広帯域ペン書オシログラフ†

渡部 慶二・中津山 幹男

山形大学工学部 米沢市城南4丁目

(昭和45年7月1日 受付)

Wideband Pen-Writing Oscilloscope

Keiji WATANABE and Mikio NAKATSUYAMA

(Faculty of Engineering, Yamagata University, Yonezawa)

(Received July 1, 1970)

Frequency range of a pen-writing oscilloscope is limited to be from DC to about 80 Hz because of the response of the galvanometer. If the high frequency signal is known to be periodic, it can be sampled and its frequency can be converted to a low frequency preserving its waveform. Thus the input signal can be recorded by a pen-writing oscilloscope. The input waveform is necessary to be continuously sampled for a long time in the pen-writing oscilloscope. In a sampling oscilloscope, however, the sampling operation is not continuous, because each sampling pulse is taken at a time progressively delayed with respect to some reference point in the input waveform and the delay time is not infinite.

In this paper, a new sampling technique for a pen-writing oscilloscope is discussed. In this technique, sampling pulses are periodically taken. The frequency of the output signal after sampling is equal to the difference between $P \cdot F_s$ and the frequency of the input signal. F_s is the sampling frequency and P is a positive integer. The input waveform can be continuously sampled for a long time. However, the frequency drift of the output signal increases as the frequency of the output becomes lower.

In this paper, this new sampling technique is applied to a chopper amplifier and a frequency control system is contrived in order to compensate the frequency drift.

By the pen-writing oscilloscope with this chopper amplifier, it is possible to record from DC to periodic signals of high frequency.

1. ま え が き

ペン書オシログラフは、信号を直視できることと、安価に記録に残すことができ、ひじょうに便利であり、直流から比較的低周波信号の測定、記録などに広く用いられている。ペン書オシログラフを広帯域化する方法にガルバノメータなどのペン駆動部の高速化がある。しかし、ペン駆動部は機械的な制約を受け、高速化することは一般に困難である。

本論文では、回路的手法によるペン書オシログラフの広帯域化を計った。すなわち、周期的信号を低周波

に周波数変換（以下低周波変換という）し、ペン書させることである。

ところで、従来のサンプリング方式や他の低周波変換方法を直接ペン書オシログラフに適用することは、以下に述べる理由から困難である。サンプリング・オシロスコープで用いられる従来のサンプリング・パルス遅延方式^{1)~3)}では、波形を連続的にサンプリングすることがむずかしく、また同期操作が必要であり、ペン書させながら調整しなければならず好ましくない。さらに、2つの周波数のうなりをを用いる低周波変換方法は、入力波形の再現ができずペン書オシログラフには不適當である。

† 電気関係学会東北支部連合大会で発表（昭44・10）

本論文では、まず新しいサンプリング・パルス遅延方式について述べ、つぎに、これを用いてペン書オシログラフを広帯域化する回路構成について述べた。本論文のサンプリング・パルス遅延方式には、入力周波数と一定の差をもつ繰返し周波数のパルスで入力信号をサンプリングするため、サンプリング・パルスが自動的に遅延し連続的に低周波変換でき、ただちにペン書できるところに特徴がある。さらに、この低周波変換方法は、チョップ増幅器に容易に適用でき、ペン書オシログラフなどの広帯域化にはひじょうに有効な方法である。上記の低周波変換機能をそなえたチョップ増幅器を試作し、ペン書オシログラフに用いたところ、所望の広帯域特性が得られた。

このサンプリング方式では、入力信号の周波数変動や、サンプリング周波数に存在する周波数ドリフトによって出力周波数のドリフトが生じる。出力周波数のドリフトは広帯域化の妨げとなるので、これを低減するための周波数制御系についても考察した。

2. ペン書オシログラフの広帯域化

2.1 サンプリングによる低周波変換

入力信号が直流または直流に近い低周波ならば、チョップ増幅器で増幅しガルバノメータを駆動させて記録できる。入力信号がペン書できない高い周波数である場合に、その信号が周期的ならば、低周波変換によりペン書させることが可能である。

