HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	クロマひずみの自動検出
Author(s)	小川, 吉彦; 佐藤, 裕; 黒部, 貞一
Citation	北海道大學工學部研究報告, 101, 51-60
Issue Date	1980-12-25
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/41641
Type	departmental bulletin paper
File Information	101_51-60.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

北海道大学工学部研究報告
第101号（昭和55年）

Bulletin of the Faculty of Engineering,
Hokkaido University, No. 101 (1980)

クロマひずみの自動検出

小川　吉彦*　　佐藤　　裕**　　黒部　貞一*

（昭和55年6月30日受理）

Automatic Detection of Chrominance Distortion

Yoshihiko OGAWA　Hiroshi SATO　Teiichi KUROBE

(Received June 30, 1980)

Abstract

In this paper, we have discussed theoretically a new method for the detection of chrominance distortion in colour television system, and have proposed two detective systems from the theory.

Most available merit of our detective systems is that they are very low priced. Especially the analog system is lower priced than the digital one. But the behavior of the analog system may be somewhat unstable compared to the digital one. From these conclusions, we consider that the analog system may be used in colour television receivers in the future, and that the digital system may be used in the television relay stations.

1　ま　え　が　き

クロマひずみとはカラーテレビ信号が伝送路において受ける一種の信号ひずみであり，ひずみの量は輝度信号と色信号の間の相対振幅差および相対遅延時間差で与えられる。このひずみを測定するための信号として提案されている変調正弦2乗パルスは，図1の合成信号で示されている波形である。これは，同図に示されている低周波輝度信号成分と高周波色信号成分の合成されたものと考えられる。

筆者等は以前に，変調正弦2乗パルスが図2のような伝送路ひずみを受けた際，図3のようなY－C分離測定方式により振幅ひずみ，遅延時間ひずみの両者

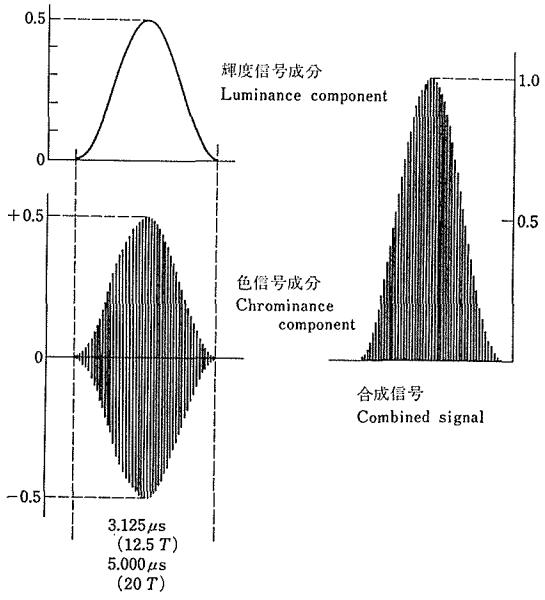
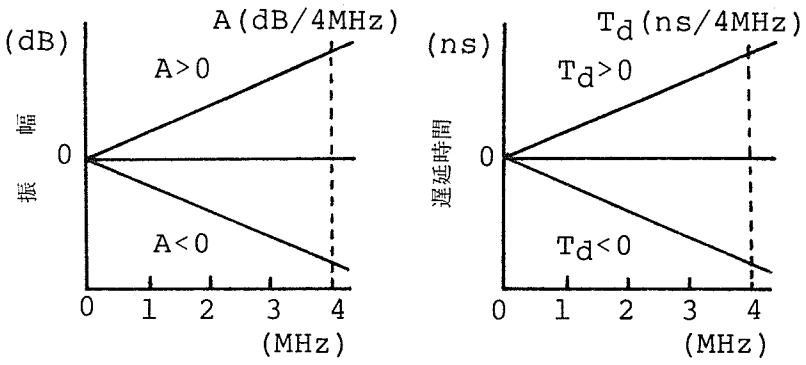


図1　変調正弦2乗パルス

*　電子工学科　電子回路工学講座
**　富士通株式会社



(a) 振幅ひずみ　　(b) 遅延時間ひずみ

図2　伝送路ひずみモデル

とも十分よく検出できることを報告した[1]。しかし，この方式はひずみの自動検出ができず，この自動検出さらに検出ひずみによるひずみの自動補正の研究がその後の課題となった。この目的でその後，この検出原理をなるべく保存したデイジタル方式で自動検出することを考えた[2)3)]。しかし，この方式はアナログ部とデイジタル部が混在することによる，幾つかのトラブルがあった。このため，新しいクロマひずみの検出方法を理論的に考察し，さらに計算機シミュレーションによりこの検出法が妥当であることを確かめた。

