安定化単発マルチによる 負帰還型通降回路

NHK 技術現業局テレビ調整部 吉 田 武

2進計数回路と同様に、安定化マルチの通降回路も負帰還をかけることによって任意の通降比が得られる。この方式は、安定化マルチと2進計数回路の両方の長所をもつもので、きわめて有用である。すなわち段数は2進計数回路より少なくすみ、総合の安定度は負帰還のない安定化マルチの回路より優れている。これを解析するため、まず k_i なる数値を導入してこの回路の種々の性質を考察し、つぎに設計の一方法を示す。

安定化単発マルチによる通降回路は、2進計数回路に比べて段数が少ない利点があるが、実現できる通降比の種類が限られている。すなわち1段当りの最大通降比が約10程度であるので、10以下の数に分解できる数以外は、通降困難である。しかしこれに負帰還を適用すると、2進計数回路と同様に任意数の通降が可能となる。以下にその解析と設計法を述べる。

原 理

第1図は負帰還を施した2段の通降回路で、各部の波形を第2図に示す。 V_1 、 V_2 はそれぞれ通降比 N_1 、 N_2 のカウンターで、 V_2 の出力は V_3 で増幅されて V_1 のカソードへ帰還される。 V_2 がトリガされるたびに負帰還パルスが現われて V_1 のカウント動作を停止させるので、系としての総合通降比 N は、負帰還のない場合より1だけ大きい。

$$N = N_0 + 1, N_0 = N_1 N_2 \quad (1)$$

第2図は $N_1 = N_2 = 3$ の場合で、 $N=10$ が得られている。

第3図のような4段通降回路では、第 i 段目以後の全通降比を N_i' ($i=2, 3, 4$) とすると、(1)式により $N = 1 + N_1 N_2'$ 、第2段目には負帰還がないから $N_2' = N_2 N_3'$ 、第3、4段目について $N_3' = 1 + N_3 N_4$ となる。ゆえに

$$N = 1 + N_1 N_2 (1 + N_3 N_4) = N_1 N_2 N_3 N_4 + N_1 N_2 + 1 \quad (2)$$

同様に n 段通降回路の総合通降比 N は次式で与えられる。ただし N_i ($i=1, 2, \dots, n$) は第 i 段目の通降比、 k_i は第 i 段目に負帰還がかかっているかないかによって1または0の値をとる定数である。

$$N = k_1 + N_1 [k_2 + N_2 \{k_3 + N_3 (\dots N_n)\}] \\ = N_1 N_2 \dots N_n + k_n N_1 N_2 \dots N_{n-1} + k_{n-1} N_1 N_2 \dots N_{n-2} + \dots + k_2 N_1 + k_1 \quad (3)$$

いま N_i がすべて2である場合を考えると、(3)式は2進数の式と一致する。すなわち任意の数を(3)式によって表わす方法は少なくとも1個はあるから、どんな数の通降比でも負帰還によって実現できる。単発マルチでは N_i をある許容範囲内（たとえば10以下）で自由に

筆者紹介

よし だ たけし
吉 田 武

昭和28年東京工業大学電気工学科卒業後NHKに入社、金沢放送局勤務。昭和30～32年の間技術研究所試作課にてテレビ映像機器およびFM放送機の試作に従事。金沢放送局を経て36年4月より東京局TV調整部勤務。

“Feedbacked Counter Series of Monostable Multivibrator” by Takeshi Yoshida.

第1図 負帰還型2段通降回路

第2図 第1図の回路の各部波形 ($N_1=N_2=3$, $N=10$ の場合)

選べるから、一定の N を実現する N_i と k_i の組合わせは多く、その選択が適当であれば、一般に2進計数回路より段数が少なくてすむ。

以上の議論は、おおざっぱなもので厳密を欠くので、まず3段の場合を例にとってやや詳細に考察する。

3 段 の 場 合

第1表に3段の種々の回路と各部波形および通降比を示してある。

第1段に負帰還した場合は、第2段目のマルチのパルス幅 τ_2 の選び方により第1表 a, b の2種の場合が生ずる。a の場合の通降比は(3)式によって求めることができる。b についても(3)式を適用するためには $k_2 = -1$ と考えることが適当である。これを回路記号の上では N_2 段の右肩に -1 を付して表わすことにする。