入力信号に含まれる周波数成分が直流から f_M までとすると、サンプリング定理⁴⁾によって、(1) 式で示される時間間隔以内で入力信号をサンプリングしてゆけば、波形を忠実に再現できる。

$$\tau = 1/2f_M \quad (1)$$

入力信号が周期的であり、その周期を T_i として、サンプリング定理を応用すると、順次サンプリング時点を $PT_i + \tau$ (P : 正の整数) ずつ遅らせてゆけば、入力波形を保持したまま低周波変換することができる。

このようなサンプリングによる低周波変換方法をペン書オシログラフに適用する場合の条件は、入力波形を連続的に低周波変換できることである。サンプリング・オシロスコープのように入力波形の一部だけを時間拡大して表示するサンプリング方式では、サンプリング・パルスを遅延させる方法に、きょ歯状波または階段状波の電圧の大きさを利用して、入力波形を低周波変換させるためには、ペン書の波形を観測しながら同期をとる必要があり、また、きょ歯状波(階段

状波)のフライバックによる波形の不連続な記録を防ぐ補償回路が必要となるため、ペン書オシログラフへの適用は一般にむずかしい。

本論文の方法を Fig. 1 に示す。サンプリング・パ

Fig. 1 Frequency conversion using sampling method
 $T_i = 1/f_i$, $T_s = 1/f_s$.

ルス e_s の繰返し周波数(以下サンプリング周波数という)を f_s とし、繰返し周波数 f_i (以下入力周波数という)の入力信号 e_i を、その P (正の整数) サイクルごとに連続的にサンプリングして e_o' を得る。さらにゼロ次ホールド回路によって出力 e_o が得られる。ここで、 $T_s > P \cdot T_i$ ならば、Fig. 1 から明らかなようにサンプリング・パルスは順次遅延していく。したがって、このサンプリング・パルス遅延方式(周波数差方式という)では、従来の方式と異なり、同期およびフライバックの難点がないので連続して低周波変換することが可能であり、ただちにペン書し記録することができる。

周波数差方式のサンプリングによる周波数変換には、時間的に順方向のサンプリングと逆方向のサンプリングの2種類があり、出力 e_o の繰返し周波数 f_o (以下出力周波数という)は、次式で示される。

$$f_o = |f_i - P \cdot f_s| \quad (2)$$

(2) 式において、Fig. 1 に示す順方向のサンプリングを行なうためには、 $f_i - P \cdot f_s > 0$ でなければならない。この条件のもとで次式が得られる。

$$f_o = f_i - P \cdot f_s \quad (3)$$

(3) 式において、出力周波数 f_o をペン書可能な周波数に固定しておき、入力周波数 f_i の変化に応じてサンプリング周波数 f_s を変化させれば、広帯域のペン書きが可能になる。

入力信号 e_i に含まれる周波数成分 f_m が、周波数差方式のサンプリングにより低周波変換された出力 e_o で再現されるためには、サンプリング定理から次式を満足しなければならない。

$$f_m \leq \frac{1}{2\tau_d} \quad (4)$$

ここで τ_d は、(1) 式に相当するサンプリング時間

間隔であり、次式で示される。

$$\tau_d = T_s - P \cdot T_i \quad (5)$$

一般に $f_m \geq f_i > f_0$ であるから、(3)～(5) 式から次式が得られる。

$$\frac{1}{2P} \left(\frac{f_i}{f_0} - 1 \right) \geq \frac{f_m}{f_i} > 1 \quad (6)$$

入力信号の基本波成分 f_i が、低周波交換により f_0 となるので、他の入力周波数成分 f_m も同じ比率で低周波交換される。これらの周波数成分が正確にペン書されるための条件は、下記のとおりである。ペン書オシログラム固有の振幅特性で 3dB 減衰する周波数を F_P とするとペン書可能な入力周波数成分 f_m は、次式で満足しなければならない。

$$F_P \geq f_m \frac{f_0}{f_i} \quad (7)$$

したがって、入力信号に含まれる周波数成分のうち、振幅特性が 3dB 以内の減衰でペン書される周波数成分 f_m は、(6)、(7) 式を同時に満足する範囲に制限される。一例として $F_P/f_0 = 8$ ($F_P = 80$ Hz, $f_0 = 10$ Hz) とした場合、3dB 以内の減衰でペン書される周波数範囲は、Fig. 2 の斜線の領域である。上記のこ