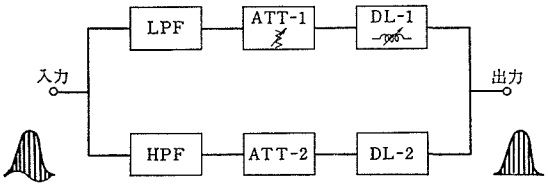


図3　Y－C分離測定方式

新しい検出法は回路システムを全アナログ化あるいは全デイジタル化することが可能であるため，極めて好ましいシステムとなる。以後の章では，新検出法の理論的考察と両回路システムについて述べる。

2　振幅ひずみの算出

図4の変調12.5Tパルスでパルス幅をT_w(=3.125μs)，正弦波周期をT_c(=0.279μs)とすると，$T_w/T_c=m=11.186$となるが，以後簡単のため$m=11$とする。また，パルス中央を時刻$t=0$にとり，角周波数はΩで示す。いま，規格化時間τと規格化角周波数$\overline{\Omega}$を

$$\tau=t/T_w,\quad \overline{\Omega}=\Omega\cdot T_w \tag{1}$$

にとる。このとき振幅$x_a(\tau)$は，$|\tau|\leqq 0.5$で

$$\left.\begin{aligned} x_a(\tau)&=x_{al}(\tau)+x_{ah}(\tau)\\ x_{al}(\tau)&=0.5\cos^2(\pi\tau)\\ x_{ah}(\tau)&=0.5\cos^2(\pi\tau)\cos(22\pi\tau)\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

となる。ここにx_{al}は低周波成分，x_{ah}は高周波成分である（図1参照）。$x_a(\tau)$のフーリエスペク

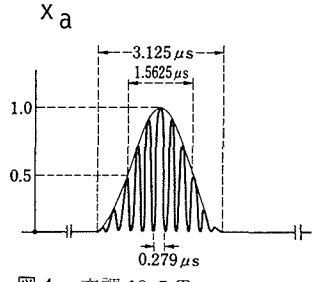


図4　変調12.5Tパルス

トル$X_a(j\bar{\Omega})$は次式で与えられる。

$$X_a(j\bar{\Omega})=\int_{-\infty}^{\infty} x_a(\tau)e^{-j\bar{\Omega}\tau}d\tau=2\int_0^{0.5} x_a(\tau)\cos(\bar{\Omega}\tau)d\tau$$

$$=\frac{\bar{\Omega}\sin\{0.5\bar{\Omega}\}}{4}\left\{\frac{2}{\bar{\Omega}^2}+\frac{2}{(2\pi)^2-\bar{\Omega}^2}+\frac{2}{(22\pi)^2-\bar{\Omega}^2}-\frac{1}{(20\pi)^2-\bar{\Omega}^2}-\frac{1}{(24\pi)^2-\bar{\Omega}^2}\right\} \tag{3}$$

このスペクトルはΩに換算すると図5のようになり，$|\Omega/2\pi|\leqq$640KHzの範囲でx_{al}が，2.94MHz$\leqq|\Omega/2\pi|\leqq$4.22MHzの範囲でx_{ah}が事実上構成されると考えてよい。このx_{al}，x_{ah}に対応する各スペクトルを$X_{al}(j\bar{\Omega})$, $X_{ah}(j\bar{\Omega})$とする。計算によるとX_{ah}は中心角周波数$\bar{\Omega}_c=2\pi\times3.58\text{MHz}\times T_w$に対しほとんど偶対称になっている。すなわち$\bar{\Omega}=\bar{\Omega}_c+\Delta\bar{\Omega}$として

$$X_{ah}\{j(\bar{\Omega}_c+\Delta\bar{\Omega})\}\simeq X_{ah}\{j(\bar{\Omega}_c-\Delta\bar{\Omega})\} \tag{4}$$

