テレビジョン信号計測の自動化

正会員 町 永 欣 一†

テレビ信号を自動測定しようという試みが近年盛んである。Tektronix が開発したデジタル方式自動測定システム“ANSWER”について原理と測定方法を簡単に述べ、同時にデジタル信号発生器 1900 型の特徴と新しい波形について考察する。また、この自動測定装置の利用例について考えてみる。

1. ま え が き

テレビ信号を自動測定しようという試みの歴史はかなり昔にさかのぼる。特にヨーロッパでは、ITS を使用しての自動計測から自動補正を試みたものもかなりあった。テクトロニクスでは 9 年前の 1972 年、モントルー・テレビジョン・シンポジウムで垂直ブランキングテスト信号の自動測定システムを発表した。

このシステムでは非直線ひずみの測定とランダムノイズの軽減に多くのアナログ回路を使い、また $2T$ パルス、 $2T$ バー信号等のピークや立上りを出すためにフレームレートサンプルの H. SYNC からの移相を制御し、等価サンプリング間隔をせまくする手段をとっていたので、ノイズや信号自身の時間軸エラーによるサンプルエラーが測定エラーに直接関連し、満足のできる結果は得られなかった。

テクトロニクスではこれらの経験から、高品質の自動測定システムを作り上げるために、リアルタイムで処理できる高精度高速 A/D コンバーターを完成し、16 ビットマイクロコンピュータとの結合により現在の ANSWER システムを作り上げている。

また、この自動測定システムを完成するに当たり、正確な NTC 7 VITS 信号が必要となった。これは、通常のテレビ信号のひずみ測定では、比較測定でなく、オープンループの絶対測定を行うからである。それに加え、今

図 1 “ANSWER” のシステム構成図 (ユーザー RAM は 32k ワード、波形メモリーは高速 ECL 32k バイト、アプリケーションプログラムは PROM 40k ワードある)

後の自動計測には信号発生器のコンピューターによる自動制御も欠かせない機能となった。これらを加味し、テクトロニクスでは 10 ビット $4 f_{sc}$ のデジタルテレビ信号発生器 1900 型を開発している。今回は、このテレビジョン自動測定システム 1980 型“ANSWER”を主に、1900 型デジタルゼネレーターにおける新しい試みについても加えて述べてみたい。

2. システムの構成

2.1 全体構成

図 1 にシステム構成図を示す。基本概念は高速 A/D コンバーターを含むデータアキュイジション部と、TMS

† ソニー・テクトロニクス株式会社
“Automated Measurement of TV Baseband Transmission Parameters” by Kinichi Machinaga (Sony Tektronix Corp., Tokyo)

1980型 ANSWER

1900型デジタルゼネレータ

1900型デジタルゼネレータ用リモコンユニット

9900 形マイクロプロセッサをベースにしたデータプロセッシング部とに分かれる。言語は特にビデオ信号を処理するという特殊条件を満たすために、ビデオ専用の拡張 BASIC を開発、使用している。オペレーションシステムは ROM 44k ワードを使用し、ユーザーメモリーとして 32k の RAM がある (1 ワード 16 ビット)。この他にバッテリーバックアップの 8k の不揮発性メモリーがある。この不揮発性メモリーには通常キーボードから入力されるパラメーターリミット、つまり測定の上限、下限のリミット設定値をストアしたり、プログラムの変更情報、資料データ、測定結果などをストアするのに用いる。

この ANSWER では数個のクロックが用いられているが、リアルタイムクロック (4 MHz) は時刻、日付をデータに表示したり、一定の時刻に自動測定を行うスケジュール運転に使われる。必要に応じ外部 1 MHz クロックを用い、時間情報をステーションマスタークロックにロックすることもできる。ユーザーは RS-232 CCITT V. 24 入出力ポートにより、各種ターミナル、プリンター、モデムなどと接続し、ANSWER システムと対話することができる。もちろん、電話回線を利用してのリモートコール機能も持っている。

2.2 高精度高速データアキュイジション部

この部分は測定しようとする信号を高精度に、かつ高速にデジタル変換しデータとしてストアする部分で、これを基にプロセッシング部でのパラメーター演算が行われる。

図 2 “ANSWER” の簡略系統図 (最大の分解能と精度を確保するため多くの信号処理が行われる)

