4-2 ゴーストキャンセラと非標準信号対応

正会員 川 井 清 幸[†], 正会員 牧 野 進 一[†]

1. ま え が き

地上放送におけるゴースト障害改善は、長い間の懸案事項であった。二重像障害とならないまでも、高域の低下やリングングとなって現れる近接ゴースト障害まで含めると、ほとんどの受信点でゴースト障害がみられる。すなわち、EDTV の高画質を達成するためには、従来から問題とされていた二重障害だけでなく、高域成分の周波数特性に影響する近接ゴースト障害をも改善する波形等化技術が是非とも必要とされる。

ゴーストキャンセラ技術は原理的には、データ伝送の分野でかなり以前から実用化されている波形等化技術と同じ範疇に入れられる¹⁾。しかしながら、ゴーストキャンセラは、等化性能がゴーストの消え残りとして視覚上判定されるために、データ伝送に比べてはるかに厳しい性能を要求される。しかも、4 MHz にわたる広帯域を等化しなければならず、実現技術としては全く独自のものといえる。ゴーストキャンセラを実現するためには、受信点でゴースト状態を検知するために基準波形信号 (GCR) を伝送する必要があるが、実験を通して効果の確認された GCR が規定され、放送で実施されようとしている。一方、ハードウェア実現技術としては、ディジタル LSI 技術の進展があり、コスト的にも性能的にも、民生用として実現性が高まって来ているので、その概要を述べる。

また、EDTV 受像機は、EDTV 放送を受信して初めてその高画質が実現できるのであるが、家庭用 VTR 等もユーザにとっては重要なプログラムソースであるため対応が必要である。ここでは、その対応法の一例を述べる。

2. ゴーストキャンセラ

2.1 原 理

ゴースト障害は、よく知られているように電波の多重伝搬により希望信号と時間が遅れた信号が重畳されて受信されることで起こす。テレビ地上放送では残留側波帯伝送を行っているため、完全な同期検波復調をしても復調信号には直交成分も混入する。ゴースト発生が線形モデルで表されると仮定した場合、受信信号を理想的な同期検波復調したとすると、復調出力 $s(t)$ は希望信号を $p(t)$ としたとき次式で表される。次式第 1 項が希望信号を表しており、第 2 および第 3 項がゴースト信号を表している。

$$s(t) = p(t) + \sum_n a_n \{ p(t - \tau_n) \cos \theta_n + q(t - \tau_n) \sin \theta_n \} \quad (1)$$

$q(t)$: 直交成分, a_n : ゴーストの振幅係数,
 τ_n : 遅延時間, θ_n : ゴーストの位相

ここで、直交成分 $q(t)$ は送信側の VSB フィルタおよび受信側のナイキストフィルタによる側波帯の非対称性によって発生する。理想的な検波器を仮定すれば、送受総合の側波帯の非対称性によって発生する直交成分は、ベースバンド特性に置き換えて、図 1 に示す特性 $H(\omega)$ で表すことができる。このとき、直交成分 $q(t)$ は次式の関係で表される。

$$P(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int P(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2)$$

$$q(t) = \frac{1}{2\pi} \int \{P(\omega) H(\omega)\} e^{j\omega t} d\omega \quad (3)$$

単一ゴーストの場合のモデルを図 2 に示す。線形な系であるからマルチゴーストも単一ゴーストの重ね合わせで表される。すなわち、時間遅れ要素 τ_n と振幅係数 a_n と $H(\omega)$ で構成される $C(\omega)$ で一般的なゴースト生成を表すことができる。図 3 に示すように、ゴースト伝送系は $1 + C(\omega)$ で表され、受信側で $1/(1 + C(\omega))$ の等化フィルタを用いれば総合特性をフラッ

[†] 株式会社東芝 家電技術研究所

"4-2 Ghost Canceller and Processing Mode of EDTV Receiver for Quasi-NTSC Signals" by Kiyoyuki Kawai and Shinichi Makino (Consumer Product Engineering Laboratory, Toshiba Corporation, Yokohama)

図 1 直交成分波形変換特性

図 2 ゴースト伝送路モデル

図 3 ゴーストキャンセル (等化) 原理図

トにでき、ゴーストを消去できることになる。

ゴーストキャンセラとは、受信側で伝送系特性と逆特性を持つ等価フィルタを実現することである。そのためのポイントは、

- (a) 伝送系の特性を受信側で検出する手法。
- (b) 伝送特性と逆特性な等化フィルタ構成手法。

の 2 点である。

2.2 トランスバーサルフィルタ

等化フィルタは様々なゴーストに対応するためにプログラマブルでなければならないが、通常は最も簡単な構成ですむトランスバーサルフィルタが用いられる。充分な特性をもつトランスバーサルフィルタをアナログ回路で構成することは実用上不可能であるため、ディジタル化が望まれていた。ディジタルトランスバーサルフィルタは、乗算器・加算器を各タップ毎に必要とするので回路規模が大きく、これまでコスト

