パルス位相比較方式による APC 装置†

守 山 喜 代 松

大阪電気通信大学工学部 寝屋川市初町 18

(昭和45年11月13日 受付)

An APC System using a Pulsed Signal Phase Comparison Method

Kiyomatsu MORIYAMA

(University of Osaka Electro-Communication, Neyagawa)

(Received November 13, 1970)

This paper describes a new astatic type automatic phase control (APC) system for a voltage-controlled crystal oscillator (VCXO). The control voltage is obtained by comparing the phase of the VCXO with that of a standard frequency oscillator operating at 40 kHz. The signals from the two oscillators are supplied to a comparison circuit and the phase difference between them establishes the gate time. An auxiliary pulse generator feeds a signal to the gate circuit. The number of pulses passing through the gate is counted by a counting circuit and converted into an analog voltage which controls the VCXO.

The author has experimented with this APC system and has measured the frequency instability to be within 1.1×10^{-10} /hour to the 40 kHz frequency standard.

1. ま え が き

近年、水晶発振器の周波数を精密に校正するため、または発振周波数を自動位相制御 (APC) により高安定化するために LF 標準周波数 ($\pm 1 \times 10^{-10}/h$, $\pm 2 \times 10^{-11}/\text{day}$ の精度) の信号を利用する方法が採用されている¹⁾。

この APC 装置には標準電波の停波または信号のスペースにも標準量を保持して暫時、制御できる方式、すなわち電気機械サーボ系による方式と、停波などの無信号時には標準量がただちに消失して制御不能になるが、簡便で速応性の制御系が構成できる電子式 APC 装置とがある。

前者はいわゆる無定位形で、高精度の周波数校正および発振器周波数の安定化などに利用される。後者は定位形であり、簡易な周波数測定に実用されている。

しかし最近、電気機械サーボ系によらないで電子回路のみで無定位形 APC 装置を試作して水晶発振器の周波数を高安定化する実験が行なわれ、その実験結果が報告されている²⁾。

本論文は、電子回路のみで構成した無定位形 APC 装置において、位相検波器 (PD) その他の要素を省いて、位相差検出をパルス信号による直接比較方式として試作し実験の結果、この装置が発振器周波数の高安定方式となることを報告している。また、この試作 APC 装置の位相検出機構の解析および制御系が安定に動作するためのループゲインをサンプル値制御系として解析し、水晶発振器の周囲温度が広範囲に変動した場合にも、なお安定な制御が可能であることなどについても報告される。

2. 試作 APC 装置の概要

Fig. 1 は本研究において試作した APC 装置の構成を示す。

Fig. 1 において、40 kHz 標準信号と、バラクタ制御発振器 (VCXO) の周波数を分周 (1/20) した信号とを混合 (MIX) して 10 kHz の中間周波数に変換し、これをスケルチ (Squelch) 回路を通して衝撃性雑音を軽減し、波形成形してパルス信号とする。いっぽう、VCXO の出力電圧も同様にパルス成形して標準信号とともにゲート回路に加えて位相差検出を行なわ

† 第 12 回自動制御連合講演会で発表 (昭 44-11)

Fig. 1 Schematic diagram of APC system

せる。すなわち VCXO の出力電圧はゲート回路を開くように動作し、標準信号電圧は閉じるように動作するから、両信号が同位相のときはゲート回路は on と off が同時に作用して閉路状態である。

両信号に位相差があるときはその大きさに比例した時間、ゲート回路は開かれる。ゲート回路には、つねに補助発振器 (aux. osc.) からパルス信号が加えられているから、両信号の周波数差すなわち位相差に比例したパルス周波数がゲート回路を通過して計数回路において計数される。計数回路のデジタル出力電圧は DA 変換器において、もとのアナログ電圧に変換され、ループフィルタ (LF) をへて VCXO の制御電圧になる。