図 2 にデータアキュイジション部の系統図を示す。この部分は、データを A/D 変換する前の処理を行う前置増幅部と、CPU からのデータによりこの前置増幅部を制御するデジタルフィードバック部、それに A/D 変換部と、そのデジタルデータをストアするメモリー部、およびこのメモリーを制御するメモリーコントローラー部の 5 部門に大別できる。

前置増幅部は入力信号を単に増幅することのみならず、後述の分解能、S/N 等の改善を目的とした、増幅度、オフセット値のコンピューターによるダイナミック制御を行う。A/D 変換部は 8 bit、 $4 f_{sc}$ で行われるが、A/D 変換素子の直線性 (cut-point linearity) は実質 10 bit 以上であり、ディザによる分解能改善を可能にしている。A/D 出力は ECL 32k バイトの “VIDEO MEMORY” でストアされるが、連続しているテレビ信号のどの部分を取込むかを、プログラムに従ってメモリーコントローラーがこれを制御する。

すなわち、プログラムの変更によりテレビ信号の任意のラインの任意の部分 (たとえば $2T$ 信号のみとか、マルチバーストの 3.58 MHz パケットのみなど) を多ラインにわたりストアできる。後にこれを処理するコンピューター部により各パラメーターの測定が行われる。

3. 高速度 A/D コンバーター

このシステムを完成するうえで最も重要なポイントが A/D コンバーターである。市販の A/D コンバーターをすべてテストしたが高周波時のビット精度、直線性の点で満足する結果が得られず、これらの点を満足する 8 ビット 20 MHz A/D コンバーターの自社開発を行った。

図3 前置増幅部系統図 (入力チャンネル, 同時信号切替, AC/DC カップリング切替はプログラムにより行われる。ダイナミックオフセット, ダイナミックゲインコントロールはコンピューターからデジタルフィードバック回路を通し, リアルタイムで制御される)

この A/D コンバーターでは PAL の $4f_{sc}$ クロックで RMS エラーは ± 0.125 LSB 以下, ピークエラーは ± 0.25 LSB 以下となっており, 非常に良い精度を得ている。

4. 分解能の改善

ビデオ信号のように, 最初からある帯域以上のエネルギーを持たない電気信号では, それを量子化した場合, ナイキストの定理による波形再現が非常に有効であり, またコンピューターによる演算はその理論を充分活用し得るものといえる。また, テレビ信号は, 特にテストを必要とするような信号は, かなりのノイズを含む可能性があり, このノイズによるサンプル誤差が測定データのエラーになることを極力防がなければならない。またジッター等によるサンプルエラーも同様である。

これは, テレビ信号のあるポイントでサンプルした時の, そのデータの信頼性が重要であるということであり, もし, 4 倍の f_{sc} でサンプルした場合の各ポイントデータの信頼性が高ければ理論的にはいかなる点のデータも演算できるということである。ANSWER システムでは 32 回の平均とディザー, ダイナミックオフセット, ダイナミックゲインコントロールの 3 つの手法により $4f_{sc}$ でサンプルするポイントデータの精度を非常に高くしている。

4.2 ダイナミックオフセットコントロール

図3に前置増幅部の系統図を示す。ダイナミックオフセットはマイクロコンピューターからの精密オフセット波形と入力ビデオ信号を加算することにより行われる。このオフセットパターンは, マイクロコンピューターからの 5 ビットデジタルパターンとして出力され, デジタルフィードバックメモリーにストアされる。ビデオ入力信号に同期し, その内容を読み出し, 精密 D/A コンバーター (精度 0.01%) に印加し, その出力が精密オフセット信号として入力ビデオ信号に加算される。これにより測定したい信号部分の DC レベルを A/D コンバー

ターのダイナミックレンジの中央に合わせることができる。

4.3 ダイナミックゲインコントロール

ダイナミックオフセットの加算アンプ出力は, デジタルプログラマブルの可変利得アンプに加えられる。この増幅段はダイナミックオフセットと同様, マイクロコンピューターからのゲインパターンにより, その回路利得を, 波形取込時, リアルタイムで制御する。

図4にリニアリティーテスト信号にダイナミックオフセットと, ダイナミックゲイン制御を加えた場合の効果を示す。入力信号は測定に必要なクロミナンス成分が 3 倍に増幅され実効的に 1 ビット以上の分解能向上に役立っている。

