

## パルス率変調器のセンシングシステムへの応用

## The applications of Pulse Ratio Modulator to Sensing Systems

熱海宏信, ○木下博貴

Koukichi Atsumi, ○Hiroki Kinoshita

岩手大学

Iwate University

キーワード : パルス率変調器 (pulse modulator), センシングシステム (sensing system),  
A/D 変換器 (A/D converter), SPICE

連絡先: 020-8551 盛岡市上田4丁目3番5号 岩手大学 工学部 電気電子工学科

電子システム工学講座 熱海宏信 Tel.: (019)621-6384, E-mail: azumi@dragon.elc.iwate-u.ac.jp

## 1. はじめに

計測制御の分野において、パルス率変調器 (PRM) は、従来、主として高レベルのアナログ電圧 (例えば、1-5V DC) の増幅及び演算用として使用されて来た<sup>1)</sup>。しかし、Fig.1 に示すような簡単な回路構成で原理上、その出力パルス電圧のオン時間 ( $t_{on}$ ) 及びオフ時間 ( $t_{off}$ ) は負帰還回路の抵抗値  $R$

及び静電容量  $C$  に比例するので、 $R$  または  $C$  の部分にセンサ素子を使用すれば、一定の範囲で、センサ機能と信号処理機能が一体となった構造のセンシングシステムを構成できる。その上、 $R$  または  $C$  を回路定数として固定した場合、入力電圧  $-50\text{mV} \sim +50\text{mV}$  DC に対し ( $t_{on} - t_{off}$ ) は比例するの

で、特徴ある A/D 変換器を実現できる。著者らはセンシングシステムの保全の重要性に着目し、自動修復が実現可能な構造のシステムの構成を模索して、その精度や応答速度よりも回路の簡単さと、出力電圧がパルス発振波形であることを重視した。パルスを利用することにより、マイクロコンピュータとの整合性、故障診断、自動修復、

及び安全確認<sup>2)</sup>などに関しシステムの構成上有利であろう。また集積回路の主な故障原因の一つであるエレクトロマイグレーション<sup>3)</sup>に対しても有効と考えられる。本稿では、先ず PRM の動作原理及び SPICE による動作解析を述べ、次に低レベルのアナログ信号  $-50\text{mV} \sim +50\text{mV}$  の A/D 変換器としての特性とサーミスタを用いた温度変換器としての例を実験結果を含めて述べる。

## 2. PRM の動作原理と解析

## 2.1 動作原理

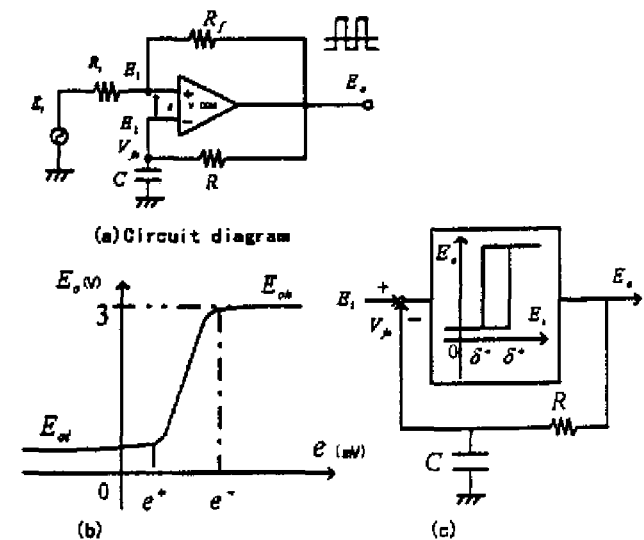


Fig.1 Basic pulse ratio modulator

PRM の動作原理を Fig.1 により簡単に説明する。詳しくは、文献 1),4)を参照されたい。Fig.1(a)はその回路図であり、IC 高速電圧比較器(COM)に  $R_s, R_f$  による正帰還部と  $R, C$  による負帰還部により構成されている。COM 自体の伝達特性は Fig.1(b)に示されている。Fig.1(c)は正帰還によるヒステリシスを有する入出力伝達特性を図式化した説明図である。入力電圧  $E_i$  と負帰還電圧  $V_{fn}$  との差が閾値  $\delta^+$  以上の場合、出力電圧は  $E_o = E_{oh}$  の値 (オン状態) をとり、また閾値  $\delta^-$  以下の場合、 $E_o = E_{ol}$  の値 (オフ状態) をとるので、積分性の R-C 積分回路の充放電に対応してパルス状の出力電圧を発生し、 $t_{on}, t_{off}$  は次式のようになる。

$$t_{on} = CR \ln \frac{E_{oh} - E_i + \delta^+}{E_{oh} - E_i + \delta^-} = CR \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_{oh} - E_i} \quad (1)$$

$$t_{off} = CR \ln \frac{E_{ol} - E_i + \delta^-}{E_{ol} - E_i + \delta^+} = CR \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_i - E_{ol}} \quad (2)$$

$$\delta^+ = e^+ - \frac{R_s}{R_s + R_f} E_{ol} \quad (3)$$

$$\delta^- = e^- - \frac{R_s}{R_s + R_f} E_{oh} \quad (4)$$

上の式から、 $t_{on}$  及び  $t_{off}$  は対数項が一定であれば、 $CR$  に比例することが解る。また入力電圧  $E_i$  との関係は非線形であるが、