Fig. 2 Frequency band of output signal

とから、入力波形を忠実にペン書きするためには、 $P=1$ とし、 F_P/f_0 および f_i/f_0 の値を大きくすること、すなわち f_0 を低くすればよいことがわかる。

サンプリングによる高調波は、次のようにして求められる。入力を、余弦波とすると、ゼロ次ホールド回路の出力電圧 e_0 は、次式で表わされる⁵⁾。

$$e_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} \left\{ \frac{\sin \pi(f_0/f_s - n)}{\pi(f_0/f_s - n)} \cos 2\pi(nf_s - f_0) + \frac{\sin \pi(f_0/f_s + n)}{\pi(f_0/f_s + n)} \cos 2\pi(nf_s + f_0) \right\} \quad (8)$$

(8) 式から、サンプリングによる高調波成分の影響を少なくするためには、 f_0/f_s を小さくすること、すなわち出力周波数 f_0 を低くすることである。

2.2 周波数制御

入力周波数やサンプリング周波数には、温度変化や電源電圧変動などによる周波数変動が存在する。入力周波数の変動を Δf_i 、出力およびサンプリング周波数のドリフトをそれぞれ Δf_0 、 Δf_s とすると(3)式から次式が得られる。

$$\Delta f_0 = \Delta f_i - P \Delta f_s \quad (9)$$

(9) 式を f_0 で正規化すると次式が得られる。

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{\Delta f_i}{f_i} \frac{f_i}{f_0} - P \frac{\Delta f_s}{f_s} \frac{f_s}{f_0} \quad (10)$$

入力周波数変動 $\Delta f_i/f_i$ およびサンプリング周波数ドリフト $\Delta f_s/f_s$ の値が小さくとも、 f_i/f_0 、 f_s/f_0 は一般に大きな値なので、(10) 式から $\Delta f_0/f_0$ の値は大きく、そのままでは測定に支障をきたし、広帯域化のきまげとなる。

出力周波数のドリフト Δf_0 の補償を行なう周波数制御系を Fig. 3 に示す。ここで、 P は、(9) 式の P

Fig. 3 Sampling frequency control system

に相当する。Fig. 3 で、出力周波数 f_0 に設定値 F_0 をもうけ、設定値 F_0 からのずれ Δf_0 を検出し、電圧-周波数変換回路の発振周波数（サンプリング周波数）を変化させ Δf_0 を補償する。

電圧-周波数変換回路として Fig. 4 に示す回路を用いた。この回路の発振周波数 f_s は、次式で示される⁶⁾。

$$f_s = \frac{\alpha(V_s - V_{be})}{2CR_B V_E} \quad (11)$$

ここで α は、 T_5 、 T_6 の共通ベース接地の電流増幅度、 V_{be} は T_5 、 T_6 のベース・エミッタ間電圧である。また、ダイオード D_1 、 D_2 は、サンプリング周波数 f_s を安定化するため温度補償に用いた。

周波数誤差検出回路は、設定値 F_0 からの微小周波数差 Δf_0 を感度良く検出する必要があり、Fig. 5 に示す回路を考案した。すなわち、こう配の急峻なフィルタで周波数の微小変化を大きな振幅変化に変換し整流した。Fig. 5 のフィルタ 1、2 の極周波数をそれぞれ F_1 (9.0 Hz)、 F_2 (11.0 Hz) としたときの周波数誤差検出特性は、Fig. 6 に示される。この回路の設定値 F_0 付近の線形部分での伝達関数 $G_D(s)$ は、次のよう

Fig. 4 Voltage-to-frequency converter (astable multivibrator with constant-current sources)

に表わされる (付録参照).

$$G_D(s) = \frac{\Delta V_s}{\Delta f_0} = A \frac{1+s(T+T')/2}{(1+sT)(1+sT')} e^{-sT_0} \quad (12)$$