つぎに同表 c のように第1, 2段に負帰還した場合は通降比が a と同じになる。一般に相隣る2段以上に負帰還を施こした場合は、その最前段にのみ負帰還した場合

第2表 第1表 c, d の変形 ($N_1=2$, $N_2=3$, $N_3=2$)

分類	c'	d'
$k_1 k_2 k_3 k_4$	1 0 1 0	1 0 1 0
回路記号		
タイミングパルス	入力	
	V1	
	V2G	
	V2	
	V3	
	V4G	
通降比 N	$N_1 N_2 N_3 + N_1 + 1$	$N_1 N_2 N_3 + N_1 N_2 + 1$
(3) 式の解	$N_1 N_2 N_3 + N_1 + 1$	$N_1 N_2 N_3 + N_1 N_2 + 1$

第3図 4段回路の一例 ($N_1=N_2=N_3=N_4=2$, $N=21$)

分類	a	b	c	d
$k_1 k_2 k_3$	1 0 0	1 -1 0	1 1 0	1 0 1
回路記号				
タイミングパルス	入力			
	V1			
	V2G			
	V2			
通降比 N	$N_1 N_2 N_3 + 1$	$N_1 N_2 N_3 - N_1 + 1$	$N_1 N_2 N_3 + 1$	$N_1 N_2 + 1$
(3) 式の解	$N_1 N_2 N_3 + 1$	$N_1 N_2 N_3 - N_1 + 1$	$N_1 N_2 N_3 + N_1 + 1$	$N_1 N_2 N_3 + N_1 N_2 + 1$

第1表 3段の種々の回路 (波形は $N_1=2$, $N_2=3$, $N_3=2$ の場合)

第4図 4段の場合の各部波形の例

と通降比が同じである。またdのように最終段に負帰還したときは、最終段がない2段の場合の通降比(1)式と等しくなる。これは(3)式から得られる結果と異なる。しかし設計のさいにこれらは独立の解にはならないので、c, dのような場合をすべて除外してよい。c, dに対応する(3)式の解は、第2表c', d'で実現できるので、前章に述べたこと(任意の通降比が得られること)の一般性は失なわれない。第2表の回路で通降比1の段は、負帰還パルスのつぎの入力パルスを除去する役目をしている。

k_i は本来は負帰還の有無を示す係数(1, 0)であるが、上述のように(i)拡張解釈によって-1の値もとるものとし、(ロ) k_i の配列(負帰還のかけ方)にある制限を設ければ、すべての場合の通降比を(3)式

で表わすことができる。回路の動作状態がどのような場合に k_i が-1になるかは、各段の出力波形を詳細に検討することによって明らかになる。

各段のパルス分布

第4図に4段の場合の各段の波形を示す。パルス間の間隔を、負帰還パルスの位置から順次第1, 第2パルス間隔と呼びそれぞれ A_i, B_i で表わすことにする。ただし負帰還のかかっている段では、便宜上負帰還パルスのつぎのパルスを除いて考える。このように仮定すると一般に相隣る2段のパルス幅の関係はつぎようになる。

$$\left. \begin{aligned} B_i &= N_i B_{i-1} \\ A_i &= (N_i + k_i - 1) B_{i-1} + A_{i-1} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

初段から順次計算すると、 $\Delta_i = A_i - B_i$ とするとき

$$\left. \begin{aligned} A_i &= B_i + \Delta_i \\ B_i &= N_i N_{i-1} \cdots N_1 \\ \Delta_i &= k_i N_i N_{i-1} \cdots N_1 + k_{i-1} N_{i-1} N_{i-2} \cdots N_1 \\ &\quad N_{i-2} + \cdots + k_2 N_1 + k_1 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Δ_i は A_i と B_i の差であって、負帰還パルスによるカウンタ動作の不規則性を表わし、0または正負の値をとる。

第4図のように終段では A_n が総合通降比 N に等しい。

$$\left. \begin{aligned} N &= A_n = N_0 + \Delta_n \\ N_0 &= B_n = N_1 N_2 \cdots N_n \\ \Delta_n &= k_n N_1 N_2 \cdots N_{n-1} + k_{n-1} N_1 N_2 \cdots N_{n-2} \\ &\quad + \cdots + k_2 N_1 + k_1 \end{aligned} \right\} \quad (3)'$$