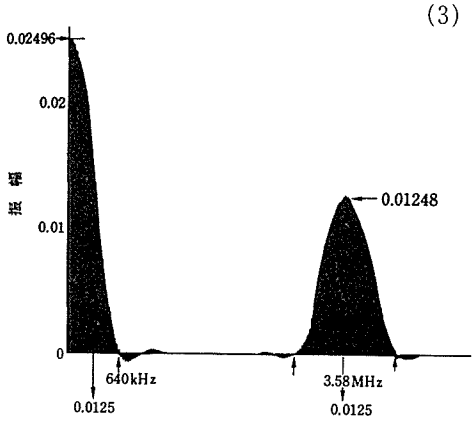


図5　変調12.5 Tパルススペクトル

$X_a(j\bar{\Omega})$が伝送路で図2（a）のような振幅ひずみを受けるとする。この伝達関数を$F_A(j\bar{\Omega})$とすると，$\Omega/2\pi=4$ MHzにおける振幅をA(dB)としたとき

$$F_A(j\bar{\Omega})=\exp(\bar{A}\bar{\Omega}),\quad \bar{\Omega}>0 \tag{5}$$

である。ここに

$$\bar{A}=A\,ln10/(T_w\times16\pi\times10^7) \tag{6}$$

高域スペクトル$X_{ah}(j\bar{\Omega})$が，このひずみを受けたときの受信電力をG_hとすると

$$G_h=2\int_{\bar{\Omega}_c-\Delta\bar{\Omega}}^{\bar{\Omega}_c+\Delta\bar{\Omega}}\exp(2\bar{A}\,\bar{\Omega})|X_{ah}(j\bar{\Omega})|^2d\bar{\Omega}$$

$$\simeq4\exp(2\bar{A}\,\bar{\Omega}_c)\int_0^{\Delta\Omega}\cosh(2\bar{A}\,\xi)|X_{ah}\{j(\bar{\Omega}_c+\xi)\}|^2d\xi \tag{7}$$

となる。最後の式の導出には式（4）を使った。さて積分の第一平均値定理によると

$$G_h=4\exp(2\bar{A}\,\bar{\Omega}_c)\cosh(2\bar{A}\,\bar{\Omega}_m)\int_0^{\Delta\bar{\Omega}}|X_{ah}\{j(\bar{\Omega}_c+\xi)\}|^2d\xi,\quad 0\leqq\bar{\Omega}_m\leqq\Delta\bar{\Omega} \tag{8}$$

なる$\bar{\Omega}_m$が存在する。ところで$\Delta\bar{\Omega}=4\pi$であり，いまA＝3 dBとしても

$$1\leqq\cosh(2\bar{A}\,\bar{\Omega}_m)\leqq1.006 \tag{9}$$

となるので，この値を1としても差支えない。この結果式（8）は

$$\left.\begin{aligned}G_h&\simeq G_{h0}\exp(2\bar{A}\,\bar{\Omega}_c)\\ G_{h0}&=4\int_0^{\Delta\bar{\Omega}}|X_{ah}\{j(\bar{\Omega}_c+\xi)\}|^2d\xi\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

となる。G_{ho}は無ひずみ時高周波受信電力である。

次に低周波受信電力G_lを求める。低域スペクトルは$|\bar{\Omega}|\leqq\Delta\bar{\Omega}$の範囲に存在するから

$$G_l=\int_{-\Delta\bar{\Omega}}^{\Delta\bar{\Omega}}\exp(2\bar{A}\bar{\Omega})|X_{al}(j\bar{\Omega})|^2 d\bar{\Omega}$$

$$=2\cosh(2\bar{A}\bar{\Omega}_m)\int_0^{\Delta\bar{\Omega}}|X_{al}(j\bar{\Omega})|^2 d\Omega,\quad 0\leq\bar{\Omega}_m\leq\Delta\bar{\Omega} \tag{11}$$

となる。式（９）と同じ理由で

$$G_l\simeq G_{l0}=2\int_0^{\Delta\bar{\Omega}}|X_{al}(j\bar{\Omega})|^2 d\Omega \tag{12}$$

となる。G_{l0} は無ひずみ時電力であるから，ひずみを受けても G_l は変らない。式（10），（12）より

$$\exp(2\bar{A}.\bar{\Omega}_c)\fallingdotseq\left(\frac{G_h}{G_l}\right)/\left(\frac{G_{h0}}{G_{l0}}\right) \tag{13}$$

となる。G_{l0}，G_{h0} を時間軸で求めると，式（２）を使って

$$G_{l0}=\int_{-0.5}^{0.5}x_{al}^2(\tau)d\tau=\frac{3}{32},\quad G_{h0}=\int_{-0.5}^{0.5}x_{ah}^2(\tau)d\tau=G_{l0}/4 \tag{14}$$

