

-変調方式の時分割多重化テレメータシステムへの応用

誌名	東海大学紀要. 海洋学部
ISSN	13487620
巻/号	16
掲載ページ	p. 249-255
発行年月	1983年1月

農林水産省 農林水産技術会議事務局筑波産学連携支援センター
Tsukuba Business-Academia Cooperation Support Center, Agriculture, Forestry and Fisheries Research Council
Secretariat



Δ - Σ 変調方式の時分割多重化テレメータ システムへの応用*

渡會 理・今関真琴

Application of Delta-Sigma Modulation to T. D. M.
Oceanographic Telemetry System

Osamu WATARAI and Makoto IMAZEKI

Abstract

Delta-Sigma Modulation, derived from delta modulation, has been known as one of communication systems by code modulation. This system is the one which incorporates an integration process in the original delta modulation system. It has an advantageous performance over delta modulation in transmission of dc signal such as oceanographic data informations.

The authors applied this modulation in developing an experimental multichannel oceanographic data telemetry system.

The experimental results show that considerably good reproduction of transmitted signal as well as high stability of performance can be obtained, although the circuitry is much less complicated when compared with P. C. M. system.

1. はじめに

Δ - Σ 変調は、 Δ 変調の入力回路に積分回路を挿入することで直流信号の伝送ができるように改善された1ビットのPCM符号変調方式である²⁾。この変調方式は同期信号の構成が容易ではなく、無線伝送上は占有帯域幅がPCM通信と比較して大きくなることから、多重化伝送上不利と考えられてきた³⁾。しかし、海洋における水温変動・塩分濃度などの計測を対象とする限り、これらはすべて直流信号であるため、情報の標本化周波数はかなり低くできる。さらに、PCM変調方式と比較して、テレメータ装置の回路構成が極端に簡略化できる上、データ伝送精度も極めて良好である。そこで、この Δ - Σ 変調を用いた8要素の時分割テレメータ装置を構成し、基礎実験を行った結果、十分満足できる成果が得られたのでここに報告する。

* 東海大学海洋学部業績A第249号。受理1982年9月22日

2. Δ - Σ 変調方式の原理^{2) 3)}

Fig. 1 にこの変調器システムの系統図を示す。まず、Integrator で入力信号 $v_i(t)$ と出力クロック $v_q(t)$ とを差動積分する。積分出力は、

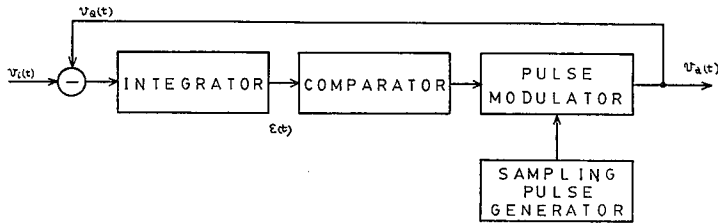


Fig. 1. Delta-sigma modulation block diagram.

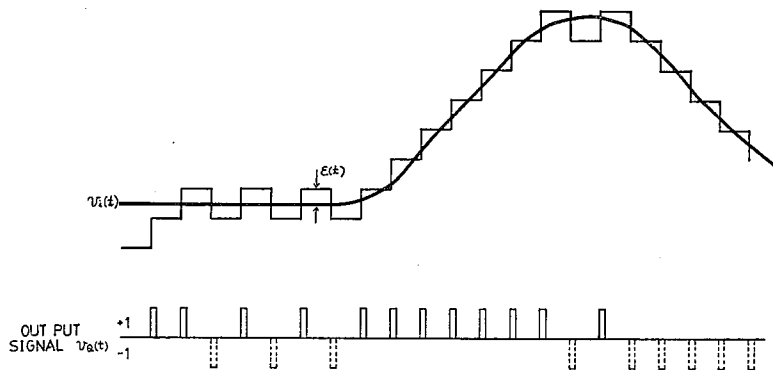


Fig. 2. Principle of delta-sigma modulation.