これは(3)式と同じ内容を表わしている。

第3表 τ_i と M_i の計算式

分類	イ	ロ	ハ	ニ
条件	$\Delta_i = 0$ または $k_i = 1$	$\Delta_i > 0$ で $k_i \neq 1$	$\Delta_i < 0$	$i = n$
タイミングパルス				
上限	B_i	B_i	A_i	N
下限	$B_i - B_{i-1}$	$A_i - B_{i-1}$	$B_i - B_{i-1}$	$N - B_{n-1}$
τ_i	$B_i - \frac{B_{i-1}}{2}$	$B_i - \frac{B_{i-1} - \Delta_i}{2}$	$B_i - \frac{B_{i-1} - \Delta_i}{2}$	$N - \frac{B_{n-1}}{2}$
M_i	N_i	$\frac{B_i}{B_{i-1} - \Delta_i}$	$\frac{B_i + \Delta_i}{B_{i-1} + \Delta_i}$	$\frac{N}{B_{n-1}}$
注	$A_i = B_i + \Delta_i$, $B_i = N_1 N_2 \cdots N_i$, $\Delta_i = k_i N_1 N_2 \cdots N_{i-1} + k_{i-1} N_1 N_2 \cdots N_{i-2} + \cdots + k_2 N_1 + k_1$			

いま Δ_i と Δ_{i-1} の差を作ると

$$\Delta_i - \Delta_{i-1} = k_i N_1 N_2 \cdots N_{i-1} \quad (6)$$

(4)式と(6)式によって、 N_i と k_i をつぎのように明確に定義することができる(ただし終段を除く)。

(イ) N_i は、 B_i の中に含まれる B_{i-1} の個数である。

(ロ) k_i は、 Δ_i と Δ_{i-1} の大小関係により 1, 0, -1 をとる。

(ただし Δ は第 1, 第 2 パルス間隔の差とする)

$$\left. \begin{array}{ll} \Delta_i > \Delta_{i-1} \text{ のとき} & k_i = 1 \\ \Delta_i = \Delta_{i-1} \text{ のとき} & k_i = 0 \\ \Delta_i < \Delta_{i-1} \text{ のとき} & k_i = -1 \end{array} \right\} \quad (7)$$

このように定義すれば(3)式と矛盾しない。この論文はすべて(3)式を基本としているので、これが成立するように逆に N_i , k_i を定義したものである。

各段マルチの許容差

各段マルチのパルス幅 τ_i は一定の N_i にたいしてある許容範囲内になければならない。たとえば第 4 図の回路で第 2 段マルチのパルス幅を求めると、まず A_2 の期間では $4 < \tau_2 < 7$ でなければならない。同様に B_2 の期間では $6 < \tau_2 < 9$, これらが同時に成立するためには $6 < \tau_2 < 7$ でなければならない。実際には $\tau_2 = 6.5$ 付近に調整すればよい。またパルス幅許容差は約 1/7 であって、これは負帰還しない場合の通降比 7 の回路と同じである。このように、負帰還のない回路で同じ許容差を与える通降比を(許容差に関する)等価通降比と呼び、一般に M_i で表わすと、 M_i はパルス幅許容差の逆数になる。

$$M_i = (\text{上限}) / (\text{上限一下限}) \quad (8)$$

τ_i , M_i は一般に B_i と Δ_i で与えられるが、つぎの各場合について計算した値を第 3 表にまとめた。

(イ) 負帰還ループ外の各段および負帰還のかかっている段 ($\Delta_i = 0$ または $k_i = 1$ の段)

(ロ) (イ) (ニ)を除くループ内の各段で $\Delta_i > 0$ のとき

(ハ) 同じく $\Delta_i < 0$ のとき

(ニ) 終段 ($i = n$)