4.4 ディザー法

A/D コンバーターに加えられる最後段で分解能拡大の最も有効な手段であるディザーが行われている。このディザーの手法は図5に示すようなカウンタと D/A コンバーターの組み合わせにより発生するディザージェネ

図4 リニアリティーテスト信号にダイナミックオフセットとバリエブルゲインを加えると, 測定の分解能と精度を大幅に高められる

図5 デジタルディザーゼネレーターにより、32段の精密オフセットレベルが作られ、ビデオ入力信号に加えてデジタル化することにより実質的な分解能と精度を高める

レーター出力のパターンを順次繰返される入力信号にぐくわずかの DC 成分として加えることで行われ、量子化プロセスの精度と分解能を改善することに成功している。図5にディザーシステムの系統図を示す。

カウンタ出力は D/A コンバーターのデータ入力に加えられ、この D/A コンバーターの出力アナログパターンが最初の入力ビデオ信号に加算される。この加算された信号がディジタル化に加えられる。

ビデオ入力信号が 32 回繰返されると(走査線 32 本分)カウンタがリセットされ、同様のプロセスを繰返す。このアナログディザーパターンは A/D コンバーターの 1 LSB 以下の精密オフセット DC 信号として 32 ラインにわたり加えられる。図6にその論理を示す。実際には 8 ラインにわたり 8 分の 1 LSB までの DC 成分をオフセットをすれば理論的に 3 ビットの分解能改善が行われるが、さらに±1 ビットおよび±2 ビットのスケールのスライディングを行い、直線性エラー(カットポイントリニアリティ誤差)による精度落ちを補償している。

このディザーの手法はすでに周知と思うが、どのよう

図6 ディザー解説図(図5のように5 bit カウンタと D/A コンバーターを接続した場合の下3 bit 出力図。入力信号を 0.65 と仮定した場合の符号化出力で8回のオフセットで $5/8=0.625$ が得られ、理論的には 3 bit 改善される。上 2 bit はリニアリティ補償のためのスライディングスケールとして使われる)

な A/D コンバーターにも適用できるということではなく、理論分解能とほぼ同等のカットポイントリニアリティを持った A/D コンバーターでないと意味のないものになってしまう。そして、ビデオ信号のように当然ノイズ成分からのエラーを防ぐ意味でも必要になる信号の平均化を行う場合、このディザーの手法は少ないデータ処理で最大の分解の改善効果が得られる。また、このシステムではほとんどの測定は 32 ラインの平均で行われ、ランダムノイズによるマスキングをみかけ上 15 dB 軽減して

5. ANSWER システムの測定方法

コンピュータを用いる測定で何が測定できるかを論ずると、その可能性は無限というほど広がる。ナイキスト定理による原信号の再生のための $\sin x/x$ 補間、ノイズ測定のフィルタリングのためにも利用されている FFT, IFT 信号処理、それに DG, DP 測定も ANSWER BASIC に盛込まれている。ここでは、よく行われる代表的な測定項目について簡単に説明する。

5.1 DG, DP 測定

非直線ひずみを測定するに必要なアルゴリズムを考えると $4 \times f_{sc}$ でデジタル化する利点が明らかになる。基準サブキャリアの $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ でサンプルされた4つのデジタルワード $W_1 \sim W_4$ を考えてみる。

図8にそれを図示する。

定常状態では次式が成立つ

$$W_1 = Y + Q$$

$$W_3 = Y - Q$$

$$W_2 = Y + I$$

$$W_4 = Y - I$$

(I はインフェーズ成分, Q は直交成分)

したがって

$$\frac{W_1 + W_2 + W_3 + W_4}{4} = Y$$

図7 サブキャリアのサンプリングで4点のデジタルデータが作られる。サンプル2はサブキャリア(I)と同相、サンプル1は直交成分(Q)と同相でサンプルされる

図 8 DG, DP 平均化プロセス図
指定のサイクル数の振幅、位相を平均化し、さらに32
ラインの平均をとる

$$A = \frac{1}{K+1} \sum_{i=0}^K \sqrt{(S_{i0} - S_{i2})^2 + (S_{i1} - S_{i3})^2}$$

$$OPV = \frac{1}{NL} \sum_{j=0}^{NL-1} A_j$$

$$\phi = \frac{1}{K+1} \sum_{i=0}^K \arctan \frac{S_{i0} - S_{i2}}{S_{i1} - S_{i3}}$$