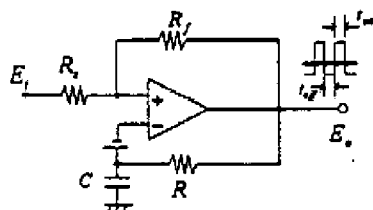


Fig.2 PRM circuit with the input bias voltage

Table 1 Basic circuit parameters of PRM

C=1.0 (uF)
R=47 (kΩ)
Rs=220 (Ω)
Rf=33 (kΩ)
V+=12 (V)
V-=-6 (V)
Vb=13.5 (V)

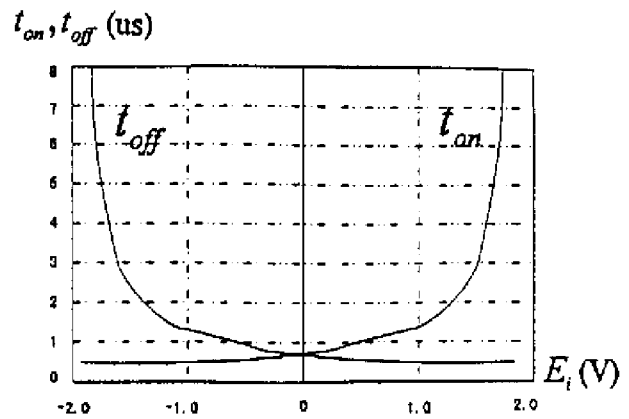


Fig.3 Pulse width vs. Input voltage of PRM with the bias voltage

$t_{on} = t_{off}$  を満足する点  $E_i = \frac{(E_{oh} + E_{ol})}{2}$  に関して軸対称なグラフになる。この点は IC 電圧比較器 710 について計算すると  $E_i = 1.35V$  である。したがって、Fig.2 のような回路構成で、入力バイアス電圧として  $V_b = 1.35V$  を設定した場合、入力電圧  $E_i$  と  $t_{on}, t_{off}$  の関係は Fig.3 のようになる。ここで

使用した回路定数は、Table 1 の通りである。なお、このような非線形回路の解析には、非線形微分方程式に基づくマクロモデルによる解析とシミュレーションシステムを併用するのが得策であり、SPICE による動作解析を展開する。

## 2.2 マクロモデルによる PRM 構成条件の解析

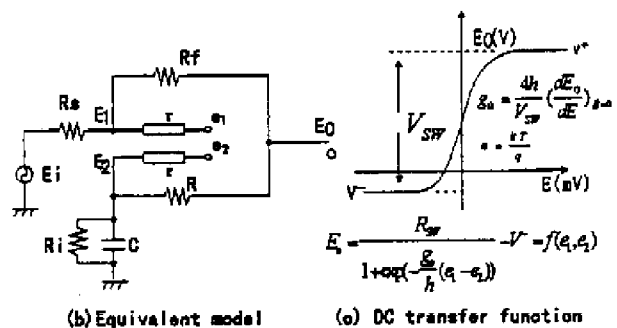


Fig.4 Equivalent circuit of LM710

まず、Fig.1(a)の回路を Fig.4 のようにマクロ化し、この部分については参考文献 4),5)を参照して、簡潔に述べる。動作方程式は

$$C\tau \frac{d^2 e_1}{dt^2} - \frac{E_2}{R} - \left\{ C + \tau \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_f} \right) \right\} \frac{de_1}{dt} - \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_f} \right) e_1 - \frac{I_{s2}}{2} \quad (5)$$

ただし、

$$E_0 = \frac{V_{sw}}{1 + \exp\left\{-\frac{g_0}{h}(e_1 - e_2)\right\}} - V_{\alpha} = f(e_1, e_2) \quad (6)$$

$$\frac{de_2}{dt} = e_3 \quad (7)$$

として、

$$\frac{de_1}{dt} = -\frac{e_1}{\tau} + \frac{1}{\tau} \frac{R_s}{R_s + R_f} f(e_1, e_2) + \frac{1}{\tau} \frac{R_s}{R_s + R_f} E_1$$

$$\frac{de_1}{dt} = e_3 \quad (8)$$

$$\frac{de_3}{dt} = \frac{1}{\tau CR} f(e_1, e_2) - \frac{1}{\tau CR} e_3 - \left( \frac{1}{\tau} + \frac{1}{CR_N} \right) e_3 - \frac{1}{\tau C} \frac{I_{s2}}{2}$$

