デジタル VIT 信号発生器

株式会社東京放送 内 藤 宏・齊 藤 清 一
日本電気株式会社 池 田 定 之・辻 正 和

VIT (Vertical Interval Test) 信号を用いてテレビジョン回線の諸特性を自動測定および監視する技術が最近開発されつつある。これらの特性測定と監視の基準となる VIT 信号は、従来アナログ的に発生しており、精度および特性維持に問題があった。そこで VIT 信号の精度を上げるべく、波形をあらかじめデジタルデータに分解してデジタルリードオンリーメモリー (ROM) に蓄積し、これをカラー副搬送波に同期したクロックで読出す方式のデジタル VIT 信号発生器を開発した。発生可能な信号の周波数帯域は 5 MHz を得ている。

1. ま え が き

近年、テレビ信号の垂直帰線期間に VIT 信号を挿入し、テレビ回線の諸特性を測定する方法が試みられている。このとき VIT 信号の送端と受端は、ほとんどの場合が遠隔と考えねばならず、受端においてはすべて絶対値測定が行われることから、送端で挿入される VIT 信号は理想的な信号であるという仮定が必要である。したがって、VIT 信号自身の精度と安定度が全測定系の性能を左右することになり、信号発生器としては高精度で安定なものが必要となる。従来の発生器はアナログ的に波形発生を行っており、精度と安定度に問題があった。

一方、最近ではデジタル技術の急速な発展から、高速 AD 変換器とコンピューター等を組合せた伝送回線の自動測定に関する開発^{1)~3)}も活発であり、ここではこのような技術の応用として、リードオンリーメモリー (以下 ROM と略す) を用いたデジタル VIT 信号発生器を開発した。この発生器は VIT 信号の波形をあらかじめデジタルデータに分解して ROM に蓄積し、これをカラー副搬送波に同期したクロックで読出し、VIT 信号の発生を行うものであり、次の特徴をもつ。

(1) 各種試験信号波形はあらかじめコード化して ROM に記憶してあるため、各波形は相対的に振幅誤差が少なく、かつきわめて安定である。

(2) 各種試験信号波形の時間軸上の位置関係はきわ

図 1 波形発生の原理

Principle of digital waveform reproduction.

めて正確であり、比較的容易に移動させたり保持もできる。

(3) 受信端において VIT 信号をデジタル処理し、ソフトウェアによる解析を行うとき、あらかじめ解析に適した信号を発生することができる注¹⁾。

(4) VIT 信号の分配に際しては、デジタルコードの状態では各端末に分配すれば伝送路の影響なく分配できる。

2. デジタルデータによる波形発生

2.1 波形発生の原理

帯域 ω_1 で制限されている時間関数 $f(t)$ の発生を考える。このとき $f(t)$ はサンプリング定理⁵⁾により、次の式で定まる T (サンプリング角周波数は $2\omega_1$) ごとのサンプル値 $f(nT)$ とサンプリング関数 $\phi_{\omega_1}(n, t)$ 注²⁾との積を用いて、

“Digital VIT Signal Generator” by Hiroshi Naitoh, Seiichi Saitoh (Tokyo Broadcasting Systems Inc.), Sadayuki Ikeda and Masakazu Tsuji (Nippon Electric Co., Ltd., Kawasaki)

注1 正弦自乗パルスについても特別な整形フィルターを用いないで発生できる¹⁰⁾。

注2 $\phi_{\omega_1}(n, t) = \sin \omega_1(t - nT) / \omega_1(t - nT)$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \phi_{\omega_1}(n, t) \quad (1)$$

$$\text{ただし } T = \pi/\omega_1 \quad (2)$$

と表わされる。いまインパルス $T\delta(t-nT)$ を理想フィルター $H_{\omega_1}(\omega)$ (次の(5)式)に通すと、その応答として $\phi_{\omega_1}(n, t)$ が得られる⁶⁾ことを考えると、サンプル値 $f(nT)$ をデータとし、これとインパルスの積から次の $f^*(t)$ をつくり、

$$f^*(t) = \sum_n T f(nT) \delta(t-nT) \quad (3)$$

これを $H_{\omega_1}(\omega)$ に通せば、帯域 ω_1 で制限された波形 $f(t)$ を発生できることが容易にわかる^{注1}(図1)。この操作を周波数領域で表わすと、 $f(t)$, $f^*(t)$ の Fourier 変換をそれぞれ $F(\omega)$, $F^*(\omega)$ として、

$$F^*(\omega) H_{\omega_1}(\omega) = F(\omega) \quad (4)$$

$$\text{ただし } H_{\omega_1}(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_1 \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (5)$$