$$\epsilon(t) = \int v_i(t) dt - \int v_q(t) dt \quad (1)$$

で与えられるが、これらは線形動作であるためひとまとめにして、

$$\epsilon(t) = \int \{v_i(t) - v_q(t)\} dt \quad (2)$$

のように書いてもよい。パルス変調器はゼロクロスコンパレータとゲート回路とから成り、 $\epsilon(t) > 0$ のときはゲートが開きパルス発生器からのパルス $v_q(t)$ が出力に現われ、これが入力にフィードバックされる（1ビット増加）。また、 $\epsilon(t) < 0$ のときはゲートが閉じて $v_q(t)$ は変化しない。原理上1クロック分前の入力データとの比較が行われるため、この $\epsilon(t) < 0$ のときは1ビット減少することになるが、伝送に際してはユニポーラパルスのみで充分である。この様子を Fig. 2 に示す。結局、入力 $v_i(t)$ から出力 $v_q(t)$ への閉ループは自動平衡型帰還ループを形成しているため、

$$\epsilon(t) = \int \{v_i(t) - v_q(t)\} dt \doteq 0 \quad (3)$$

すなわち、 $v_q(t)$ が ± 1 ビットの範囲で $v_i(t)$ に追従するような動作が行われる。このような符号化方式は電荷平衡型 A/D コンバータの動作と類似しているが、基準電圧は全く不要であることが大きな特徴である。さらに低域フィルタを通すだけで簡単に復調が行われることも有利である。

3. 本装置の構成

3-1 テレメータ送信機回路

以上の原理に基づいて 8 要素の時分割テレメータシステムを設計した。Fig. 3 にテレメータ送信機ブロック系統図, Fig. 4 に回路構成を示す。マルチプレクサ MP₁ 以後の差動積分, ゼロクロスコンパレータ, D-F.F. の部分が 4- Σ 変調回路である。積分器の時定数は $\tau=CR=1$ [msec] である。積分器にはマルチプレクサを通して入力信号 $v_i(t)$ と D型 フリップフロップの出力パルス

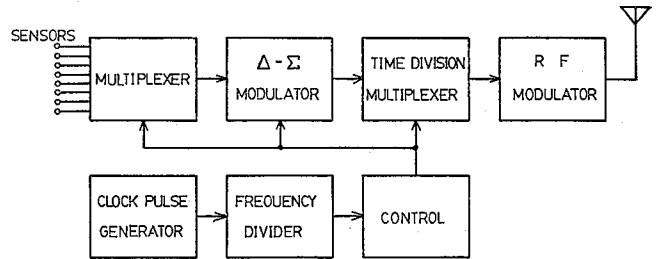


Fig. 3. Delta-sigma modulator system block diagram.

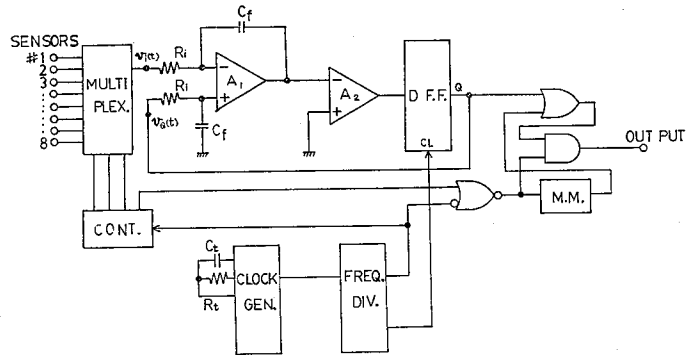


Fig. 4. Delta-sigma modulator circuit diagram

$v_q(t)$ が印加されるので, その出力 $v_o(t)$ は,

$$v_o(t) = -\frac{1}{CR} \int \{v_i(t) - v_q(t)\} dt = -\frac{1}{CR} \int e(t) dt \quad (4)$$

で与えられる。変調用クロックパルスの繰返し周波数 f_c は, $f_c=1$ [kHz] または 2 [kHz] とした。また, 出力端子から与えられるデータパルスの周波数 f_p は入力信号 $v_i(t)$ と f_c とに比例し, 電源電圧 V_{DD} に反比例する。すなわち,

$$f_p = \begin{cases} \left(\frac{f_c}{V_{DD}}\right) \cdot v_i(t) & \text{[Hz]} & \left(\frac{V_{DD}}{2} \geq v_i(t) \geq 0\right) \end{cases} \quad (5)$$

$$\left(1 - \frac{v_i(t)}{V_{DD}}\right) \cdot f_c & \text{[Hz]} & \left(V_{DD} \geq v_i(t) \geq \frac{V_{DD}}{2}\right) \quad (6)$$

