

解説

2. DSP の応用例



2.4 DSP のエコーキャンセラへの応用†

村野和雄†† 海上重之††
 天野文雄††

1. まえがき

エコーキャンセラの理論面のバックボーンとして適応形デジタルフィルタの理論がある。この理論は昭和30年代後半から研究が本格化し40年代で基礎がほぼ確立した¹⁾が、実用化という意味では、多量のデジタル信号処理を要するところから近年のDSP技術の進歩を待たざるをえず、50年代後半からようやく本格化してきた²⁾。適応形デジタルフィルタの原理やアルゴリズムなど理論的観点から解説した論文はほかにもみられる^{3),4)}ところから、本小文ではDSPによる実現という立場から、種々の適用分野における現状技術のオーバビューという点に焦点をあてる。

エコーキャンセラは近年さまざまな領域に 응용が拡大している。ここでは、適用分野による要求条件の違い、またそれともなう実現上の難しさの特徴的なところ、現在の技術レベル、今後の課題などについて整理を試みる。

2. エコーキャンセラの概要

2.1 適用分野

エコーとは、“やまびこ”のように自分が発生した声(あるいは一般的にいえば信号)が遠方での反射により一定の遅延を経て戻ってくる現象をいう。通信システムではさまざまな状況でエコーが発生し、これが正常な通信に妨害を与える。

従来はエコーサプレッサ技術、つまり通信のない方向にレベル損失を与えてエコーを抑圧する技術が採用されていたが、話題切れが生じるなど品質面の問題があった。エコーのある状態でエコーのみを消し、音声については双方向通話を自然に実現するためにエコー

を消去する技術、すなわちエコーキャンセラが必要となってきた。

図-1, 2 にエコーが発生する状況の典型的な例をあげ、エコーキャンセラの挿入によりエコーを消去する様子を示した。

図-1 の例では通信回線の2線-4線変換部でエコーが発生する。現状の通信回線には加入者線のような2線区間と長距離中継線のような4線区間が混在しており、ハイブリッドトランスを用いて接続を行う。しかし線路インピーダンスにはかなりのばらつきがあるので、ハイブリッドトランスで完全なインピーダンス整合を取るのは困難であり、その結果図示のようなエコーが発生する。エコーを消去するには、点Aから点Bまでのエコー経路のインパルスレスポンスを推定し、擬似エコー信号を生成して、点Bにおいて減算

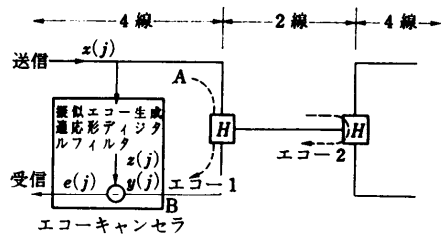


図-1 通信網内の2線-4線変換部でのエコー発生

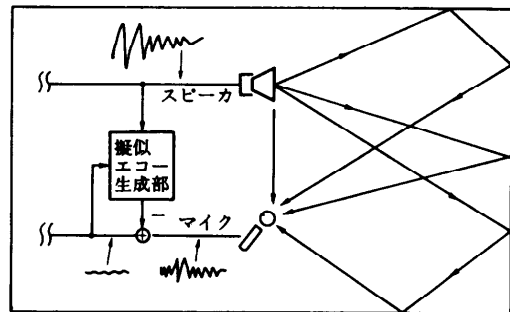


図-2 音響エコーキャンセラの原理

† Application of DSP to Echo Cancellers by Kazuo MURANO, Shigeyuki UNAGAMI and Fumio AMANO (Fujitsu Laboratories Ltd.).

†† (株)富士通研究所

表-1 エコーキャンセラの適用領域

エコー発生の原因	主要な適用領域	具体例
① 2線-4線変換部のインピーダンス不整合	<音声通信> ・長距離電話回線 <データ通信> ・電話帯域全二重データ通信 ・ベースバンド全二重データ通信	衛星通信, 着信転送 V.32 データモデム ISDN 加入者線伝送
② 音響的反射	・スピーカ/マイク同時使用システム	テレコンファレンスシステム, ハンズフリー電話
③ 電波反射	・FMマルチパス歪み消去 ・画像ゴースト消去	FM受信機 テレビ受信機

