

PCM-PAM ハイブリッドテレメータ

野村 民也・安田 靖彦・横山 茂士・村田悠紀夫

デジタル通信と、アナログ通信には一長一短があるが、これらを適当に結合すると、それぞれの長所をいかし欠点をあい補う通信方式が可能になる。本文はこのようなハイブリッド方式の一つとして、筆者が提案した PCM 方式と PAM 方式を結合した通信方式の構成法、利点等を明らかにし、これの無線テレメータへの応用を述べる。

まえがき

情報伝送において最大の問題は雑音の存在である。伝送技術は多少大げさな表現を使えば雑音との戦いである、といっても過言ではないであろう。そのためのアプローチの一つは雑音の発生を極力おさえる手法であり、他の一つは信号処理によって雑音の影響を受け難くする手法である。現在までに考案されたかずかずの変調方式は後者に属するものであるが、これらは振幅変調、周波数変調等のアナログ変調方式と、パルス符号変調、デルタ変調等のデジタル変調に分かれる。従来歴史的事情ならびにその簡単さからアナログ通信が一般に用いられてきたが、近年デジタル通信の開発が進み実用化の段階に入った。特に従前短距離搬送と称する周波数分割多重通信を用いていた近距離市外電話局間に時分割多重パルス符号変調方式を採用することが経済的であることをベル電話研究所が実証してから、わが国でも各メーカーが競って開発を進めつつある状況である。一方人工衛星、観測ロケット、ミサイル等の通信においては、装置の複雑さ、価格より伝送効率が最重要視されるため、既存の変調方式のうち最も効率のよいパルス符号変調方式 (PCM) を使用する場合が多く、最近の大型ロケットでは全面的に PCM が採用されている。

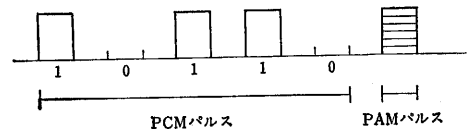
PCM をはじめとするデジタル通信の長所は、いったん符号化された後は、伝送中に加わる雑音の大きさがある閾値を越えないかぎり、受信側で送信信号とほとんど完全に等しい信号を再生できることにあり、その結果、途中何度でも中継することができる。これは有線通信に望ましい長所である。また符号化された信号は高級なデータ処理を行ない易い利点もある。さらに PCM 通信は、他方式に比べ、情報理論の与える伝送路容量に最も近い伝送速度を有しており、与えられた送信電力を最も効率よく使用する。一方アナログ量を符号化する際必然的に量子化という操作に伴い、これによって量子化雑音を発生する。デジタル通信の SNR は、変調機構自体で発生する量子化雑音によっておさえられる。

これに対して AM, FM 等のアナログ通信においては変調機構自体にともなう雑音は原理的には存在しない

が、信号が伝送されてゆく途中の過程で混入するもろもろの雑音はすべて累加されて、受信信号の SNR を定める。

1. PCM-PAM ハイブリッド方式の原理

PCM パルスを受信する際符号誤りによる雑音をおさえるため、信号対雑音比 SNR はある閾値以上に保たねばならない。通常この値は 12,3 db 以上にとられるが、この比較的高い SNR を有効に利用するため第 1 図に示



第 1 図 PCM-PAM パルスの構成

すように n ビットの PCM パルスの最下位の 1 ビットを取り除き、その代わりに残りの $n-1$ ビットで信号を PCM したとき生ずる量子化雑音で変調した PAM パルスを挿入してみる。PCM の単位数が 1 ビット減ったことによる量子化雑音の増加は 6 db であるが、PAM パルスの SNR が 12,3 db 以上あるから差引き 6,7 db の SNR 向上が期待できる。さらに伝送路の SNR が閾値以上になったとき復調後の SNR は PCM 方式では頭打ちとなり、閾値を越える信号電力がむだになるのに対して、PCM-PAM 方式では、伝送路の SNR に比例して大きくなるから余分の信号電力をデータの精度をあげるという形で有効に利用できる。

