テレビジョン画像の自動計測 ——アナログベースバンド信号の計測——

長谷川 収[†], 正会員 高橋俊夫^{††}

1. ま え が き

前号まで画像の性質とテストチャートを用いたテレビ機器の特性評価, 計測について解説があった。本稿では, アナログ伝送回線の特性を自動計測する方法をやや具体的に紹介する。従来, 回線の伝送ひずみの計測はアナログ式測定器を目的別に複数台使用し, 目視によるマニュアル計測が一般的であったが, テレビ信号のデジタル化が比較的容易にできるようになったため, これらデジタル化信号をコンピュータで演算処理することで信号の特性を計測することが可能になった。これらの手法, 原理につき述べたあと, 信号の物理的ひずみと画像評価についても簡単にふれる。

2. 自動計測の歴史

テレビ回線の特性測定を, 番組伝送中でも自由に行う目的で考えられたのが VITS¹⁾ (Vertical Interval Test Signal) である。これが運用されはじめたのは, NHK の例でみると昭和 34 年 (1959 年) である。この信号を用いると番組放送中にも諸特性の計測 (オンライン計測という) ができるので業務効率が向上するが, 初期の段階では波形モニターやベクトルスコープ等のアナログ式測定器を使うマニュアル目視測定が一般的であった。

その後, デジタル技術が長足の進歩をとげ, ビデオ信号の処理もデジタル化へと進む過程で, 1971 年, デジタル処理による VITS の測定・解析システムの論文が SMPTE²⁾, その他³⁾ の学会誌に発表され, 1972 年には早速製品化が行われた。一方, 国内でも

やや遅れて 1973 年には, 試作研究の発表が行われた^{4)~7)}。

振り返ってみると, この時代はテレビ信号デジタル化の黎明期でもあり, 高性能・高速の A/D 変換器が製品の鍵をにぎっていた。VITS の計測については後に詳細な説明を行うが, 1 ライン (1 H) 分の信号をデジタル化することが基本となっており, これが可能であるということはメモリー容量さえ増加すれば全ライン, すなわち 1 フィールド, 1 フレームのデジタル化ができることに等しく, デジタル信号のメモリー技術と結合することで, その応用は無限に広がってくる。今日ではあまりにも一般化してしまった製品で, デジタル式テレビ方式変換, フレームシンクロナイザー, タイムベースコレクター, デジタル画像処理等のデジタル化機器⁸⁾ も, VITS 計測器と同時期に誕生している。

その後, 計測器もデバイス技術の進歩に支えられて, 性能が向上する一方, 運用実績を重ねることで, 各種の付加機能の充実も図られ, 各社特徴のあるものが発表されている。

NHK では標準品を発展させ, 回線特性の補正を自動的に行うためのアルゴリズムの開発と自動補正用のアンプの開発⁹⁾を行っている。また, 回線や装置の特性を長期間にわたり計測し, その変化の状況を統計的に処理し経時変化の予測を行い, 予防保全のためのデータの作成を行うものも発表されている¹⁰⁾。

一方, 音声系の特性をオンラインで自動計測する方法¹¹⁾も提案されているが, 本稿では説明を省略する。

3. 自動計測器の概要

デジタル形計測器は, コンピューターの処理機能を使うことで数々の特徴ある機能の実現が可能である。一例を挙げると, ①特性計測はソフトウェアによる演算処理であり, 劣化も誤差もなく長期間安定に

[†] NHK 人事本部 (前 技術本部)

^{††} 日本電気株式会社 放送情報システム推進本部

"Evaluation Techniques for TV Pictures (9); Automatic Measurement of TV Baseband Transmission Parameters", by Osamu Hasegawa (NHK Staff Administration (NHK Engineering Headquarters), Tokyo) and Toshio Takahashi (Engineering Department, Broadcast Information Systems Division, NEC Corporation, Tokyo)

図1 VITS (CCIR Rec 473-2引用)