図 4 トランスバーサルフィルタ

(a) フィードフォワード型フィルタ

(b) フィードバック型フィルタ

(c) フィードフォワード・フィードバック型フィルタ

図 5 等化フィルタの構成法

的に実用化が難しかったが、LSI 技術の進展で、民生用の実用化も近い将来のことと考えられるようになった。図 4 に基本的なトランスバーサルフィルタ構成を示す。等化フィルタの構成としては、図 5(a) の非巡回型、図 5(b) の巡回型、図 5(c) の両者を組合せたものがある。図 3 で示したように、ゴースト伝送路特性の逆特性を正確に実現できる巡回型が等化フィルタとして最も適しているが、時間遅れゴーストにのみ対応できる。したがって、前ゴーストや時間遅れの小さな近接ゴースト用に非巡回型、その他のゴーストに巡回型とした(c)が実用的である。

2.3 制御アルゴリズム

伝送系の特性を検出するために、既知のスペクトルをもつ基準信号 (GCR) が伝送される。GCR の詳細に関しては、本誌別稿を参照されたい。映像帯域内すべてで充分な等化能力を得るためには、基準信号のスペクトル $R(ω)$ は高域まで充分なエネルギーを持っていることが望ましい。 $R(ω)$ が伝送路を通って受信されると $\{1+C(ω)\}R(ω)$ となる。このとき、 $R(ω)$ は既知であるからゴースト特性、 $1+C(ω)$ が受信側で決

定できる。

(1) フィードフォワード型制御

図6に示すように、受信基準信号をFFTによって周波数領域に変換すると $\{1+C(\omega)\}R(\omega)$ が得られる。次に、 $R(\omega)$ で除算した後、 -1 を加算すれば $C(\omega)$ が得られ、さらに、逆FFTで時間領域に戻し窓関数で整形すれば、トランスバーサルフィルタのインパルスレスポンス(=タップ係数)が得られる。この方式の特徴は、計算精度を充分にとれば良好な消去性能が期待できる。反面、計算精度を高めて計算速度も速くするためには、コストも高くなる傾向がある。

(2) フィードバック型制御 (反復修正法)

反復修正法として使用されているフィードバック型のうち、図7に示すような、数学的に収束が証明されている最小2乗誤差型アルゴリズム(MSE法)について述べる。

受信信号を $x(t)$ とすると、トランスバーサルフィルタ出力 $y(t)$ は、

$$y(t) = \sum_i c_i \times x(t-i \times T) \quad (4)$$

で表される。 c_i は i 番目のタップ係数、 T は1タップの遅延時間を表している。基準信号 $r(t)$ と $y(t)$ と

図6 フィードフォワード型制御

図7 フィードバック型制御

の差を誤差信号 $e(t)$ として定義する。

$$e(t) = y(t) - r(t) \quad (5)$$

評価関数として誤差の2乗積分値 E を定義する。

$$E \triangleq \int \{e(t)\}^2 dt \quad (6)$$

$E = E(c_i)$ としたとき、 E は唯一の極小点をもつことが知られているので、 $\partial E / \partial c_i$ の逆方向に微小量ずつ係数 c を繰返し修正すれば E の極小値に到達する。

$$\partial E / \partial c_i = 2 \times \int e(t) \times x(t-i \times T) dt \quad (7)$$

であるので、タップ修正アルゴリズムは次のように表される。 i 番目のタップ c_i の n 回修正後の値を $c_i^{(n)}$ と記し、 k を微小係数とすると、

$$c_i^{(n)} = c_i^{(n-1)} - k \times \int e(t) \times x(t-i \times T) dt \quad (8)$$

入力信号 x と誤差信号 e の相関演算結果に基づいてタップ係数を修正する。この方式の特徴は、リアルタイム処理にも向いており比較的ハードウェア構成がしやすいことである。ただし、フィードバック制御であるため、受信状態によっては不安定となる場合もあるため充分に留意する必要がある。若干消去性能を犠牲にすれば容易に安定性を向上させることもできる。

2.4 ゴーストキャンセラの構成例

ゴーストキャンセラの構成例を図8に示す。民生用としては、コストの点から反復修正型が多く用いられる。RF復調器の出力信号がゴーストキャンセラ部の入力信号となる。原理的には線形という条件の下に成立しているため、非線形な要素が発生すると消去性能が低下する。例えば、現在IC化されている民生用同期検波器の性能は、ゴーストキャンセラ用として必ずしも充分でないため、さらに高性能化が望まれる。

消去可能ゴースト遅延時間範囲は、ほぼトランスバーサルフィルタの実現の如何にかかっている。例えば、クロック周波数14.3 MHzで動作するトランスバーサルフィルタで20 μ sのゴーストまで対応するためには約300タップ必要となる。したがって、LSIで構成することになるが、このコスト低減が今後の課題