A =振幅, OPV =振幅値出力, ϕ =位相,
 NL =平均化ライン数

$$\frac{W_1 - W_3}{2} = Q$$

$$\frac{W_2 - W_4}{2} = I$$

ディファレンシャルゲインを計算するには、変調ステ
アケース信号の各ステップの $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ を評価すること
で行える。実際にはデータの信頼性向上のため図 8 の
ようにプログラムにより指定されたサイクルだけ上記演
算を繰り返す、平均化されたデータを 1 パケットの測定
結果とする。この結果はさらに 32 ラインにわたり平均
される。

ディファレンシャルフェイズも同様、

$$\phi = \text{Arctan} I/Q$$

$$\phi = \text{Arctan} \frac{W_2 - W_4}{W_1 - W_3}$$

で算出される。これを各ステップについて実行し、各ス
テップの位相差を計算し、ディファレンシャルフェイズ
とする。これらのデータは、前途の 32 ライン平均も行
われているため、ノイズによる誤差、または一時的な非
直線ひずみの影響を排除することができる。またこの応用
で、カラーバー等の位相を正確に測定できる。

5.2 クロミナンス・ルミナンス遅延量の測定

クロミナンス・ルミナンス遅延の測定には、変調 12.5
 T パルスまたは変調 20 T パルスが用いられる。この信
号を用いての測定には良く知られたベースラインひずみ
から測定する方法があるが、サグ等のひずみを複合的に
持っている場合や、その遅延量が特に大きい場合など
は、このベースラインを直接測定する方法は結果的にエ
ラーを生じやすい。この ANSWER システムでは新し
い別の手段をとっている。

まずストアされた変調 $\sin^2$ 波のルミナンス成分とク
ロミナンス成分をディジタルフィルターで分離する (図
9 参照)。次にクロミナンス成分のエンベロープを演算

図 9 クロミナンス・ルミナンス遅延測定 (ルミナ
ンスタイミング t_l とクロミナンスタイミング t_c
との差時間 Δt が遅延量となる)

し (クロミナンスエンベロープは 1 つの命令の実行で得
られる)、さらに区間指定の 2 点間 a, b が水平になる
ようにデータから傾斜値を減算する (サグを除くため)、
ルミナンス波形とクロミナンス波形の重みづけされた中
点 (区間積分値の 2 分の 1 になる水平ポイント) を算出
する。これらの演算はすべてテレビ信号測定のために用
意された拡張 BASIC の 1 つの命令を実行することで行
える。この 2 つの midpoint データの時間差がクロミナンスと
ルミナンスの遅延量となる。

この方法は、変調 $\sin^2$ 波をコンピューターを使用し
測定する場合、底辺ひずみを測定したり、単にクロミナ
ンス・ルミナンスのピーク値を算出するのに比べ、非常
に良い結果が得られる。

5.3 時間測定と時間分解能

図 10 の表にタイミングパラメーター測定例を示す。
これらのパラメーターは、FCC または電波法などの基

```

      (REPORT)
B,E,E SHOW 1981
      RS170A  H. TIMING

LIMIT FILE: FACTOR.LIM

APL = 40 % (IRE)

H. BLANK 4          11.13  USEC
SYNC WIDTH          4.7    USEC
SYNC RISETIME      140.0   NSEC
SYNC FALLTIME      140.0   NSEC
SYNC-SETUP         9.53    USEC
FRONT PORCH        1.6     USEC
SYNC-BRST START    5.31    USEC
BURST WIDTH        9.0     CYCLES

B,E,E SHOW 1981
      RS170A  V. TIMING

LIMIT FILE: FACTOR.LIM

APL = 53 % (IRE)

V. BLANK 20 F1      20.8    LINES
V. BLANK 4 F2       21.6    LINES
EQUALIZER WIDTH     2.33    USEC
SERRATION WIDTH     4.66    USEC

```

図 10 タイミングパラメーターの自動測定例

準に従った半振幅点でのタイミングを数 ns の精度で読取ることができる。これらの時間測定分解能は、4 倍のサブキャリアサンプルから、 $\pm 70\text{ns}$ ということを考えがちだが $\sin x/x$ デジタルインタポレーションにより数 ns まで拡張されている。SCH タイミング測定を例にとると 3.58 MHz の 19 サイクルは $5,307\mu\text{s}$ であるが、この測定精度は $\pm 0.6\%$ すなわち $\pm 35\text{ns}$ でなければならない。最良の波形モニターでもこれだけの精度は得られない。この ANSWER システムでは最初にバースト振幅の 1/2 を越す直前のゼロクロッシング点を算出した後、 $4 \times 19 = 76$ サンプルだけ早い点のメモリーを調べ、瞬間に Sync を評価する。振幅がシンク振幅の 1/2 に等しければ、SCH タイミングであるといえる。また、ゼロクロッシング直前にとられたバーストサンプルが正か負かでカラーフレミングを決定することもできる。