このようなアナログデジタルハイブリッド通信は一定距離ごとに多数の再生中継器を設け、各再生中継器間の伝送 SNR をほぼ一定に保つような有線通信には、中継器が複雑となるので不適であるが、宇宙通信、飛しょう体のテレメータのように距離の変化する 2 点間の無線通信には適した方式である。特に人工衛星あるいはロケットにおいては payload をできるだけ小さくすることが、全体の経費節減の上できわめて重要であり、無線送信機の重量の大きな部分を占める電源部の軽量化のためにも、送信電力の有効な利用が望まれるのである。

2. PCM-PAM ハイブリッド方式の SNR

ここでは PCM-PAM ハイブリッド方式の復調出力 SNR の理論値を求めて、他方式と比較する。計算の仮定は次のとおりである。

- a) PCM および PCM-PAM は baseband channel で考える。
- b) PCM パルスは両極性とし “1” に対して $\sqrt{S_i}$ 、 “0” に対して $-\sqrt{S_i}$ の振幅値をとる。
- c) PAM 信号の振幅は量子化雑音に比例し、 $-\sqrt{S_i}$ と $\sqrt{S_i}$ の間の値をとる。
- d) 変調信号は一樣な振幅分布をもつ。
- e) \hat{S}_i/N_i および S_o/N_o はそれぞれ復調器入力端における尖頭信号電力対雑音電力比および復調器出力端における平均信号電力対雑音電力比。

通常の PCM 方式の復調 SNR は次式で与えられる。

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{PCM}} = \frac{S_o}{N_q + N_e} = \frac{1}{4 P_e(h) + \frac{1}{4^n - 1}} \dots\dots (1)$$

ただし N_q 、 N_e はそれぞれ量子化雑音および符号誤りによる雑音であって、

$$N_q = \frac{1}{12} \dots\dots\dots (2)$$

$$N_e = P_e(h) \frac{4^n - 1}{3} \dots\dots\dots (3)$$

で与えられる。ここで $h = \sqrt{\hat{S}_i/N_i}$ は RMS 雑音振幅で規格化した信号振幅を表わし、 $P_e(h)$ は 1 サンプル中 1 パルスが誤って判定される確率を示し次式で与えられる。

$$P_e(h) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_h^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dx \dots\dots\dots (4)$$

また PCM-PAM ハイブリッド方式の復調 SNR は

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{PCM-PAM}} = \frac{S_o}{N_a + N_e} = \frac{1}{4 P_e(h) + \frac{3}{4^{n-1} - 1} h^2} \dots\dots (5)$$

となる。この場合量子化雑音はなくなるが、その代わりに式中 N_a で表わした雑音が新たに加わる。これは baseband で PAM パルスにのった雑音の復調後に残る雑音を表わし次式で与えられる。

$$N_a = \frac{1}{4h^2} = \frac{1}{4} \frac{N_i}{\hat{S}_i} \dots\dots\dots (6)$$

同一ビット数の PCM 方式と PCM-PAM 方式の復調 SNR が等しくなる入力 SNR は次式で表わされ、

$$\frac{S_i}{N_i} = 3 \frac{4^n - 1}{4^{n-1} - 1} \dots\dots\dots (7)$$

上式より入力 SNR が大きいところでは PCM-PAM 方式の復調 SNR が大きい。

ここで比較のために PCM-PAM 方式と同一の条件すなわち同一信号周波数帯域および同一伝送路帯域となる FM 方式の入出力 SNR の関係を求めると次式のように

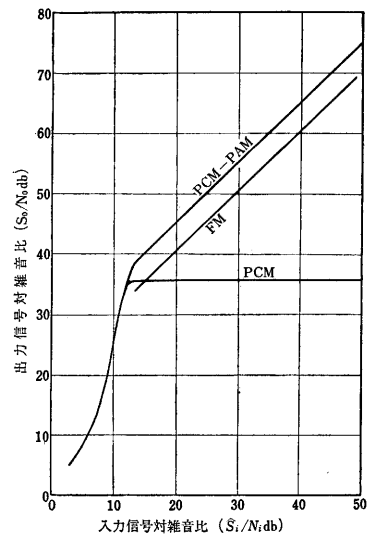
なる。

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{FM}} = \frac{S_i}{N_i} \frac{8n^3}{\beta^2} \dots\dots (8)$$