ここで A は、周波数誤差検出感度、 T_0 は、出力周期の設定値であり $T_0 = 1/F_0$ 、 T, T' は次式で示される。

Fig. 5 Frequency-error detector

$$T = T_0 \log \left(1 + \frac{C_3}{C_4} \right) \quad (13)$$

$$T' = C_4 \frac{R_i R_r}{R_i + R_r} \quad (14)$$

R_i は、差動増幅器 A_d の入力インピーダンス、 R_r はダイオード $D_2(D_4)$ の逆バイアス時の抵抗であり、 $C_3 = C_5$ 、 $C_4 = C_6$ とした。

Fig. 3 において、周波数誤差検出回路の出力電圧 ΔV_s により制御されるサンプリング周波数を $\Delta f_s'$ とすると、(9), (11), (12) 式から次式が得られる。

Fig. 6 Characteristic of filter and frequency-error detector under the condition of $F_0 = 10.0 \text{ Hz}$, $F_1 = 9.0 \text{ Hz}$, $F_2 = 11.0 \text{ Hz}$, $A_F = 10.0$, $A_d = 1$, $n = 1$

$$\begin{cases} \Delta f_0 = \Delta f_i - P \cdot (\Delta f_s + \Delta f_s') \\ \Delta f_s' = B \cdot \Delta V_s \\ \Delta V_s = G_D(s) \Delta f_0 \end{cases} \quad (15)$$

ここで B は、電圧-周波数変換係数であり、(11) 式から $B = \alpha / (2 C R_B V_E)$ である。(15) 式を Δf_0 について解くと次式が得られる。

$$\Delta f_0 = \frac{\Delta f_i - P \cdot \Delta f_s}{1 + P \cdot A \cdot B \frac{1+s(T+T')/2}{(1+sT)(1+sT')} e^{-sT_0}} \quad (16)$$

ここで $P \cdot A \cdot B$ は、周波数制御系のループ利得であり、この値を大きくすることにより、周波数ドリフト Δf_0 を小さくする

ことができる。

3. 広帯域化チョッパ増幅器

3.1 チョッパ増幅器への適用

ペン書オシログラフは、一般に入力信号増幅用としてチョッパ増幅器を内蔵しており、これに 2. で述べた低周波変換方式を適用し広帯域化をはかる。

高速ペン書オシログラフでは、チョッパに半導体 (トランジスタ, FET ダイオード) を用いる場合が多い。この変調チョッパを幅の狭いパルスで駆動すれば、

サンプリングも行なうことができる。また、サンプリング後、波形を再現させるためには、チョップ増幅器の復調部をゼロ次ホールド回路に置きかえればよい。さらに半導体チョップ増幅器用に Fig. 4 の電圧-周波数変換回路を用い、入力周波数 f_i に応じて、Fig. 4 の制御電圧 V_s を変化させれば、出力設定周波数を得ることができる。

上記の方法により、1 個のチョップ増幅器で直流やそれに近い超低周波信号の増幅と高周波信号の低周波変換が可能になる。このチョップ増幅器は、変調、復調チョップが同相で動作するため、サンプリング時においても多量の帰還がかけられ、ゲイン特性の改善や雑音の低減がはかられる⁷⁾。

さらに、ホールド回路をもつため、チョップ動作時のサグを減少できる利点もある⁹⁾。

チョップ増幅器にサンプリング機能をもたせた場合に、チョップ駆動パルスの幅が狭いことと、繰返し周波数が高いことから、半導体チョップのスパイクによる動的オフセット電圧や動的ドリフトが増大するという欠点がある。ト

ランジスタ・チョップでは、キャリア蓄積効果によるスパイクが発生しオフセット電圧の原因となる。チョップ駆動周波数を f_s としたとき、チョップ入力概算オフセット電圧 θ_d は、次式で示される⁹⁾。

$$\theta_d = 2f_s(S_A + S_B) \quad (17)$$

ここで S_A , S_B は、それぞれトランジスタのオン、オフ時に発生するスパイクの面積である。(17) 式のオフセット電圧 θ_d によりサンプリング周波数 f_s の上限が定まり、したがって低周波変換できる入力周波数の上限も決定される。