但し、 $R_N = \frac{RR}{R+R}$ 、 $R_i$ : IC 電圧比較器の等価入力抵抗、 $I_s$ : 入力電流

limit cycle の存在条件はリヤプノフの定理を適用して、(a)平衡点の不安定性(b)相空間の遠点における安定性を満足すればよい。平衡点の近傍での相軌道の状況及び相空間の遠点部分における軌道の行動を示す微分方程式系の特性多項式は式(9)及び(10)に示される。

$$\lambda^3 - (a_{11} + a_{22})\lambda^2 + (a_{11}a_{33} - a_{22})\lambda + (a_{11}a_{32} - a_{12}a_{31}) = 0 \quad (9)$$

$$\text{ただし、} a_{11} = \frac{1}{\tau} \left[ \frac{R_s}{R_s + R_f} \frac{\partial f}{\partial e_1} - 1 \right], a_{12} = \frac{1}{\tau} \frac{R_s}{R_s + R_f} \frac{\partial f}{\partial e_2}, a_{22} = 1,$$

$$a_{32} = \frac{1}{\tau} \left[ \frac{1}{CR} \frac{\partial f}{\partial e_2} - \frac{1}{CR_N} \right], a_{33} = - \left[ \frac{1}{\tau} + \frac{1}{CR_N} \right]$$

$$\lambda^3 - (b_{11} + b_{22})\lambda^2 + (b_{11}b_{33} - b_{22})\lambda + b_{11}b_{32} = 0 \quad (10)$$

$$\text{ただし、} b_{11} = \frac{1}{\tau}, b_{22} = -\frac{1}{\tau CR_N}, b_{33} = - \left[ \frac{1}{\tau} + \frac{1}{CR_N} \right]$$

これらの特性多項式に Routh の判定法を適用して安定性及び不安定性を調べる。

Table2 及び Table3 は式(9)及び(10)に関する Routh の判別式である。

Table 4 Some examples of Numerical analysis

	C:1.0nF	C:10pF	R=100Ω	R=10Ω	$\frac{\partial f}{\partial e_1} = 12 \times 10^3$	$\frac{\partial f}{\partial e_1} = 12 \times 10^3, C:1000pF$
$a_4$	20-79 < 0	20+16×10 <sup>3</sup> -79 < 0	20-79 < 0	20-79 < 0	> 0	2-08 > 0
$\tau CR_N b_3$	50×10 <sup>-4</sup> -4.4×10 <sup>3</sup> < 0	43-3.9-4.2 > 0	1.2×10 <sup>3</sup> -23×10 <sup>3</sup> < 0	1.2×10 <sup>3</sup> -23×10 <sup>3</sup> < 0	128×10 <sup>3</sup> -14.8 > 0	2+41+126-37 > 0
$\tau^2 CR_N c_1$	1.2×10 <sup>3</sup> +3.4×10 <sup>3</sup> > 0	> 0	1+1.2×10 <sup>3</sup> > 0	> 0	> 0	> 0

このセンシングシステムの応用を考える場合<sup>9)</sup>、①正常な COM を用いてパルス率に変換可能な C 及び R の範囲、② COM の特性変化・劣化に伴うパルス発生条件である。これらについて、まず通常の回路定数の場合、limit cycle 条件を満足することを示し、次に①、②について解析例を Table 4 に示す。数値解析は数例を示したが、入力抵抗  $R_i$  の低下や及びそれに伴う利得  $\partial f / \partial e_1$  や遅れ  $\tau$  との関係など、SPICE によるシミュレーションも援用する必要がある。また limit cycle が存在しても、パルス幅のカウンタの time base との関連で計測が不可能となれば、応用上は不適になる。実験結果との対比も行わなければならない。

Table 2 The coefficient array for the Routh's criterion on characteristics eq.(2)