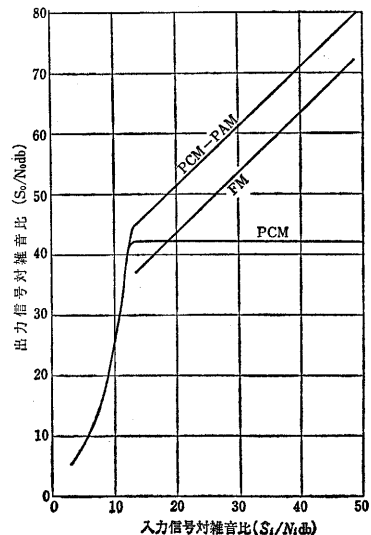
ただし上式で n は PCM のビット数、 $\beta = \beta(D)$ は FM の所要帯域を βf_D (f_D は最大周波数偏移) の形で定める係数であり、変調指数の関数として与えられている。 β の値は次式

$$\beta(D) = \frac{2n}{D} \dots\dots (9)$$

を解いて定められる。



第 2 図 信号対雑音比の計算値 (6 ビットの 場合)



第 3 図 信号対雑音比の計算値 (7 ビットの 場合)

以上の諸式から作ったグラフの 2 例を第 2 図および第 3 図に示す。これから PCM-PAM 方式が、PCM、FM いずれよりもすぐれていることがわかる。

3. PAM 信号の振幅基準

PAM パルスは伝送路中あるいは送受信機において振幅のスケールの変化を受けるが、あらかじめ伸縮の係数を知ることは困難であるしまた実際的でないので、受信パルス振幅の表わす信号内容の絶対値を知る必要があるテレメータ等の応用においては、通常適当な間隔で一定振幅の基準パルスを挿入し、これと PAM パルスを比較することによって絶対値を算出する方法をとっている。

PCM-PAM 方式においても PAM 部に基準パルスを要するのであるが、好都合なことに PCM パルスの振幅が一定であり、たとえば PAM パルスのフルスケールに相当しているから、別に設けなくともこれを基準パルスとして使用できる。ただし PCM パルスにも伝送中雑音加わるから基準パルスの振幅がそのために変動することになる。雑音によごされた基準を用いて PAM 信号を検出すると PAM パルス自体に重畳した雑音以外の雑音が等価的に加わったことになり、最終的 SNR は前述の計算より劣化する。しかし基準として1本の PCM パルスを用いるのではなく、数本のパルスを平均化したレベルを用いることにすれば、それぞれのパルスに重畳した雑音が平均化され、よい基準になることが予想される。

この点に関して、加わる雑音がガウス性雑音であって各パルスにのっている雑音が相互に独立である（実際にこれに極めて近い）という仮定のもとに、雑音電力を計算し直すと次式のようなになる。

$$N = N_0 \left[1 + \frac{1}{P} \left(\frac{1}{3} + \frac{N_0}{S} \right) \right] \quad (10)$$

ここで P は平均化する PCM パルスの数である。カッコ内の第2項が基準の変動を考慮に入れた雑音の増加分を表わしており、 N_0/S は 0.1 以下であるから P を 4 ないし 5 とすれば雑音の増加分は 10% 以下となり、ほとんど問題にならなくなる。

4. PCM-PAM ハイブリッド方式による無線

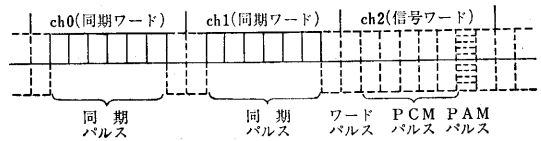
テレメータの実験装置

以上述べた本方式の実現可能性を確かめ、かつ時分割多重テレメータの基礎資料を得るため次のような試作装置を製作した。装置の仕様は次のとおりである。

- 変調形式 : (PCM-PAM) - FM
- 送出パルスの形式 : NRZ
- パルス繰返し周波数 : 160 kbits/sec
- フレーム構成 : 16 ワード (うち 2 ワードフレーム同期用)
- ワード構成 : 8 ビット (うち第 1 ビットはワード同期用第 2 ~ 第 6 ビットは PCM 用, 第 7 ビットは PAM 用, 第 8 ビットは他信号用)
- 標本化周波数 : 1.25 K c/s ~ 10 K c/s