Fig. 2 はゲート回路に加えられる信号波形について示した系統図である。

Fig. 2 Signal waveforms of a gate circuit

Fig. 2 において、ゲート回路を標準周波数の秒信号 (1 秒 1 回、信号幅 0.5 s) によって動作させるため、秒信号でトリガ信号を成形し、これをゲート信号発生回路に加えて動作始状態にする。ゲート信号発生回路には、秒信号によるトリガ信号とパルス波に成形された標準信号および VCXO の出力信号が同時に加えられる。秒信号の立ち上がりの波形なまりによる遅れおよび VCXO 出力信号の同様の遅れを考慮して、トリガ信号を 30 ms 遅延回路 (遅延マルチバイブレータによるトリガ信号発生) により遅延させて、他の

信号と同時にゲート信号発生回路に加わるようにする。すなわち秒信号を検波し、その出力電圧を微分回路に通してトリガ信号とし、遅延マルチバイブレータを駆動して 30 ms の幅の矩形波信号を発生させ、さらに微分回路により急峻なトリガ信号としてゲート信号発生回路に加える。これは同時に計数回路のリセット信号にも利用する。したがって秒信号の到来により計数回路はリセットされて計数を開始し、その出力を DA 変換して VCXO の制御電圧とする。

停波などの無信号状態においては、計数回路のフリップフロップは停波直前の情報を記憶して無定位形の制御系になる。

3. 位相比較による周波数偏差の検出

Fig. 3 はパルス位相比較として試作したゲート回路の構成である。その動作理論の解析を容易にするため各要素の信号波形を Fig. 4 に示す。

Fig. 3 Gate circuit

Fig. 4 は Fig. 2 と関連するから、それぞれ記号番号を対応させて示してある。ただし、Fig. 3 においては便宜上、ゲート信号発生回路を組み合わせるゲート回路とする。

Fig. 4 Waveform in a gate circuit

Fig. 3 および Fig. 4 において、 e_{b3} は標準周波数の秒信号を検波した後、波形形成して得たトリガ信号で、 T_3 のベースを励振する。同様に e_{b1} は標準秒信号をシュミット回路を通した後パルス波に成形したもので、 T_1 のベースに印加される電圧である。また、 e_{b4} は VCXO からパルス波で、 T_4 のベースを駆動する電圧を示す。

T_2 のコレクタ電圧 e_{c2} は、ゲート回路の T_6 のベースに印加されるが、 e_{c2} が正電位るとき T_6 は off になり、 T_5 の入力である補助発振器のパルス波は T_5 のコレクタに出力としてあらわれ、計数回路に加えられるて計数される。

Fig. 4 からわかるように、VCXO の周波数はゲートを on にし、標準周波数はゲートが off になるように作用する。

したがって両周波数が正確に一致するときは、ゲートは off であり、周波数偏差を生ずると e_{c2} が正電位になりゲートは on となって、その周波数差に対応するゲート時間幅を aux. osc. からのパルス波が通過する。通過したパルスの数は計数されて VCXO に制御電圧として加わる。

つぎに周波数偏差とゲート時間幅の関係について解析する。

いま、Fig. 5 に示すように、

Fig. 5 Schematic diagram showing phase relationships

標準信号電圧の位相 $\omega_s t + \theta_s(t)$ (1)

VCXO の出力信号電圧の位相 $\omega_o t + \theta_o(t)$ (2)

で表わすと、ゲート回路に加えられる入力信号の位相差はそれぞれつぎのようになる。

$$\begin{aligned} & \left\{ \omega_o t + \theta_o(t) \right\} \left(\frac{\omega_s + \omega_i}{\omega_o} \right) - \left\{ \omega_s t + \theta_s(t) \right\} \\ &= \left\{ \frac{\omega_s}{\omega_o} \theta_o(t) - \theta_s(t) \right\} + \left\{ \omega_i t + \frac{\omega_i}{\omega_o} \theta_o(t) \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

および、

$$\left\{ \omega_o t + \theta_o(t) \right\} \left(\frac{\omega_i}{\omega_o} \right) = \omega_i t + \frac{\omega_i}{\omega_o} \theta_o(t) \quad (4)$$

ただし、 $(\omega_s + \omega_i)/\omega_o$ は受信部に加えられる VCXO 周波数の分周比、 ω_i は中間周波数である。また ω_i/ω_o はゲート回路に加えられる VCXO 周波数の分周比である。