安定化マルチの最大通降比を 10 とすれば、負帰還ループ内の各段では等価通降比 M_i が 10 を超えてはならない。第 4 図の例では、上述のように $M_2 = 7$ であって $N_2 = 3$ よりはるかに大きい。これは設計のさいに注意しなければならないことである。すなわち終段を除く各段では $M_i \geq N_i$ であるので、 N_i のとりうる値には 10 以下の上限がある。

$$N_i \leq N_{i\max} (\leq 10) \quad (9)$$

一例として、最初の 2 段の k が 1, -1 であるときの

第 4 表 $k_1 = 1, k_2 = -1$ の場合

$N_2 \backslash N_1$	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	3	4	5	6	7	8	9	10	
3	5	7	9						
4	7	10							
5	9								

(a) N_1, N_2 にたいする M_2 の値

N_1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$N_{2\max}$	5	4	3	2	2	2	2	2	—

(b) N_1 にたいする $N_{2\max}$ の値

第 5 表 k_i のとりうる値 ($i = 4$ までを示す)

k_1	k_2	k_3	k_4	k_n
0	0	0	0, 1	0
		1	0, -1	
	1	0	0, 1, -1	
		-1	0, 1	
1	0	0	0, 1, -1	
		1	0, -1	
		-1	0, 1	
	-1	0	0, 1	
		1	0, -1	

M_2 および N_1 にたいする $N_{2\max}$ の値を第 4 表に示した。この回路では、第 2 段の通降比 N_2 はいかなる場合も 6 以上の値をとり得ないことに注意されたい。

k_i の配列の制限

(7)式に述べた定義により k_i は 0, 1, -1 のいずれかの値をとるが、回路を構成する場合にその任意の組み合わせが可能なわけではなく、つぎのような制限がある。

$$\left. \begin{array}{ll} \text{(イ)} & k_{i-1} = 1 \text{ のとき } k_i \neq 1 \\ \text{(ロ)} & \Delta_{i-1} \leq 0 \text{ のとき } k_i \neq -1 \\ \text{(ハ)} & k_n = 0 \end{array} \right\} \quad (10)$$

(イ)は相隣る 2 段に負帰還をかける場合を除くということ、これについては「3 段の場合」の章で説明した。

(ハ)については、 $k_n = 1$ すなわち終段に負帰還した場合を除くことを同章で述べた。 $k_n = -1$ は終段通降比を $(N_n - 1)$ とすることと等価なのでやはり除く。したがっ

第5図 最大, 最小通降比を得る回路
($\alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_m$ とする)

て $k_m = 0$ そだけが独立の解を与えることになる。最後に(ロ)を証明する。(6)式より

$$\Delta_i = k_i B_{i-1} + \Delta_{i-1} \quad (11)$$

$$\therefore A_i = B_i + k_i B_{i-1} + \Delta_{i-1} \quad (12)$$

もし $\Delta_{i-1} \leq 0$ のとき $k_i = -1$ とすれば, (11) 式より $\Delta_i < 0$, (12) 式より $A_i \leq B_i - B_{i-1}$ になる。これは第3表へで上限が下限より小さくなることを意味し, 物理的に通降不可能である。ゆえに k_i キー -1 でなければならない。

以上の制限を考慮して一般に k_i のとりうる値を求めると第5表のようになる。

最大, 最小通降比

総合通降比 N が負帰還をかけたことによってどの程度変化するかを調べるために, 各段通降比の積 N_0 を一定にして理論上の最大および最小通降比を求めてみる。ただし前々章に述べた N_i の制限を無視するものとする。

まず N_0 を素数に分解する。

$$N_0 = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m \quad (13)$$

素数 α_i のおのおのを各段通降比 N_i とすると(3)式は

$$N = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m + k_m \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_{m-1} + \dots + k_2 \alpha_1 + k_1 \quad (14)$$

これが N_0 を一定にしたときの通降比の一般式になる。

最大通降比は(14)式で

$$\begin{cases} k_1 = k_2 = \dots = k_m = 1 \\ \alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_m \end{cases} \quad (15)$$

$$\quad (16)$$

のときに得られ, その値はつぎのようになる。

$$N_{\max} = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m + \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_{m-1} + \dots + \alpha_1 + 1 \quad (17)$$

ある段の通降比が素数でないとき, またはある段の k_i が0のときは, (17)式の一部の項が欠けることになり, また -1 のときはその項が負となるのでいずれも(17)式の値より小さい。また(17)式で, α_1 は最初の $(m-1)$ 個の項に含まれ, α_2 は $(m-2)$ 個の項に含まれるから, $\alpha_1 \alpha_2$ が一定ならば $\alpha_1 > \alpha_2$ の場合の方が N は大きい。