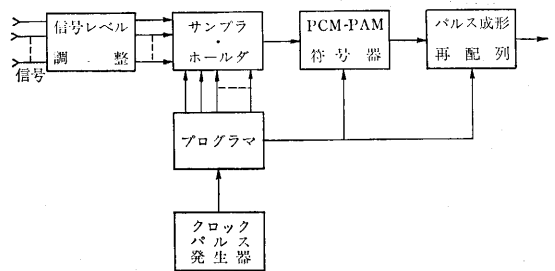
信号周波数帯域 : 500 c/s ~ 4 k c/s

復調 SNR : 45 db 以上

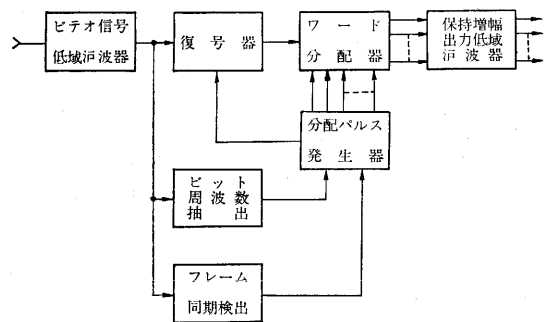


第 4 図 フレームおよびワードの構成

フレームおよびワードの構成は第 4 図に示すとおりで各ワードの最終ビットは他信号パルスとして用いられ、次のワードの最初のビットすなわちワード同期パルスは、他信号パルスの極性と反対になるよう制御される。これにより受信側でワードのはじまり位置を検出すると同時に、ビット同期が確実にとれるようにしている。またフレームのはじめの 2 ワードはフレーム同期に用いられ、ここには固定のパターンのパルス列が挿入される。これによって受信側では各ワードの判別を行なう。



第 5 図 PCM-PAM テレメータの送信側



第 6 図 PCM-PAM テレメータの受信側

装置の送信側のブロック図は第 5 図に、また受信側のブロック図は第 6 図に示すとおりである。ここでは baseband 部分だけを考慮しており、FM の送受信部は従来のもと同様でよいので製作しない。

送信側で信号源からの電気信号は signal conditioner によってフルスケールを一定電圧 (5 V) の信号にそろえられた後、sampler において、programmer から送られてくる適当な周期のサンプリングパルスによって標本化され、次の holder へ送られる。holder の出力は encoder において、PCM-PAM パルスに変換され波形整形

および同期信号挿入等の操作を受けた後 FM 送信機を変調する。

受信側では、FM を復調後 basedband 信号を低域濾波器に通した後、bit rate extractor, synchronization word extractor および decoder に加える。前二者はそれぞれ受信パルス列からビット繰返し信号 (160 Kc/s) およびフレーム同期位置の抽出を行なって、受信装置全体のタイミングパルスを作る。decoder はタイミングパルスによって制御されて受信信号を復号する。復号された信号は word distributor において直並列変換され、それぞれのワードが所定の端子に分配された後適当なレベルに増幅整形される。

5. Supercommutation

前節のブロック図の中の programmer は装置が必要とする種々の位相関係にある何種類かのタイミングパルスを作り、装置内各操作の sequence を行なわせるためのものである。

この中で時分割多重テレメータとして特に重要なのは信号の性質に応じて適切な周期で標準化を行なわせることができることであって、これを supercommutation と呼んでいる。従来ロケットその他のテレメータに広く用いられてきた FM-FM 方式は周波数分割多重方式であり、いったん subcarrier の配列を決めると (普通米国の IRIG Standard によって) 受信設備等の関係においてそれと変更するわけにいかない。ところがテレメータ信号は温度、電源その他信号帯域のきわめて狭い対象から、振動現象、空電その他相当に広い信号帯域を有するものに到るまで、その対象が種々雑多であるから、周波数応答特性をその都度自由に選べると具合がよい。この点時分割方式によれば supercommutation の手法で比較