となる。上式から明らかなように、 $F(\omega)$ は $F^*(\omega)$ を帯域 ω_1 で切断したものになっているので、以下 $f(t)$, $F(\omega)$ の代りにまず $f^*(t)$, $F^*(\omega)$ を解析の対象とすることとする。

次に振幅 A 、角周波数 ω_p の余弦波、

$$f(t) = A \cos(\omega_p t) \quad (6)$$

の発生を考える。このとき $f^*(t)$, $F^*(\omega)$ は(3)式、(6)式より、

$$f^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} AT \cos(\omega_p nT) \delta(t-nT) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} F^*(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f^*(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} AT \cos \omega_p nT e^{-j\omega nT} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} AT \frac{1}{2} (e^{j\omega_p nT} + e^{-j\omega_p nT}) e^{-j\omega nT} \\ &= A\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ \delta(\omega + \omega_p + 2\omega_1 n) \\ &\quad + \delta(\omega - \omega_p + 2\omega_1 n) \} \end{aligned} \quad (8)$$

と求められる。(8)式の導出には(2)式と次の、

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j\omega n(2\pi/\omega_1)} = \omega_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_1) \quad (9)$$

なる関係⁶⁾を用いた。発生波形 $f(t)$ の周波数スペクトル $F(\omega)$ は、(8)式の右辺の帯域 ω_1 以下のものをとればよく、

$$F(\omega) = A\pi \{ \delta(\omega + \omega_p) + \delta(\omega - \omega_p) \} \quad (10)$$

となる。これは物理的には振幅 A 、角周波数 ω_p の1つの余弦波を表し^{注2}、これより図1の $H(\omega)$ の出力には

注1 物理的実現性については2.3節参照。

注2 一般に、 $\omega = \pm \omega_p$ にある互いに共役の強度 A, A^* の輝線スペクトルの和 $A(\omega) = A\delta(\omega + \omega_p) + A^*\delta(\omega - \omega_p)$ を考える。 $A(\omega)$ の

(6)式の余弦波が発生されることが確かめられる。

一般には(6)式の $f(t)$ を発生するためには無限個のデータを用意しなければならないが、 $f(t)$ の角周波数 ω_p をサンプリング角周波数 $2\omega_1$ の倍数、

$$\omega_p = \frac{2\omega_1}{c} \cdot m \leq 2\omega_1 \quad (m, c \text{ は整数}) \quad (11)$$

に選定すれば、(11)式、(2)式より $f(t)$ は周期 cT の周期関数、

$$f(t+cT) = A \cos(\omega_p t + 2\pi) = f(t) \quad (12)$$

となり、有限な C 個のデータで発生できることになる。

2.2 デジタルデータによる誤差の解析

波形発生に用いるデータ $f(nT)$ は、実際には $f(nT)$ を量子化した有限ビットで表わされるデジタルデータ $\bar{f}(nT)$ であり、 $\bar{f}(nT)$ は $f(nT)$ に対し次の(13)式の量子化誤差 $\varepsilon(nT)$ をもつ。ここで L ビットのデジタルデータ $\bar{f}(nT)$ についての $\varepsilon(nT)$ は、 $f(nT)$ の量子化の最少量子化ステップ幅 Δ の $1/2$ を越えず、 $f(nT)$ の最大変化範囲を f_m として次の(14)式で与えられる。

$$\varepsilon(nT) = \bar{f}(nT) - f(nT) \quad (13)$$

$$|\varepsilon(nT)| \leq \frac{1}{2} \Delta = \frac{1}{2} \frac{f_m}{2^L} \quad (14)$$

上記のことから、デジタルデータ $\bar{f}(nT)$ を用いて実際に発生した波形 $\bar{f}(t)$ は、量子化誤差 $\varepsilon(nT)$ に起因して生ずる量子化誤差波形 $\varepsilon(t)$ が当初の $f(t)$ に重畳したものになる。 $\varepsilon^*(t)$ およびその周波数スペクトル $E^*(\omega)$ は(3)式、(13)式と次の(17)式よりそれぞれ次のようになる。

$$\begin{aligned} \varepsilon^*(t) &= \bar{f}^*(t) - f^*(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} T \varepsilon(nT) \delta(t-nT) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} E^*(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon^*(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} T \varepsilon(nT) e^{-j\omega nT} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\text{ただし } \bar{f}^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} T \bar{f}(nT) \delta(t-nT) \quad (17)$$