本装置では入力信号の最大値を $v_i(t)_{\max}=2.0$ [V], すなわち, 式(5)の範囲に選んである。そうすると, 受信側で低域フィルタを通してこれを復調すると,

$$V_o = \left(\frac{f_p}{f_{cl}}\right) \cdot V_{DD} \quad \text{[V]} \quad (7)$$

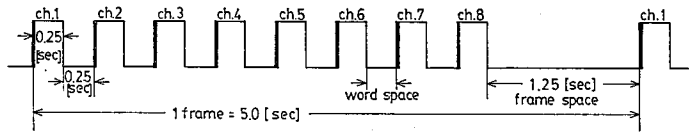


Fig. 5. Timing chart for signal multiplexing.

なる直流電圧が得られる。

送信機回路の基本動作について述べる。まず、非安定マルチバイブレータにより 32.768 [kHz] のパルスを発生し、これを $1/2^{14}$ リップルカウンタで分周して 2.048 [kHz] と 1.024 [kHz] および 2 [Hz] のクロックパルスを生成する。このうち、前2者は変調用の標本化パルスとして利用し、2 [Hz] のパルスはマルチプレクサ等の時分割多重化のための制御信号に用いる。多重化信号は Fig. 5 に示すような時系列に配置される。すなわち、1フレームの伝送に要する時間は 5 [sec]、1ワード（1チャンネル）の時間は 500 [msec]、ワードとワードとの間のスペースは 500 [msec]、また、フレームとフレームの間には 1.25 [sec] の時間が設けられている。これらのスペースは受信側でこれを検出し、ワード同期信号、フレーム同期用信号に用いる。この $\Delta-\Sigma$ 変調の信号の多重伝送に際して、特定のチャンネルの信号が零のときは出力パルスが全く現われぬという性質があるので受信側での同期が取れなくなる。このため、各チャンネルの始まりに信号とは無関係に同期信号を挿入する必要がある。このパルスを作っているのが、Fig. 4 の単安定マルチバイブレータである。このようにして作られた信号は、一旦、低周波領域で FS 変調したのち、VHF 無線周波数帯の FM 波の形で送信空中線から輻射される。電波の送信時間は30分、または60分間隔で約1分間に設定されるようになっている。

3-2 テレメータ受信機回路

受信機は VHF・FM 受信機、FS 波復調回路、低域フィルタ回路 ($\Delta-\Sigma$ 復調器)、デマルチプレクサ、サンプル&ホールド回路、アナログデータ表示回路等から成るアナログ系データ受信回路と、マルチプレクサ、A/D コンバータ、同期系を含むデジタル表示回路の部分から成っている。これらを Fig. 6 の系統図に示す。なお紙面の都合により、本稿ではこの詳細な説明は省略する。海洋

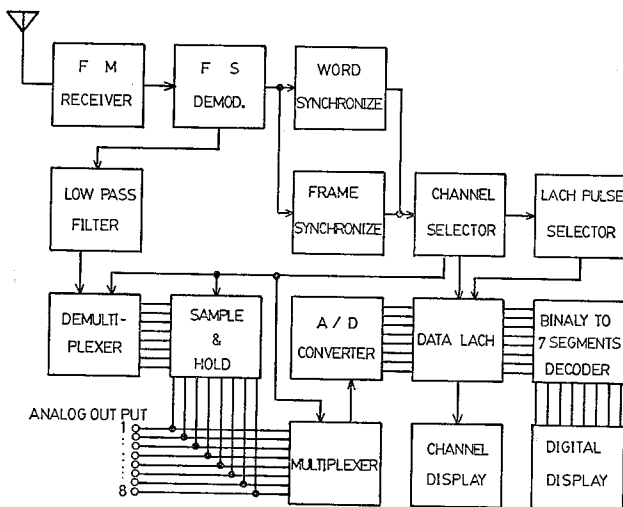


Fig. 6. Receiver block diagram.