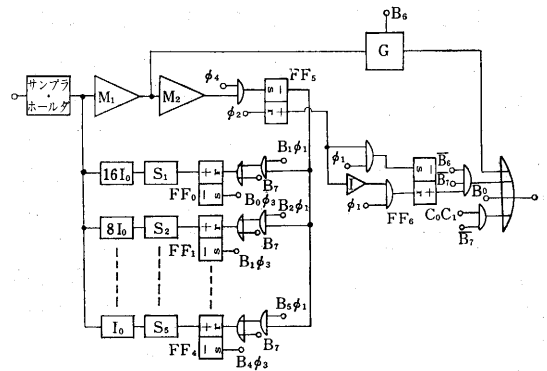
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----|----|----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|----|----|----|----|---|---|---|
| 2 | 1 | 5 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 2 | 1 | 4 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 2 | 1 | 5 | 1 | 2 | 1 |
| 2 | 3 | 6 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 3 | 5 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 3 | 6 | 1 | 2 | 3 |
| 2 | 5 | 7 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 5 | 6 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 5 | 7 | 1 | 2 | 3 |
| 5 | 6 | 8 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 5 | 6 | 7 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 5 | 6 | 8 | 1 | 2 | 3 |
| 6 | 7 | 9 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 9 | 1 | 2 | 3 |
| 2 | 1 | 6 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 2 | 1 | 4 | 1 | 2 | 1 | 5 | 1 | 2 | 1 | 6 | 1 | 2 | 1 |
| 6 | 1 | 7 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 4 | 1 | 5 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 6 | 1 | 7 | 1 | 2 | 1 |
| 2 | 3 | 7 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 3 | 5 | 1 | 2 | 3 | 6 | 1 | 2 | 3 | 7 | 1 | 2 | 3 |
| 2 | 7 | 8 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 5 | 6 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 7 | 8 | 1 | 2 | 3 |
| 5 | 8 | 9 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 5 | 6 | 7 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 5 | 8 | 9 | 1 | 2 | 3 |
| 6 | 9 | 10 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 9 | 10 | 1 | 2 | 3 |
| 7 | 1 | 8 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 4 | 1 | 5 | 1 | 2 | 1 | 6 | 1 | 7 | 1 | 8 | 1 | 2 | 1 |
| 2 | 8 | 9 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 5 | 6 | 1 | 2 | 3 | 7 | 1 | 2 | 8 | 9 | 1 | 2 | 3 |
| 8 | 9 | 10 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 5 | 6 | 7 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 8 | 9 | 10 | 1 | 2 | 3 |
| 9 | 10 | 11 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 9 | 10 | 11 | 1 | 2 | 3 |
| 8 | 1 | 9 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 4 | 1 | 5 | 1 | 6 | 1 | 7 | 1 | 8 | 1 | 9 | 1 | 2 | 1 |
| 2 | 9 | 10 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 2 | 5 | 6 | 1 | 2 | 7 | 8 | 1 | 2 | 9 | 10 | 1 | 2 | 3 |
| 9 | 10 | 11 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 5 | 6 | 7 | 1 | 2 | 3 | 8 | 1 | 9 | 10 | 11 | 1 | 2 | 3 |
| 10 | 11 | 12 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 1 | 2 | 3 | 4 | 9 | 10 | 11 | 12 | 1 | 2 | 3 |
| 10 | 11 | 12 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 5 | 6 | 7 | 1 | 2 | 8 | 9 | 1 | 10 | 11 | 12 | 1 | 2 | 3 |
| 11 | 12 | 13 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 1 | 2 | 3 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 1 | 2 | 3 |
| 11 | 12 | 13 | 1 | 2 | 3 | 4 | 1 | 5 | 6 | 7 | 1 | 8 | 9 | 10 | 1 | 11 | 12 | 13 | 1 | 2 | 3 |
| 12 | 13 | 14 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 1 | 2 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 1 | 2 | 3 |
| 13 | 14 | 15 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 1 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 1 | 2 | 3 |
| 14 | 15 | 16 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 1 | 2 | 3 |

