

磁心パルス・カウンタを応用した 循環記憶素子

三 浦 守

Circulating Memory Unit

— utilizing two magnetic pulse counters —

Mamoru MIURA

角形ヒステリシス・ループ特性を有する磁心特有の電圧積分特性を利用した磁心パルス・カウンタは、従来の二進カウンタに比べて、1段あたりのパルス計数量を大きくでき、回路素子の数を減少できるなどの理由でプリセット・カウンタ的な使い方に対しては明らかにすぐれている。このカウンタ回路の高速動作化を目的として、ヒステリシス・ループの両側を階段的に対称に駆動しながら計数動作を行う方式（対称駆動形磁心パルス・カウンタと呼ぶ。）を考案し、すでに報告した。ここでは、アナログ入力量に対応したパルス数として二つのパルス・カウンタ間で周期的に循環して記憶動作を繰返す磁心の対称駆動方式の一応用を開発し、その基本動作を確認した。

1 は し が き

工業計測や情報処理の方式がアナログ方式からデジタル方式へと移行しているものが多い。

従来より角形ヒステリシス・ループ特性を有する磁心（以下では角形特性磁心と略す）とトランジスタ・スイッチ二個を用いた方形波発振器（ロイヤル発振器と呼ばれる）¹⁾は $v-f$ （電圧-周波数）変換器としてもよく用いられている。ここではこのロイヤル発振器をパルス発生器とし、対称駆動形磁心パルス・カウンタ²⁾二段の構成によってアナログ量をデジタル量に変換した後循環記憶を繰返す一記憶方式について述べる。本素子では、任意の時間に二つのカウンタから出力を取り出すことができる特徴がある。また、ロイヤル発振器の直流入力電圧を別の入力信号に応じて変化するとき、アナログ演算機能を持たせることが可能である。

本素子は最初十進法演算回路の置数パルス発生器として開発したものである。3.4.5)

2 動作原理

<2-1> 角形特性磁心の磁束記憶特性

説明の便宜上磁心は図1に示すように、理想的角形動作ヒステリシス・ループを有するものとし、これを電圧駆動した場合について考える。

今同図に示すように磁心に巻線 N を施し、電圧 $e(t)$ を印加すれば、次式（ファラデーの式）が成立する。

$$e(t) = Nd\phi / dt \quad (1)$$

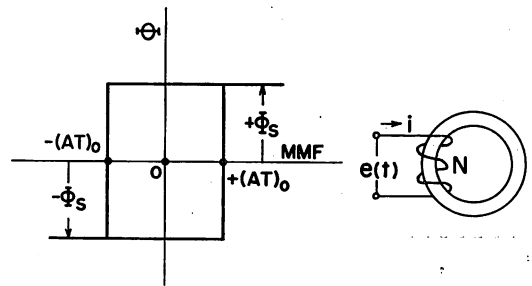


図1 磁心の理想的角形動作ヒステリシス・ループ
上式より次式に示すように、磁心の未飽和時における残留磁束量はそれまでに印加された電圧時間積分値に比例し、かつ電圧の印加を絶てば、その瞬間の磁束レベルを保持する。

$$\Delta\phi = \int e(t) dt / N \quad (2)$$

なお、入力磁化電流 i は同じく磁心の未飽和時において一定の振幅となる。すなわち動的保磁力を $(AT)_0$ とすれば、次の関係が成立つ。

$$i = I_m = (AT)_0 / N \quad (3)$$

<2-2> 磁心パルス・カウンタ⁶⁾

(2)式において、印加電圧を高さ V_p 、幅を T_p の方形パルスとすれば、一個のパルスが印加された後の磁束変化量 $\Delta\phi$ は、

$$\Delta\phi = V_p \cdot T_p / N \quad (4)$$

となる。したがって磁心の負の飽和点から正の飽和点ま

での磁束量 ($2\phi_s$) を p 個のパルスで満たすとすれば、次の関係式が成立つ。

$$p \cdot \Delta\phi = p \cdot V_p \cdot T_p / N = 2\phi_s \quad (5)$$

すなわち、

$$p = 2N\phi_s / V_p \cdot T_p \quad (6)$$

ここに ϕ_s は磁心の最大磁束量であり、(6) 式は磁心パルス・カウンタの基本的原理を示す関係式である。

ここで用いた磁心パルス・カウンタは対称駆動形と呼ばれる一駆動方式^{2,7,8)}を採用しており、図 2 (a) に示すように、計数磁心とトランジスタ・フリップ・フロップ回路とから成立っている。同図 (b) に示すように、ヒステリシス・ループの両側を対称的に利用し、入力パルスが順次加わるたびごとにマイナー・ヒステリシス・ループを描きながら 1, 2, 3, …, $q-1$, q のように磁束の上昇および下降を繰返す駆動方式である。これは高速動作を目的として開発されたものである。

