雑音の除去や冷蔵庫のコンプレッサの騒音の除去などで実用化されている。

以上、自動等化技術の応用について幾つか例を示したが、他にも、ADPCM (Adaptive Pulse Code Modulation)、アダプティブアレイアンテナなど、広く応用されている。

6. む す び

適応デジタル信号処理技術を用いた波形等化方式について、原理と応用分野の概観を示した。適応デジタル等化技術にとって、DSP (Digital Signal Processor) や ASIC (Application Specific IC) などに代表される LSI 技術は不可欠なものであり、今後、これらの技術の進歩と共にさらに発展し、広く応用されていくことが期待される。

(1991 年 1 月 16 日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) "Joint Special Issue on Adaptive Signal Processing", IEEE Trans., CAS-28, 6, and IEEE Trans., ASSP-29, 3 (June 1981)
- 2) "Special Issue on Linear Adaptive Filtering", IEEE Trans., IT-30, 2 (Feb. 1984)
- 3) M. L. Honing and D. G. Messerschmitt: "Adaptive Filters: Structures, Algorithms and Applications", Kluwer Academic Publishers (1984)
- 4) B. Widrow: "Adaptive Filters", in Aspects of Network and System Theory, Eds. R. Kalman and N. De Clais, pp. 563-587 (1971)
- 5) B. Widrow, J. N. McCool, M. G. Larimore and C. R. Johnson: "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", Proc. of IEEE, 64, 8, pp. 1151-1162 (Aug. 1976)
- 6) 村上, 桜井: "IIR-ZF ゴーストキャンセラにおけるタップ利

- 得変動抑圧”, 信学論(A), **J68-A**, 9, pp. 887-895 (Sep. 1985)
- 7) J. Nagumo and A. Noda: “A Learning Method for System Identification”, IEEE Trans. Automatic Control, **AC-12**, 3, pp. 282-287 (Mar. 1967)
 - 8) 尾関, 梅田: “アフィン部分空間への直交射影アルゴリズムを用いた適応フィルタ・アルゴリズムとその諸性質”, 信学論(A), **J69-A**, 10, pp. 126-132 (Oct. 1984)
 - 9) R. W. Lucky: “Automatic Equalization for Digital Communication”, Bell Syst. Tech. J., **44**, 4, pp. 547-588 (Apr. 1965)
 - 10) R. W. Lucky: “Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems”, Bell Syst. Tech. J., **45**, 2, p. 255 (Feb. 1966)
 - 11) D. Godard: “Channel Equalization Using Kalman Filter for Fast Data Transmission”, IBM J. Research and Development, pp. 267-273 (1974)
 - 12) D. D. Parikh and N. Ahmed: “Sequential Regression Consideration of Adaptive Notch Filters”, IEEE Trans., **ASSP-28**, 3, pp. 313-317 (1980)
 - 13) P. L. Feintuch: “An Adaptive Recursive LMS Filter”, Proc. IEEE, **64**, 11, pp. 1622-1624 (Nov. 1976)
 - 14) S. A. White: “An Adaptive Recursive Digital Filter”, Proc. 9th Asilomar Conf. on Circuits Systems and Computers, 3 (1971)
 - 15) 黒澤, 早乙女, 坂庭, 辻井: “安定性判別の安易な IIR 型エコーキャンセラ—2 次の従属構成による—”, 信学論(B), **J69-B**, 1 (Jan. 1986)
 - 16) P. E. Mantey: “Convergent Automatic Synthesis for Sampled Data Network with Feedback”, Stanford Electronics Lab., Stanford Univ. Tech., **6773**, 1 (1964)
 - 17) 村上, 桜井: “収束性の保証された IIR ゴーストキャンセラ適応制御アルゴリズム”, 信学論(A), **J68-A**, 3, pp. 287-294 (Mar. 1985)
 - 18) C. R. Johnson Jr.: “A Convergence Proof for Hyperstable Adaptive Recursive Filter”, IEEE Trans., **IT-25**, 6, pp. 745-749 (Nov. 1979)
 - 19) M. G. Larimore, J. R. Treichler and C. R. Johnson Jr.: “SHARF: An Algorithm for Adaptive IIR Digital Filters”, IEEE Trans., **ASSP-28**, 4, pp. 428-440 (Aug. 1980)
 - 20) E. H. Satorius and S. T. Alexander: “Channel Equalization Using Adaptive Lattice Algorithms”, IEEE Trans., **COM-27**, 6, pp. 899-905 (June 1979)
 - 21) E. H. Satorius and J. D. Pack: “Application of Least Square Lattice to Adaptive Equalization”, IEEE Trans., **COM-29**, 2, pp. 136-142 (Feb. 1981)
 - 22) R. W. Chang: “A New Equalizer Structure for Fast Start-up Digital Communications”, Bell Syst. Tech. J., **50**, pp. 1969-2014 (July 1971)
 - 23) 安川, 古川, 石山: “帯域分割構成による相関除去型音響エコーキャンセラの特性”, 信学技報, CAS87-259 (1987)
 - 24) A. Gilloire and M. Vetterli: “Adaptive Filtering in Subbands”, ICASSP 88, 6, 6 (1988)
 - 25) S. Kawamura and M. Hatori: “A Tap Selection Algorithm for Adaptive Filters”, ICASSP 86, 55, 14 (Apr. 1986)
 - 26) 桜井: “ゴースト除去”, テレビ誌, **44**, 6, pp. 685-692 (June 1990)
 - 27) 三田, 井出, 稲垣: “ディジタル VTR 用簡易自動等化器”, テレビ誌, **44**, 6, pp. 728-735 (June 1990)
 - 28) 伊丹, 羽鳥: “適応ディジタルフィルタによる FM マルチパスひずみキャンセラの一構成法”, テレビ誌, **42**, 5, pp. 478-483 (May 1988)
 - 29) 大佐, 羽鳥, 相澤: “基準信号を用いた FM マルチパスひずみの除去”, 第 5 回ディジタル信号処理シンポジウム (Nov. 1990)
 - 30) R. Kohno, M. Hatori and H. Imai: “Design of Automatic Equalizer Including a Decoder of Error Correcting Code”, IEEE Trans., **COM-33**, 10, pp. 1142-1146 (Oct. 1985)
 - 31) C. W. K. Gripton and D. W. Lin: “Echo Cancellation Algorithms”, IEEE ASSP Magazine, April, pp. 30-38 (Apr. 1984)
 - 32) 伊丹, 羽鳥: “音響系におけるハウリング除去に関する検討”, 信学技報, EA89-7 (Apr. 1989)
 - 33) B. Widrow, et al.: “Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications”, Proc. of IEEE, **63**, 12, pp. 1692-1716 (Dec. 1975)
 - 34) 鈴木, 林, 長安: “ディジタルフィルタを用いた箱構造物に対する能動制御消音”, 日本音響学会講演論文集, 2-8-3 (Oct. 1989)

はとり みつとし
羽鳥 光俊 昭和 43 年, 東京大学大学院博士課程修了。同年, 東京大学工学部電気工学科講師, 44 年, 同助教授, 61 年, 同教授。43 年度通信学会米沢賞, 44・55・61 年度通信学会論文賞, 62 年度テレビジョン学会業績賞, 平成 2 年度郵政大臣表彰(情報化促進)各受賞。工学博士。正会員。

い だ み まこと
伊丹 誠 平成元年, 東京大学大学院電気工学専攻博士過程修了。同年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科助手, 現在に至る。適応ディジタル信号処理, FM マルチパスひずみの除去, 教育工学の研究に従事。工学博士。正会員。