次に(6)式で与えた振幅 A 、角周波数 ω_p の余弦波の発生における量子化誤差信号 $\varepsilon(t)$ を考える。このとき ω_p を(11)式に従いサンプリング角周波数 $2\omega_1$ の倍数に選定すると、(12)式、(13)式より $\varepsilon(nT)$ は周期 cT

Fourier 逆変換 $a(t)$ をつくと

$$\begin{aligned} a(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \{ A\delta(\omega + \omega_p) + A^*\delta(\omega - \omega_p) \} e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} (Ae^{-j\omega_p t} + A^*e^{j\omega_p t}) = \frac{|A|}{\pi} \cos(\omega_p t - \theta) \end{aligned}$$

ただし $\theta = \angle A$

となり $a(t)$ は振幅 $|A|/\pi$ 、角周波数 ω_p の余弦波を表すことが示される。

をもつことになる。

$$\varepsilon(nT) = \varepsilon(nT \pm cT)$$

したがって、このときの $\varepsilon^*(t)$ および $E^*(\omega)$ は上式と(15)式、(16)式から、

$$\begin{aligned} \varepsilon^*(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} T\varepsilon(nT)\delta(t-nT) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{c-1} T\varepsilon(iT)\delta(t-iT-ncT) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} E^*(\omega) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} T\varepsilon(nT)e^{-j\omega nT} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{c-1} T\varepsilon(iT)e^{-j(\omega iT + \omega ncT)} \\ &= \sum_{i=0}^{c-1} T\varepsilon(iT)e^{-j\omega iT} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j\omega ncT} \right) \\ &= \sum_{i=0}^{c-1} T\varepsilon(iT)e^{-j\omega iT} \left\{ \frac{2\omega_1}{c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - n\frac{2\omega_1}{c}\right) \right\} \\ &= \frac{2\omega_1}{c} T \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{c-1} \varepsilon(iT)e^{-j[(2\pi/c)in]} \right\} \\ &\quad \times \delta\left(\omega - n\frac{2\omega_1}{c}\right) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^*(n)\delta\left(\omega - n\frac{2\omega_1}{c}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\text{ただし } e^*(n) = \frac{2\pi}{c} \sum_{i=0}^{c-1} \varepsilon(iT)e^{-j[(2\pi/c)in]} \quad (20)$$

と求まる注1。 $E^*(\omega)$ は $\omega = n(2\omega_1/c)$ における強度 $e^*(n)$ の輝線スペクトルよりなり、 $\varepsilon(t)$ の周波数スペクトル $E(\omega)$ は $E^*(\omega)$ のうち帯域 ω_1 以下のものをとればよい。この様子を図2に示す。 $E^*(\omega)$ のうち $e^*(n)$ と $e^*(-n)$ は互いに共役で、これらの和は(2.1節(10)式の議論と同様にして)物理的に振幅 $|e^*(n)|/\pi$ 、角周波数 $n(2\omega_1/c)$ の余弦波を表すから(19)式、(20)式より結局、

“角周波数 $n(2\omega_1/c)$ $\{n=0, 1, \dots, [c/2]\}$ の $([c/2]+1)$ 個の高調波注2よりなる量子化誤差波形が発生した余弦波に重畳すること、およびこれらの高調波の振幅は余弦波の発生に用いた C 個のデータの量子化誤差 $\varepsilon(iT)$ $\{i=0, 1, \dots, c-1\}$ が具体的に与えられれば(20)式よりすべて求まる。”

ことが示される。

ここで設計の便宜のため、高調波振幅比 D_n および高調波ひずみ率 D をそれぞれ次の(21)式、(22)式と定義しておく。 D_n は n 番目の高調波の振幅 $|e^*(n)|/\pi$ と

注1 (19)式の導出には(9)式と Fourier スペクトル $s(\omega)$ についての $s(\omega)\delta(\omega-\omega_0) = s(\omega_0)\delta(\omega-\omega_0)$ の関係を用いた。

注2 (19)式より帯域 ω_1 以下の $e^*(n)$ は、 $|n(\omega_1/c)| \leq \omega_1$ より $|n| \leq [c/2]$ を満足する $([c/2]+1)$ 個である。ここで $[c/2]$ は Gauss の記号で $c/2$ を越えない最大の整数を表す。

図2 量子化誤差信号のスペクトル ($c=0.9$, 表1の1.2MHzのバースト信号)

Frequency spectrum of the error signal introduced from quantized data error.