同様に $N_0 = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m$ が一定のときは(16)式の場合に N が最大になる。実際には前章に述べた k_i の制限があるので, $N_{\max}$ を得る具体的回路は第5図aとなる。

つぎに最小通降比を求める。(14)式で, k を係数とする項の中では第2項が最大であるから, まず $k_m = -1$ とする。

$$N = N_0 - \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_{m-1} + \Delta_{m-1} \quad (18)$$

前章(ロ)に述べた条件により, $k_m = -1$ なるためには $\Delta_{m-1} > 0$ でなければならないから Δ_{m-1} の最小値は $+1$ となる。また(18)式の第2項は N_0/α_m に等しいから, α_m が小さいほど N が小さい。以上により最小通降比の条件は

$$\begin{cases} k_1 = 1, k_2 = k_3 = \dots = k_{m-1} = 0, k_m = -1 \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \alpha_m = \text{MIN}(\alpha) \end{cases} \quad (20)$$

$$N_{\min} = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m - \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_{m-1} + 1 \quad (21)$$

となる。具体的回路を第5図bに示す。

最小の素数が2であるから, (17)式および(21)式より

$$N_{\max} = N_0 \left[1 + \frac{1}{\alpha_m} + \frac{1}{\alpha_m \cdot \alpha_{m-1}} + \dots + \frac{1}{\alpha_m \alpha_{m-1} \dots \alpha_1} \right] < 2N_0 \quad (22)$$

$$N_{\min} = N_0 \left[1 - \frac{1}{\alpha_m} + \frac{1}{\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m} \right] > \frac{N_0}{2} \quad (23)$$

$$\therefore \frac{N_0}{2} < N < 2N_0 \quad (24)$$

すなわち一定の N_0 にたいして負帰還で得られる通降比 N は必ず $N_0/2$ から $2N_0$ までの範囲内にある。

同様に N が一定のときは, (24)式より N_0 が $N/2$ と $2N$ の間になければならない。

N_0 の選定範囲

通降比 N なる回路を設計する方法は種々あると思うが, 次章以下に述べるのは, N_0 を定めて設計する方法である。任意の数 N なる通降比は, N_0 を適当に選べば負帰還により必ず実現できるが, 任意の N_0 から任意の N が得られるわけではない。希望通降比 N にたいして N_0 の選び方は数多くあるが, つぎの範囲内から選ばばよい。

(イ) $N/2$ と $2N$ の間で10以下の数に分解できる数

(ロ) ただし(17)式および(21)式を計算して $N_{\max} >$

N または $N_{\min} < N$ が成立しないものを除く

通降比 N を実現するすべての回路を求めるときには, 上の条件を満たすすべての N_0 について設計すれば十分である。なおこの条件は必要条件であって十分条件ではないので, これを満足する N_0 の中でも設計できない場合があることを述べておく。

設計法の原理

N_0 を一定にして N_i と k_i を求める設計法の原理を述べる。いま完成された回路について観察すると、(3) 式より

$$(N - N_0 - k_1) = N_1(k_n N_2 N_3 \cdots N_{n-1} + \cdots + k_3 N_2 + k_2) \quad (25)$$

これと $N_0 = N_1 N_2 \cdots N_n$ とを比較すると、 N_1 は (25) 式と N_0 との共通因数になっており、また k_1 は共通因数が存在するための条件と解釈することができる。(25) 式の両辺を N_1 で割って k_2 を減ずれば

$$\left(\frac{N - N_0 - k_1}{N_1} - k_2 \right) = N_2(k_n N_3 N_4 \cdots N_{n-1} + \cdots + k_4 N_3 + k_3) \quad (26)$$