となる。ところで，無ひずみ時で考えると x_{ah} を包絡線検波した信号は x_{al} と同一の形状をしているので，包絡線検波信号電力 G_{he0} は G_{l0} に等しく，したがって上式により G_{h0} の４倍となる。同じことはひずみを受けた信号についても成立し，その検波信号電力 G_{he}は $4G_h$である。このことと，式（13），（14）より振幅ひずみＡが求まって

$$\left.\begin{aligned}&A=1.12P_{he/l}\qquad(dB)\\&P_{he/l}=10\ \log_{10}(G_{he}/G_l)\ (dB)\end{aligned}\right\} \tag{15}$$

となり，G_{he}/G_l の測定あるいは計算によりＡが得られる。計算機シミュレーションにより求めると図６のようになる。横軸は与えたひずみＡであり，縦軸は上式の$P_{he/l}$である。この結果

$$A=1.2\ P_{he/l} \tag{16}$$

の直線上にほとんど正確に乗ることが確認された。式（15）の導出には近似があったので，以後式（16）の関係式を使用する。

3　遅延時間ひずみの算出

$X_a(j\Omega)$ が図２（ｂ）のような遅延時間特性$F_D(j\Omega)$を有する伝送路を通るとする。いま，$\Omega/2\pi=4$ MHz での遅延時間を T_d(ns) とすると，F_D は次式で与えられる。

$$\left.\begin{aligned}&F_D(j\bar{\Omega})=\exp(-jk|\bar{\Omega}|\bar{\Omega})\\&k=10^{-9}T_d/(2\pi\times4\times10^6\times T_w^2)=4.074\times10^{-6}\times T_d\end{aligned}\right\} \tag{17}$$

このときの高周波信号波形を $x_{ahD}(\tau)$ とすると

$$x_{ahD}(\tau)=\frac{1}{2\pi}\left[\int_{-(\bar{\Omega}_c-\Delta\bar{\Omega})}^{-(\bar{\Omega}_c+\Delta\bar{\Omega})}+\int_{\bar{\Omega}_c-\Delta\bar{\Omega}}^{\bar{\Omega}_c+\Delta\bar{\Omega}}\right]X_{ah}(j\bar{\Omega})F_D(j\bar{\Omega})\exp(j\bar{\Omega}\tau)d\bar{\Omega}$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{\bar{\Omega}_c-\Delta\Omega}^{\bar{\Omega}_c+\Delta\bar{\Omega}}X_{ah}(j\bar{\Omega})\cos\Theta\, d\bar{\Omega} \tag{18}$$

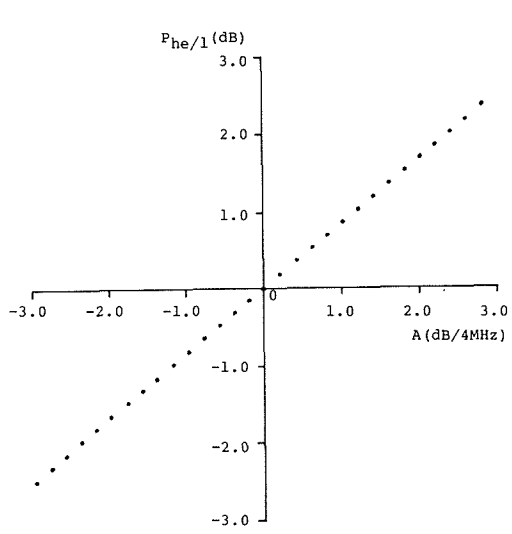


図6 $P_{he/l}$ とAの関係

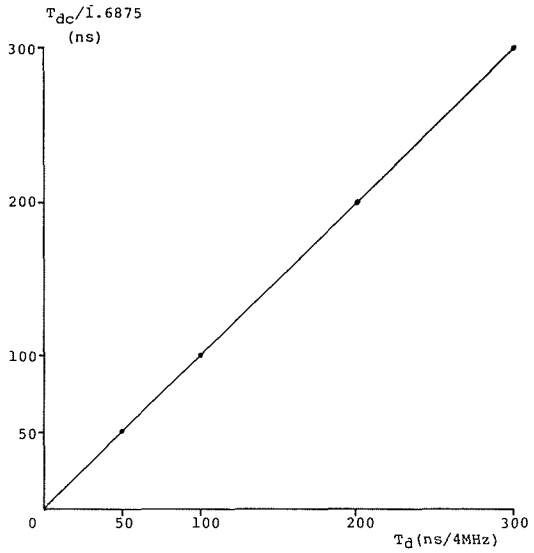


図7 T_{dc} と T_d の関係

となる。ここに位相角 Θ は

$$\Theta=\overline{\Omega}(\tau-k\overline{\Omega}) \tag{19}$$

である。ところで $X_{ah}(j\bar{\Omega})$ は実数であることに注意し，また$\bar{\Omega}$ に対して比較的ゆるやかに変化すると考えられる。このとき停留位相の原理により