第 7 図 ワード数16のフレーム構成のすべて

的自由に各チャンネルの周波数応答を割り当てることができ、送受信装置の変更をほとんど要せず、信号源とのマッチングが周波数分割方式よりはるかに簡単にとりうる利点がある。1フレーム中のワード数が16のときに supercommutation によって取り得るフレーム構成のすべてを書きだすと第7図のようになる。この場合の数は、フレーム中のワード数がより多数の因数に分解できるほど大きくなり、実際にしばしばそうであるようにワード数が100を越えるとほとんどいつでも完全なマッチング状態となりうるフレーム構成が存在する。

6. PCM-PAM ハイブリッド符号器

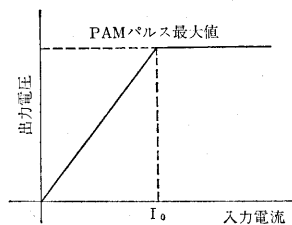
encoder のブロック図は第8図に示すとおりである。



第 8 図 PCM-PAM 変調器のブロック図

系は全操作の流れを中心の clock pulse generator および programmer からの各種位相パルスによって制御し、微分、遅延等を用いて局所的にタイミングをとることを避け、動作の安定化をはかってある。encoder のタイミングパルスは bit rate で繰り返す周期 T_r の4相のパルス群 ϕ_1, \dots, ϕ_4 , 周期 $8T_r$ で繰り返す8相のパルス群 B_0, \dots, B_7 および周期 $128T_r$ で繰り返す16相のパルス群 C_0, \dots, C_{15} の3種のパルス群からなる。

PCM 部の符号化方式は、局部復調器に加重電流方式を用いた帰還引算方式であって、ここで holder からの信号から5ビットのPCM信号にかえられると同時に、

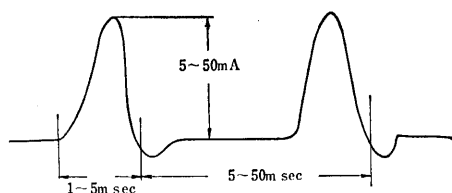


第 9 図 比較増幅器 (M_1) の入出力特性

量子化雑音を信号と局部復調器出力の差の形で保持する。図の M_1 は第9図に示す入出力特性をもつ特殊増幅器であって1量子化単位の入力電流で飽和する。この間直線的であるから量子化雑音に比例した電圧がこの出力に出ており、これを B_0 の位相のパルスで直線的にゲートすれば所望の PAM パルスを得 (14 ページへつづく)

であっても、その本質はまったく異なるかもしれない。

類似の、しかしさらに早い振動過程は、われわれの研究室で研究された¹⁸⁾。すなわち 0.05 N の NaCl を陽イオン交換膜で二つの部分にわけ、安定剤として入れた寒天の入った側の電極が正になるように電圧をかけると一定電流が流れるが、ある電圧以上で直流電流に重畳してパルス状電流の発振が生ずる。第3図に生体膜の活動電位を、第4図にわれわれの観測したイオン交換膜発振子の波形を示した。



第4図 発振波特性

このような系を不可逆過程の熱力学で取り扱える可能性について、やはり Prigogine¹³⁾ が論じている。これは非線形の不可逆過程の熱力学で、前にも書いたように定常状態の近傍で安定な循環過程にとどまり得るというものである。このように生体系は不可逆過程の熱力学で解明できそうな問題を多く含んでいるが、現在のところそれほど成果はない。今後の発展がまたれるゆえである。