図8 ゴーストキャンセラのブロック図

である。フィルタ制御回路には、マイクロコンピュータも利用される。コスト低減のためには基準波形発生器も LSI 化が必要であろう。また、あらゆる受信状態において、安定で正確な同期再生機能をもつタイミング発生回路も必要とされる。

3. EDTV 受信機の非標準信号対応

家庭用 VTR 等の NTSC 信号に準じた非標準信号ではフレーム間の相関が保障されていないため、3次元 Y/C 処理を行うと、二重像や残像が発生して画質上の破綻を生じることがある。したがって、通常 Y/C 分離・色復調に関しては、入力信号の色副搬送波と水平および垂直同期信号の周波数・位相関係から標準/非標準を自動判定して非標準モードに切替える。Y/C 分離・色復調の非標準モード処理手法としては、アナログ回路で行う手法³⁾、システムクロックをラインロック（水平同期信号にロック）とする手法⁵⁾⁶⁾、システムクロックをカラーロック（色副搬送波にロック）とする手法⁴⁾⁷⁾、等が報告されている。

動き適応順次走査変換やノイズリデューサに関しては、システムクロックをラインロックとすることで、非標準信号でも一般には大きな破綻が発生しないので、多くのシステムで採用されている^{3)~7)}。実際例としては、①常時ラインロックを用いる手法⁶⁾、②標準ではカラーロック/非標準ではラインロックとする手法³⁾、③適応型サンプル周波数変換器を用いて Y/C 分離・色復調をカラーロックとし順次走査変換をラインロックとに使い分ける手法⁷⁾、等が報告されている。

このように非標準信号では、Y/C 3次元処理本来のメリットは出しにくい、順次走査変換の効果やノイズ低減の効果は得られる。

4. む す び

待望久しい本格的なゴーストキャンセラの実用化が迫ってきている。その要因として2点挙げられる。

第1に、効果の高い基準波形(GCR)が規定され、放送で実施されることである。

第2に、デジタル LSI 技術の進展で、高性能なハードウェアがコスト的にも民生用としての実現性が高まったことである。

今後、さらにゴーストキャンセラの性能向上を図るためには、次の2点に留意する必要があるだろう。

- (1) ゴーストキャンセラルゴリズムのブラッシュアップ。

- (2) 理想に近い(精密)同期検波システムの開発。

特に、第2の点に関しては、未解決の問題点も多い。同期検波器としての線形性が要求されることは当然であるが、家庭用受像機の RF 復調部として数多くの信号源に対して安定に動作しなければならない。放送波だけを例にとっても、VHF から UHF まで広帯域をカバーし、しかも、幅広い入力ダイナミックレンジを持ち、オフセットキャリヤ局にも対応していなければならない。他にも、周波数/位相安定度の低い家庭用のプログラムソースにも対応しなければならない等々、数多くの要求に答える必要がある。

いずれにせよ、波形等化機能を持つゴーストキャンセラによって、家庭においても放送局なみの高画質が得られることになるだろうと期待される。

EDTV は地上放送における画質改善を図る技術であり、本来は標準信号で効果のある処理技術である。しかしながら、家庭には VTR 等の非標準信号フォーマットをもつプログラムソースが広く利用されているので、非標準信号にも対応できなければならない。

EDTV 受像機の画質向上のための技術は確立された感があるが、今後の普及を促進するためにはコスト低減を図る必要があると思われる。(1989年1月5日受付)

【参 考 文 献】

- 1) 電子通信学会編：“デジタル信号処理の応用”，コロナ社(1981)
- 2) ラシィ：“通信方式”(1977)
- 3) 平島，村田，窪田，阿知葉，鈴木，柴田：“標準，非標準信号対応の最適化を図った高画質デジタルテレビ受像機”，テレビ学技報，12, 51, TEBS 88-39, pp.13-18 (Nov., 1988)
- 4) 江原，庄中，前田，桜井：“動き適応型 Y/C 分離回路”，テレビ学技報，12, 51, TEBS 88-39, pp.7-12 (Nov., 1988)
- 5) 望月，岡田，千住，小越：“IDTV・EDTV 信号処理回路の一構成法”，テレビ学技報，12, 51, TEBS 88-39, pp.25-30 (Nov., 1988)
- 6) 河内，宮田，石谷，渡辺，山本：“高画質デジタルテレビジョン受像機の開発”，テレビ大全，pp.12-14 (1988)
- 7) K. Kawai, S. Yasuki, M. Yamada, T. Hirata, S. Makino: "IDTV Receiver", IEEE Trans., CE-33, 3, pp.181-191 (Aug., 1987)

かわい きよゆき
川井 清幸 昭和54年、東京大学大学院修士課程終了。同年、(株)東芝に入社。現在、家電技術研究所に勤務。テレビ機器の開発に従事。正会員。

まきの しんいち
牧野 進一 昭和40年、東京工業大学理工学部電気工学科卒業。同年、(株)東芝に入社。総合研究所を経て現在、家電技術研究所第一部長。音響機器、テレビ機器、衛星受信機などの開発に従事。正会員。