3.2 回路構成

ペン書オシログラムの広帯域化に用いるチョップ増幅器の回路構成¹⁰⁾を Fig. 7 に示す。これをチョップ増幅器として用いる場合は、スイッチ S_1 , S_2 を C 側にする。そして制御電圧シフト回路の出力電圧 V_s によって、電圧-周波数変換器の発振周波数を 1 kHz に調整し、変調チョップ(トランジスタ・チョップ)と復調チョップ(サンプリング・ゲート)を駆動する。復調された信号電圧は、ゼロ次ホールド回路で波形が再現され、さらに電力増幅されガルバノメータを駆動する。

いっぽう、ペン書できない高周波の繰返し信号を低周波に変換する場合は、まずスイッチ S_1 を S 側に、

S_2 を C 側にする。そうするとチョップは単安定マルチバイブレータの幅の狭い出力パルスで駆動され、入力電圧 e_i をサンプリングする。サンプリングされた信号は、増幅された後、サンプリング・ゲートおよびホールド回路で復調される。さらに直流増幅回路で増幅された出力電圧の一部は、リミッタで振幅を一定にされ周波数誤差検出回路にはいる。つぎに Fig. 7 の電圧計 V. M. の指示がゼロとなるように制御電圧シフト回路の出力電圧 V_s を調整する。これにより出力周波数 f_0 は、設定値 F_0 に等しくなる。ここでスイッチ S_2 を S 側にすると、Fig. 3 に示した周波数制御系が動作し、出力周波数 f_0 は、設定値に固定され

Fig. 7 Block diagram of the chopper amplifier with sampling operation

ペン書が可能となる。

ここで考慮すべきことは、 $f_0 = Pf_s - f_i$ でも、出力周波数 f_0 が設定値 F_0 に等しくなり、Fig. 7 の V. M. の指示をゼロとすることである。これは逆方向のサンプリングであり、周波数制御系を閉じると正帰還がかかり周波数ドリフトの補償ができない。また、任意の P でも Fig. 7 の V. M. の指示はゼロとなるが、(16) 式に示される周波数制御系のループ利得 PAB の値も変わる。この制御系は、むだ時間を含むため系を安定にしておくために PAB の値に上限がある。したがって、 P を任意の値とするとループ利得が変わって、系が不安定になる場合も生ずる。

上記のことを避けるために、 $P=1$ とする。これは、Fig. 2 から妥当な値である。さらに入力周波数に上限 F_{LM} をもうける。 F_{LM} は変調チョップのオフセット電圧から決定される。そこでサンプリング周波数 f_s に (3) 式から、次式で示される調整範囲をもうける。

$$\frac{(F_{LM} - F_0)}{2^{n+1}} < f_s \leq \frac{F_{LM} - F_0}{2^n} \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (18)$$

ここで、 F_0 は出力設定周波数である。サンプリング周波数 f_s を設定する場合は、まず (18) 式で $n=0$ とし、サンプリング周波数 f_s を $(F_{LM} - F_0)/2$ から F_{LM}

$-F_0$ まで順次高くしてゆき, Fig. 7 の V. M. の指示をゼロとするサンプリング周波数をさがす. この範囲になれば, $n=1$ とし再び上記と同様の操作を行ない順次 n を増していく. このようにして Fig. 7 の V. M. の指示がゼロとなったとき, 出力周波数 f_0 は, $P=1$ の順方向のサンプリングにより設定値 F_0 に等しくなる. このときのサンプリング周波数 f_s は (11) 式より電圧-周波数変換回路の制御電圧 V_s から算出されるので, 入力周波数 f_i は, (3) 式より次式で示される.

$$f_i = f_s + F_0 \quad (19)$$

Fig. 7 の上端の点線は電圧帰還で, また位相遅れ要素は周波数制御系を安定化するためにそう入した.