表1 VITSと計測項目

測定項目		CCIR Rec. 473-2での使用信号
直線ひずみ	同期信号レベル	SYNC
	バースト信号レベル	BURST
	挿入利得 (レベル)	B ₂ Tバー
	振幅/周波数特性	B ₂ およびC ₂ Tバー, マルチバースト
	ラインタイム波形ひずみ	B ₂ Tバー
	短時間波形ひずみ ステップ応答 パルス応答	B ₂ Tバー B ₁ 2Tパルス
	色信号一輝度信号利得差	B ₂ およびF Tバー, 変調12.5Tパルス
非直線ひずみ	色信号一輝度信号遅延差	F 変調12.5Tパルス
	輝度信号ラインタイム非直線ひずみ	D ₁ 階段波(モノクロ)
	色信号非直線ひずみ	G 3レベルクロミナンス
	輝度信号一色信号混変調 微分利得 (DG) 微分位相 (DP)	D ₂ 重畳階段波 D ₂ 〃
	色信号一輝度信号混変調	G 3レベルクロミナンス
	S/N	

動作する, ② 計算式を追加することで計測項目の拡張が容易, ③ データをソフト処理することで, デジタルフィルターが容易に実現でき, ハードウェアの削減ができる, ④ データの長期間記憶が可能で, 統計処理・予測情報の提供, 波形の再現・再生ができる, ⑤ コンピューターの周辺機器として, CRT ディスプレイ, プリンター, プロッター等が自由に接続でき, マン・マシンインターフェースがより充実する等, 多くの機能が実現できるようになった。

計測用試験信号は VITS を用いるものが主流をなしている。図1は CCIR Rec 473-2 で勧告された VITS 波形である。この波形のどの部分を用いてどのような特性を測定するかは, アメリカの技術レポート

NTC-7 に詳細の記述がある。表1は計測項目と使用波形の一覧表である。

図2にデジタル形の代表的な自動計測器の機能系統図を示す。

ビデオ信号に重畳された VITS は, ビデオ信号と共に被測定系を経由した後, 計測器に入力される。ここで VITS だけが抜き取られ A/D 変換器でデジタル化される。デジタル化された信号を用いて後述する各種の処理と計算により特性の解析を行っている。

VITS には, 第1信号, 第2信号があり, その選択(奇偶フィールドの判定)と取り込んだ波形から各種特性の解析をするための種々のフィルターの選択を A/D 変換の前で行う。

このフィルターは一般のアナログ式のフィルターで, 図2に示すような 3.58 MHz の BPF やウェーディング用のノイズフィルターで構成されている。

フィルターを通過した信号 (VITS) は A/D 変換器によりデジタル化された後, コンピューターのメモリーに記憶される。この A/D 変換器のサンプリング周波数は初期のものでは $3f_{sc}$ (カラーサブキャリアの3倍 ≈ 10.7 MHz) が用いられたが, 今日ではデバイスの超高速集積化の進歩と, 時間軸上での波形処理が容易になる等の特徴とが相まって $4f_{sc}$ が一般化してきた。

取込んだデジタルデータは, 次節で説明する理論式を用い, 各パラメーターの特性をコンピューターにより算術計算して求める。

このようなデジタル信号処理による計測器では, ノイズの影響をなくし測定精度の向上を図るためにデジタル化したデータの加算平均を行う。このようにすると, 1回の計測時間は, 平均化の回数によっても変わるが, 測定結果のハードコピーの時間を加味しても1分程度で完了することができる。

図 2 自動計測器機能系統図

また測定周期を定めて繰返し計測することにより、被測定系の経時変化を把握することも容易にできる。こうしたサービス機能は各社各様のものが発表されているので、後でメーカーの紹介を行う。

4. 計測の原理

前節で概説した機能を具体的に実現する方法と演算処理につき、入力から順を追って以下に説明する。

4.1 データの取込み

(1) 標本化周波数

A/D変換するに当たっての一般的な方法は、カラーサブキャリア SC の3倍 ($3f_{sc}$) または4倍の周期でサンプリングし、データを取込む方法と、10 ns 程度のサンプリング間隔 (上記の約10倍の高速) でサンプリングする方法の3種類がある。前2者は取込みデータの処理に多少の違いはあるものの、方式的には同一である。

このようにして取込んだデータが再び D/A コンバーターでアナログ信号に復元される場合は、サンプリングポイント間のデータはローパスフィルタで補間されるため、ポイント/ポイント間のデータは知る必要がない。しかし、特性を計測するという立場からみると、ポイント/ポイント間のデータはアナログ補間の代りに補間式を用いたデジタル補間が必要である。一方、10 ns 間隔の高密度サンプリング方式 (サンプリング点移相方式を用いるものが多い) を用いたものは、テレビ信号として取扱う最高周波数の2倍よりはるかに高いサンプリング周波数を持つため、取込んだデータはほとんど補間計算の必要がない程度にまできめ細かなものとなっている。したがって、演算処理が少なくすむため、大形のコンピュータを必要と