発生した余弦波の振幅 A の比で、 D_n と D の限界は(20)式から直接導かれた次の(23)式と(14)式から求められる。

$$D_n = \frac{|e^*(n)|/\pi}{A} \leq \frac{A}{A} \quad (21)$$

$$D = \sqrt{\sum_{n=0}^{[c/2]} D_n^2} \leq \sqrt{\left[\frac{c}{2} \right]} \frac{A}{A} \quad (22)$$

$$\text{ただし } \left| \frac{e^*(n)}{\pi} \right| \leq \frac{2}{c} \sum_{i=0}^{c-1} |\varepsilon(iT)| \leq A \quad (23)$$

(11)式より D_0, D_m はそれぞれ、発生した余弦波に与える重畳直流分および発生余弦波に与えるレベル誤差の量に相当し、(11)式で $m=1$, $c>4$ と選定した $\omega_p > \omega_1/2$ なる角周波数の余弦波については D_0, D_m 以外の D_n はすべて帯域 ω_1 の外にでることになり、直流分の重畳とレベル誤差以外のひずみは生じないことが知られる。

2.3 物理的実現性

2.1節のインパルス $\delta(t)$ および $H_{\omega_1}(\omega)$ は物理的に実現できないが、 $\delta(t), H_{\omega_1}(\omega)$ を、それぞれ方形パルス $r(t)$ 注3 および次の $K(\omega)$ で代用できることが明らかにされている⁷⁾。

$$K(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_1 \end{cases} \quad (24a)$$

$$\begin{cases} \text{任意の値} & \omega_1 < |\omega| < 2\omega_2 - \omega_1 \end{cases} \quad (24b)$$

$$\begin{cases} 0 & |\omega| \geq 2\omega_2 - \omega_1 \end{cases} \quad (24c)$$

$$\text{ただし } 2\omega_2 (\text{サンプリング角周波数}) > 2\omega_1 \quad (25)$$

$K(\omega)$ の実現性については、減衰特性に対する条件が(24b)式のように緩和されており、このためにはサンプリング角周波数を発生波形の上限界角周波数 ω_1 ((2)式)の2倍より大きく選定すること((25)式)が要求されている。 $r(t)$ が $\delta(t)$ でないため、発生波形の高域成分は当初の $F(\omega)$ より $r(t)$ の周波数スペクトル((26)式)だけ低下し(アパーチャ-効果)¹¹⁾、パルス幅 δ を充分小さくする必要のあることが知られている⁷⁾。

$$\int_{-\infty}^{\infty} r(t)e^{-j\omega t} dt = \frac{\sin(\delta\omega)}{\delta\omega} \approx 1 - \frac{(\delta\omega)^2}{6} \quad (26)$$

注3 $r(t) = \begin{cases} 1/2\delta & |t| \leq \delta \\ 0 & |t| > \delta \end{cases}$

(a) VIT ODD 信号波形

(b) VIT EVEN 信号波形

図 3 VIT 信号波形

VIT signal waveforms.

(a) VIT ODD signal waveform.

(b) VIT EVEN signal waveform.

3. デジタル波形発生器

3.1 発生波形と設計パラメーター

図 3 はここで発生する VIT 信号波形で⁴⁾、奇数フィールドに挿入する ODD 信号波形と偶数フィールドに挿入する EVEN 信号波形の 2 種よりなり、それぞれ

SE₁ : レベル 8 IRE のセットアップ (SE₂ も同様)