3.3 試作回路の特性

Fig. 7 に示した回路の試作を行なった. 変調チョップには, チョップ用トランジスタ 2N 2162, サンプリング・ゲートには, ダイオード 1S 73 を用いたブリッジ形ゲートを使用した. 電圧-周波数変換器は, -0.5 V から -12 V の制御電圧 V_s に対し, 50 Hz から 1.2 kHz まで線形に変化した. 周波数誤差検出回路の特性は, Fig. 6 に示した特性と同等である. 出力周波数の

Fig. 8 Output waveforms

Fig. 11 Frequency drift of the output signal
(a) uncompensated (b) compensated

Fig. 9 Gain characteristic of the chopper amplifier

Fig. 10 Frequency drift under the condition of $F_i=700$ Hz, $F_0=10$ Hz, $AB=356$

設定値 F_0 を 10.0 Hz に, 入力周波数の上限 F_{iM} を 1.1 kHz にした.

試作回路で繰返し周波数 1 kHz の各種入力波形を 10 Hz に低周波変換してペン書させた結果の一例を Fig. 8 に示す. この図から連続的な低周波変換がなされていることがわかる. また, これらの波形から基本波成分 1 kHz に対し, 十数 kHz の高調波成分まで十分ペン書されていることが推定できる.

電圧利得特性を Fig. 9 に示す. この図で (a) 線は, 80 Hz 付近で電圧利得が減少しているが, 電圧帰還量を増すことにより (b) 線のようにチョップ動作, サンプリング動作にかかわらず平坦な特性が得られた.

周波数制御系の静特性の一例を Fig. 10 に示す. ここで入力周波数は 700 Hz であるが, 他の値のときも同様な結果が得られている. Fig. 11 に出力周波数ドリフト Δf_0 を周波数誤差検出回路で電圧に変換して示した. ここで (a) は周

波数制御しない場合、(b)は周波数制御を行なった場合の結果である。この図から、周波数制御系によって出力周波数のドリフト Δf_0 は $\pm 0.1 \text{ Hz}$ 以内 (設定値 10 Hz に対し $\pm 1\%$) に抑えられていることがわかる。この測定に用いた入力信号は、ウィンプリッジ形発振器の出力であり、 $f_i = 1 \text{ kHz}$ である。

4. あとがき

本論文で述べた新しいサンプリング・パルス遅延方式 (周波数差方式) のサンプリングによって同期操作なしに入力波形を連続して低周波変換することができた。この周波数差方式のサンプリングは、チョップ増幅特性をそこなうことなしに、チョップ増幅器に容易に適用することができる。さらに、電圧帰還をかけることにより、チョップ動作およびサンプリング動作時の電圧利得特性を平坦にすることができる。したがって、このチョップ増幅器をペン書オシログラムに用いると直流から高周波までの広帯域のペン書ができる。

試作回路では、繰返し周波数 70 Hz から 1.2 kHz までの信号を 10 Hz に低周波変換することができた。また、使用したペン書オシログラムの振幅特性で 3 dB 減衰する周波数 F_P は 80 Hz であったが、Fig. 8 に示したように基本波成分 1 kHz の信号では、十数 kHz の周波数成分までペン書できた。これは従来のペン書オシログラムでは考えられない値である。変調チョップや電圧-周波数変換回路の変換特性を改善すれば、さらに広帯域化できるであろう。

広帯域化のさまたげとなる出力周波数ドリフトは、本論文で考案した周波数制御系で (16) 式に示されるように低減できる。この制御系は、周波数の変化が遅いほど効果的である。一般に入力周波数の変動やサン

プリング周波数のドリフトの変化は遅く、Fig. 11 に示したように出力周波数ドリフトを十分低減することができた。

サンプリング周波数の調整は、Fig. 7 の V.M. の指示がゼロとなるようにすればよく、そのさいペン書させる必要がないので便利である。さらに、サンプリング周波数の自動設定、および周波数制御系の安定化の問題があるが、これらは別の機会に述べたい。

終わりに本研究の実験に協力していただきました本学西山和義技官 (現在、コロンビア電子)、本学学生田中 隆君 (現在、東芝アンペックス)、およびいろいろ助言を与えていただきました本学西塚典生助教授、高梨良一、服部正行助手に深謝致します。