せず、大形と同等の計測が可能になる等のメリットがある。

(2) 量子化ビット数

A/D変換時の量子化ビット数は、機種により異なっており、開発初期のものは8ビットであったが、最近のものは9～10ビットのものが提供されている。

量子化ビット数は多ければ理論的に、精度の高い計測が可能であるが、デバイスの設計や製造技術はこれに相反してむずかしさが増すことになる。ノイズの影響を除き計測精度を上げるために量子化データの平均をとることで、等価的に量子化レベルを増加したと同じ効果が得られるといわれており⁷⁾、その関係は次式で与えられている。

量子化ビット数を L ビット、平均化回数を N とすると、

$$\text{等価ビット数} = L + \log_2 N \text{ ビット} \quad (1)$$

となり、計測精度を上げることができる。

多くの機種では平均化回数を任意に設定できるようにしている。計測精度を上げるために平均化回数を多くし過ぎると計測時間が多くかかるだけでなく、時間的に特性が変化した場合にその変化が欠落してしまったり、正確な計測ができなくなる等の弊害も出るので、注意を要する。

入力データの加算平均を行うことで量子化精度の向上を図る方法を説明したが、入力のビデオ信号のレベルを変えて、さらに精度の向上を図ることが一般に行われている。すなわち、入力のビデオ信号のレベルを6 dB 上げると A/D 変換器としては1ビット増加したことと等価となる。しかし A/D 変換器の最大入力信号は1 V_{p-p} のビデオ信号を目いっぱい取込めるようなレベルにセットされているため、6 dB アップのビ

デオ信号が入った場合は波形の一部はレベルオーバーとなり飽和してしまいが、入力波形の低レベル部分はA/D変換が可能であり、この値は実質的に1ビット加算された精度で取込めることになる。

この手法は目的によって使いわけしており、一般にはS/N測定等の中間調部分の信号を処理する場合に応用されている。

(3) ビデオ信号のフィルター処理

測定するビデオ信号を測定項目に応じたフィルターを通しA/D変換器に供給する。この方法は従来からのアナログ系の測定器による計測と、方式的にはなら変わらない。

一方、これらのフィルターを一切使用せずに取込んだディジタルデータに演算処理を行い、フィルターを通したのと等価な機能を持たせた方法も実用化されている¹²⁾。

前者はフィルターの精度に特性が依存し、ハードウェアの量が多くなるが演算処理が容易である。後者はすべて演算処理によりフィルターの機能を実現しているためハードウェアの特性で性能が左右されない。また、ハードウェアの量も少なく、ソフトウェアの変更で各種の機能が実現できるので、この方法は今後多く利用されるであろう。

4.2 データの計算

サンプリング間隔が10 nsと非常にきめ細かなものは、取込んだデータをプロットするだけで振幅特性や包絡線を容易に知ることができる。これはアナログの計測と何ら変わらないので説明を省略する。本項では、サンプリング間隔が3~4 f_{sc} のものについて説明する。

(1) パースト信号レベル

パースト信号はsin波形であり、1サイクル内を等間隔に3ポイントをサンプリングした値から、振幅値を求めることができる。図3に正弦波の条件を示す。

図3 正弦波形

この条件から振幅Aを求めることができる。

$$at_i + \beta = \Delta, t_i - t_{i-1} = \gamma = t_{i+1} - t_i$$

$$\text{とおけば } P_{i-1} = A \sin(at_{i-1} + \beta) + P_0 \quad (2)$$

$$\therefore Q_{i-1} = A \sin(at_{i-1} + \beta)$$

$$= A \sin(at_i - \alpha\gamma + \beta)$$

$$= A \sin(\Delta - \alpha\gamma) \quad (3)$$

同様に、

$$Q_i = A \sin(\Delta) \quad (4)$$

$$Q_{i+1} = A \sin(\Delta + \alpha\gamma) \quad (5)$$

(3), (4), (5)式を解くと、

$$A = \left[\frac{Q_i^2 - Q_{i-1} \cdot Q_{i+1}}{1 - \left(\frac{Q_{i-1} + Q_{i+1}}{2Q_i} \right)^2} \right]^{1/2} \quad (6)$$