6. デジタルゼネレーター 1900 型

6.1 精度の向上

テレビ信号の測定はほとんどオープンループ測定といえる。単に回線テストのみならずビデオ機器の測定をテスト信号を使って行おうとする場合、その測定精度が上がるほど、信号源に要求される精度は大きくなる。

信号精度向上にタイミング精度と振幅精度がある。アナログ式の信号ゼネレーターはルミナンス成分とクロミナンス成分を別々に作り後に合体する方法が一般的である。デジタルゼネレーターでは ROM データの読出しからクロミナンス成分とルミナンス成分はすべて同一の経路を通り出力される。最終段におけるフィルター位相特性のみを管理すれば、アナログ式のようなクロミナンス/ルミナンス遅延調整の必要は全くない。またその誤差も皆無に等しい。

たとえばマルチバーストパケット周波数精度は通常ア

ナログ式では 2~3% ほどであるが、1900 型デジタルゼネレーターでは $4f_{sc}$ サンプルングクロックで規定される精度となり、おおむね 0.0003% 以内であろう。このようなマルチバーストパケット時間関係が一定であるということのみならず、同期信号とバースト位相を規定した SCH タイミング (EIA RS-170A による) も非常に安定に供給されることはおわりの通りである。SCH 位相を変える唯一の方法は ROM データを変更するしかないため、誤調整や、温度ドリフトによる SCH タイミングエラーは発生しない。

振幅精度については、すべての振幅情報が 2 進コーディングであるため、数種の信号相互間の誤差は皆無に等しいであろう。絶対精度については唯一 DA コンバーターの精度によるが、10 ビット DA コンバーターのスケールファクターは 5.6 LSB/IRE となり、DA コンバーター精度を $\pm 0.5\text{LSB}$ と仮定すると、最悪値の誤差は 0.2 IRE 以下となる。その他クロミナンス・ルミナンス利得もすべて数学的に処理された正確なピーク値を持っており、DG 測定等の精度を向上させている。

1900 型の簡単な系統図を図 11 に示す。

6.2 新しいテレビジョンテスト信号

(1) マルチパルス信号

図 12 にマルチパルス波形を示す。マルチパルス信号は以前ヨーロッパで使われていたことがあるが、米国、日本などでは比較的新しいものである。この信号はクロミナンス・ルミナンス遅延測定に用いられている変調 $12.5T$ パルスをさらに発展させたもので、マルチバースト信号との結合形といえる。

$\sin^2$ 変調 $12.5T$ パルスあるいは $20T$ パルスの目的は、その名称からクロミナンス遅延から起こる“色ずれ”のように思われがちだが、実際に発生する 3.58 MHz 点での数十 ns の遅延は、画像評価に“色ずれ”として影響

図 11 全デジタル信号発生システム (10 ビット D/A コンバーター、PROM はマイクロプロセッサにより制御される)

図 12 マルチパス
(左からバー, 2T, 1, 2, 358, 4.2 MHz)

を及ぼすほどのものではなく、周波数/位相特性の悪さから起こるパルスレスポンスの不良による画像劣化としての評価パルスと考えるべきであると思う（ただし、家庭用 VTR のようにクロミナンス分離を行い処理後、再度合成する場合などは、正にクロミナンス/ルミナンス遅延特性の測定といえる）。

ビデオ帯域では周波数応答特性の代表的なものとしてマルチバースト信号があるが、このマルチバースト信号では、各パケット周波数の振幅応答特性を測定しているが、位相特性を評価できない。これを可能にしたものがマルチパルス信号である。周波数は 1, 2, 3, 3.58, 4.2 MHz で 1 MHz の HAD は 25T, 他は 12.5T である。