参考文献

- 1) 関 英男：シンクロスコープ, 106/120, 日刊工業新聞社 (1965)
- 2) Millman & Taub : Pulse Digital and Switching Waveforms, 627/667, McGraw-Hill
- 3) 田宮・川又：パルス回路の設計マニュアル, 457/492, 丸善 (1968)
- 4) 大泉ほか：情報理論, 70/72, オーム社 (1968)
- 5) 半導体ハンドブック編集委員会：半導体ハンドブック, 653/658, オーム社 (1963)
- 6) B. D. Rakovich & S. Tesic : Voltage-to-Frequency Conversion, Electronic Engineering, 39-478, 766/768 (1967)
- 7) 渡部・中津山：チョップ増幅器の負帰還量の限界について, 電気四学会連合大会講演論文集, 2044 (1969)
- 8) 中津山：ホールド回路をもつチョップ増幅器, 電気学会誌, 83-892 51/55 (1963)
- 9) 田宮・川又：直流増幅器の設計マニュアル, 480/492, 丸善 (1968)
- 10) 渡部・中津山：サンプリング機能をもつチョップ増幅器, 電気関係学会東北支部連合大会講演論文集, 3 C-21 (1969)

□ 付 録 □

【周波数誤差検出回路の伝達関数 $G_D(s)$ の計算】 Fig. 5 の周波数誤差検出回路の入力信号 e_0 の振幅は、Fig. 7 のリミッタによって一定になっている。したがってこの回路の設定値 F_0 付近の線形部分 (Fig. 6(b) 参照) の伝達関数 $G_D(S)$ は、微小周波数変化 $\Delta f_0 = f_0 - F_0$ に対する検出回路の出力電圧 ΔV_s によって次のように定義する。

$$G_D(S) = \frac{\Delta V_s}{\Delta f_0} \quad (\text{A} \cdot 1)$$

Fig. 5 のバンドパス・フィルタ 1, 2 の伝達関数は、それぞれ次式で表わされる。

$$G_1(S) = A_F \frac{S^2 C_1^2 R_1^2 + S 4 C_1 R_1 + 1}{S^2 (1 + A_F) C_1^2 R_1^2 + S 4 C_1 R_1 + \left(1 + \frac{A_F}{n}\right)} \quad (\text{A} \cdot 2)$$

$$G_2(S) = A_F \frac{S^2 C_2^2 R_2^2 + S 4 C_2 R_2 + 1}{S^2 \left(1 + \frac{A_F}{n}\right) C_2^2 R_2^2 + S 4 C_2 R_2 + (1 + A_F)} \quad (\text{A} \cdot 3)$$

ここで抵抗減衰器の分圧比 n は、以下の条件で決まる。サンプリング周波数調整時には、出力周波数の設定値 F_0 に対し、入力周波数 f_0 が、 $f_0 \gg F_0$ 、および $f_0 \ll F_0$ において Fig. 7 の V.M. の指示をゼロとしないように $n > 1$ とする。周波数ドリフト補償時には、検出感度を上げるため $n=1$ とする。ここでは、後者をとる。

検出回路の入力電圧 e_0 は、多くの周波数成分を含んでいるが、フィルタは狭帯域通過特性となっているので高調波成分は減衰してしまう。したがって基本波成分（この場合は出力周波数 f_0 ）のみ考えればよい。

一般にフィルタの過渡状態は、整流回路のそれに比べ短時間に終了するから、フィルタの過渡状態を無視できる。また、出力周波数 f_0 は、設定値 F_0 に近い値であらうからフィルタの出力は、単一正弦波（周波数は F_0 ）として扱うことができる。したがってフィルタについては、(A・2)、(A・3) 式から微小周波数変動 Δf_0 に対する振幅の変化だけを考えればよい。

Fig. 5 の整流回路のコンデンサ C_3, C_4, C_5, C_6 の充電は、正弦波の正および負のピーク値によるから、Fig. A (a) に示す方形波で近似する。正のピーク値の