してやればよい。この処理を実行するのがエコーキャンセラであり、エコーパスの特性を推定する機能を適応形デジタルフィルタで実現する。

図-2 の場合では、エコーは会議室の壁や天井での音波の反射によって生じる。このエコーはまさにやまびこのように聞こえ、対話に支障があるばかりでなく、ハウリング現象を引き起こすことにもなるので、従来は指向性の強いマイクあるいは音声スイッチを用いて防止していた。エコーキャンセラ技術の進展とともに、図示のようにエコーキャンセラを適用してより自然な電子会議が実現できるようになってきた。

表-1 には、エコーキャンセラの主な適用分野をまとめた。

2.2 エコーパス推定手法

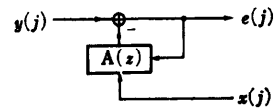
エコーパスを推定する機能を実現するうえで次の二点が性能、構造、ハード規模に決定的な影響を与える。第一点はエコー経路のモデル化であり、すなわち適応形デジタルフィルタの構造である。第二点はデジタルフィルタを適応的に制御し最適動作をさせるためのアルゴリズムである。アルゴリズムはフィルタの構造にも依存し、現在なお日進月歩の状態である。フィルタの構造及びそれを適応制御するアルゴリズムはエコーキャンセラの適用領域、所要特性などによって最適なものが異なってくる。

2.3 適応デジタルフィルタの構成法

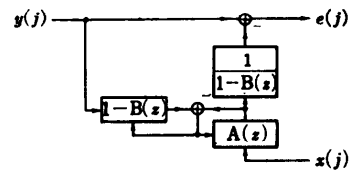
実用的見地から重要と思われる構成法を5種あげ、その構成を図-3に、その特徴を表-2に示す。図-3で $A(z)$, $B(z)$ は z の多項式である。

FIR 形は最も早くから研究され、収束特性も明らかであるので、電話回線用エコーキャンセラなどに広く実用化されている。一方、音響エコーキャンセラの

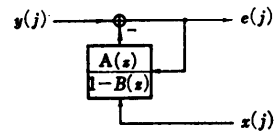
ようにエコーのインパルス応答が著しく長い場合には膨大なタップ数を要し、規模・特性の面で必ずしも十分でない。これを解決するために、IIR 形の研究が行われており、有望な成果が得られつつある^{5),6)}。安定性、収束性などの問題については今後の研究成果が期待されるが、実際の音響エコー経路が IIR 形で十分



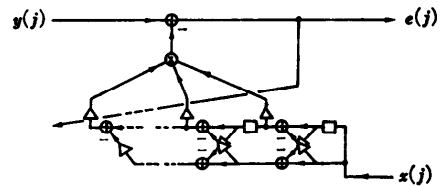
(a) FIR 形構成



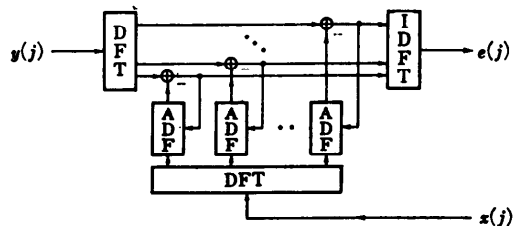
(b) IIR (シリアル・パラレル) 形構成



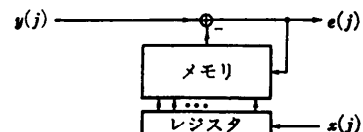
(c) IIR (パラレル) 形構成



(d) ラティス形構成



DFT: Discrete Fourier Transform
 ADF: Adaptive Digital Filter
 (e) 周波数領域形構成



(f) メモリ形構成

図-3 適応フィルタの各種構成例

表-2 適応形デジタルフィルタの構造と特徴

フィルタ構造		特 徴
FIR 形フィルタ		<ul style="list-style-type: none"> 最も基本的な構成である。LMS アルゴリズムを適用した場合所要演算量、収束速度劣化は共にタップ長にほぼ比例する。
IIR 形 フィルタ	シリアル・パラレル形	<ul style="list-style-type: none"> FIR 形と全く同じアルゴリズムを適用できる。 一般に安定性テストが必要であり、また、ノイズがあると収束性能が制限される。
	パラレル形	<ul style="list-style-type: none"> 演算は簡単であり、収束性能はノイズによって制限されないが、ローカルミニマムに収束する可能性がある。 収束速度は遅く、安定性テストが必要である。
ラティス形フィルタ		<ul style="list-style-type: none"> 入力信号が直交化されるため、収束が速くなる。ただし、入力信号の特性変化が大きい場合には LMS アルゴリズムは適用できない。 安定性テストは簡単である。
周波数領域フィルタ		<ul style="list-style-type: none"> 変換処理が必要である。所要演算量は少ない。短時間スペクトル分析に基づく方式では収束特性も速くなる。
エコー波形メモリ形		<ul style="list-style-type: none"> エコー経路の非線形特性も含めてキャンセルできる。