$A_0:1$

$$A_1: \frac{1}{\tau} \left( 2 + \frac{\tau}{CR_N} - \frac{R_s}{R_s + R_f} \frac{\partial f}{\partial e_1} \right) [s^{-1}]$$

$$B_1: \frac{1}{\tau CR_N} \left( \frac{1 + \left( \frac{R_s}{R_s + R} - \frac{R_s}{R_s + R_f} \right) \frac{\partial f}{\partial e_1} + 1}{\frac{CR_N}{\tau} \left( 1 - \frac{R_s}{R_s + R_f} \frac{\partial f}{\partial e_1} \right) - \frac{1 + \left( \frac{R_s}{R_s + R} - \frac{R_s}{R_s + R_f} \right) \frac{\partial f}{\partial e_1}}{1 + \frac{\tau}{CR_N} + 1 - \frac{R_s}{R_s + R_f} \frac{\partial f}{\partial e_1}}} \right) [s^{-2}]$$

$$C_1: \frac{1}{\tau^2 CR_N} \left( 1 + \left( \frac{R_s}{R_s + R} - \frac{R_s}{R_s + R_f} \right) \frac{\partial f}{\partial e_1} \right) [s^{-3}]$$

Table 3 The coefficient array for the Routh's criterion on characteristics eq.(3)

$A'_0:1$

$$A'_1: \frac{1}{\tau} \left( 2 + \frac{\tau}{CR_N} \right) [s^{-1}]$$

$$B'_1: \frac{1}{\tau CR_N} \left( \frac{CR_N}{\tau} + 2 - \frac{1}{2 + \frac{\tau}{CR_N}} \right) [s^{-2}]$$

$$C'_1: \frac{1}{\tau^2 CR_N} [s^{-3}]$$



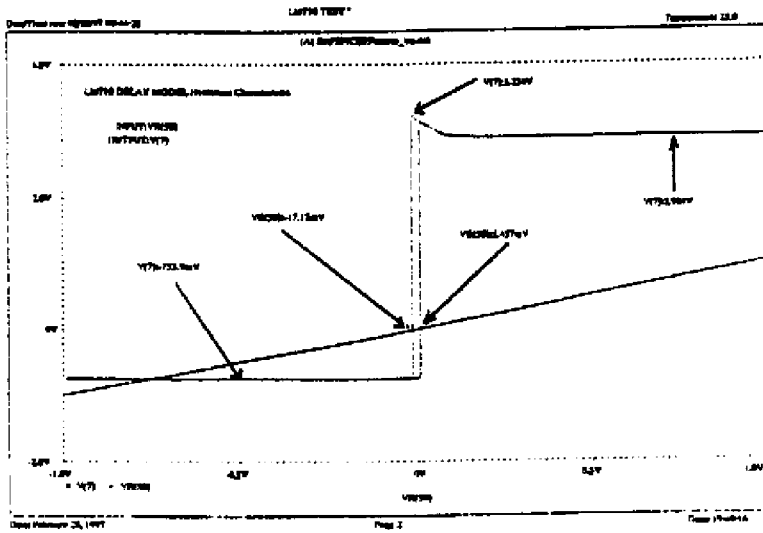


Fig.8 Hysteresis Characteristic by SPICE

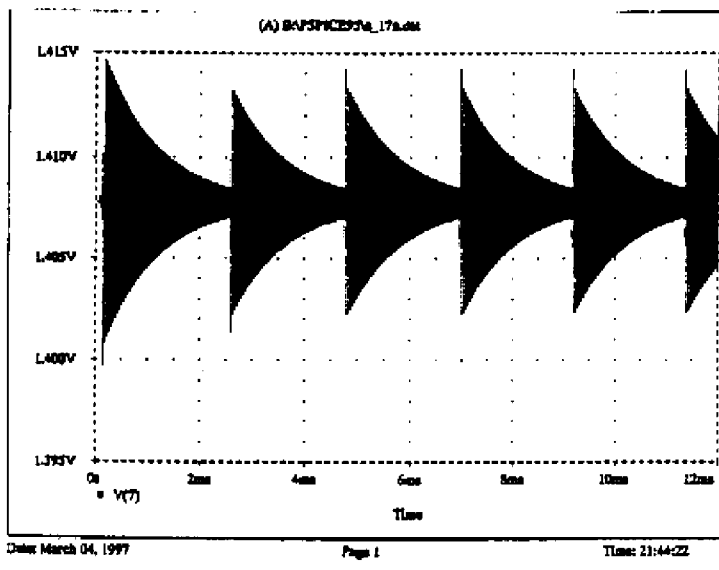
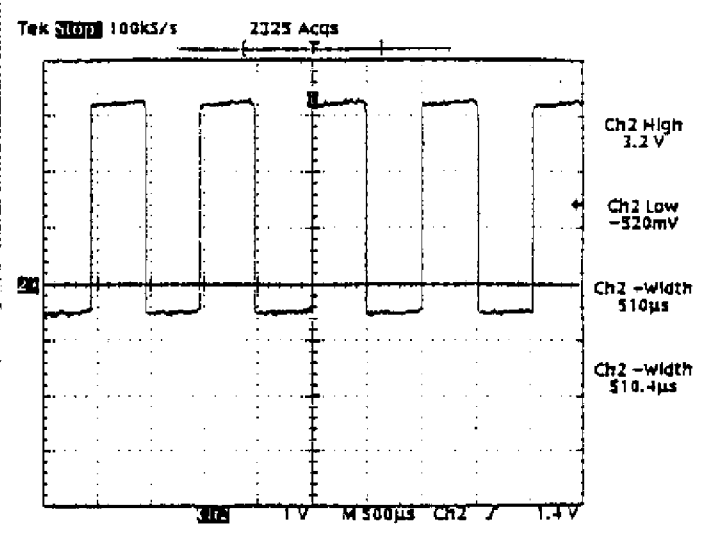