(3) 式および (4) 式からゲート回路にあらわされる位相差は、

$$\frac{\omega_s}{\omega_o} \theta_o(t) - \theta_s(t) \quad (5)$$

となる。

標準信号の位相変動 $\theta_s(t)$ をゼロとすると (5)

式は $\frac{\omega_s}{\omega_o} \theta_o(t)$ となるが、VCXO 周波数 $f_o = \omega_o/2\pi = 1 \text{ MHz}$ であり、標準周波数 $f_s = \omega_s/2\pi = 40 \text{ kHz}$ であるから、

$$\frac{\omega_s}{\omega_o} \theta_o(t) = \frac{4 \times 10^4}{1 \times 10^6} \theta_o(t) = 0.04 \theta_o(t) \quad (6)$$

となる。

(6) 式は VCXO の周波数の変化による位相変動を表わすが、これがゲート時間幅 W を決定する。

いま、VCXO の周波数に 1 Hz (VCXO 発振周波数 1 MHz に対して 10^{-6} 、位相においては 2π ラジアン) の変動を生ずると、ゲート回路にあらわれる位相変動は、 $0.04 \times 2\pi = 0.08\pi$ (ラジアン) となる。

したがってゲート時間幅 W は、

$$W = T \times \frac{0.08\pi}{2\pi} = \frac{1}{10 \times 10^3} \times 0.04 = 4 \mu\text{s} \quad (7)$$

となる。ここに、 $T = 2\pi/\omega_i = 1/f_i$ 、 f_i は中間周波数 = 10 kHz である。

Fig. 6 Characteristics of phase difference vs DA output voltage

Fig. 6 はゲート回路に加わる標準信号と VCXO 出力信号との位相差を横軸にとり、縦軸に DA 変換出力電圧をとって表わした、位相差-出力電圧特性の測定結果である。ただし、ゲート回路に加えられる aux.

osc. の周波数は 1 MHz および 2 MHz をパラメ

ータとして選んだ。

4. 安定動作のためのループゲイン

試作 APC 装置は標準周波数の秒信号により制御されるが、秒信号は前述したように時間幅 0.5 s であり、これによりトリガ信号を発生してゲート回路を駆動している。すなわち制御系は毎秒 1 回のトリガ信号でサンプリングされている。

また、試作装置が制御できる最大周波数偏差は、約 20 Hz (Fig. 11 参照) であり、これに対するゲート時間幅は (7) 式から 80 μ s になるから、制御系は周期 $T=1$ s, サンプル時間 $h \leq 80 \mu$ s のサンプル値制御系とみなすことができる。したがって制御系は Fig. 7 に示されるようなサンプル値制御系として解析することができる。

Fig. 7 Equivalent circuit for sample-data control system

Table 1 Loop gain

element	symbol	gain
gate circuit	K_1	25.4 [Hz/rad]
DA converter	K_2	5.3×10^{-2} [V/Hz]
varactor control oscillator (VCXO)	K_3	25.0 [rad/V]
loop filter (LF)	$F(s)$	$\frac{1}{1+s\tau}$, $\tau=0.16$ s
frequency divider (DIV)	F_s/F_0	1/100

Table 1 はループ各要素のゲイン定数の測定結果であるが、これより制御系のループゲイン K_0 は、

$$K_0 = K_1 K_2 K_3 \times (F_s/F_0) = 25.4 \times 5.3 \times 10^{-2} \times 25 \times 1/100 = 0.336 \quad (8)$$

となる。

Fig. 7 において前向き伝達関数 $G(s)$ は、

$$G(s) = \frac{K_1 K_2 K_3}{\tau} (1 - e^{-sT}) \cdot \frac{1}{s^2(s + \tau^{-1})} \quad (9)$$

となる。

また Table 1 に示すように LF の時定数 $\tau = CR = 0.16$ s, $\tau^{-1} = 6.25$ から、Fig. 7 の一巡伝関数 $GH(s)$ は、

$$GH(s) = \frac{K_1 K_2 K_3}{100 \tau} (1 - e^{-sT}) \cdot \frac{1}{s^2(s + \tau^{-1})} = \frac{K_0}{\tau} (1 - e^{-sT}) \cdot \frac{1}{s^2(s + 6.25)} \quad (10)$$