モデル化可能かどうか重要なポイントになる。

ラティス形も IIR 形の一つであるが、安定性テストが容易であること、相関のある入力に対して効果的であること、などから近年研究が盛んである^{9),10)}。周波数領域フィルタは FFT などを利用して変換領域でエコーキャンセルを行う手法であり、演算量の削減が期待される^{9),10)}。音響エコーキャンセラへの具体的な応用例について後述する。

エコー波形メモリ形は、データの全二重通信などに適用でき、送信データ系列に対応したエコー波形をメモリに格納しておく方法である。この方式は、エコー経路の非線形特性も含めてエコーを消去できるメリットがあるが、所要メモリ量がエコーインパルス長のべき乗に比例して増大するので、インパルス長の短い場合のみ適用可能である。ISDN 加入者線伝送への適用例^{11),12)}がある。

2.4 推定アルゴリズム

エコーキャンセラの適応アルゴリズムは、表-3 に示すように大きく二つのカテゴリに分けて考えることができる。最小自乗 (LS: Least Square) アルゴリズムは、その時点で得られる過去の入力情報をもとに最適な推定係数値を算出するものである。入力信号の性質によらず収束速度が速くなるが、所要演算量が非常に大きくなる欠点があるため実際にはあまり使用されない。一方、最小自乗平均 (LMS: Least Mean Square) アルゴリズムは最適な推定値に近づくように最急降下法により逐次的な処理を行うものである。収束速度はあまり早くないが、所要演算量が少ないためよく使われている。これらのアルゴリズムはともに表-2 の適応フィルタのいずれの構造にも適用できる。

表-3 適応アルゴリズムと特徴

適応アルゴリズム	特 徴
最小自乗 (LS) 法	<ul style="list-style-type: none"> それまでの誤差の自乗和が最小となるタップ係数値を算出。 収束特性は入力信号のレベルや性質によらず速くなるが、演算量は膨大になる。
最小自乗平均 (LMS) 法	<ul style="list-style-type: none"> エラーの自乗期待値が減少する方向にタップ係数値を逐次的に更新。 所要演算量が少ない。 収束特性は入力信号の性質に依存する。

(1) LS アルゴリズム

FIR 形適応フィルタを用いて図-1 のエコーキャンセラを構成する場合、擬似エコー信号 $x(j)$ は送出信号 $x(j)$ を用いて次のように表される。

$$x(j) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i(j) \cdot x(j-i) \tag{1}$$

(1)式において $h_i(j)$ はエコー経路のインパルス応答の時点 j における推定値であり、 N はタップ長である。実際のエコー信号を $y(j)$ とおくと、推定誤差 $e(j)$ は

$$e(j) = y(j) - x(j) = \sum_{i=0}^{N-1} [c_i - h_i(j)] x(j-i) \tag{2}$$

と書ける。ただし、 c_i は実際のエコーパスのインパルス応答である。LS アルゴリズムでは、評価関数 $D(j)$ を

$$D(j) = \sum_{l=-\infty}^j e^2(l) \cdot w(j-l) \tag{3}$$

とおき、この値を最小とするタップ係数値を算出する。 $w(j-l)$ は重み関数であり、たとえば次のように

設定される。

$$w(l) = (1 - \lambda)^l, \quad 0 < \lambda < 1 \quad (4)$$

λ はエコーパスの変動特性を考慮して、過去の影響を漸減させる効果を有する。(3)式を $h_i(j)$, [$j=0, 1, \dots, N-1$] について偏微分して 0 とおき、連立方程式を解くと次の更新式が得られる³⁾。

$$H(j+1) = H(j) + \lambda R^{-1}(j) X(j) e(j) \quad (5)$$

$$R(j) = (1 - \lambda) R(j-1) + \lambda X(j) X^T(j) \quad (6)$$

ただし、 $H(j+1)$ はエコーキャンセラの係数値ベクトル、 $X(j)$ は入力信号ベクトル、 $R(j)$ は $X(j)$ の自己相関行列である。上式では逆行列の計算が必要であり、所要演算量は膨大になる。このため、高速カルマン法¹³⁾など処理の簡単化をはかるいくつかのアルゴリズムが提案されているが、ここでは詳細を省略する。