$$d\Theta/d\overline{\Omega}=\tau-2k\overline{\Omega}=0 \tag{20}$$

を満足する時刻にパルスの主要部が存在すると考えられる。上式で$\bar{\Omega}$ として中心周波数$\bar{\Omega}_c$ を使用し，そのときの τ を T_{dc}/T_w とすると次式が得られる。

$$T_{dc}=2k\overline{\Omega}_c\, T_w=2\,T_d\cdot[3.58(MHz)/4(MHz)]=1.79\,T_d \tag{21}$$

他方，kの大きさからみて低周波信号の $F_d(j\Omega)$ による時間遅れは問題にならないので，上式の T_{dc} は低周波信号のピーク点に対する，高周波信号を包絡線検波した波形のピーク点の時間遅れであると結論できる。実際に計算機シミュレーションにより T_d とT_{dc} の関係を求めると図7のようになる。この結果は次の直線上に十分乗っている。

$$T_d=T_{dc}/1.6875 \tag{22}$$

この結果は式（21）を算出するに使用した停留位相の考え方がよく成立していることを示す。以後は式（22）を T_d を算出する式として使用する。

振幅ひずみ$F_A(j\bar{\Omega})$と遅延時間ひずみ$F_D(j\bar{\Omega})$の混在する伝送路を考える。このとき，式（4）は成立しないが，X_{ah} の絶対値に関してはやはり偶対称性が成立する。このことは，式（15）の導出過程において$F_D(j\bar{\Omega})$は影響しないことを意味する。他方，式（9）の関係が成立することは，高域スペクトル全域にわたって一定の振幅ひずみを受けていると考えて差支えのないことを示している。このように考えると，$F_A(j\bar{\Omega})$は式（19）の位相角 Θ に影響しないことになる。このため，振幅ひずみ量Aと遅延時間ひずみ量 T_{dc} は各々独立に求まる点が，この算出法の利点となる。ただし，このことは近似的に成立するのであり，Aや T_d があまりにも大きすぎると成立しなくなる点に注意しておく。

4　直線位相 FIR デイジタル低域フイルタ

ひずみ量をデイジタル方式で算出するには直線位相 FIR (Finite Impulse Response) デイジタル低域フイルタを必要とするので簡単に述べておく。

式（2）の $x_a(\tau)$ に対するシーケンスを $x(n)$ とし，その周波数応答を $X(e^{j\omega})$ とする。すなわち，サンプリング周期を T として

$$\left.\begin{aligned} x(n)&=x_a(nT)\\ X(e^{j\omega})&=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(n)e^{-j\omega n},\quad \omega=\Omega T\end{aligned}\right\} \tag{23}$$

$x_a(t)$ の周波数スペクトル $X_a(j\Omega)$ の上限を Ω_0 とすると，サンプリング周期 T はナイキスト定理により

$$T\leq \pi/\Omega \tag{24}$$

を満足しなければならない。たとえば，$\Omega_0/2\pi=4.22$MHz とすると $T\leq 118$ns となる。

しゃ断角周波数 ω_{ct} の理想直線位相低域フイルタを $H_d(e^{j\omega})$ とすると，α を定数として

$$H_d(e^{j\omega})=\begin{cases}e^{-j\omega\alpha}, & |\omega|\leq\omega_{ct}\\ 0\end{cases} \tag{25}$$

である。（注：ω は $|\omega|\leq\pi$ の範囲で考える）。このインパルス　シーケンス応答 $h_d(n)$ は

$$h_d(n)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}H_d(e^{j\omega})e^{j\omega n}d\omega=\frac{\sin[\omega_{ct}(n-\alpha)]}{\pi(n-\alpha)},\quad n\neq\alpha \tag{26}$$

となり IIR (Infinite Impulse Response) となる。このため，サンプリング数を N とするとき，$0\leq n\leq(N-1)$ 以外の n に対するシーケンスを打切り FIR にするため，ウインドウ $w(n)$ を $h_d(n)$ に掛ける。この FIR を $h(n)$ とすると

$$h(n)=h_d(n)w(n) \tag{27}$$

インパルス応答が $h(n)$ となる FIR フイルタの特性を $H(e^{j\omega})$ とすると

$$H(e^{j\omega})=H_d(e^{j\omega})*W(e^{j\omega})=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}H_d(e^{j\theta})W(e^{j(\omega-\theta)})d\theta \tag{28}$$