入力パルスは接地点 G と計数磁心の巻線 (計数巻線) の中間タップ H との間に供給される。フリップ・フロップのスイッチングトランジスタ T_1 , T_2 はそれぞれ計数巻線 N_1 , N_2 に対し、ゲートの役目を兼ねている。この回路の動作は、一定数 p 個のパルスを受取るたびごとに磁心が飽和点に対し、それと同期してフリップ・フロップの転移が繰返されるものである。(詳細については文献 2) を参照されたい。)

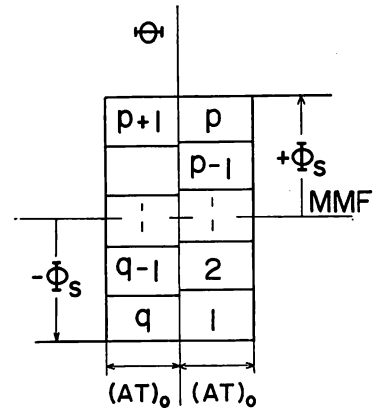
図 2 (c) は計数時の動作波形で、 V_M , V_N はカウン

タの出力電圧であり、 V_ϕ は磁心誘起電圧 (この電圧をここでは出力として用いる。) である。

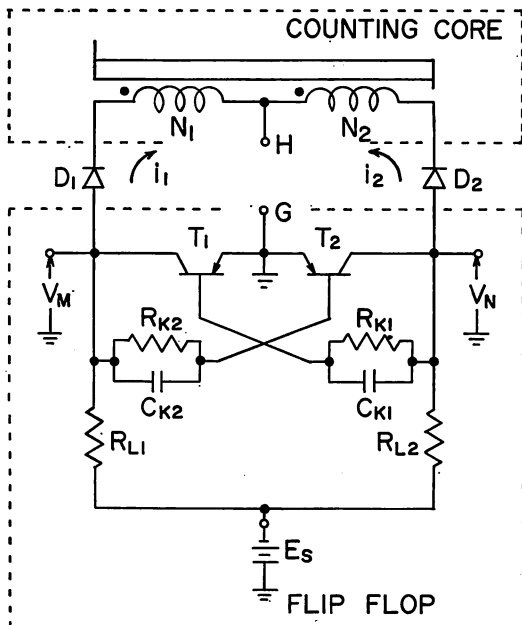
一般に計数量 q はヒステリシス・ループを一周するのに必要なパルス数で、初めに負の飽和レベルから正のそれまでに変化し、再び負のそれまでもどるときの磁束変化量の総和は $4\phi_s$ であるので、次の関係式が成立つ。

$$q = 4N\phi_s / V_p' \cdot T_p \quad (7)$$

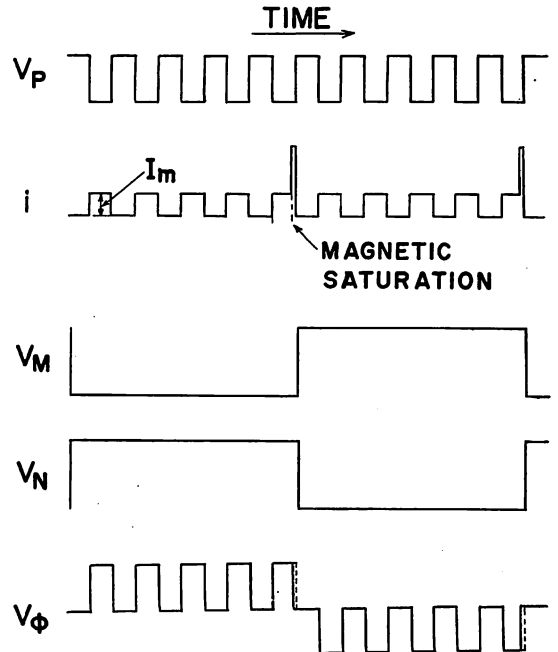
ここに、 $N = N_1 = N_2$, $V_p' = V_p - V_x$, V_x はダイオードおよびトランジスタによる順方向電圧降下ならびに巻線抵抗による電圧降下の和である。



(b) 動作ヒステリシス・ループ



(a) カウンタ回路



(c) 計数動作波形

図 2 対称駆動形磁心パルス・カウンタ

なお実際の磁心の動作現象として、入力パルス消滅後入力パルスによる磁化方向と逆向きに若干の磁束変化量（もどり磁束量と呼ぶ。2.9.10.11）を生ずるが、* ここでは説明を簡単にするため磁心の特性を理想化して考えることにする。