(2) LMS アルゴリズム

LMS アルゴリズムはエラーの 2 乗の期待値を評価関数とし、最急降下法によってこの値が小さくなる方向にタップ係数値の修正を行うアルゴリズムである。

$$D(j) = E[e^2(j)] \quad (7)$$

実際には期待値の代わりにエラーの瞬時値を用いて制御を行う。(2)式を用いて

$$dD(j)/dh_i(j) = -2e(j) \cdot x(j-i) \quad (8)$$

より、タップ係数値の更新式は次のようになる。

$$h_i(j+1) = h_i(j) + 2\mu e(j) \cdot x(j-i) \quad (9)$$

ここで μ は定数である。

LMS アルゴリズムが収束するための μ の条件は信号 $x(j)$ に依存する欠点がある。このため、実際には $x(j)$ のパワーで更新項を正規化する学習同定法¹⁴⁾を使用することが多い。学習同定法のタップ係数更新式は

$$h_i(j+1) = h_i(j) + \mu [e(j)x(j-i)] / \sum_{k=0}^{N-1} x^2(j-k) \quad (10)$$

$0 < \mu < 2$

である。

LMS アルゴリズムは、音声のように相関の強い信号が入力した場合に収束が遅くなる欠点がある³⁾。また、収束速度はタップ数にもほぼ比例して遅くなる。このため、会議システム用音響エコーキャンセラのようにタップ数が多い場合には、相関のない白色トレーニング信号による初期収束が必要になる。

3. エコーキャンセラの実現

エコーキャンセラのハードウェア化に際しては、エコーキャンセラはもとより、適用されるシステムが必

要とする各種の付帯機能についても考慮せねばならない。ここでは具体的な対象として、電話回線用エコーキャンセラを始め、TV/音声会議、拡声電話機、及びデータモデム用エコーキャンセラを取り上げ、適用技術を述べる。

3.1 電話回線用エコーキャンセラの実現

衛星通信など長距離電話回線を利用した通信システムに適用するエコーキャンセラでは、国際関門局から市外局までの国内電話回線において生じるエコーが処理対象となる。エコーの量をインパルスレスポンスの長さとして表すと、日本国内での遅延量が約 50 ms と考えられていることから、8 kHz サンプリングにおいて 400 タップ程度の係数を有する FIR 形エコーキャンセラが必要となる。また一般的なエコーキャンセラの構成としては擬似エコー発生部のほかに、双方向で同時に会話する状態(ダブルトーク)でエコーキャンセラの発散を防止する機能、低レベル雑音性信号の送出を禁止するセンタークリップ、そして交換機などで生じるインパルス性信号への対策など、特性を劣化させる要因に対する保護機能が必要となる。また、トーンディセプトラと呼ばれる正弦波検出用フィルタも、ファクシミリなどのデータ伝送時にエコーキャンセラをバイパスするために必要な機能である。エコーキャンセラの全体構成を図-4 に示す。

エコーキャンセラのもつ機能を大別すると、①擬似エコーを発生し、エコーをキャンセルするためのデジタル繰り返し演算機能、②エコーキャンセラの保護処理や挿抜のための制御機能、に分けることができる。この点からエコーキャンセラの一般的なハードウェア構成としては、図-5 のように表すことができる。ここで、擬似エコーを生成するたたみ込み部とタップ係数修正部は乗算と累積算を主とした比較的単純な算術演算回路として専用 LSI 化を図ることができる。