Fig.9(a) SPICEにおけるPRMの寄生発振

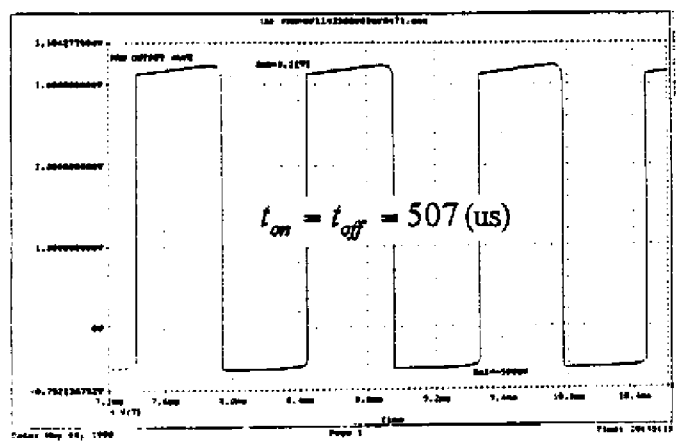


Fig.9(b) PRM Output Waveform by SPICE

Table 5-1 安定判別法とSPICEの発振限界

Routhの安定判別法	PSPICEを用いたシミュレーション
a. Rはどんな値でも発振可能	a'. Rは"810Ω"以上で発振可能
b. Cは"2.641pF"以上で発振可能	b'. Cは"18nF"以上で発振可能
c. 利得は"304"以上で発振可能	c'. 利得は"673"以上で発振可能

Table 5-2 回路方程式についてMacro Modelに基づくRouthの安定判別法を用いたときの発振可能状態と、SPICEを用いたときのシミュレーション結果

変化させたパラメータ	C=1.0[uF]	C=10[pF]	R=10[Ω]	R=100[Ω]	R=1000[Ω]
Routhの安定判別法	可	可	可	可	可
SPICEシミュレーション	可	不可	不可	不可	可

### 3. センシングシステムへの応用

#### 3.1 A/D 変換器の構成

##### 3.1.1 基本構成

2. の Fig.2 の回路で  $V_b = \frac{E_{oh} + E_{ol}}{2}$  と設定す

ると、 $(t_{on} - t_{off})$  は次式で表わされる。

$$(t_{on} - t_{off}) = CR(\delta^+ - \delta^-) \left( \frac{1}{\frac{E_{oh} + E_{ol}}{2} - E_i} - \frac{1}{E_i - \frac{E_{oh} + E_{ol}}{2}} \right) \quad (11)$$

したがって、 $E_i = 0$  における感度は、

$$\left. \frac{\partial(t_{on} - t_{off})}{\partial E_i} \right|_{E_i=0} = CR(\delta^+ - \delta^-) \frac{8}{(E_{oh} - E_{ol})^2} \quad (12)$$

これをグラフにすると Fig.10 のようになる。すなわち、 $V_b$  の近傍で入力電圧  $E_i$  を変化させると式(12)の割合で  $(t_{on} - t_{off})$  が変化する。

これを一定のクロックを time base としてカウントすれば、正・負の mV レベルの電圧を A/D 変換することができる。

Table 1 の回路定数の PRM に対して約 0.36us/±1mV の感度になる。

20MHz の time base を用いると、約 7count/±1mV である。

##### 3.1.2 SPICE による検討

Table 7 では PRM 特性を実験での測定結果に近づけるために回路定数を変更している。

Table 6 より SPICE では、感度 0.5us/±1mV が得られた。

Fig.11 の Y 軸を 20MHz でカウントすることにし Fig.10 に対応するように換算すると、-50mV~+50mV では、各入力に対してほぼ線形にカウント数が変化することから A/D 変換器として利用可能であることがわかる。

### 3.2 センシングシステムの構成

#### 3.2.1 基本構成

Fig.2 の回路で、バイアス電圧

$$V_b = \frac{E_{oh} + E_{ol}}{2} \text{ 及び入力電圧 } E_i = 0 \text{ とする}$$

と、 $t_{on} = t_{off}$  となる。

$$t_{on} = CR \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_{oh} - V_b} = 2CR \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_{oh} - E_{ol}} \quad (13)$$

$$t_{off} = CR \frac{\delta^+ - \delta^-}{V_b - E_{ol}} = 2CR \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_{oh} - E_{ol}} \quad (14)$$