となる。

今ここで、サンプリング間隔を $2\pi/3$ とすると (すなわち $3 f_{sc}$ の場合)、(6)式は下記のように表現できる。

$$A = \left[\frac{1}{3} (P_{i+1} - P_{i-1})^2 + \frac{1}{9} (2P_i - P_{i+1} - P_{i-1})^2 \right]^{1/2} \quad (7)$$

となり、各サンプリングポイントの振幅値を知ること、正弦波の振幅値Aを計算により求めることが可能である。

サンプリング間隔が $4 f_{sc}$ の場合も(6)式の一般式に代入して計算することもできる。この一般式を用いれば同様に、マルチバースト信号の振幅ひずみの計測も可能である。

(2) DP (微分位相) の計算

この計算もクロマ信号がsin波形であるから、階段波毎に重畳されたsin波形どうしの位相差を三角関数で解くことができる。図4に計算のためのモデルを示

図4 D_p を求める図

す。 P_{10} 、 P_{20} はベースとなる階段波の振幅を示す。

P_{20} 側で点線で示した正弦波は、 P_{10} からの位相が連続している場合の波形を示す。この部分の位相が θ_{21} 変化したことをサンプリングデータから計算することで DP を求める。

$3 f_{sc}$ の場合の計算式は以下ようになる。

$$P_1(i-1) = A_1 \sin\left(\theta' - \frac{2}{3}\pi\right) + P_{10} \quad (8)$$

$$P_1(i) = A_1 \sin \theta' + P_{10} \quad (9)$$

$$P_1(i+1) = A_1 \sin\left(\theta' + \frac{2}{3}\pi\right) + P_{10} \quad (10)$$

($\theta' - \theta_{21} = \theta''$ とすると)

$$P_2(i-1) = A_2 \sin\left(\theta'' + 2\pi - \frac{2}{3}\pi\right) + P_{20} \quad (11)$$

$$P_2(i) = A_2 \sin \theta'' + P_{20} \quad (12)$$

$$P_2(i+1) = A_2 \sin\left(\theta'' + 2\pi + \frac{2}{3}\pi\right) + P_{20} \quad (13)$$

これを解いて、

$$\tan \theta_{21} = 2\sqrt{3}$$

$$\frac{Q_{1(i+1)} \cdot Q_{2(i-1)} - Q_{1(i-1)} \cdot Q_{2(i+1)}}{3Q_{1i} \cdot Q_{2i} + (Q_{2(i+1)} - Q_{2(i-1)})(Q_{1(i+1)} - Q_{1(i-1)})} \quad (14)$$

これより、 θ_{21} を知ることができる。

(3) $2T$ パルスの振幅値

$\sin^2 x$ の波形で半値幅が $0.25 \mu\text{s}$ のものを $2T$ パルスと呼んでいる。この波形も図 5 に示すようにサンプリングデータからでは直接ピーク値を計測することができないことがわかる。以下にピーク値の求め方を説明する。波形は、単純な正弦波と異なるため、補間法により求めなければならない。

$2T$ パルスの波形は $\sin x/x$ を $-\infty$ から $+\infty$ まで演算することで、ある特定の位置の波高値を求めることができる。

具体的に説明すると、図 5 を参照して、A 点をビ

図 5 $2T$ パルス

ークとする $\sin x/x$ の波形の P 点における波高値を a' 、同様に B 点、C 点、D 点をピークとする $\sin x/x$ の波形の P 点における波高値を b' 、 c' 、 d' とすると、P 点における $2T$ パルスの波高値 h_p は、それぞれの和となり、

$$h_p = a' + b' + c' + d' + \dots \quad (15)$$

で表すことができる。ここで、

$$a' = A \frac{\sin(x+\alpha)}{x+\alpha} = A \frac{\sin(2\pi+\alpha)}{2\pi+\alpha} \quad (16)$$

と表すことができ、 b' 、 c' も同様にして求められる。

以上、補間式を一般式で示すと、

$$h_p = \sum_{n=1}^n P_i \frac{\sin(\omega t + \phi_n)}{\omega t + \phi_n} \quad (17)$$