これと $N_0/N_1 = N_2 N_3 \cdots N_n$ との共通因数が N_2 になっている。以下同様である。一般に P_i , Q_i なる媒数を用いて

$$P_i = \frac{P_{i-1}}{N_{i-1}} \quad (27)$$

$$Q_i = \frac{Q_{i-1}}{N_{i-1}} - k_i \quad (28)$$

$$\text{ただし } P_1 = N_0 = N_1 N_2 \cdots N_n \quad (29)$$

$$Q_1 = Q_0 - k_1 \quad (30)$$

$$Q_0 = N - N_0 \quad (31)$$

で表わせば、 N_i は P_i と Q_i の共通因数として、また k_i は共通因数が存在するための条件として求められる。ただし N_i と k_i はそれぞれ「各段マルチの許容差」と「 k_i の配列の制限」の章に述べた条件を満足しなければならない。実際にはつぎの順序で行なう。

設計法

(1) 希望遙降比 N にたいし前々章に述べた範囲で適当な N_0 をえらぶ。

(2) $Q_0 = N - N_0$ を求める。

(3) 第5表により k_1 は0か1である。これらを(30)式に代入したとき、 Q_1 が $P_1 = N_0$ と共通因数をもてば、その因数が N_1 である。ただし $N_1 > 10$ の場合を除く。

(4) k_1 の値にたいして k_2 のとりうる値は第5表から定まる。

そのおのおのの値について(27)、(28)式により P_2 , Q_2 を計算し、これらの間に共通因数があれば N_2 、なければ不能として除く。また第3表によって M_2 を計算し、 $M_2 > 10$ の場合を除く。

(5) 以下同様にして最後に $Q_r = 0$ となれば回路として実現可能で、最終段とその前段はつぎのようになる。

$$k_{n-1} = kr, \quad k_n = 0 \quad (32)$$

$$N_{n-1} \cdot N_n = P_r = \frac{P_{r-1}}{N_{r-1}} \quad (33)$$

ただし $|Pr| = 1$ の場合および M_{n-1} , M_n が10以上の場合を除く。

以上の計算をすべての組合わせに行なえば、一定の N_0 にたいするすべての解が求まる。 N_0 を変えて同様の設計を行なえばまた別の解の組が得られる。

設計上の注意

(1) 共通因数を求めるには、 P_i

第6表 設計例 ($N=525$, $N_0=500$ の場合)

$N=525$		$N_0=500$							
i	番号	P_i	k_i	Q_i	N_i	M_i	Q_i/N_i	k_{i+1}	番号
1		$5 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 2 \cdot 2$	0	$25 = 5 \cdot 5$	5	5	5	0, 1	1-a
			1	$24 = 3 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2$	4	4	6	0, -1	1-b
					2	2	12	0, -1	1-c
2	1-a	$5 \cdot 5 \cdot 2 \cdot 2$	0	5	5	5	1	0, 1	2-a
			1	$4 = 2 \cdot 2$	4	4	1	0, -1	2-b
	1-b	$5 \cdot 5 \cdot 5$	0	$6 = 3 \cdot 2$	2	2	3	0, -1	2-c
	1-c	$5 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 2$	0	$12 = 3 \cdot 2 \cdot 2$	1	$1^{1/3}$	6	1	2-d
3	2-a	$5 \cdot 2 \cdot 2$	0	0	5	5	0	0, 1, -1	3-a
	2-b	$5 \cdot 5$	0	1	1	$1^{1/3}$	1	0, -1	3-b
	2-c	$5 \cdot 5 \cdot 2$	0	2	2	4	1	0, -1	3-c
	2-d	$5 \cdot 5 \cdot 5$	1	5	5	5	1	0, -1	3-d
	2-e	$5 \cdot 5 \cdot 5$	1	5	5	5	1	0, -1	3-e
4	3-a	$2 \cdot 2$	0	解1	4	$4^{1/5}$		0	4-a
	3-b	$5 \cdot 5$	1	0	5	5		0	4-b
	3-c	$5 \cdot 5$	1	0	5	5		0	4-c
	3-d	$5 \cdot 5$	0	1	1	$1^{1/3}$	1	1	4-d
	3-e	$5 \cdot 5$	0	1	1	$1^{1/3}$	1	1	4-d
5	4-a	5	0	解2	5	$5^{1/4}$			
	4-b	5	0	解3	5	$5^{1/4}$			
	4-c	$5 \cdot 5$	1	0	5	5		0	5-a
	4-d	$5 \cdot 5$	1	0	5	5		0	5-b
6	5-a	5	0	解4	5	$5^{1/4}$			
	5-b	5	0	解5	5	$5^{1/4}$			