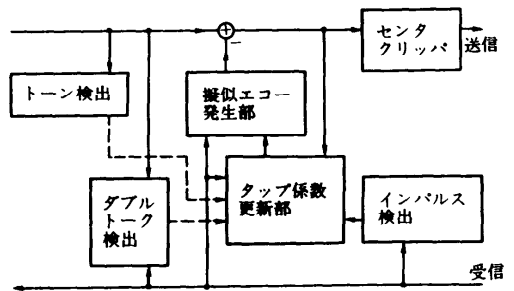


図-4 エコーキャンセラの全体構成

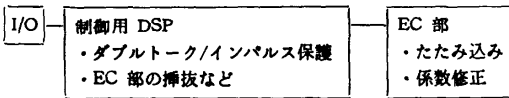


図-5 エコーキャンセラのハード構成

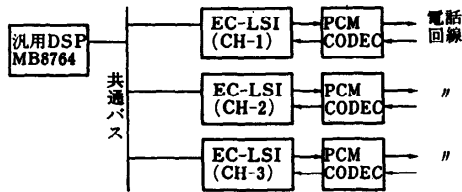


図-6 3チャンネル処理エコーキャンセラ

一方、制御部ではエコーキャンセラが適用されるシステムに特有な各種のフィルタ演算や条件分岐処理をするために、汎用 DSP を適用してハード構成の柔軟化を図る。

エコーキャンセラに必要な演算規模の概略の見積もりはサンプリング周波数とタップ係数の数によって評価できる。エコー遅延量 64 ms までカバーできる電話用エコーキャンセラの場合、8 kHz サンプリング、フィルタ係数 512 タップとなり、所要演算量は $8 \times 2 \times 512 = 8.2 \text{ Mops}$ (メガオペレーション/秒) である。また必要なメモリ容量は $512 \times 2 = 1024$ ワードとなる。図-6 は 64 ms の専用エコーキャンセラと汎用 DSP による 3 チャンネル電話用エコーキャンセラの構成例である。この場合には 1 DSP プロセッサで 3 チャンネル分の制御機能を実現している。また、フィルタの演算精度としては、CCITT 勧告 G. 165¹⁵⁾ に示されているエコー抑圧量 30 dB を確保するために、係数精度 16 ビット・累積演算精度 29 ビットを有している¹⁶⁾。

3.2 音響エコーキャンセラの実現例

TV/音声会議システム、ハンズフリーの拡声電話機などでは、スピーカからの出力信号が壁などの反射によってマイクに回り込む、いわゆる音響エコーが発生する(図-2)。本節ではこの音響エコーキャンセラの実現例を紹介する。

(1) 会議システム用音響エコーキャンセラ

一般に、会議室のインパルスレスポンス長は数 100 ms に及ぶ。また、快適な会議を行うためには 0.15~7 kHz と従来の電話の約 2 倍の音声帯域が必要になる。このため、FIR 形の適応フィルタでエコーキャンセラを実現すると数 1000 タップが必要となり、ハード規模が大きくなる。また、タップ数が多くなると収束速度も遅くなるため、白色雑音などによる初期

トレーニングが必要になる。系の変動に対する追従特性についても十分考慮が必要である。所要エコー抑圧量もエコー経路損失との和で約 42 dB と、電話網用のエコーキャンセラより大きな値が要求される¹⁷⁾。したがって、①処理の単純化、②高速収束アルゴリズム、③高い演算精度、の三つが実現上の課題となる。次に、これらの課題に対するいくつかのアプローチを紹介する。

(a) 帯域分割形構成

入力信号を帯域分割フィルタ群にとおし、間引き処理を行った後各帯域ごとにエコーキャンセラ動作をさ

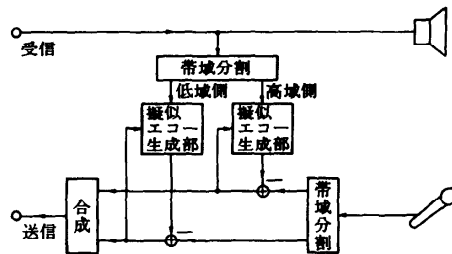


図-7 帯域 2 分割形構成

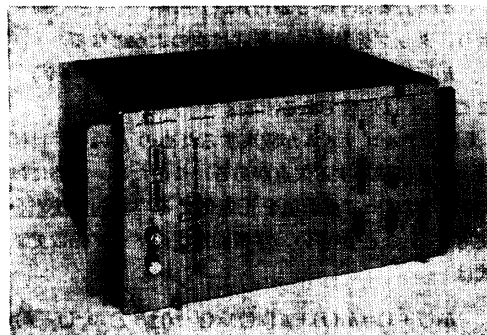


図-8 試作装置外観

表-4 主要諸元

周波数帯域	0.05~7 kHz	
方式	構成	帯域 2 分割形
	タップ長	4,000 (250 ms)
	アルゴリズム	相関除去形
エコー消去量	40 dB 以上	
ハウリング抑圧	周波数シフト併用	
ハードウェア	制御部	MB 8764×3 チップ
	エコーキャンセラ部	MB 86232×22 チップ