P_i : サンプリング値

n : サンプル数

π/ω : サンプリング間隔

ϕ_n : P_i からの位相差

で表すことができる。

この P 点を、C 点と D 点の間で少しずつ変化させてそれぞれ計算した後にその最大値をとれば、 h_{pmax} として $2T$ パルスの波高値を求めることができる。

以上の計算手法は変調 $12.5T$ パルスの輝度成分とクロマ成分のレベルや位相差を計測する場合にも適用可能である。

(4) S/N の計算

周期性ノイズに関してはアナログ式計測と異なった値を示すことがしばしばあるので注意を要する。すなわち、

(a) サンプリングポイントとサンプリングポイント間に周期性ノイズが混入した場合は、補間式を使うことができない。

(b) ノイズが混入していることすら知る手段がない。

の 2 つの理由で計算値とアナログ計測値とで異なった値を示すことになる。サンプリング周期を短くすれば解決できるが、それに適した A/D 変換器の入手が困難である。

以下にランダムノイズの計測について述べる。計測器としての精度向上については、すでに説明したが、理論性能としての S/N を求めると¹³⁾ (18) 式のようになる。

直線量子化において、量子化ビット数を N とした場合、

$$S/N = 6.02 N + 10.8 \text{ dB} \quad (18)$$

したがって、8 ビットでは、59 dB が限度であるが、実際に設計、製造する場合は、A/D 変換用低域

フィルターの精度や特性による S/N の低下を 1~2 dB は見込まねばならない。また基準の映像信号 (100/140 Vp-p) に対する雑音電圧であるから、(18) 式よりさらに 2.92 dB 悪くなる。

これらの諸条件を加味すると、8 ビットのもので $S/N \approx 54$ dB (8 ビット) が限度となる。測定器の精度としては少し不足で、せめて 60 dB はほしいところである。

このためすでに説明したように、

- ① 加算平均する。
- ② 入力信号のレベルを上げる。
- ③ 量子化ビット数を増やす。

等が行われるが、上記以外にディザ法¹⁴⁾がよく使われるので簡単に説明しておく。

ディザ (DITHER) とは「震える」という意味で、入力信号に既知の量の小振幅 (1/2 量子化ステップ程度) の雑音や方形波を加えるもので、量子化誤差が平均化され、網点写真による階調再現と同様の効果が得られる。量子化ビットとしては 1 ビット程度の改善があると言われている。原信号に別の信号を重畳しているので、計測結果からこの分を差引くような処理が必要である。図 6 に原理図を示す。

図 6(a) のような鋸歯状波のアナログ信号を 2 ビットで直線量子化すると、同図(b)のように 4 段階 ($2^2 = 4$) の階段波状になる。この信号をモニターで見ると同図(e)のように縦の縞が入った画面になる。ビット数を増やすとこの縦の縞は見えなくなっていくが、同図(c)のように入力信号に適当な値の雑音を重畳してサンプリングし、量子化すると、量子化ステップはランダムに $\pm 1/2$ ステップ上下する。

これを時間的に積分すると、量子化信号は同図(d)に示すようになかなめらかになることがわかる。

A/D 変換したデータから S/N を求める理論計算式を(19)式に示す。

図 6 ディザの説明図

$$S/N = 20 \log \frac{V_L}{\sqrt{\frac{K}{N} - \left(\frac{J}{n}\right)^2}} \quad (19)$$

V_L : 信号レベル

$$J = \sum_{i=1}^N P_i \quad P_i = \text{ノイズ成分}$$

$$K = \sum_{i=1}^N P_i^2 \quad N = \text{平均化回数}$$

以上、実際の計算方法について代表例を説明した。数式を示さなかったものについても同様の演算処理で求めることができる。

このようなデジタル形の機器を取扱う場合、注意すべきこととして、VITS の発生器は振幅特性と H 方向の位相特性がともに安定であることが必要条件である。また、アナログでの計測時にはさほど問題にならなかった各波形の挿入位置と同期信号との相対位置も安定でなければならない。さもないと、データの加算平均を行ったところサンプリングポイントがずれたがために、相殺されてデータが消滅してしまったり、異常ピーク値が出たりすることがある。

目視によるアナログ計測では特異なデータは人為的に選択可能であるが、デジタル計測ではそのまま測定値となる。したがって、信号発生器の性能もグレードの高いものが要求され、ここでもデジタル形が注目されるようになってきた。