(2) $\sin x/x$ 信号

図 13 に $\sin x/x$ パルス信号およびその反転信号を示す。これらのパルス特性はスペクトラムアナライザを用いての周波数領域での測定でその有効性を発揮する。ANSWER システムでの自動測定では FFT 機能を利用できる。15 kHz のライン周波数から 4.5 MHz までの周波数領域でフラットなスペクトルを生ずる（図 14）。アナログ回路でこの特性を得るためには理論的に無限に結合した素子のフィルターが必要になり、この信号の発生は不可能であろう。デジタル信号発生器の最も特徴とすべき点でもあろう。この信号についての考察は多々あるが今回の自動測定のテーマから外れるし、紙面の都合から詳細は次の機会にゆずりたい。

この 1900 型デジタルゼネレーターは、以上の信号に代表されるようなデジタルならではの数多い特徴があるが、自動測定に供するためにコンピュータからのリモート切替機能も備えている。また VITS はこのリモート機能により任意のフィールドの任意のラインに Key-in できるようになっている。

7. 応 用 測 定

7.1 自動モニタリング

1900 型デジタルゼネレーターについて、これを充

図 13 $\sin x/x$ 波形

図 14 $\sin x/x$ 信号のスペクトル

(REPORT)

NTC-7 COMPOSITE VITS F1 L17

LIMIT FILE: FACTOR.LIM

APL = 7 % (IRE)

BAR AMPL	97.8	IRE
SYNC AMPL	-40.4	% BAR
BURST AMPL	38.1	% BAR
CHR-LUM GAIN	-3.4	%
REL BRST GN	-1.3	%
REL BRST PH	-21.8	DEG
DIFF GAIN	1.2	%
DIFF PHASE	.8	DEG
LUM NL DST	.5	%
CHR-LUM DELAY	5.0	NSEC
LINE TIME DST	5.4	%
PULSE/BAR	98.7	%
2T PULSE RING	.3	% KF
T STEP RING LD	1.6	% BAR
T STEP RING TR	1.7	% BAR

図 15 NTC-7 コンポジット VITS 自動測定例

図 16 NTSC-7 コンポジット VITS A/D 波形 (任意の部分拡大表示できる)

図 17 自動モニタリング例（放送局における自動モニタリング例。送出モニターは必要なデータを定期的にプリントアウトする。リモートモニターにより無人運転の送信機を常に監視できる。定期データも自動的に得られる）

分知するためには、さらに説明を加えるべきと思うが、今回のテーマ、自動測定と ANSWER システムについてその利用例を記し、この稿を終らせていただきたい。

このシステムの第一の目的は信号が定められた規準（電波法等）に適合しているかどうかを、測定時間を含めてプログラムし、自動監視することである。

図 15 に示す NTC-7 コンポジット VITS 測定例と、前述の図 11 の H タイミング測定例を参照願いたい。許容値を越えた場合は警告を出すことができ、このためのリミット設定は任意に行える。またこの VITS をグラフ化することもでき、グラフィックソフトウェアによりデータを集約し、エラー分布図等のデータ処理グラフも作成できる。図 16 に VITS 波形を示す。

また、これらの測定はリモートコール機能による電話回線を用いた自動レポートも行える。これはシステムにあらかじめ電話番号を記憶させておき、プログラムにより設定された時間に送出サイトに電話をし、レポートするシステムであるが、専用回線を使用しないと日本の場合にはわずかしい点も多いようである。また回線が自由に使用できるのであれば、こちらから特定の“自動測定 ANSWER システム”を呼び出し、パスワードを送れば全国の各点の VITS データがどこからでも拾えるということが可能になる。図 17 に自動監視例を示す。

7.2 VTR 等の機器自動測定

回線ひずみの自動測定が行えるということは VTR、増幅装置等をブラックボックスと見なし、ひずみを持った伝送回線と考えれば測定が行えるということになる。しかしながら VTR のように通常の伝送路では考えられない特殊ひずみ、たとえば時間軸ひずみ、クロミナンス分離した場合の特殊ひずみ、モワレ等、特に配慮が必要

な測定も多い。

たとえば、よく計測する DP について考えれば、VTR の時間軸ひずみはすべて位相ひずみとなり、通常の DP 測定ではこの位相ひずみが DP 測定値に加わることはいうまでもない。しかしベクトルスコープ上にも同様の表示が現れるわけで、画像評価の考え方からすれば、これを評価することで良しとすることもひとつの考え方であろう。しかしながらメーカー等で真の信号評価を考えるべきところでは、この二者は、はっきり分離する必要がある。