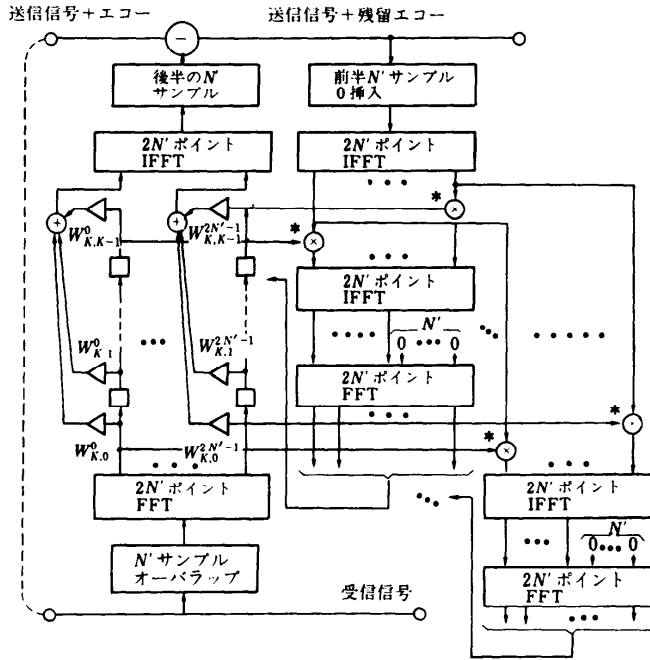


図-9 FFT 方式構成

せることにより、処理量の削減がはかれる。帯域分割数をMとすれば、所要演算量を約 $1/M$ にできる。また、各帯域の信号の制御を独立に行えるため、収束も速くなる。帯域2分割の場合の基本構成を図-7に、実現例を図-8及び表-4に示す¹⁹⁾。本例では収束高速化のため、相関除去アルゴリズムを併用している¹⁹⁾。演算精度については32ビット浮動小数点DSP (MB86232)²⁰⁾を用いており、白色雑音入力時40dB以上のエコー抑圧量を達成している。エコーキャンセラ部のハードウェアは、本DSP 22チップを用いている。

帯域分割形構成では、帯域間ギャップにおけるエコー消去量が十分にとれない欠点がある²¹⁾。このため、現実的にはMはあまり大きくとれず、上記の例でも2分割としている。この問題に対しては、オーバーサンプル形フィルタバンクを用いた帯域分割形アダプティブフィルタの提案²²⁾などがある。

(b) FFT方式

所要演算量の削減をはかる他の方式として、ブロックLMSアルゴリズムにおけるたみ込み、及び相互相関の演算をFFTを用いて行う方式⁹⁾がある。しかし、音響エコーキャンセラに本方式を適用しようとするとFFTのサイズが大きくなり、また適応ブロック長も長くなるので処理の遅延が大きくなるとともにエ

コーパス特性の変動に弱くなる、という欠点が生じる。これに対して、入力信号を複数のサブブロックに分割し、各サブブロック単位にFFTを適用することによって上記の欠点を解決する方法が提案されている¹⁰⁾。提案方式の構成及び所要演算量を図-9、図-10に示す。図-10より明らかなように、学習同定法や帯域2分割形構成に比べて処理量の大幅な削減がはかれる。図-11には試作ハードウェアのブロック構成を示す。FFTの処理が非常に多くなるため、ベクトル信号処理プロセッサ(ゾーラン社, ZR 34161)²³⁾を12チップ用いて実現している。

3.3 データモデム用エコーキャンセラ

アナログ電話回線を使用した高速データ伝送において、2線式全二重データ伝送を行うためにエコーキャンセラが使用される。CCITT 勧告 V.32²⁴⁾に準拠する9600 b/s モデムでは、局送信部が送出する信号が2線4線変換ハイブリッドを介して廻り込む近端エコーと、途中の中継回線にある2線4線変換ハイブリッドからの遠端エコーを処理する必要がある。

データモデム用エコーキャンセラの所要エコー抑圧量としては、モデム信号の最大入出力信号レベル差40dBと受信部所要SN(約30dB)を考慮して70dB程度が必要となり、音声用エコーキャンセラに比べて