B₁ : 2T パルス

F : 変調 20T 信号⁸⁾

B₂ : 10 μs のホワイトバー信号

RB : レベル 40 IRE のレファレンスパースト^{注 1}

D₂ : レベル 20 IRE の副搬送波の重畳した 5 段階^{注 2}のステアステップ

CL : レベル 120 IRE のクリップレベル信号^{注 3}

C₂, G^{注 4} : レベル 80 IRE のマルチパースト

注 1 本線のパースト (CB) のレベルと位相を測定するための基準信号

注 2 K 段目の輝度レベルは (22.5) × (K-1) IRE としてある。

注 3 ホワイトクリップレベルを測定するための信号。

注 4 G はスタジオ用として考えたもので今回は発生しない。

である。図 3 点線部分の S と CB はそれぞれ本線の水平同期信号およびカラーパーストであり、ここではこれを除く実線部分の波形を発生することとした。

主要設計パラメーターは次のとおりである。

クロック周波数 ($f_2 = 2\omega_2/2\pi$): 10.738635 MHz

発生波形の上限周波数 ($f_1 = \omega_1/2\pi$):

5.2 MHz (-3dB)

1 データのコード数 (L) : 8 ビット

1 ラインのデータ数 : 682 データ

信号レベルの最大変化範囲: 153 IRE { +129 IRE
-24 IRE

最少量子化ステップ幅 (Δ): 0.6 IRE

ここでクロック周波数はデータの読み出し周波数 ((25) 式のサンプリング角周波数 $2\omega_2$ の $1/2\pi$) であり、ハードウェアの点からカラー副搬送波周波数 f_s の 3 倍に選定した。これにより発生可能な上限周波数は $3f_s/2 \approx 5.37$ MHz 以下となり、発生波形の上限周波数 f_1 は 5.2 MHz とした。VIT 信号波形のうち B₂, CL 等の立上り、立下り部分のようなステップ変化する部分には 2T ステップ⁹⁾注 5 を採用し、発生波形の周波数成分を前記上限周波数 5.2 MHz 以内におさめるよう努力した。データ読み出しパルスの幅 2δ はクロック周期 $1/10.7(\text{MHz})$ のほぼ $1/3$ に選定すれば (26) 式のアパーチャー効果は 5 MHz で約 -0.05 dB となり問題ない。

1 データあたりのビット数については多いほどよいが、必要なメモリ数も増加するので、発生波形の精度から 8 ビットを採用した。これにより最少量子化ステップ幅 Δ は 0.6 IRE となり、信号レベル 100 IRE に対しては ±0.3% の誤差 ((14) 式の $|\varepsilon(nT)|$ は 0.3IRE) となり充分な測定精度が期待できる。ただし、マルチパースト C₂ についてはレベル A が 80 IRE であり、高調波の最も多く生ずる 0.1 MHz^{注 6}の D_n, D を (21) 式 (22) 式より求めてみると、 $D_n \leq 0.008$, $D \leq 0.06$ となる。すなわち D_n が 1% 以下であることはスタジオ出力における周波数特性に関する測定誤差の設計目標 ±0.2 dB⁴⁾ を充分満足することを示す一方、D が 6% とかなり大きいことから、発生波形 (0.1 MHz) はかなりきたない (ノイズの重畳したような) ものとなることが予想される。

3.2 発生器の系統と信号発生方式

本発生器の系統は図 4 のように各種 タイミング 発生部、ROM 部、デジタルデータ演算部、デジタルアナログ変換部よりなる。ROM の節約のため信号発生には連続アクセスと不連続アクセスの 2 つの発生方式を考

注 5 2T パルス B₁ を積分した形の勾配をもつステップ波形で、立上り時間は約 2T であり、周波数スペクトルは 2T パルスと同一の 4 MHz に制限されている。

注 6 データ数は 108 で 54 個の高調波成分が生ずる。表 1 参照。

図 4 デジタル VIT 信号発生器系統図

The block diagram of digital VIT signal generator.

えた。

(1) タイミング信号発生部

信号発生の基準となる各種タイミングパルスは入力映像信号の同期とカラーバースト信号から発生している。

(a) クロック信号 カラー副搬送波にロックして ROM を読出すためのクロックである。

(b) セレクト信号 VIT 信号の挿入位置 (15~19 H) を選択する信号である。

(c) スタートタイミング信号 1H (63.5 μ s) 中の各種試験信号の始りタイミングを制御するもので水平同期信号の立上りタイミングから 2.05 μ s ($\approx 22/10.738635$) ステップでプログラム可能としている。