以上、計測の原理を説明した。具体的な測定項目、精度の例として表 2 に T 社のカタログの抜粋を、図

表 2 T 社製品の主な測定項目と精度 (カタログ値)

項 目	測定範囲	精 度	備 考
ルミナンスバース幅	50~200 IRE	$\pm 0.5\%$	
同期レベル	20~80 IRE	$\pm 0.5\%$	VITS 不要
バーストレベル	20~80 IRE	$\pm 0.5\%$	〃 〃
平均画像レベル	-20~ $\pm 120\%$	$\pm 3\%$	〃 〃
セットアップレベル	3~12 IRE	$\pm 0.5\%$	〃 〃
バー波形ひずみ	$\pm 40\%$	$\pm 0.5\%$	
2T パルス/バーレシオ	+25~-50%	$\pm 0.5\%$	
Tバーによるリングング	25%	$\pm 2\%$	
輝度/色信号利得差	$\pm 50\%$	$\pm 0.5\%$	
輝度/色信号遅延時間差	± 300 ns	± 10 ns	
周波数特性	$\pm 50\%$	$\pm 1\%$	
輝度非直線ひずみ	25%	$\pm 0.5\%$	
色信号非直線ひずみ	25%	$\pm 0.5\%$	
DG	$\pm 25\%$	$\pm 0.5\%$	
DP	$\pm 45^\circ$	$\pm 0.4^\circ$	
相互変調	$\pm 25\%$	$\pm 0.5\%$	
S/N	28~66dB	± 1 dB	VITS 不要

08:03		PAGE 1				
LEVEL(IRE)	PICTURE	SYNC		BURST		
	101	39		31		
FREQ.(MHZ)	0.50	1.00	2.00	3.00	3.58	4.20
(DB)	-0.0	0.1	0.4	0.1	-0.0	0.1
DISTORTION	LUM.BAR(%)	2T/BAR RATIO(%)		2T OVERSHOOT(%)		
	-0.0	-3.2		-0.0		
C/L	C/L GAIN(DB)	L-C DELAY(NS)		STRECKING(%)		
	-0.2	1.6		1.1		
S/N	S/N (DB)	DG(%)		DP(DEG)		
	>60	1.0		0.2		

図 7 N 社の計測結果のプリントアウトの例

7にN社の計測結果のプリントアウトをそれぞれ紹介するので参照されたい。

5. 画質の評価と測定データの関係

これまでに画像信号の特性計測の具体的な手法について解説した。これら計測値すなわち物理的ひずみと画質（主観的画質評価）との関係についての研究^{15)~17)}が古くからなされているので簡単に紹介する。本講座第4回、第5回でも一部解説があるので参照された

図 8 物理的ひずみと Imps の関係

表 3 5段階評価と平均点および Imps の関係

尺度 (Quality Scale)	平均点 P (Score)	Imps
5 (excellent)	1.0	0.0
4 (good)	0.75	0.33
3 (fair)	0.5	1.0
2 (poor)	0.25	3.0
1 (bad)	0.	∞

い。

一般に画質の主観評価は CCIR Rec 500 で 5 段階評価法が勧告されている。信号にひずみが生じた場合、そのひずみが評価値に対しどの程度の損傷を与えたかを各特性毎に数値にして表現し、総合評価値の劣化具合を客観的に求めようとするものである。

これに用いる単位が主観的損傷単位 (subjective impairment units, 略称 Imps) である。各カテゴリ毎の物理的ひずみと Imps との関係を図 8 に示す。この値は主観的実験により求めたものである。

この図で Gain Error に関しては画像の計測で直接入手したデータを (20) 式に入れて計算したものを横軸の目盛にとってあるので、算出には注意を要する。

$$\text{Imps 用 Gain Error} = 20 \log \left| \frac{E_c}{E_L} - 1 \right| \quad (20)$$

(E_L : 輝度成分, E_c : 色度成分)