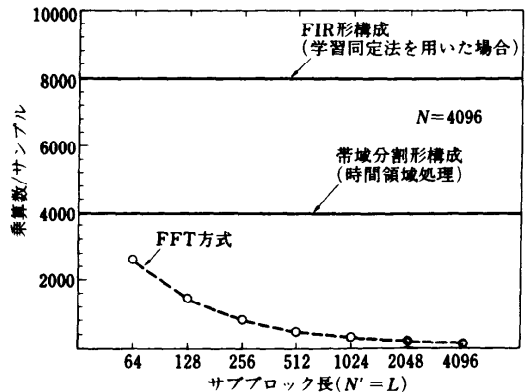


図-10 所要演算量の比較

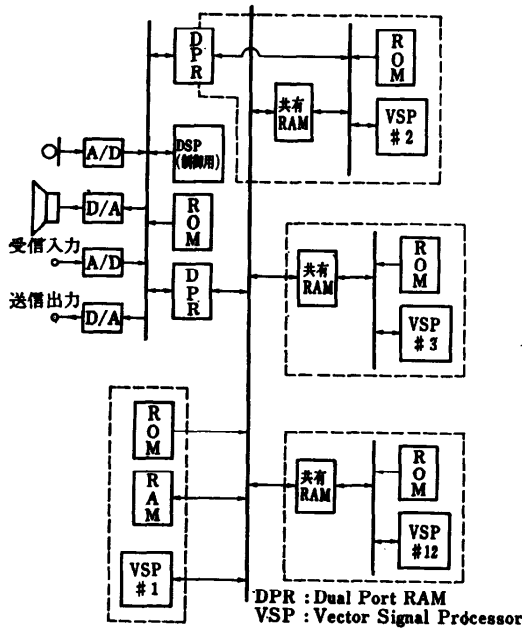


図-11 FFT方式ハードウェア構成

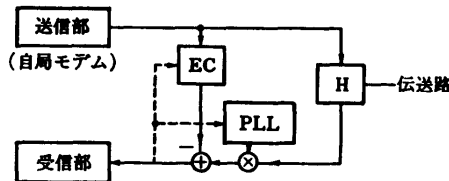


図-12 2線式全二重 9600 bps モデムの構成

大きな抑圧量が必要となる。したがって、DSP によって実現する場合は、広いダイナミックレンジを有する浮動小数点演算や、十分な精度をとるための24ビット程度の固定小数点形式による高精度演算を適用する必要がある。データ伝送で扱うエコーのインパルスレスポンス長は近端及び遠端エコーとも、20ms程度と考えられている。しかし、遠端エコーは自局に戻ってくるまでの時間が最大1~2秒かかるため、この絶対遅延量を貯えるバルク遅延メモリが必要となる。さらに、上り下りの回線が異なる場合に、それぞれの搬送回線で使用される変調キャリア周波数のずれにより、遠端エコーに周波数オフセットが重畳されることがある。この周波数差は1~2Hzであるが、エコーキャンセラでは取り除くことができないので、周波数オフセット補償用のPLL(Phase Locked Loop)が必要となる(図-12)²⁵⁾。

4. むすび

エコーキャンセラのDSPによる実現について、最近の動向を中心として述べた。エコーキャンセラを実現する技術はほかにも広い応用分野をもち、映像のゴーストキャンセリング、FMパルチパス歪み消去、雑音キャンセリングなどへの適用が期待される。今後、アルゴリズム及びDSP技術の進歩につれて、身近なところにも導入されてくることは、間違いないものと思われる。