<2-3> A—D 変換および循環記憶動作

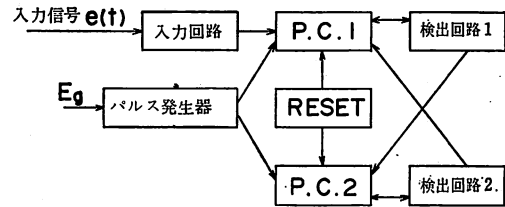
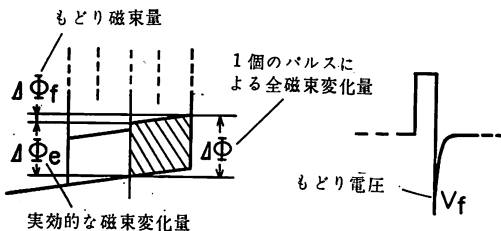
動作の原理図を図3に示す。まずリセット回路を働かせて、二つの磁心パルス・カウンタ（以後P.C.1およびP.C.2とする）の計数磁心の磁束レベルを同図(b)に示すように負の飽和点AおよびA'にそれぞれセットしておく。次にe(t)なる入力信号電圧を入力回路を通してP.C.1磁心に加え、その磁束レベルをB点まで変化させたとする。続いてパルス発生器より方形の読出しパルス（以下ではカウンタの入力パルスを読出しパルスと呼ぶことにする。）をP.C.1磁心とP.C.2磁心に同時に印加し、P.C.1磁心の磁束レベルをもとの負の飽和方向に、P.C.2磁心のそれを正の飽和方向に変化させる。ここにP.C.1磁心が負の飽和点に達するまでに、n個のパルス数を要したとすれば、次式が成立つ。またこのときP.C.2磁心は同じくn個のパルスを受けており、P.C.1磁心のB点に相当するB'点まで磁束レベルを上昇している。

$$n \cdot V_f \cdot T_P = \int e(t) dt / N_i \quad (8)$$

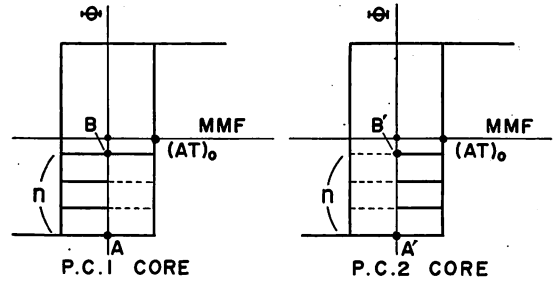
ここに N_i は入力巻線数である。

P.C.1磁心が飽和点に達すると、検出回路1がこれを検出し、P.C.1およびP.C.2に同時に信号を発してそれぞれのフリップ・フロップを転移させる。したがって、次に加わる読出しパルスからはP.C.1磁心についてはA点から正の飽和方向に、P.C.2磁心についてはB'点から負の飽和方向にそれぞれ磁化するように印加され、再びn個のパルスを要してP.C.2磁心は負の飽和点に達する。このとき今度は検出回路2が動作して、

* 角形特性磁心が理想的でないために、入力パルスによる磁化方向と逆向きに生ずる磁束量で、下図には1個のパルスが消滅したときの様子を示し、 $\Delta\Phi_f$ で表わしている。この磁束変化により計数巻線には、入力パルスと逆極性のもどり電圧 V_f が発生する。安定な計数動作を高速度まで実現するためには、この磁束変化の時間的経過を早める必要がある。



(a) ブロック図



(b) 動作ヒステリシス・ループ

図3 動作原理

前述同様P.C.1およびP.C.2の二つのフリップ・フロップを反転させる。

以上のように、入力信号電圧 e(t) は一方の計数磁心に書込まれると、それに比例したn個のパルスの数として二個の計数磁心の間を周期的に循環して記憶されることになる。したがって任意の時間に、必要な時間間隔だけ出力を取り出すことが簡単にでき、このような動作は十進法演算回路において乗除算を行う時有効である。

3 パルス発生回路

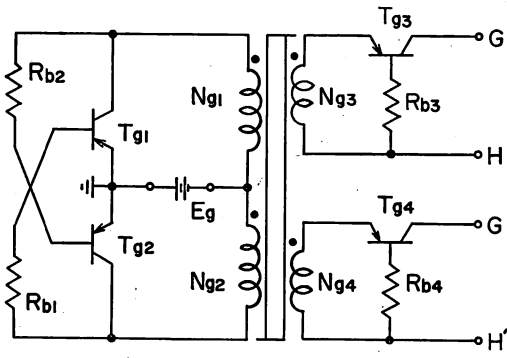
P.C.1およびP.C.2へ方形の読出しパルスを供給するパルス発生器として図4(a)に示すロイヤール発振器を用いている。この回路は角形特性磁心と二個のトランジスタ・スイッチ T_{g1} , T_{g2} を用いた一種の無安定マルチ・バイブレータで、 T_{g1} , T_{g2} は交互に ON, OFF を繰返し供給電圧 E_g は巻線 N_{g1} , N_{g2} に交互に印加されるので、磁心の動作ヒステリシス・ループは正負の飽和点の間を周期的に往復し発振を持続する。