複数の物理的ひずみが同時に発生した場合は、それぞれの Imps の和をもって総合評価が与えられる。

表 3 は 5 段階評価と平均点 P (総合主観評価) および Imps の関係を示すものである。

表 3 からわかる通り、Imps の総和が 3 を越えると画質としてはかなり悪い画質になることがわかる。

6. 自動計測の具体的事例

6.1 メーカー各社の代表的な製品

本号紹介の原理によるものと、従来方式ではあるが自動化されたものも含め、自動計測を行う装置として代表的なものに

- (1) 自動ビデオ信号測定器 1980 形 アンサ (ソニーエレクトロニクス)
- (2) MS-349 ビデオシグナルアナライザー (安立電気)
- (3) H 01-531632-101 伝送特性解析装置 (日本電気)
- (4) Insertion Signal Analyser TF 2914 A (マル

コニ)

(5) VITS Analyzer PM-5578M (フィリップス)

(6) UPF Video Distortion Analyzer (ローデシ
ュバルツ)

(7) テレビ信号自動試験装置 TTV-8400 (トム
ソン)

などがあり、その他に製造ライン用の専用測定器や自
社向けの専用機も発表されている¹⁸⁾¹⁹⁾。

6.2 システムビルトイン自動計測の例

画質に関する測定以外で、広くテレビ放送システム
で重要な役割を担っている自動計測器がある。これら
のものは計測の結果をもとにフィードバック制御を行
わせるものから、簡単なものは信号の有無やレベルの
監視などを行うものまでである。これも広い意味での計
測機能を備えていることになるが、ここでは前節まで
で紹介した機能を使っているものを紹介する。

(1) スタジオカメラの自動計測²⁰⁾

従来カメラの調整は熟練した技術者を要し、調整に
は多くの時間をかけるものと思われていた。ここで紹
介するものは、カメラの調整および性能の評価を短時
間で行う目的で開発されたもので、評価用各種光学信
号の発生器と、ビデオ信号のデジタル処理機能に特
徴がある。計測内容はカメラの評価に必要な12項目
を自動計測するものである。

光学信号発生器の出力を被測定系のカメラで撮像
し、得られたビデオ信号は100 MHz サンプリング、
8ビットのA/D変換器でデジタル化され、コンピ
ューターによる波形の解析を行うものである。解析結
果はタイプライターにメッセージを出力したり、波形
モニターに表示するようになっている。

(2) 回線自動等化システム⁹⁾

2章の自動計測の歴史の部分でも一部触れたが、各
種の等化器を自動制御して特性の補正を行うものであ
る。実用化試験まで行ったが、その時点では特性補正
のアルゴリズムはデータを忠実に補正する方法をとっ
ていた。今後、この思想を発展させる場合には、画
質の改善に関する考慮が望まれる。

(3) 放送所の特性監視と障害予測システム¹⁰⁾

放送機の送信出力、エア受け信号等の特性を常時監
視するもので、VITSを自動計測しているが、計測デ
ータを長時間統計的手法により処理することで、機器
の経年変化を予測したり、オーバーホールや消耗部分
の寿命予測まで行うようになっているのが特徴的であ
る。

(4) 製品検査等の製造ライン向け計測器

オシロスコープを例にとってもわかるように、従来

はメモリースコープとしてストレージ管が全盛であっ
たが、ここ数年来、デジタルメモリー形のオシロス
コープに変わりつつある。

計測信号をA/D変換してデジタルメモリーに記
憶し、D/A変換によりCRT画面に再現するもので、
機能性能ともに格段の進歩が見られる。

VTRの製造現場では画像の計測の他、必要とする
性能をすべて計測できるようにしたものも発表されて
いる¹⁸⁾。

その他、計測の目的と方式は異なるが単純機能を備
えたものとして、①カラーバー信号のレベルをチェ
ックするレベルチェッカー、②映像信号の有無を同
期信号のレベルで判断し監視する自動モニター、③
バースト信号の位相を基準のものと比較し位相の調整
を行う自動カラー位相調整器など、放送システムの重
要機能を担っているものがある。

以上、代表例を紹介した。次号以降ではカメラ、受
像機等の計測について解説される予定である。

7. む す び

テレビアナログ回線の特性を自動計測する手法とし
て、VITSを用いたデジタル処理による計測の原理
と機器の概要を紹介した。

画像品質の良否の一要因となる信号の物理的ひずみ
を、早く、正確にとらえる必要から開発されたもので
ある。紹介したのはS/Nの計測に当っては方式面
での改良の余地がある。テレビ信号のデジタル化技術
の進展により、さらに精度の高い計測器が今後とも発
表されるであろう。