(d) H リセット信号 ROM のアドレスカウンタ

ーを水平周期ごとにリセットし、信号の時間位置を規定する。

(e) ラインゲート信号 ROM のクロック周波数がカラー副搬送波の奇数倍となっているため各水平周期ごとに 180° の位相差が生ずる。したがって試験信号に水平ジッターが生じ、これを防ぐため各水平周期ごとに読出すべき ROM の内容を切換えるための信号である。

(2) ROM 部

ROM にはバイポーラ 8 ビット 32 ワード (以下 W と略す) IC を使用している。信号波形の性質により、連続アクセス方式、不連続アクセス方式を使い分け、図 3 の波形のメモリー容量を、ODD 波形で 230 W, EVEN 波形で 306 W とした。このようなアクセス方式をとら

図 5 連続アクセス波形発生部系統図

The block diagram of the continuous access waveform generating.

図 6 不連続アクセス波形発生部系統図

The block diagram of the discontinuous access waveform generating

ない場合は 2,728 W が必要である。

(3) デジタルデータ演算部

3.58 MHz 重畳波の重畳，ペデスタル信号の付加算はデジタルデータを ALU (Arithmetic Logic Unit) を用いて加算している。

(4) 連続アクセス信号発生方式

この発生方式は常にデジタルコードが変化する信号，およびコードの変化が周期的に変化する信号に適用され， $2T$ パルス，変調 $20T$ 信号，マルチバースト信号，3.58 MHz 重畳信号の発生に用いている (図 5)。各波形発生に必要な ROM の容量は次のとおりである。

$2T$ パルス	6 W	
変調 $20T$ 信号	55 W	
マルチバースト	0.1 MHz: 54 W	3.0 MHz: 18 W
	0.6 MHz: 9 W	3.6 MHz: 3 W
	1.2 MHz: 9 W	4.2 MHz: 18 W
	2.0 MHz: 18 W	

(5) 不連続アクセス信号発生方式

この発生方式は，ある一定の期間デジタルコードがまったく変化しない信号に適用され，ペデスタル信号，ホワイトバー信号，階段波信号，グレイ信号の発生に用いている (図 6)。各波形に必要な ROM の容量を次に示す。

ペデスタル信号	9 W
ホワイトバー信号	10 W
階段波信号	4 W/ステップ
グレイ信号	10 W

3.3 マルチバースト信号の発生

いまバースト信号を，

$$Y(t) = A \sin(\omega_p t + \theta) \quad (27)$$

と表す。これを受信端の測定系においてサンプリング角周波数 $2\omega_s$ でサンプリングすると，サンプル値 $Y(n)$ は，

$$Y(n) = A \sin\left(\omega_p \frac{2\pi}{2\omega_s} n + \theta\right) \quad (28)$$

となり，サンプル値 $Y(n)$ と $Y(n+N)$ の位相差 $\Delta\phi$ は，

$$\Delta\phi = \phi(n+N) - \phi(n) = \omega_p \frac{2\pi}{2\omega_s} N \quad (29)$$

となる。一方，この位相差が被測定角周波数に対して，

$$\Delta\phi = 2\pi M \pm \frac{2\pi}{l} \quad (M, l \text{ は整数}) \quad (30)$$

なる関係があれば，バースト信号の振幅は何点かのサンプル値 $Y(n)$ から容易に求めることができる。(30) 式において l は位相角を表す定数であり， l の値により振幅を求める計算式は次のとおりとなる。

すなわち $l=3$ ($\Delta\phi = 2\pi M \pm 2\pi/3$) の場合

振幅 A は 3 つのサンプル値 $Y(0)$, $Y(N)$, $Y(2N)$ を用いて，

$$A = \sqrt{\frac{2}{3} \{Y^2(0) + Y^2(N) + Y^2(2N)\}} \quad (31)$$

同様に $l=4$ ($\Delta\phi = 2\pi M \pm \pi/2$) の場合

振幅 A は 2 つのサンプル値 $Y(0)$, $Y(N)$ を用いて，

$$A = \sqrt{Y^2(0) + Y^2(N)} \quad (32)$$

となる。

以上の結果から，マルチバースト角周波数 ω_p と受信端の測定系のサンプリング角周波数 $2\omega_s$ との関係は，

$$\omega_p = \frac{2\omega_s}{N} \left(M \pm \frac{1}{l}\right) = \frac{2\omega_s}{(Nl)} (Ml \pm 1) \quad (33)$$

となる。ここで受信端の測定系のサンプリング角周波数 $2\omega_s$ と送信端の信号発生側のクロック角周波数 $2\omega_2$ を等

表 1 マルチバースト周波数の諸元

Design parameters with respect to multi-burst frequency selection.