ただし $W(e^{j\omega})$ は $w(n)$ の周波数応答であり，記号＊はたたみ込みを意味する。式（25）の α は

$$\alpha=(N-1)/2 \tag{29}$$

でなければならないことが示されており[4]，また N は奇数であることが望ましい。

$w(n)$ として次の Hamming window を使用する。

$$w(n)=0.54-0.46\cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right),\quad 0\leq n\leq N-1 \tag{30}$$

このときの $H(e^{j\omega})$ の過渡帯域幅 $\Delta\omega_t$ は

$$\Delta\omega_t=8\pi/N \tag{31}$$

であり，またストップバンドの最少減衰量は -53 dB である[4]。

シーケンス $x(n)$ をフイルタ $H(e^{j\omega})$ に通したときの出力を $y(n)$ とすると

$$y(n)=x(n)*h(n)=\sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \tag{32}$$

となる。

ω_{ct}, $\Delta\omega_t$ を実際の角周波数 Ω_{ct}, $\Delta\Omega_t$ に換算しておく。全サンプル時間を t_m とすると

$$\left.\begin{aligned} N&=t_m/T \\ \Omega_{ct}&=\omega_{ct}/T \\ \Delta\Omega_t&=\Delta\omega_t/T=8\pi/NT=8\pi/t_m \end{aligned}\right\} \tag{33}$$

5 アナログ自動検出システム

図8は上述のひずみ量検出を全アナログ方式で実行するシステムである。積分器やフリップフロップは，映像信号中の所要の変調正弦2乗パルス x_a 到来時のみ動作するように同期分離とタイミング回路で制御する。x_a を x_{al} と x_{ah} にフイルタで分離し，x_{ah} を同期検波して包絡線信号 x_{ahe} を求める。x_{al} と x_{ahe} は各々2乗積分して G_l と G_{he} を発生させる。さらに G_{he}/G_l を求め対数変換と重み係数を乗じて振幅ひずみAを自動検出する。他方 x_{al} と x_{ahe} のピーク検出を実行し，その出力でRSフリップフロップを作動し，得られた方形出力を積分して T_{dc} を求め，それに重みを乗じて遅延時間ひずみ量 T_d を自動検出する。

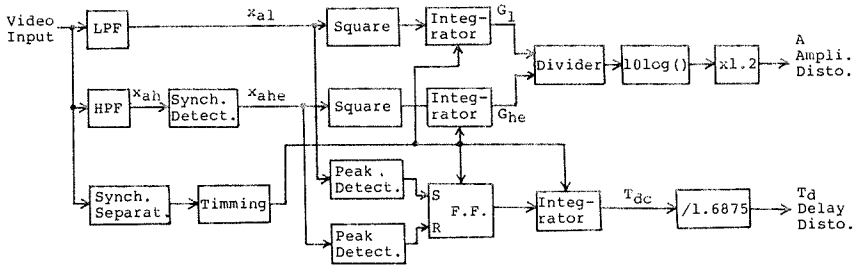


図8 全アナログ自動検出システム

この方式は実時間動作をする特徴があり，また比較的簡単な回路構成となっておりIC化にも適していると考えられる。ひずみの自動検出と同時に信号の自動補正も実行する必要があるが，もしも両者がIC化されることにでもなれば，大量生産によって安価となり，各家庭のテレビ受像機に組み込むことも可能となるであろう。ただし，アナログ回路は温度変化等によって，どうしても多少とも動作に安定性を欠くため，それが検出誤差に加算される。このため，放送中継局などに設置するには，多少高価であっても次章のデイジタル システムを採用するのがよいと思われる。

6 デイジタル自動検出システム

図9は全デイジタル式自動検出システムである。ビデオ信号中の変調正弦2乗パルスのみを検出し，AD変換器によってシーケンス $x(n)$ を記録しておく。つづく内挿については後述する。シーケンス $x(n)$ を4章で説明したFIRデイジタル低域フイルタLPF1に通し出力 $y(n)$ を求める。LPF1の特性は，$x_a(t)$ の最高周波数を $\Omega_0/2\pi$ とすると，式(33)よりしゃ断角周波数 ω_{ct1} と過渡帯域幅 $\Delta\omega_{t1}$ が