今磁心の最大磁束量を Φ_g , トランジスタの順方向電圧降下および巻線抵抗による電圧降下の和を v_g , 磁束レベルが負の飽和点から正のそれまでに変化するに要する時間を t_1 , 正のそれから負のそれまでに要する時間を t_2 とすれば、(2)式の関係から次の二式が導かれる。

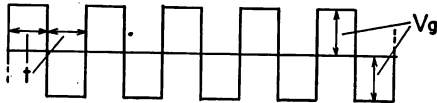
$$2\Phi_g = (E_g - v_g) \cdot t_1 / N_{g1} \quad (9)$$

$$2\Phi_g = (E_g - v_g) \cdot t_2 / N_{g2} \quad (10)$$

ここに $N_g = N_{g1} = N_{g2}$ とすれば、上式の関係により $t_1 = t_2 = t$ となる。したがって、ヒステリシス・ループを一周するのに必要な時間 T は



(a) ロイヤール発振器



(b) 出力波形

図4 パルス発生器

$$T = t_1 + t_2 = 2t \quad (11)$$

で表われ、発振の繰返し周波数 $F (= 1/T = 1/2t)$ は次式で表わされる。

$$F = (E_g - v_g) / 4 N_g \cdot \phi_g \quad (12)$$

これから繰返し周波数 F は供給電圧 E_g に比例することがわかる。

P.C.1 および P.C.2 へ独立して電圧パルスを供給する必要があるため、同図に示すように二つの出力巻線 N_{g3} , N_{g4} を設けている。一般的に、駆動される二つの磁心パルス・カウンタの動作条件が等しいものとするれば、巻線数 $N_{g3} = N_{g4} = N_o$ としてさしつかえない。図4(b)には発振の出力波形を示しているが、電圧の高さ V_g は次式で表わされる。

$$V_g = (E_g - v_g) N_o / N_g \quad (13)$$

図4(a)に示すトランジスタ・スイッチ T_{g3} , T_{g4} は出力巻線 N_{g3} および N_{g4} に発生する方形波電圧を半波整流してそれぞれ P.C.1 および P.C.2 へ供給するためである。ただしダイオードを用いてもこの目的は達せられるが、一般にトランジスタはダイオードに比べ順方向電圧降下が小さいので都合がよくまた次に述べる理由からトランジスタを採用している。すなわち<2-2>節で述べたように計数磁心には入力パルス消滅後若干のもどり磁束量を生じ、その時間的経過を早めるためにはこのとき発生するもどり電圧に対して回路のインピーダンスを高める必要がある。もどり電圧はトランジスタ T_{g3} または T_{g4} に対して逆バイアス電圧として作用する極性に生ずるので、高インピーダンス回路が実現できる。

なお、半波整流された電圧パルスの電圧時間積分値は(9)式または(10)式と(13)式の関係から次式のように表わされ一定となることがわかる。

$$V_g \cdot t = 2 \phi_g \cdot N_o = \text{一定} \quad (14)$$

このパルス発生器からの出力が P.C.1 および P.C.2 の読出しパルスとなるので、

$$\left. \begin{aligned} V_g &= V_p \\ t &= T_p \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

と表わされる。したがって、(7)式へ(9)式または(10)式および(13)式、(14)式、(15)式の関係代入して、磁心パルス・カウンタとこのパルス発生器を連結した場合の、計数量 q と回路定数との相互関係は次式のようになる。

$$\begin{aligned} q &= 4 N \cdot \phi_s / V_p' \cdot T_p \\ &= 4 N \cdot \phi_s / (V_p \cdot T_p - V_x \cdot T_p) \\ &= 2 (N/N_o) \cdot (\phi_s/\phi_g) / \{1 - (N_g/N_o) \cdot V_x / (E_g - v_g)\} \end{aligned} \quad (16)$$

4 実験回路

本素子の中心となる循環記憶回路を図5に示す。図2(a)に示したカウンタ回路二つと検出回路を組合わせた構成となっている。図2(a)の回路では、計数磁心が飽和点に達したことをフリップ・フロップ回路で検出する機構になっているが、ここでは P.C.1 および P.C.2 の二つのフリップ・フロップを同期して転移することが必要であるので、図5の破線内に示すような角形特性磁心を用いた（以下にはこの磁心を検出磁心と呼ぶことにする。）電圧検出方式¹²⁾を採用している。