である。

(10) 式を z 変換すると、

$$\begin{aligned} GH(z) &= 6.25 K_0 \left(\frac{z-1}{z} \right) \left\{ \frac{Tz \cdot 0.16}{(z-1)^2} - \frac{0.26 z}{z-1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{0.026 z}{z - e^{-6.25T}} \right\} \\ &= K_r \left\{ \frac{0.16}{z-1} - 0.026 + \frac{0.26 z}{z - 0.0019} \right\} \\ &= K_r \left\{ \frac{0.134 z + 0.26}{(z-1)(z - 0.0019)} \right\} \\ &= K \left\{ \frac{z + 0.31}{(z-1)(z - 0.0019)} \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

となる。

ここに、 $T=1$ s, $K_r=6.25 K_0$, $K=0.134 K_r$ である。特性方程式 $1+GH(z)=0$ から、

$$1 + K \left\{ \frac{z + 0.31}{(z-1)(z - 0.0019)} \right\} = 0 \quad (12)$$

となり、これよりゲイン定数 K は、

$$K = - \frac{z^2 - z + 0.0019}{0.082 z + 0.026} \quad (13)$$

となる。

Fig. 8 は z 変換で表わした (11) 式の根軌跡であ

Fig. 8 Root locus of characteristic equation

る。試作 APC 装置の制御系が安定な応答をするためには、Fig. 8 の根軌跡上のゲイン定数 K が単位円内になければならない。

Fig. 8 の単位円上の根軌跡との交点における K が安定限界のゲイン定数である。すなわち K は、

$$K|_{z=-1} = 2.47 \quad (14)$$

である。

(11) 式から、

$$K = 0.134 K_r = 0.134 \times 6.25 K_0 = 0.8375 \times K_0 \quad (15)$$

となるからループゲイン K_0 は、

$$K_0 = K/0.8375 = 2.95 \quad (16)$$

が安定限界である。

Table 2 は aux. osc. の周波数を変えてゲート回路に加えた場合のゲート回路におけるゲイン定数と制御系のループゲイン K_0 を理論値から求めたものである。

Table 2 Loop gain dependent on auxiliary oscillator

aux. osc. frequency [MHz]	gain [Hz/rad]	loop gain K_0
2	25.4	0.34
4	50.8	0.67
6	76.2	1.01
8	101.6	1.35
10	127.0	1.68

る。

Table 2 から aux. osc. の周波数をかなり高く選定しても制御系の動作は安定限界内にあることを示している。

試作装置においては、DA 変換特性とバラクタのバイアス電圧特性からみて AUX. OSC の周波数は 2 MHz 程度が最適と考慮して設計した。

5. 実験

5.1 測定回路および実験方法

Fig. 9 に VCXO の周波数偏差を測定するための回路構成を示す。

Fig. 9 Block diagram of measuring circuit for frequency offset

40 kHz 標準周波数は受信部において中間周波数 (10 kHz) に変換して APC 装置に加えられると同時に、周波数校正受信装置 (frequency calibration receiver—FCR) にも加えられる。

いっぽう、FCR には VCXO の周波数 (1 MHz) を分周した 10 kHz の周波数の信号が標準周波数を周波数変換した 10 kHz とともに加えられる。

FCR はサーボ系位相差自動記録方式を利用したものであり、位相検波器 (PD) には標準周波数と VCXO の周波数が移相器 (PS) を通して印加され、両周波数

の位相が比較される。

両信号の周波数差は位相差として PD 出力電圧に変換され増幅してサーボモータ (SM) を回転するが、これを減速ギヤ (GR) を経て PS を回転して PD の出力電圧をつねにゼロの位置で平衡するようにサーボループを構成している。