公称周波数 (MHz)	0.1	0.6	1.2	2.0	3.0	3.6	4.2
実際周波数 (MHz)	0.099	0.595	1.19	2.05	2.98	3.58	4.18
c	108	18	9	21	18	3	18
m	1	1	1	4	5	1	7
N	36	6	3	7	6	1	6
M	0	0	0	1	2	0	2
$\Delta\phi$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{8}{3}\pi$	$\frac{10}{3}\pi$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{14}{3}\pi$
l	3						
クロック周波数 (MHz)	10.738635						

しくとること⁴⁾にすると $\omega_s = \omega_2$ になり, マルチバースト角周波数 ω_p は(11)式注, (33)式より,

$$\omega_p = \frac{2\omega_2 m}{c} \quad (34)$$

$$\text{ただし } c = Nl \quad (35)$$

$$m = Ml \pm 1 \quad (36)$$

と選定すればよいことになる。表 1 に本 VIT 信号発生器に使用したマルチバースト信号の諸元を示す。

写真 1 に本デジタル VIT 信号発生器から得られた波形写真を示す。マルチバーストの 0.1 MHz 波形では量子化誤差により帯域内に発生する高調波成分が他の波形にくらべて最も大きくなり, 波形に重畳されている高調波成分が目立っている。

4. む す び

デジタル波形発生器の原理, 誤差の解析, および開発したデジタル VIT 信号発生器の概要を述べた。本発生器では簡単に信号を発生でき, ROM の内容の書き換えにより種々の信号波形に入れ換え可能であり, さらにデジタル処理を行った測定システムに対しては測定精度と波形の安定度の点で非常に有効なことが確認できた。

今後の検討事項としては, 1 データのビット数をふやし量子化精度を上げること, 系のクロック周波数をさらに上げ広帯域の試験信号を得ること, などである。

終りに, 御指導賜った東京大学 滝保夫教授, 開発に協力いただいた日本電気 今井映像技術部長, および当社 吉本技術部長, 伊藤技術局部長ならびに関係各位

注 2.3 節よりクロック角周波数は $2\omega_1$ でなく $2\omega_2$ としている。

(a) VIT ODD 信号波形
VIT ODD signal waveform generated.

(b) VIT EVEN 信号波形
VIT EVEN signal waveform generated.

写真 1 VIT 信号波形
VIT signal waveforms generated.

に対し衷心より感謝の意を表する。

(昭和 49 年 6 月 29 日受付, 昭和 50 年 8 月 1 日再受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) R. H. Vivian: Some Methods of Automatic Analysis of Television Test Signals, J. SMPTE, **80**, Dec. (1971)
- 2) 佐藤, 巻田: 国際 TV 回線自動監視, 測定システム, テレビ全大予, 2-2 (1973)
- 3) 佐藤, 巻田ほか: VITS を用いた TV 回線自動測定装置, テレビ全大予, 2-3 (1973)
- 4) 内藤, 齊藤: VIT 信号を用いた伝送回線の自動測定・監視システム, テレビ誌, **29**, 5 (1975) 402-409
- 5) 滝保夫: 通信方式, コロナ社, 東京 (1963)
- 6) A. Papoulis: The Fourier Integral and its Applications, McGraw Hill, New York (1962)
- 7) A. Papoulis: Error Analysis in Sampling Theory, Proc. IEEE, **54**, 7, Jul. (1966) 947-955
- 8) Peter Wolf: Modification of the Pulse-and-Bar Test Signal with Special Reference to Application in Color Television, J. SMPTE, **75**, Jan. (1966) 15-19
- 9) Hans Schmid: The Sin^2 Pulse and the Sin^2 Step in the NTSC TV System, IEEE Trans., **BC-18**, 4, Dec. (1972) 89-91
- 10) Arend Kastelein: A New Sine-Squared Pulse and Bar Shaping Network, IEEE Trans., **BC-16**, 4, Dec. (1970) 84-89
- 11) 猪瀬編: PCM 通信の基礎と新技術, 産報, 東京 (1968)