今検出磁心の最大磁束量を ϕ_d 、与えられた読出しパルス電圧 V_p に対する計数磁心の動的保磁力を $(AT)_o$ 、検出磁心のそれを $(AT)_d$ とする。巻線 N_d を検出巻線 N_b をバイアス巻線、 N_j および N_k を出力巻線と呼び、 N_b と直列に接続されたインピーダンス Z は巻線 N_b のインピーダンスに比べ十分大きくそれには一定のバイアス電流 I_b が流れているものとする。計数磁心が未飽和状態で、しかも次の二つの条件が満足されるならば、検出巻線 N_d のインピーダンスはほとんど零に近く、読出しパルス電圧 V_p はほとんど計数巻線 N に作用する。

$$(AT)_o / N < \{(AT)_d + I_b \cdot N_b\} / N_d \quad (17)$$

$$T_p < 2 \phi_d \cdot N_d / V_p' \quad (18)$$

(17)式は検出巻線の励磁電流（動的保磁力/巻線数）が計数巻線のそれよりも大きい条件であり、(18)式は1個の読出しパルスが完全に検出巻線にだけ作用した場合でも検出磁心が飽和に達しない条件である。

ある読出しパルスが持続している途中で計数磁心が飽和に達すると、計数巻線のインピーダンスはほとんど零となり、パルス電圧 V_p の残りの部分は検出巻線に作用して検出磁心の磁束レベルを若干変化させる。読出しパルスが消滅すると、バイアス・アンペアターン $= I_b \cdot N_b$ の作用によって、検出磁心の磁化状態はもとの状態