いま、標準周波数の位相を $\omega t + \delta(t)$ 、VCXO の周波数を分周 (1/100) してその位相を $\Omega t + \theta(t)$ 、PS の位相を $\varphi(t)$ とすると、PD に加わる両信号の位相は次式ようになる。

$$\left(\frac{\omega - \omega_i}{\Omega}\right) \{ \Omega t + \theta(t) + \varphi(t) \} - \{ \omega t + \delta(t) \} = (3\Omega t - \omega t) + 3\{ \theta(t) + \varphi(t) \} - \delta(t) \quad (17)$$

および、

$$\Omega t + \theta(t) + \varphi(t) \quad (18)$$

ただし、 ω_i は中間周波数 (10 kHz)、 $(\omega - \omega_i)/\Omega$ は周波数合成比 (=3) である。

Fig. 10 に、これらの位相関係を示す。

Fig. 10 Phase relationships in measuring circuit

さらに、

$$3\Omega t - \omega t = \omega_i t = \Omega t \quad (19)$$

であるから、系が平衡状態になるとき次式が成立する。

$$[\Omega t + 3\{ \theta(t) + \varphi(t) \} - \delta(t)] = \{ \Omega t + \theta(t) \} + \varphi(t) - \frac{\pi}{2} \quad (20)$$

ここに、 $\pi/2$ は PD に加わる両信号が直角位相関係にあるとき平衡状態になることを示すものである。

(20) 式から $\varphi(t)$ は、

$$\varphi(t) = \frac{1}{2} \delta(t) - \theta(t) - \frac{\pi}{4} \quad (21)$$

となり、標準周波数に位相変動がないならば、 $\frac{1}{2} \delta(t) - \pi/4$ は一定であるから、 $\varphi(t)$ の時間に対する位相量は $\theta(t)$ 、すなわち VCXO の周波数を分周した 10 kHz の位相変動を示すことになる。

この位相変動 $\varphi(t)$ により PS は回転し、ポテンシヨメータ (PTM) の回転位相になるが、これは PTM に連結された記録器に両信号の位相差が連続記録される。

記録器のチャートは受信周波数の逆数をフルスケ

ルとしているから、中間周波数 10kHz ではチャートのフルスケールは 100 μ s になる。このチャートに VCXO の周波数偏差がグラフとして記録され、グラフの傾斜が位相偏差 [μ s] を示す。

グラフ上の位相偏差により標準周波数 f に対する VCXO の周波数偏差 Δf は、

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\text{位相偏差} [\mu\text{s}]}{\text{時間差} [\text{s}]} \times 10^{-6} \quad (22)$$

から求めることができる。

ただし、分母の時間差 s は測定時間の経過を秒[s]に換算して示す。また、分子の位相差は測定時間の経過とともにチャート上に描く位相傾斜を μ s で示す。

実験は電源電圧を安定化し、VCXO の周囲温度を一定にした場合および VCXO を電子冷却恒温槽（温度可変範囲：-20 $^{\circ}$ C $\sim$ +70 $^{\circ}$ C）に格納し、周囲温度を -20 $^{\circ}$ C $\sim$ +50 $^{\circ}$ C に変化し、これによる VCXO の周波数偏差を測定した。

Fig. 11 は VCXO の周囲温度を一定 (23 $^{\circ}$ C) として測定した VCXO における電圧-周波数特性である。

Fig. 11 Characteristic of voltage vs frequency in VCXO

安定な制御動作を得るためには、Fig. 11 の特性曲線の直線部分を利用しなければならない。そのため VCXO のバイアス電圧を 4.5 V 付近に設定し、この電圧点で発振周波数が 1 MHz になるようにすれば制御電圧が 4.5 V の点を中心として ± 5 V 変化する場合、VCXO の周波数はだいたい、 ± 20 Hz に変化し、これが特性曲線の直線範囲の限界である。すなわち周波数変化 ± 20 Hz の範囲が制御可能な周波数限界になる。したがって水晶発振器の周囲温度による周波数変動が 20 Hz を超える場合には、制御可能周波数範囲にはいるように温度補償を施した。

5.2 実験結果

VCXO 周波数の標準周波数に対する偏差の測定は Fig. 9 の回路を用いて行ない、発振周波数の変動を記録器のチャートに記録し、(22) 式により相対周波数偏差を求める。Fig. 12 は VCXO の周囲温度を-