(注) 図の下の数字は M_i の値

写真1 2段および3段の場合の各部波形

と Q_i をそれぞれ素数に分解しておくのが便利である。共通素数が 1 個のときはそれ自身が共通因数であるが、1 個以上のときはそれらのあらゆる組合わせの積のうち 10 以下のものをその共通因数として扱わなければならない。

(2) 共通因数が 1 のみの場合は一般には不能であるが、とくに

$$k_{i-1}=1 \text{ で } k_i=0 \quad (34)$$

の場合に限り $N_i=1$ が解となりうる。そしてこの場合には次段は $k_{i+1}=1$ であって 0, -1 はとりえない (独立の解を与えない)。これは第 2 表 c' または第 5 図 a のように、負帰還段の間に通降比 1 の段を挿入した場合が解になりうることを意味するものである。

(3) (33) 式が素数になったときは、 $N_{n-1}=P_r$, $N_n=1$ としてよい。これは第 2 表 d' または第 5 図 a, b のように終段の通降比が 1 の場合が解になりうることを意味する。

一例として $N=525$, $N_0=500$ の場合の設計例を第 6 表に示す。

回路の構成

設計の結果いくつかの解が得られたならば、それらのうちで (イ) 段数が少なく (ロ) 各段の M_i が大体等しいものをえらんで回路を構成するのが有利である。

一般に安定化マルチを用いた通降回路では、総合の安定度は各段マルチのパルス幅許容差の最小値によってきまる。すなわち負帰還のない場合は各段通降比の最大値により、また負帰還型では各段の等価通降比の最大値に

よって全体の安定度が左右される。したがって経済的に安定度を高めるためには、各段の通降比 (負帰還型では等価通降比) が大体等しいことが望ましい。たとえば $N=525$ は、負帰還を用いなくても $7 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 3$ で実現できるが、通降比 3 の段は 7 の段に比べて許容差に 2 倍以上の余裕があり不経済である。これにたいして負帰還型では、第 6 表 [解 1] によれば、等価通降比 M_i が $5 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 4\frac{1}{5}$ と大体等しく、その最大が 5 であるから前者より安定であるといえる。

なお実際の回路構成では、第 1 図の V_3 のように負帰還パルス増幅が必要である。また 2 段以上に負帰還する場合は、段間相互の干渉を防ぐために、同図に点線で示したようにダイオードを介して前段に接続する。

む す び

2 段および 3 段の各場合について簡単な実験を行なった結果、写真 1 の波形が得られた。ここにあげた 17, 37, 33 などの通降比は、負帰還のない通常の安定化マルチの通降回路では困難なものである。また 2 進計数回路を用いるとこれより 3 段多く必要になる。

負帰還型では各段カウンターが不規則な動作をするので、不安定であるような印象を受けるが、実際には前章に述べたように、負帰還のない場合より総合の安定度が優れている。これは設計の自由度が大きいために各段の通降比を理想的に配分することができるからである。また 2 進計数回路より少ない段数で任意の通降比を実現できるので、球数の節減に役立つものと思う。

〔表紙写真説明〕

鉄-コバルト系合金粒子とその磁化特性

写真は、富士フィルムで開発中の鉄-コバルト系合金粒子とその磁化特性のオシロ写真である。

この系統の粒子は、針状の鉄コバルト系酸化物を磁場中還元して、鉄-コバルト系合金とした後、表面酸化により安定化して製造されるが、従来、一般に使用されて来た γ -ヘマタイト系粒子の磁化特性値が、配向方向に対して、抗磁力 $iH_c=250 \sim 300 \text{ oe}$ 、最大磁気感応度 $iB_m=4500$

Gauss. 程度であったのに対して、これらの粒子では $iH_c=500 \text{ oe}$, $iB_m=20000 \text{ gauss}$ 程度に達している。

この写真は、粒子の配向方向と、これに直角な方向に対するヒステリシスループを測定磁場 1000 gauss で、二現象オシロで撮影したもので、 iH_c は両方向に達しておおの 490 oe , 350 oe である。

なお、背影の粒子は倍率 $\times 2000$ である。

これらの粒子の高解像力を利用した、低速度テープ、ビデオテープが研究されている。

写真は富士写真フィルム株式会社提供のものである。