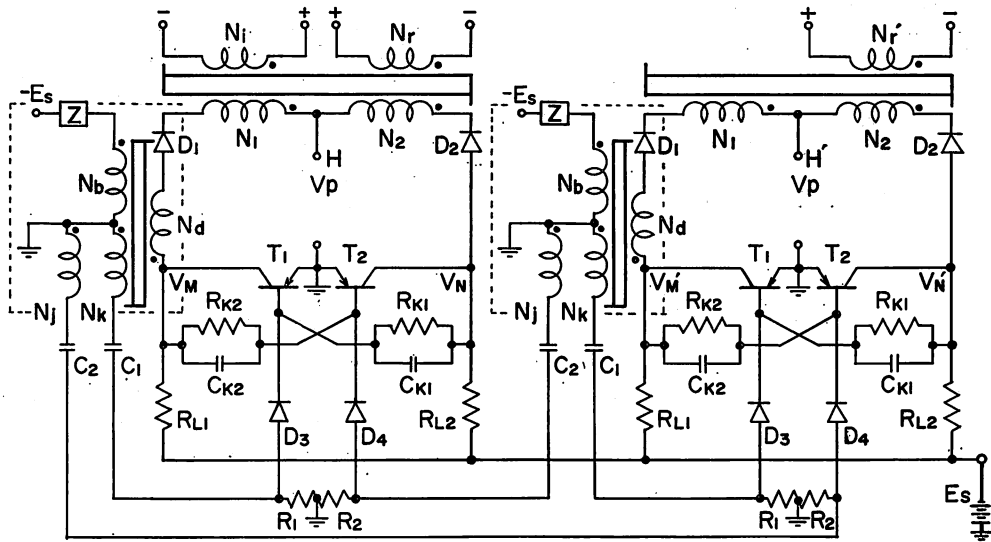


図 5 循環記憶回路

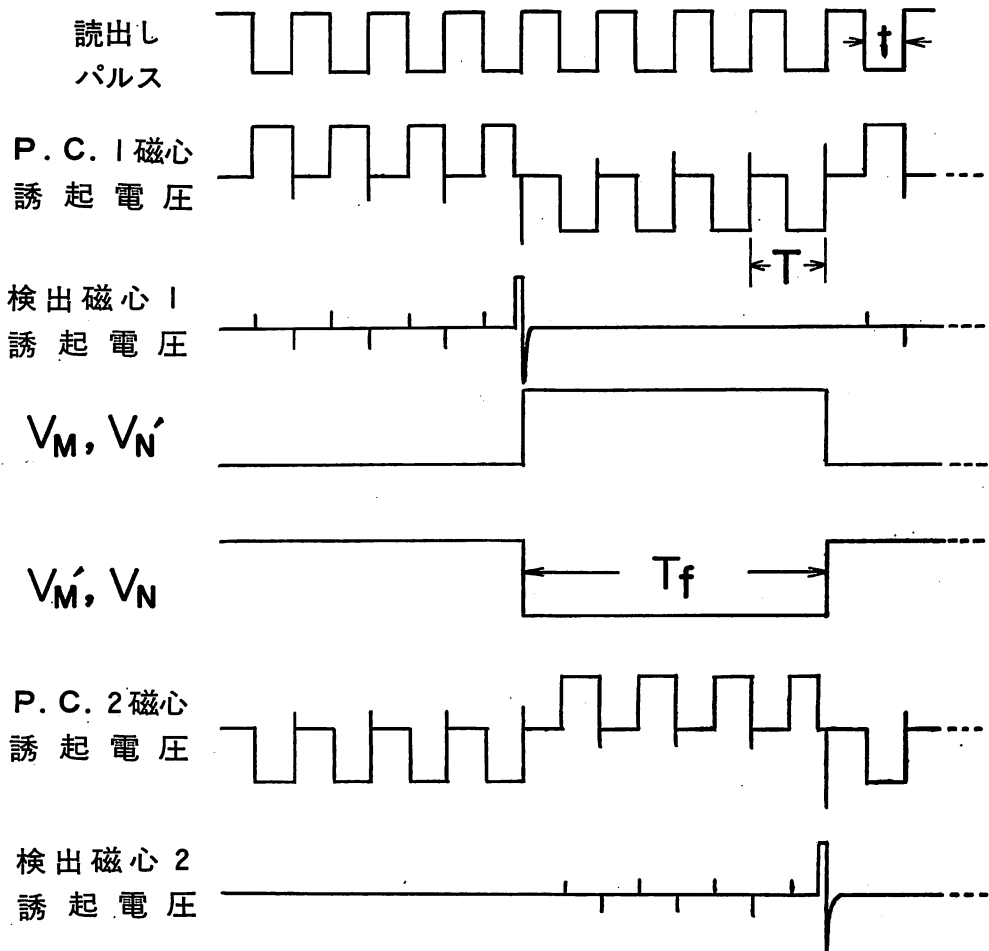


図 6 循環記憶動作波形 (\$n=4\$ の場合)

にもどされ、このとき出力巻線 N_j , N_k には鋭いスパイク電圧が現われる。このスパイク電圧は計数磁心が飽和点に達した信号であり、これを二つのフリップ・フロップのトリガ・パルスとして利用し、その転移を行うものである。

図5に示すように、P.C.1磁心には入力信号を書込むための入力巻線 N_i およびあらかじめ磁心の磁化状態を負の飽和点にリセットするためのリセット巻線 N_r がP.C.2磁心にはリセット巻線 N_r' がそれぞれ付加される。

入力信号を書込むために、図3(a)に示した入力回路が必要である。書込み方法としては書込みの時間間隔を一定とし、入力電圧の大きさを変える方法と入力電圧を一定とし書込みの時間間隔を変える方法が考えられる。ここでは前者の方法を採用し基礎的実験を行っている。

図6にはこの循環記憶動作波形の一例を示した。

5 実 験 結 果

本素子の基本的動作を確認するため、読出しパルスの繰返し周波数 1 kilo p. p. s. を中心に、また計数量 $q = 10$ なる条件で実験を行った。計数磁心は最大磁束量 $2\phi_s = 55 \mu\text{Wb}$ の 50% Ni-Fe 磁心で、磁心寸法はテープ厚 0.025mm、内径 25mm、外径 35mm、高さ 5mm のトロイダル形磁心である。検出磁心は最大磁束量 $2\phi_d = 22 \mu\text{Wb}$ の 50% Ni-Fe 磁心で、磁心寸法はテープ厚 0.05mm、内径 15.0mm、外径 18.6mm、高さ 5.0mm のボビン・コアを用いた。またフリップ・フロップ回路には合金接合形ゲルマニウム・トランジスタ 2SA 205 およびゴールド・ボンド・ゲルマニウム・ダイオード SD 16 を用いている。パルス発生器の磁心には計数磁心と同じ寸法で、最大磁束量 $2\phi_g = 54.5 \mu\text{Wb}$ の 50% Ni-Fe 磁心を用い、トランジスタ Tg_1 , Tg_2 には 2SB 240, Tg_3 , Tg_4 には 2SA 205 を使用した。表1には循環記憶回路の回路定数を示し、表2にはパルス発生器の回路定数を示す。以下には、1 kilo p. p. s. の循環記憶動作における実験結果について述べる。

表 1 循環記憶回路の回路定数

| N_1, N_2 | RK_1, RK_2 | CK_1, CK_2 | RL_1, RL_2 |
|------------|--------------|--------------|--------------|
| 200回 | 3 K Ω | 250 pF | 1 K Ω |
| ES | Nd | Nb | Nj, Nk |
| 14 V | 100回 | 20回 | 20回 |