Fig. 12 Characteristics of temperature VS frequency in VCXO

20 $^{\circ}$ C $\sim$ +50 $^{\circ}$ C に変化させた場合の温度-周波数特性の測定結果である。Fig. 12 において、周囲温度の変化が -20 $^{\circ}$ C $\sim$ +40 $^{\circ}$ C の範囲では周波数変動 (Δf) は ± 20 Hz（発振周波数 1 MHz に対する偏差、 $\pm 2 \times 10^{-5}$ ）の範囲にあるが、+40 $^{\circ}$ C から +50 $^{\circ}$ C に変化すると周波数変動は -30 Hz を超える。したがって VCXO のバラクタにサーミスタによる温度補償を施して温度-周波数特性を改善した。

Fig. 13 は温度補償を施した場合の温度-周波数特性の測定結果である。図に示すように +50 $^{\circ}$ C において Δf は -10 Hz に抑制されるから、温度変化の全範囲 (-20 $^{\circ}$ C $\sim$ +50 $^{\circ}$ C) における Δf は ± 15 Hz の範囲内におさめられる。したがって周囲温度が広範囲に変化しても安定な周波数制御が可能である。

Fig. 13 Characteristics of temperature VS frequency in VCXO (temperature compensation)

Table 3 Relative deviation for constant temperature

time (minutes)	relative deviation
60	-1.1×10^{-10}

Table 4 Relative deviation for variable temperature

region of variable temperature	time (minutes)	relative deviation
0 $^{\circ}$ C $\sim$ +50 $^{\circ}$ C	60	$+4.0 \times 10^{-10}$
0 $^{\circ}$ C $\sim$ -20 $^{\circ}$ C	60	$+0.3 \times 10^{-10}$

Table 3 は周囲温度を一定 (23°C) にした場合, **Table 4** は周囲温度を -20~+50°C に変えた場合の相対周波数偏差の測定結果である. いずれも VCXO の発振周波数は 10^{-10} のオーダーの精度で標準周波数 40 kHz に追従して制御されていることが確認できる.

6. 結 言

連続信号をディジタル化して計数回路によりホールドする APC 方式については, 1960 年に P.R. Westlake により Digital Phase Control Technique として基礎的考察がなされているが³⁾, 本試作 APC 装置はこれを LF 標準周波数による水晶発振器の周波数制御に応用したものであり, 特に従来この種の APC 装置に用いられていた平衡形位相検波器に依存しないで, 位相差検出をパルス位相比較方式として新しく試みた点に特色がある. しかしながらこの APC 装置は連続信号をパルス化する方式であるから衝撃性雑音に応動して誤動作を生じ易くなる. したがって試作装置には受信部にスケルチ回路を接続して雑音の軽減をはかったが, 雑音に対してなお十分な対策が必要である. ま

た試作装置は回路をすべてトランジスタで構成したので, 小形, 軽量であり, 速応性の無定位形 APC 装置にすることができる.

おわりに本研究に終始, ご親切な助言をいただいた日本大学理工学部三宅康友教授に心から感謝する次第である. また, 実験に協力した大阪電通大工学部山口 轟祐助手および同卒研究生北口雅生 (現在, 国鉄勤務), 同じく山本博久 (現在, 近畿放送勤務) の両氏に対し感謝の意を表わす.

参 考 文 献

- 1) VLF 標準周波数受信回路専門委員会: 長波標準電波受信装置, 電気学会, 80, 14/17 (1967)
- 2) 守山・山口: 電子回路による無定位形 APC 系, 自動制御連大, No. 414 (1969)
- 3) P.R. Westlake: Digital Phase Control Techniques, IRE Trans, CS, (1960-Dec.)
- 4) F.M. Gardner: Phaselock Techniques, John Wiley & Sons (1967)
- 5) B. C. Kuo: Analysis and Synthesis of Sampled-Data Control System, Prentice-Hall (1963)
- 6) E. I. Jury, 森 政弘ほか訳: サンプル値制御, 丸善 (1962)