Fig. A Rectifying circuit (a) input waveform of the rectifying circuit (b) equivalent circuit

ときの整流回路の等価回路を Fig. A(b) に示す。この図で次式が成立する。

$$\begin{cases} \frac{i}{SC_3} - \frac{V_3^n}{S} + \frac{i_1}{SC_4} + \frac{V_4^n}{S} = \frac{V_0^{n+1}}{S} \\ i_2 R_i = \frac{i_1}{SC_4} + \frac{V_4^{n+1}}{S} \\ i = i_1 + i_2 \end{cases} \quad (\text{A} \cdot 4)$$

ここで R_i は、Fig. 5 の差動増幅器 A_d の入力抵抗であり、 V_0^n, V_3^n, V_4^n はそれぞれ、周波数 f_0 が変化してから n サイクル目の e_0 の正のピーク値、およ

び C_3, C_4 の端子電圧である。(A・4) 式を C_4 の端子電圧について解き V_4^{n+1} とおくと次の漸化式が得られる。

$$V_4^{n+1} = \left\{ \frac{C_3}{C_3 + C_4} (V_0^{n+1} + V_3^n) + \frac{C_4}{C_3 + C_4} V_4^n \right\} e^{-(\delta/R_i(C_3+C_4))} e^{-(T-\delta/RC_4)} \quad (\text{A} \cdot 5)$$

$$R = \frac{R_i R_r}{R_i + R_r} \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

R_r はダイオード $D_2(D_4)$ の逆バイアス抵抗である。また V_3^n は、周波数 f_0 が変化してから n サイクル目の e_0 の負のピーク値として与えられる。

この整流回路は、正のピーク値がこないとき出力電圧に変化が現われないので、出力周期 $T_0 = 1/F_0$ だけのむだ時間が存在する。(A・5) 式から次式が得られる。

$$\begin{cases} \Delta V_1(t) = 2 b_1 D_1 \Delta f_0 (1 - e^{-(t-T_0)/T}) U(t - T_0) \\ T = T_0 \log \left(1 + \frac{C_3}{C_4} + \frac{\delta}{R_i(C_3+C_4)} + \frac{T_0 - \delta}{RC_4} \right) \\ b_1 = \frac{|G_1(\omega)| - |G_1(\omega_0)|}{\Delta f_0} \\ D_1 = \frac{C_3 e^{-(\delta/R_i(C_3+C_4))} e^{-(T_0-\delta)/RC_4}}{C_3 + C_4 (1 - e^{-(\delta/R_i(C_3+C_4))} e^{-(T_0-\delta)/RC_4})} \\ \omega = 2\pi f_0 \\ \omega_0 = 2\pi F_0 \end{cases} \quad (\text{A} \cdot 6)$$

ここで $t = nT_0$ 、 $\Delta V_1(t) = V_4^n$ とし、 $U(t)$ は単位ステップ関数である。

いっぽう、入力電圧が C_4 の端子電圧より低くなる場合は C_4 の電荷は、 R_i および R_r を通し放電するから、出力電圧 $V_1(t)$ は、次のようになる。

$$\Delta V_1(t) = 2 b_1 \Delta f_0 (1 - e^{-(t/T')}) \quad (\text{A} \cdot 7)$$

$$T' = C_4 \frac{R_i R_r}{R_i + R_r}$$

C_6 の端子電圧についても同様であり、(A・6)、(A・7) 式で $C_3 = C_5$ 、 $C_4 = C_6$ および添字 1 を 2 にすればよい。

(A・6) 式で $\delta \ll R_i(C_3+C_4)$ 、 $T_0 \ll RC_4$ および $b_1 = b_2 \equiv b$ である。また $C_3 = C_5$ 、 $C_4 = C_6$ とすると設定周波数付近では、 C_4, C_6 の充・放電は差動的に行なわれるから、検出回路の伝達関数 $G_D(S)$ は、次のように書くことができる。

$$G_D(S) = A \frac{1 + S(T + T')/2}{(1 + ST')(1 + ST)} e^{-ST_0}, \quad A = 4 A_d b \quad (\text{A} \cdot 8)$$