表 2 パルス発生器の回路定数

| Ng_1, Ng_2 | Ng_3, Ng_4 | Rb_1, Rb_2 | Rb_3, Rb_4 |
|--------------|--------------|--------------|--------------|
| 50回 | 50回 | 100 Ω | 500 Ω |

<5-1> パルス発生器の電圧一周波数特性

図7に電圧一周波数特性を示す。同図中で供給電圧 E_g が約 0.5 V 以上の特性においては3章(2)式で説明したように繰返し周波数 F はほぼ供給電圧 E_g に比例して増大していることがわかる。なお計算値は(2)式における v_g すなわちトランジスタの順方向電圧降下および巻線抵抗による電圧降下の和を 0.3 V 一定としたときの値で供給電圧 E_g が変化すると磁心の動的保磁力も変化するので、上記の電圧降下の和もそれに応じて変化するため実測値と計算値との間には若干の相違がみられる。

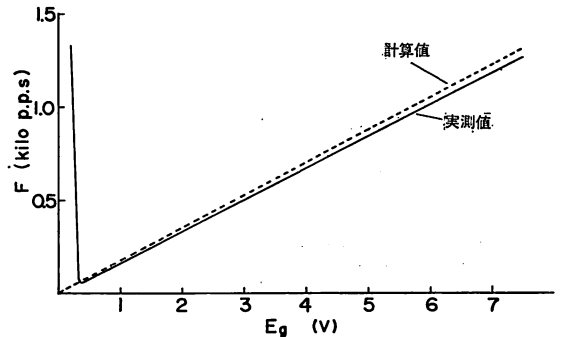


図 7 パルス発生器の電圧一周波数特性

また E_g が 0.5 V 以下で急激に周波数 F が増大するのは、トランジスタの電流増巾率は有限であり、(2SB 240 の電流増幅率は 40 から 80 の範囲である。) E_g がある値以下に減少すると、磁心の励磁電流を流すことが不可能になる。したがって磁心は一方の飽和点を中心にマイナー・ヒステリシス・ループを描くことになるので、実効的に(2)式の ϕ_g が減少したことと等価になり繰返し周波数 F は増大すると考えられる。

なお、1 kilo p. p. s. の繰返し周波数とするためには E_g は約 6 V であり、これを一定にして実験を行った。

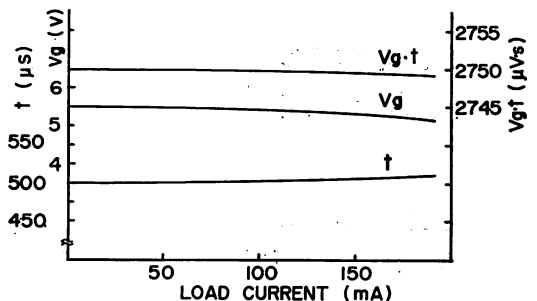


図 8 パルス発生器の負荷特性

<5-2> パルス発生器の負荷特性

図8には尖頭負荷電流—パルス電圧時間積分値特性を示す。3章44式で検討したように、ほぼ一定の電圧積分値特性が得られている。

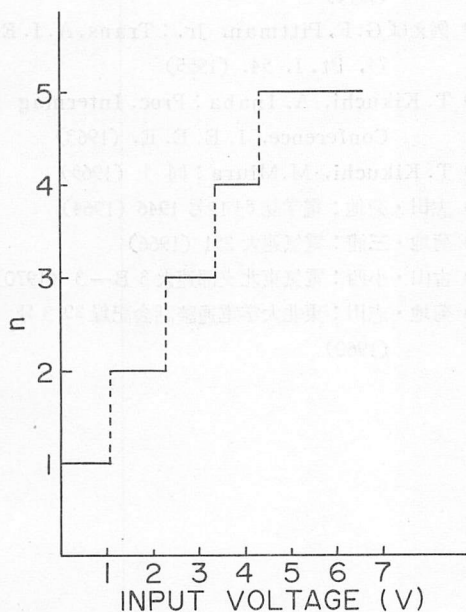


図9 入出力特性

<5-3> 入出力特性

図9には入力信号(電圧)に対する循環記憶パルス数 n の関係を示したものである。これを見るとわかるようにほぼ入力信号に比例したパルス数を得ることができた。また一種のアナログ—デジタル変換器としての機能を持っていることがわかり、入力信号を10進化パルス数に変換するためには、計数量 $q = 20$ とすればよいこともわかる。