したがって、 $\left( \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_{oh} - E_{ol}} \right)$  が一定であれば、

パルス幅  $t_{on} = t_{off}$  は CR に比例して変化する。

負帰還回路の C または R に静電容量形

センサあるいは抵

抗形センサを使用

すれば、

パルス幅をカウン

トすることにより、

アナログ量をディ

ジタル量に変換で

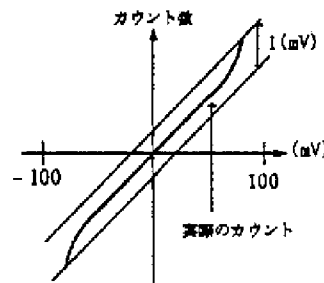


Fig.10 非線形性と分解能 ける。

Table 6 A/D 変換器としての利用

Vin (mV)	Ton (us)	Toff (us)	Ton-Toff  (us)
50	512	485	27
40	508	487	21
30	506	490	16
20	503	492	11
10	499	494	5
0	498	498	0
-10	494	500	6
-20	492	503	11
-30	490	505	15
-40	489	507	18
-50	486	510	24

Table 7

Rs = 220 Ω  
Rf = 32.9k Ω  
R = 45.7k Ω  
C = 0.99μF  
τ = 30ns  
β = 114.35  
D2 (BV=5.942)  
Vb = 0.992V  
V+ = 11.38V  
V- = -6V  
25°C

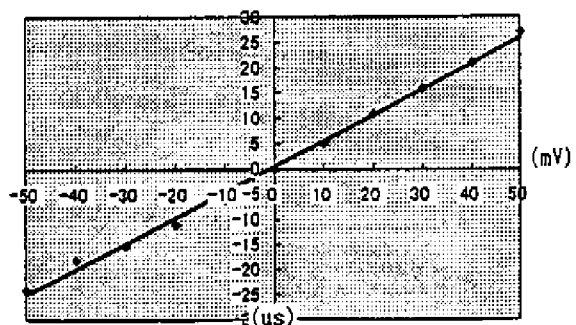


Fig.11

Table 1 の回路定数では、次のような感度を示す。

$$\frac{\partial t_{on}}{\partial C} = 2R \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_{oh} - E_{ol}} \approx 0.33 \mu s/nF \quad (15)$$

$$\frac{\partial t_{on}}{\partial R} = 2C \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_{oh} - E_{ol}} \approx 7.0 \mu s/k \Omega \quad (16)$$

Rをサーミスタとした場合の実験例を4.において述べる。

### 3.2.2 高感度化の検討

式(16)からわかるように  $\frac{\partial t_{on}}{\partial R}$  は負帰還

回路のCに比例しているの、C=100[uF], C=1000[uF]時における感度の実験を行った。抵抗値は理論式どおりなら47Ωが基準だがSPICEを用いた結果、数百Ω以下では

$E_{ol}$ が正の値を取るなどCOMが正常

に動作してないと思われるので、R=1~3[kΩ]で、COMが正常に動作していることを確認し実験を行っている。実験結果はTable 8, Table 9に示し、感度を実験値と理論式から導かれた値とを比較してみると、

Table 10のようにややばらつきがあるものの妥当である結果が得られセンシングにおいては有効であることが実証された。また、感度の計算値がCに比例しないのは基準抵抗時において  $t_{on} = t_{off}$  を調節するために感

度の式に含まれるパラメータを変更しているためである。

ジッタについては、統計的な処理をする必要がある。

Table 8 C=100[uF]における実験

	R(Ω)	Vb (V)	V+ (V)	V- (V)	Eoh (V)	Eol (V)	Ton=Toff (s)	ジッタ
	1.2k				3.16	-400m	1.20m	0.05~0.1ms
	1.81k				3.6	-440m	1.85m	0.05~0.1ms
基準	2.16k	1.34	111.95	-5.98	3.2	-480m	2.2m	0.05~0.15ms
	2.71k				3.2	-480m	2.75m	0.05~0.1ms
	3.27k				3.2	-480m	3.35m	0.05~0.1ms

Table 9 C=1000[uF]における実験

	R(Ω)	Vb (V)	V+ (V)	V- (V)	Eoh (V)	Eol (V)	Ton=Toff (s)	ジッタ
	1.2k				3.16	-400m	9.00m	0.5m
	1.81k				3.16	-440m	13.5m	0.5m
基準	2.16k	1.34	12.02	-5.98	3.16	-480m	16.0m	0.5m
	2.71k				3.2	-480m	20m	0.5m
	3.27k				3.2	-480m	24m	0.5m