3. おわりに

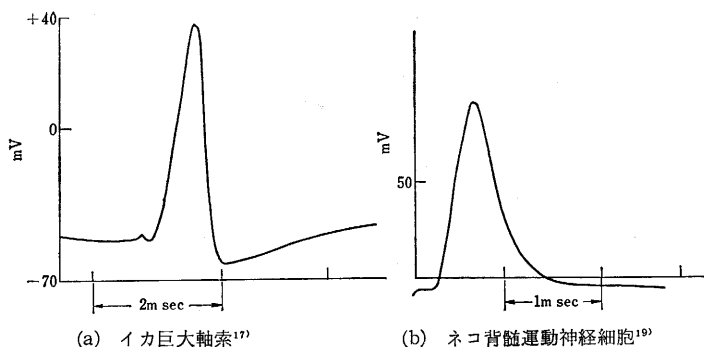
以上前後2回にわたり不可逆過程の熱力学とその膜現象への適用の仕方を述べてきたが、なにか漠然としたつかみどころのない解説になってしまった。ただ不可逆過程の熱力学の持つ複雑さ、あいまいさ、あるいは限界といったものを、できるかぎり指摘したつもりである。いずれまた機会をみて、ここに述べたようなことを足がかりとして発展した過程を述べてみたいと考えている。われわれのおかしているかもしれない誤りをご指摘

(9 ページからつづく)

られる。ブロック図の右側の論理回路は encoder で作られる RZ パルスを NRZ パルスに変換し、ワード同期パルス、フレーム同期パルス等挿入する回路である。

7. 結 言

本文は PCM-PAM ハイブリッド方式の原理と構成法その利点、テレメータ実験装置等を述べたものであるが、紙数の関係で実際に装置を決定してゆく上で行なわ



(a) イカ巨大軸索¹⁷⁾

(b) ネコ背髄運動神経細胞¹⁹⁾

第3図 興奮性組織における活動電位の細胞内記録

くだされば幸いである。(1965年1月7日受理)

文 献

- 1) 鈴木, 妹尾, 山辺; 生産研究, 16, 444 (1964)
- 2) 山辺武郎, 妹尾学; “イオン交換樹脂膜”, 技報堂 (1964)
- 3) 山辺; 生産研究, 3, 69 (1964)
- 4) A. J. Staverman, *Trans. Faraday Soc.*, 48, 176 (1952)
- 5) 坂井, 清山; 電化, 24, 274 (1956)
- 6) A. Klemm, *Z. Naturforsch.* 8a, 397 (1953)
- 7) R. W. Laity, *J. Phys. Chem.* 63, 80 (1959)
- 8) K. S. Spiegler, *Trans. Faraday Soc.* 54, 1409 (1958)
- 9) M. Planck, *Ann. der Physik u. Chemie* 40, 561 (1890)
- 10) R. B. Parlin, H. Eyring “Ion Transport across Membranes”, H. T. Clarke, ed., Academic Press, New York, (1954)
- 11) H. Eyring, E. M. Eyring “Modern Chemical Kinetics”, Reinhold. Pub. Corp, New York, (1963)
- 12) I. Prigogine, R. Balescu, *Bull. Acad. roy. Belg. Cl. Sci.*, 42, 256 (1956)
- 13) I. Prigogine. “Introduction to the Thermodynamics of Irreversible Process”, 2nd Ed, Interscience Publ., New York (1961)
- 14) J. Z. Hearson, *Bull. Math. Biophys.*, 12, 57, 135 (1950)
- 15) T. Teorell; *Biophys. J.* 2, No. 2, part 2, 27 (1962)
- 16) A. L. Hodgkin, A. F. Huxley, *Nature*, 144, 710 (1939)
- 17) A. L. Hodgkin, A. F. Huxley, *J. Physiol.*, 104, 176 (1945)
- 18) M. Seno, T. Yamabe, *Bull. Chem. Soc. Japan*, 36, 877 (1963)
- 19) L. G. Brock, J. S. Coombs, J. C. Eccles, *J. Physiol.*, 117, 431 (1952)

れる種々の検討結果および回路の詳細等はいつさい省略した。また方式自体についてもここで述べたように PAM パルスの振幅を PCM パルスのそれと一致させる必要はなく、むしろ両者の間には出力 SNR を最大にする特定の関係が入力 SNR の関数として存在することがわかっている。これらの点に関しては別の機会に発表するつもりである。最後にこの研究に協力された橋・神子・坂本の諸氏に謝意を表する。(1965年1月9日受理)