参考文献

- 1) Sondhi, M. M.: An Adaptive Echo Canceller, BSTJ, Vol. 68, No. 8, pp. 497-551 (1967. 8).
- 2) Duttweiler, D. L. and Chen, Y. S.: A Single-Chip VLSI Echo Canceller, BSTJ, Vol. 59, No. 2, pp. 149-160 (1980. 2).
- 3) Gritton, C. W. K. and Lin, D. W.: Echo Cancellation Algorithms, IEEE ASSP Magazine, Vol. 1, No. 2, pp. 30-38 (1984. 4).
- 4) Messerschmitt, D. G.: Echo Cancellation in Speech and Data Transmission, IEEE Vol. SAC-2, No. 2, pp. 283-297 (1984. 5).
- 5) Fan, H. and Jenkins, W. K.: An Investigation of an Adaptive IIR Echo Canceller: Advantages and Problems, IEEE Trans. on ASSP, Vol. 36, No. 12, pp. 1819-1834 (1988. 12).
- 6) 黒沢 馨, 井戸康雄, 辻井重男: IIR型学習同定法に関する考察, 電子通信学会論文誌 Vol. J 68-B, No. 11, pp. 1229-1234 (1985. 11).
- 7) Friedlander, B.: Lattice Filters for Adaptive Processing, Proc. IEEE, Vol. 70, No. 8, pp. 829-867 (1982. 8).
- 8) Chao, J. and Tsujii, S.: A New Configuration for Echo Canceller Adaptable During Double Talk, Proc. Globecom '87, pp. 1361-1365 (1987. 11).
- 9) Ferrara, E. R.: Fast Implementation of LMS Adaptive Filters, IEEE Trans. on ASSP, Vol. ASSP-28, No. 4, pp. 474-475 (1980. 8).
- 10) Asharif, M. R., Amano, F., Unagami, S. and Murano, K.: Acoustic Echo Canceller Based on Frequency Bin Adaptive Filtering (FBAF), Proc. Globecom '87, pp. 1940-1944 (1987. 11).
- 11) Agazzi, O., Messerschmitt, D. G. and Hodges, D. A.: Nonlinear Echo Cancellation of Data Signals, IEEE Trans. on Commun, Vol. COM-30, No. 11, pp. 2421-2433 (1982. 11).
- 12) Fukuda, M., Ohta, S., Yamaguchi, K. et al.: An Approach to LSI Implementation of a 2B1Q Coded Echo Canceller for ISDN Subscriber loop Transmission, Proc. ICC '89, pp. 233-238

- (1989. 6).
- 13) Ljung, L., Morf, M. and Falconer, D.: Fast Calculation of Gain Matrices for Recursive Estimation Scheme, *Int. J. Control*, 27, 1, p. 1 (1978. 1).
 - 14) Nagumo, J. and Noda, A.: A Learning Method for System Identification, *IEEE Trans. Autom. Control*, AC-12, 3, p. 282 (1967. 6).
 - 15) CCITT Red Book, G. 165: Echo cancellers, p. 258.
 - 16) 福井宏和他: 専用 LSI によるエコーキャンセラの構成, 電子情報学会, 回路とシステム CAS 86-27.
 - 17) 島田正治: 音響エコー制御装置の標準化動向, 信学技報 [応用音響], Vol. 89, No. 3, pp. 1-5 (1989. 4).
 - 18) 坂井良弘他: 浮動小数点 DSP. MB 86232 を用いた音響エコーキャンセラ, 第3回デジタル信号処理シンポジウム, A-4-4, pp. 225-230 (1988. 12).
 - 19) 安川 博, 島田正治: エコーキャンセラ高速収束化の検討, 昭和61年度電子通信学会総合全国大会 2035, pp. 9-64 (1986. 3).
 - 20) Gambe, H. et al.: A 32 bit Floating Point Signal Processor FDSP-4 and Its Application to the Communication Systems, *Proc. Globecom '87*, pp. 442-446 (1987. 11).
 - 21) Tzeng, C. P. J.: An Analysis of a Sub-band Echo Canceller, *Proc. Globecom '87*, pp. 1936-1939 (1987. 11).
 - 22) 中山謙二他: オーバーサンプル形フィルタバンクを用いた帯域分割形アダプティブフィルタ, 信学技報 [応用音響], Vol. 89, No. 3, pp. 7-14 (1989. 4).
 - 23) Zoran: Vector Signal Processor (VSP-161) Engineering Data Sheet, Zoran Corp. 3450 Central Expressway, Santa Clara, CA. 95051.
 - 24) CCITT Red Book, V. 32: A Family of 2-wire, Duplex Modems Operating at Data Signalling Rates of up to 9600 bit/s Use on the General Switched Telephone Network and on Leased Telephone-type Circuits, p. 221.
 - 25) 田中良紀, 海上重之, 井上雅善: エコーの周波数オフセット補償法に関する一検討, 昭和63年電子情報通信学会秋季全国大会, B-295, pp. B-2-173 (1988. 11).

(平成元年8月9日受付)