Table 10 感度の計算値・実験値の比較

感度の式	計算値[us/Ω]	シミュレーション値	実験値[us/Ω]
$\frac{\partial t_{on}}{\partial R} \approx C \frac{\delta^+ - \delta^-}{E_{oh} - V_b}$ C=100[uF]	1.34	3.01	1.02
C=1000[uF]	11.5		7.21
標準 (Table 1 の時)	$7 \times 10^{-3}$		$10.5 \times 10^{-3}$

#### 4.実験例<sup>3)</sup>

##### 4.1 -50mV~+50mV A/D 変換器

Fig.11 (a)にこの A/D 変換システムのブロック図を(b)にタイミングチャートを示す。

1)入力端子に加えられた-50mV~+50mV の直流電圧は、PRMにより電圧パルス列に変換される。

2)電圧パルスの  $t_{on}$  及び  $t_{off}$  は、それぞれ

20MHzタイムベースとのNANDをとることにより、パルス幅に応じたパルス列に変換される。

3) $t_{on}$  時のパルス列はアップカウント、 $t_{off}$

時のパルス列はダウンカウント動作を行

い。 $(t_{on} - t_{off})$  時間に相当するカウントが

カウンタの出力端子にバイナリデータとして出力される。

4)パーソナルコンピュータシステム(FM-7)により、PIA 68B21Pを介して、データ収集される。

5)バイナリデータは、ソフト的に電圧データに変換され、結果は display, printer etc に出力される。

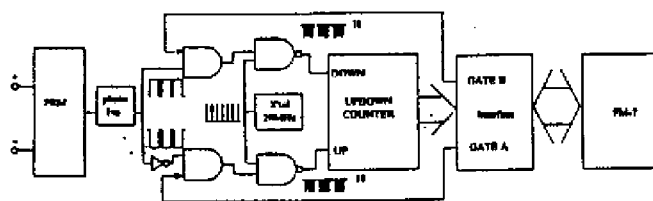


Fig.11(a) Block 図

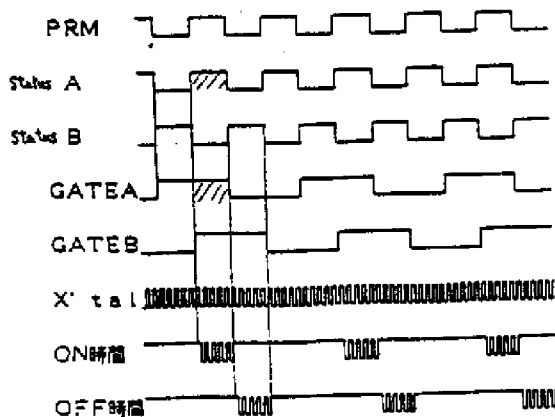
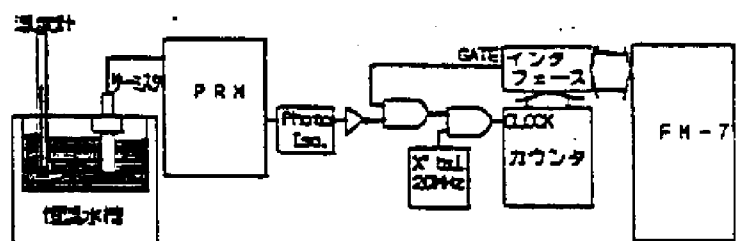


Fig.11(b) タイムチャート

##### 4.2 サーミスタを応用した温度変換器

Fig.1 の PRM 回路において、 $R$  をサーミスタで構成した温度変換器の測定システムのブロック図を Fig.12(a)に示す。Fig.12(b)は温度 - カウント値の変換グラフである。また Fig.12(c)は温度変換特性である。サーミスタ特性の線形化のために  $10.5[k\Omega]$  の金属皮膜抵抗器を並列に接続している。



温度計：水銀標準温度計 (-20℃ +100℃, 0.1℃目盛)  
 恒温水槽：アドバンテック LCV-4V (±0.05℃)  
 サーミスタ：タカチSSB型, 0℃ 32.93kΩ  
 100℃ 1.114kΩ  
 $B = 3452$   
 保護管付 応答時間 2~3s.  
 (温水用相当)

Fig.12(a) PRM temp. sensing system

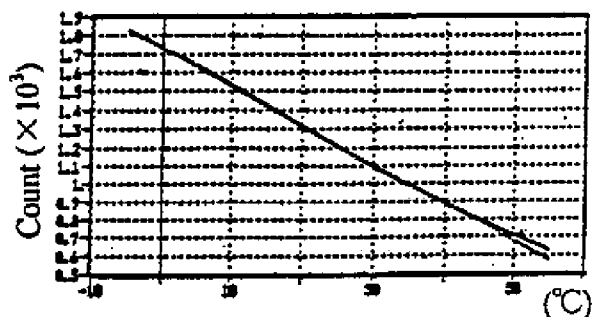


Fig.12(b) Counts-Temp. chara.