図10は循環記憶動作の一例を実測した波形で、それぞれP.C.1磁心およびP.C.2磁心の誘起電圧波形を示し、同図(a)は $n=2$ の場合、同図(b)は $n=4$ の場合である。

6 アナログ演算要素としての応用

図9の入出力特性は(8)式の関係より次のように表わすことができる。

$$n = K_1 \cdot \int e(t) dt \quad (19)$$

ここに、 $K_1 = 1 / N_i \cdot V_P' \cdot T_P$ である。また図7に示したパルス発生器の電圧一周波数特性は(12)式の関係により、 K_2 を定数として、

$$F = K_2 \cdot E_g \quad (20)$$

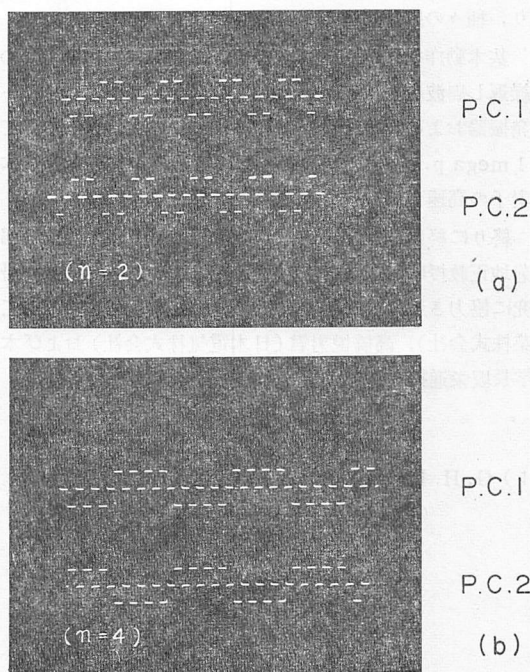


図10 実測動作波形 (P.C.1磁心およびP.C.2磁心の誘起電圧)

と表わすことができる。一方図6からもわかるように、カウンタ回路のフリップ・フロップの繰返し半周期 T_f は(11)式および(15)式の関係から、

$$T_f = n \cdot T = n / F \quad (21)$$

となる。したがって(19)式、(20)式を(21)式へ代入して次式を得る。

$$\begin{aligned} T_f &= (K_1 / K_2) \int e(t) dt / E_g \\ &= K \int e(t) dt / E_g \end{aligned} \quad (22)$$

またフリップ・フロップの繰返し周波数を F_f とすれば、次のようになる。

$$F_f = 1 / 2 \cdot T_f = K' \cdot E_g / \int e(t) dt \quad (23)$$

ここに K, K' は定数である。これから二つのアナログ信号 E_g と $\int e(t) dt$ との除算が可能となり、この結果をパルス幅または繰返し周波数の形で取り出すことができる。

7 む す び

対称駆動形磁心パルス・カウンタを二つ用いた循環記憶素子を試作し、その基本動作を確認した。この素子では、一度記憶したパルス数を任意の時間に、任意の時間間隔だけ出力を取り出すことができ、またアナログ—デジタル変換およびアナログ除算機能を兼ね備えてお

り、種々の応用が考えられる。

基本動作を確かめるために、ここでは読出しパルスの繰返し周波数を 1 kilo p. p. s. で実験したが、ロイヤール発振器および対称駆動形磁心パルス・カウンタについて 1 mega p. p. s. の高速動作を確認しており²⁾、今後本素子の高速化についても検討したい。

終りに終始御懇切な御指導を賜った故東北大学工学部菊地正教授に心から感謝の意を表わします。またこの研究に協力された当時卒業研究学生村山忠直君（沖電気工業株式会社）、高橋悦男君（日本電気株式会社）および本学長坂栄進技官に厚く御礼申し上げます。

文 献

- 1) G. H. Royer: Trans. A. I. E. E. 74, Part I, (1955)

- 2) 菊地・三浦: 電学誌 86 3 号, 415 (1966)
- 3) 村山: 秋田工業高専卒業研究報告 (1969)
- 4) 高橋: 同 上 (1970)
- 5) 三浦: 計測自動制御東北支部第29回研究集会 (1970)
- 6) 例えば G. F. Pittman, Jr.: Trans. A. I. E. E. 74, Pt. I, 54. (1955)
- 7) T. Kikuchi, A. Inaba: Proc. Intermag Conference, I. E. E. E. (1963)
- 8) T. Kikuchi, M. Miura: 同 上 (1965)
- 9) 志田・菊地: 電学誌 84 12 号 1946 (1964)
- 10) 菊地・三浦: 電気連大 251 (1966)
- 11) 古山・小西: 電気東北支部連大 3 B-3 (1970)
- 12) 菊地・志田: 東北大学電通談話会記録 29 3 号 (1960)