この ANSWER システムでは A/D 変換にリアルタイムで処理できる高速コンバーターを使用しており、時間軸ひずみを含む信号もリアルタイムで任意のラインをメモリーに転送できる。補間も前述のようにコンピューターによる関数補間を行っており、その 1 ラインを評価することに何の支障もない。また複数进行评估し平均も行える。しかし通常の回線ひずみ測定のプロプログラムで DP を測定すれば、時間軸ひずみによる位相誤差を DP として評価するであろう。ANSWER では時間軸エラーを読む機能をファームウェアレベルで持っており、時間軸エラーにより発生する位相誤差分を演算し、DP 測定値から差し引けば純粋な DP 値が計算できる。

近年、VTR 産業が盛んで自動測定システムを採り入れる場合が多いようだが、AFC によるサンプルクロックの制御を大きく行った場合、TBC を測定器側に採用した場合等、それらが測定結果に、何を測ったかという意味上で大きな影響を及ぼすことを忘れてはならないと思う。

ANSWER システムは現在スペクトラムアナライザーで行われている“モワレ”測定も FFT により理論解析

は可能である（完成ソフトウェアはないためユーザーがANSWER BASIC でプログラムを書く必要がある）。今後ソフトウェアの開発でこれらの測定に新しい考え方が採用されていくかも知れない。

SMPTE では現アナログからデジタルへの移行に関する委員会を持った。テレビジョン計測も革新の時代が来ることは遠いことではないだろうと思う。

（昭和56年11月5日受付）

8. む す び

SMPTE でコンポーネントレベルデジタルテレビジョン規格のY信号サンプル周波数を13.5 MHzにすることから、デジタル機器の様相も変わろうとしている。デジタル入・出力を持つ機器では特に問題になる。また現在のコンポジットレベルデジタルでは、デジタル信号でのインタフェースはほとんど行われていないが、コンポーネントレベルではこれを目指している。信号計測も現在行われているアナログ伝送路の測定から、一挙にデジタル伝送特有の計測に変わる。

〔参 考 文 献〕

- 1) Tektronix, Inc: Tektronix Original Text, Tektronix (1980)
- 2) Charles, W. Rhodes: Automated and Digital Measurement of Baseband Transmission Parameters, SMPTE J., **86** (1977) 832
- 3) 町永欣一: "ANSWER" テレビ信号自動測定システム, 放送技術, **1** (1981)
- 4) Charles, W. Rhodes: The Application of Digital Techniques for Video Measurements, Tektronix, Inc. Original
- 5) Tektronix: Tekscope, Tektronix, **12**, **2** (1980)

テレビジョン学会誌3月号「ビデオディスク」小特集予定目次

【ふ お ー か す】	電波をつかまえること——ポケット・テレビにおける難題——	九州朝日放送	鈴木一雄
【小 特 集】	1. ビデオディスクの現状と展望	NHK	岩村総一
	2. ビデオディスクの精密微細加工技術		
	2-1. VHD/AHD ビデオディスク	日本ビクター	金城寿雄
	2-2. 光ビデオディスク	パイオニア	山本武夫
	2-3. CED システム	RCA技研	奥野芳啓
	3. デジタルオーディオディスク	三菱電機	石田禎宣
	4. ソフトの動向	ブレイン	森口以佐夫
【技 術 解 説】	テレビジョンシステム評価用チャート		
	——テレビジョン学会テストチャート集の刊行に寄せて——	NHK	和久井孝太郎・日下秀夫
【論 文・資 料】	近接形光電面技術の開発とイメージインテンシファイアへの応用		
		NHK	河村達郎・東芝 柳澤卓司
	予測誤差信号のマルコフ性を利用した画像用 DPCM 符号化方式		
		理科大	伊東 晋・関根慶太郎・東大 宇都宮敏男
	厚い半無限導体板による平面H波の散乱	九大	青木和男・中村繁樹・内田一徳
【講 座】	放送現業技術（第2回）：1. 映像技術（Ⅱ）——番組制作の設備——	NHK	清水 裕
【現 場 だ よ り】	大阪大学産業科学研究所	阪大	角所 収
【会 議 レ ポ ー ト】	CCIR	NHK	斉藤利也
	International Symposium Graphics and Text Communication	日電	菊本義文
	1981年 NTC	日電	飯沼一元