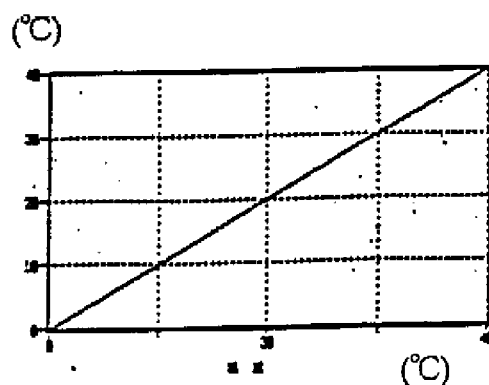


Fig.12(c) PRM temp. sensing chara.



## 5.おわりに

PRM のもつ直流電圧 - パルス変換特性を応用することにより mV レベル(-50mV~+50mV)の簡易型 A/D 変換器が構成できることを示した。0 mV を中心に正負電圧の変換感度を保つために、アップ・ダウンカウンタを用いた。分解能 1mV, 1 回の変換速度は 5ms 以下である。

また、抵抗 - パルス変換特性を応用することにより、デジタル温度変換器を構成できることを示した。測定温度範囲-5°C~+40°C において分解能 0.5°C, 1 回の変換速度は 2ms 以下である。しかし実際は、複数回のデータ採取から平均値を計算しこれを変換結果としている。

SPICE での 710 シミュレーションモデルを用いた PRM の動作解析でも妥当な結果が得られた。

また高感度化についても実際的な応用を検討したい。

## 参考文献：

- 1) J.A.Rosenthal : A Pulse Modulator that , IEEE Trans,Instr.&Meas.,125/134(Dec1963)
- 2) 杉本 : フェイルセーフの基本を考える, 日本信号技報,15-2
- 3) C.Mead and L.Conway:超 LSI システム入門,2.8,p.63,培風
- 4) 熱海,岩田:汎用シミュレーションシステムによるパルス率変調器の解析,計測自動制御学会論文集,16-3,434/441(1980)
- 5) 熱海 etal : One-amplifier,multivibrator 型センシングシステムの発振条件,平成7年度電気東北支部連合大会,2C18(1985)
- 6) 熱海 etal : 適応構成形センシングシステム-多重化センシング及び再構成 ,SICE'95,101A-4(1995)
- 7) 同上 : 適応構成形センシングシステム-フォールト検出とデジタル処理 ,SICE'95,101A-5(1995)
- 8) 熱海,熊谷:パルス率変調器の簡易型センサシステムへの応用,SICE'90,JS48-2,1990

## Appendix

### SPICE Program

PRM出力波形

\* PRM CIRCUIT

Rs, 2, 50, 220

Rf, 2, 7, 32.9K

R, 3, 7, 47.1k

C, 3, 0, 0.99uF

:LM710 CIRCUIT START

Q1, 1, 3, 13, QNMOD1

Q2, 5, 2, 13, QNMOD1

Q3, 6, 1, 12, QNMOD1

Q4, 10, 5, 12, QNDELAY\_Q4

Q5, 8, 6, 15, QNMOD

Q6, 10, 10, 11, QNMOD

Q7, 8, 10, 9, QNMOD2

Q8, 7, 0, 18, QNMOD2

Q9, 13, 16, 14, QNMOD2

Q10, 16, 16, 17, QNMOD2

R1, 15, 1, 750

R2, 15, 5, 750

R3, 11, 6, 1.1K

R4, 8, 11, 2.8K

R5, 8, 10, 3.9K

R6, 18, 16, 1.7K

R7, 17, 4, 68

R8, 14, 4, 100

D1, 0, 12, DZ1

D2, 7, 9, DZ2

.MODEL, DZ1, D(BV=6.2)

.MODEL, DZ2, D(BV=5.942)

.MODEL, QNMOD, NPN (BF=100)

.MODEL, QNDELAY\_Q4, NPN (TR=18nS TF=25nS BF=100)

.MODEL, QNMOD2, NPN (BF=100)

.MODEL, QNMOD1, NPN (BF=100)

:LM710 CIRCUIT END

Vb, 50, 0, DC, 0.940V

V+, 8, 0, DC, 11.4V

V-, 4, 0, DC, -6V

.TRAN 20us 12ms 0ms 20us

.PROBE V(7)

.TEMP 27

.END