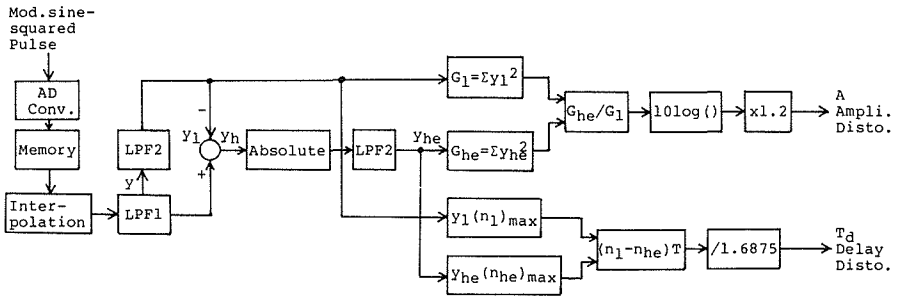


図9 全デイジタル自動検出システム

$$\left.\begin{aligned}\omega_{ct1}&=\Omega_0 T\\ \Delta\omega_{t1}&=8\pi/N\end{aligned}\right\} \tag{34}$$

となるようにする。この結果, $x_a(t)=x_{al}(t)+x_{ah}(t)$ に対応する出力 $y(n)=y_l(n)+y_h(n)$ が得られる。

次に, $y(n)$ の低周波成分 $y_l(n)$ と高周波成分 $y_h(n)$ を分離して $y_l(n)$ 成分のみを得るために低域フイルタ LPF2 を使用する。$X_{al}(j\Omega)$ と $X_{ah}(j\Omega)$ を分離するための適当なしゃ断周波数を $\Omega_l/2\pi$ とすると, LPF2 の ω_{ct2} と $\Delta\omega_{t2}$ は次のように選ばれる。

$$\left.\begin{aligned}\omega_{ct2}&=\Omega_l T\\ \Delta\omega_{t2}&=8\pi/N\end{aligned}\right\} \tag{35}$$

$\Delta\omega_{t2}$ に対する実時間周波数を $\Delta\Omega_t/2\pi$ とするとき, Ω_l は次の範囲で選ばれなければならない。

$$640\ kH_z<\Omega_l/2\pi<3.58MH_z-640kH_z-\Delta\Omega_l/2\pi \tag{36}$$

高周波成分 $y_h(n)=y(n)-y_l(n)$ は LPF2 の出力差を取って求まる。$y_h(n)$ の包絡線検波出力 $y_{he}(n)$ は $|y_h(n)|$ から求まる。$y_{he}(n)$ の周波数領域は $y_l(n)$ と同一範囲に存在するので, $|y_h(n)|$ を上述と同一の LPF2 を通して $y_{he}(n)$ が計算される。この結果

$$G_{he}=\sum_{k=0}^{N-1} y_{he}^2(k),\ G_l=\sum_{k=0}^{N-1} y_l^2(k) \tag{37}$$

を計算すれば振幅ひずみAが求まる。

遅延時間ひずみ T_d は次のようにして求まる。シーケンス $y_l(n)$ と $y_{he}(n)$ の最大値を検出し, それぞれに対応する n の値を n_l, n_{he} とすると

$$n_e-n_{he}=T_{dc}/T \tag{38}$$

より T_{dc} が求まり, したがって T_d を得る。

注意すべきことは, T_d の解像度がサンプリング周期T であることである。したがって, 検出すべき最小の遅延時間ひずみを $T_{d.min}$ とし, $T_{d.min}<T$ のときは上述のままでは不可能である。このときは AD 変換で得たサンプル数Nよりも大きなサンプル数 N_m を必要とする。N_m は

$$N_m/N\geq T/T_{d.min} \tag{39}$$

を満足しなければならない。このためには AD 変換出力を内挿してサンプル数を増加させる。最もよい内挿は

$$x_a(t)=\sum_{n=0}^{N-1} x_a(nT)\cdot\frac{\sin[(\pi/T)(t-nT)]}{(\pi/T)(t-nT)} \tag{40}$$

の関係式を使うことである。いま N_m/N が整数Mを取るようにする。このとき, $kT<t<(k+1)T$

の範囲の $x_a(t)$ として

$$x_a(t)=x_a(kT+iT/M),\quad i=1,2,\cdots,M-1 \tag{41}$$

を取ればよい,

式（40）よりの内挿は理想的であるが，演算時間が掛りすぎることが欠点である。もっと簡単な内挿は次の直線内挿である。

$$x_a(kT+\frac{i}{M}T)=\frac{ix_a\{(k+1)T\}+(M-i)x_a(kT)}{M},\quad i=1,2,\cdots,M-1 \tag{42}$$