計測器の性能向上にあわせ、試験信号もいっそう精
度の高いものが必要となることはすでに説明した。現
在はVITSを試験信号として用いる計測器が主流を
なしており、デジタル形/アナログ形の方式上の差
はあるものの、オンラインで計測できる点が最大のメ
リットである。しかし、この信号も万能ではなく、フ
レームスロープの計測ができないし、信号自体2次元
でないため、画像としての計測の必要条件を満たして
いても充分ではないように思う。今後の研究・改良を
待つところが多い。

世はデジタル化時代であり、伝送回線がデジタル
化されるのも遠くはないであろう。これらデジタル
回線における計測はまるで変わってしまうであろ
う。デジタル信号と画像との関係ひとつをとって
も、コンピューターデータを伝送するほどの正確さは
必要ないであろう。誤りがあっても前のフレームの信
号で置きかえられたり誤り訂正が自由にできることを

背景に、計測の方式と評価基準が確立されてゆくであろうが、別の機会に譲りたい。

デジタル化が進んでも、光学系インターフェース部分ではアナログ信号はなくなるとは思わない。これらの部分では、ここに紹介した計測システムが必要であり、さらに改良されながら使われてゆくであろう。

〔参 考 文 献〕

- 1) 細田彰, 山崎文昭: “テレビジョン伝送基準に関する国際会議の動向”, テレビ誌, **31**, 11, pp. 836-844 (Nov., 1977)
- 2) R. H. Vivian: “Some Methods of Automatic Analysis of Television Test Signal”, SMPTE J., **80**, pp. 963-967 (Dec., 1971)
- 3) G. A. McKenzie, R. H. Vivian: “Automatic Measurement of Television Waveforms”, IERE Conference Proc., **17**, pp. 451-466 (Apr., 1970)
- 4) 佐藤秀夫, 巻田文男: “VITS を用いた TV 回線自動測定装置”, テレビ大全, 2-3 (1973)
- 5) 佐藤秀夫, 巻田文男: “VITS のデジタル処理方式”, テレビ大全, 2-4 (1973)
- 6) 佐藤秀夫, 巻田文男: “国際 TV 回線自動監視測定システム”, テレビ大全, 2-2 (1973)
- 7) 内藤宏, 斉藤清一: “VIT 信号を用いた伝送回線の自動測定と測定誤差”, テレビ大全, 2-1 (1973)
- 8) “特集 デジタルテレビジョン”, テレビ誌, **30**, 10, pp. 854-860 (Oct., 1976)
- 9) 三浦真吾: “映像回線特性自動補償装置の開発”, NHK 全国放送技術報告会予稿, **30**, pp. 39-40 (Nov., 1976)
- 10) 青柳公男: “特性監視装置”, テレビ誌, **35**, 4, pp. 339-342 (Apr., 1981)
- 11) “オーディオシグナルアナライザー MS 113 A”, 安立電気カタログ
- 12) 町田欣一: “テレビジョン信号計測の自動化”, テレビ誌, **36**, 2, pp. 117-125 (Feb., 1982)
- 13) テレビ学会編: “画像伝送とその機器”, コロナ社, pp. 73-74
- 14) 小寺宏暉: “ハードコピーにおける階調, 色再現の手法”, テレビ誌, **37**, 7, p. 552 (July, 1983)
- 15) テレビ学会編: “画像エレクトロニクスの基礎”, コロナ社, pp. 341-350
- 16) 内藤宏, 伊藤豊: “カラーテレビジョン伝送機器に対するシステム設計手法”, テレビ誌, **27**, 7, pp. 516-527 (July, 1973)
- 17) 高橋秋広, 伊藤豊: “テレビジョン伝送系におけるひずみの加算とその交換”, テレビ誌, **26**, 6, pp. 474-484 (June, 1972)
- 18) 深瀬賢四郎: “VTR 自動計測装置”, テレビ誌, **35**, 12, pp. 1039-1046 (Dec., 1981)
- 19) 富樫武良: “映像音声伝送特性の自動測定記録装置”, NHK 全国技術報告会予稿, **35**, pp. 43-44 (1981)
- 20) 日本放送協会編: “放送におけるデジタル技術”, NHK 放送技術双書, **8**, pp. 322-330