内挿を実行した場合は，その後のNはすべてN_mに変り，またTは$T_{d\cdot min}$に変る。これらは

$$N_m=MN,\quad T_{d.min}=T/M \tag{43}$$

図10は直線内挿を使って計算機シミュレーションにより各ひずみ量を算出したときの誤差を表わす。横軸は図2のひずみA, T_dを示し，縦軸は計算結果によるA, T_dからの誤差である。この例は，サンプリング時間 T＝100ns, N_m＝101の場合である。なお，この計算は最悪の場合で実行してあり，T_dの計算時にはA＝－5 dB/4 MHz, Aの計算時にはT_d＝500ns/4 MHzにしてある。しかし，これらの誤差は実用上十分に許される範囲内のものである。

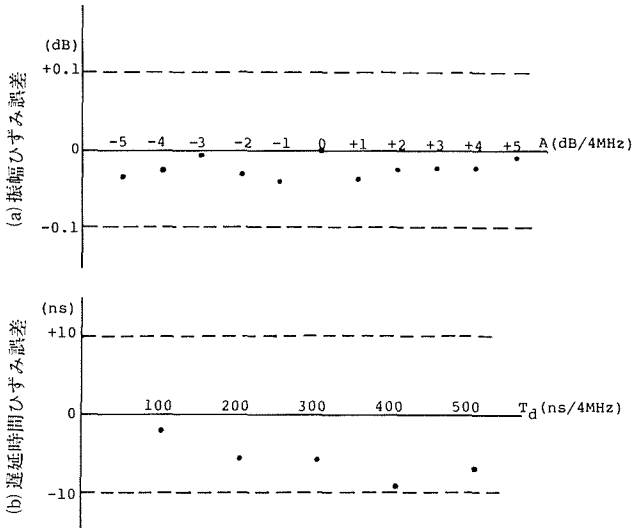


図10 全デイジタル方式クロマひずみ測定の誤差例

7 あ と が き

クロマひずみはカラーテレビ信号受像時のいわゆる色ずれの原因となる。この現象は信号伝送路が長距離になるほど強く生じる傾向がある。たとえば，大阪－札幌間1,433 Km伝送では，振幅ひずみが－2 dB/4 MHz, 遅延時間ひずみが－25 ns/4 MHz程度が測定されている[1]。また，放送衛星からの受信では，途中電離層を通過することも重畳されて，さらに大きなクロマひずみを生じるものと考えられる。伝送路特性が常時一定であれば，適当な等化器の使用でクロマひずみを補正することができる。しかし，伝送路特性は気象の変化あるいは環境の変化に応じて変動するため，発生するクロマひずみの自動検出，さらにそれによる自動補正が要求されることになる。本論文では新しい自動検出の方法を理論的に考察し，さらにその結果から簡易形式の全アナログ自動検出システムおよび全デイジタル自動検出システムについて考察した。

両検出システムには一長一短があるが，共通していえることは安価なことである。全アナロ

グ式は全システムのIC化が可能なことから特に安価であり，また実時間処理できる利点がある。反面，やや安定性に欠けるというアナログ方式特有の欠点が検出誤差に影響する。これらのことを考えると，全アナログ式は将来自動補正装置も含めて全IC化ができたときは，これを各家庭のテレビ受像機に設置できる可能性を有する。

全デイジタル方式はやや高価であり，また実時間処理できない欠点はあるが，動作が確実で安定なことが大きな利点である。さらに，伝送路特性の変動は長期間的なものであるから，検出処理に多少の時間を要しても問題にならない。これらのことを考えると，この方式はテレビ放送中継局に設置するのが適当と考えられる。

本論文の作成にあたり，議論を共にしました北海道放送技術局副部長柏倉宏聿氏に感謝します。

参考文献

1）柏倉宏聿，小川吉彦：テレビジョン学会誌，32（1978），12，pp. 1038～1044.
2）佐藤裕，小川吉彦，黒部貞一，柏倉宏聿：電気4学会北海道支部連大（昭54），pp. 160.
3）佐藤裕，小川吉彦，黒部貞一，柏倉宏聿：テレビジョン学会全大（1979），pp. 149～150.
4）Oppenheim, A.V. and Schafer, R.W. : Digital Signal Processing（1975），pp. 250，Prentice-Hall.