計測の対象は変動の緩慢な現象であるので、情報信号を1秒程度の極めて遅い標本化周期にとっても実用上全く支障がない。このため、時分割多重伝送システムを構成する上で、送・受信間の同期を保持するため特定のパルス符号群を用いるまでもなく、受信側でワードスペース、フレームスペースの検出さえできれば、同期をとることが十分可能であることが本装置の動作から明らかになった。

4. 実験結果

4-1 信号復調並びに伝送特性

Fig. 7 および Table 1 はそれぞれ送信機から送られた Δ-Σ 変調波を受信機で復調した時の復調特性と送受信特性である。これから明らかなように、送受信信号間で 0.1% の直線性が得られ、分解能 10 mV で直流信号の伝送が行われた。また、再現性にも優れている。

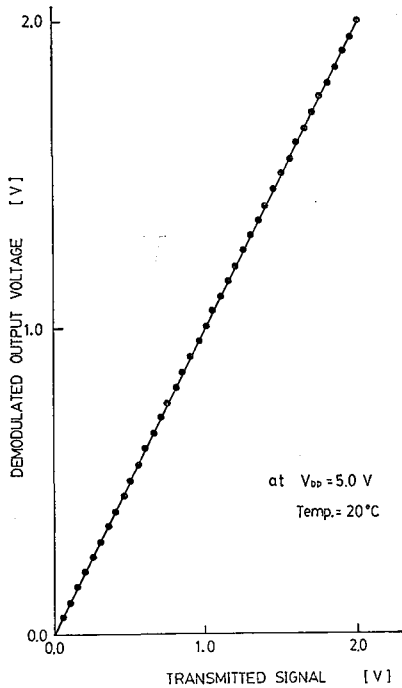


Table 1. DC signal transmission characteristics.

Transmitted signal [V]	Received signal [V]
0.00	0.00
0.20	0.20
0.40	0.40
0.60	0.59
0.80	0.80
1.00	1.00
1.20	1.21
1.40	1.40
1.60	1.59
1.80	1.80
2.00	2.00

Fig. 7. Demodulator characteristics.

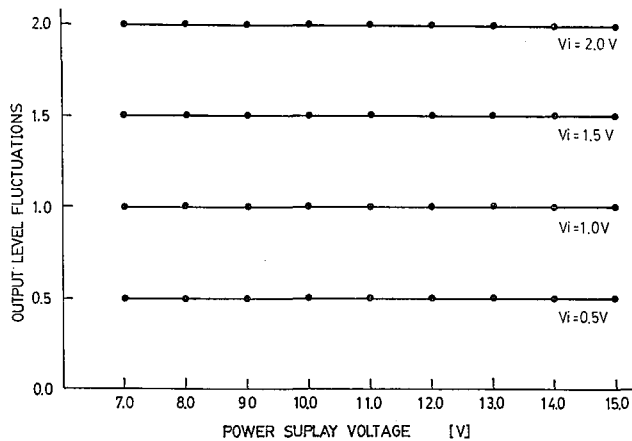


Fig. 8. Stability against V_{DD} changes. (at Clock = 2 kHz)

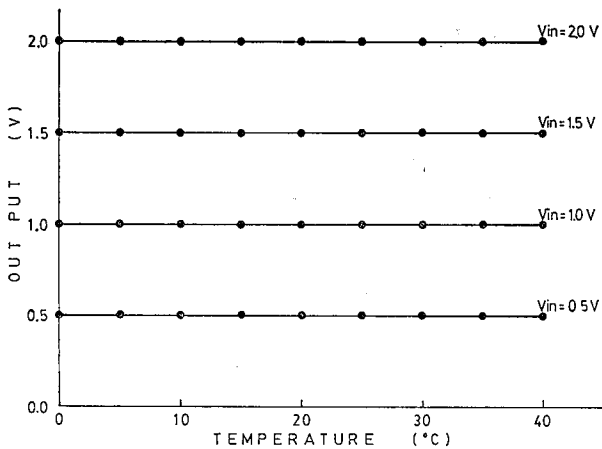


Fig. 9. Temperature dependant characteristics.

4—2 電源電圧変動に対する安定性

Fig. 8 は送信機の電源電圧 V_{DD} の大幅な変化に対して受信信号がどの程度影響を蒙るかを調べたもので、実験結果からは V_{DD} の100%変動に対して、受信信号レベルには全く変動が認められない。

4—3 温度に対する安定性

電源に対する安定性と同様、この $\Delta-\Sigma$ 伝送システムでは周囲温度の影響をも全く受けないことが明らかになった。この様子を Fig. 9 に示す。

5. 検 討

伝送特性、信号復調特性は式(5)を満足する。つまり、入力信号レベル $v_i(t)$ が変調器電源電圧 V_{DD} と比較して、 $0 \leq v_i(t) \leq V_{DD}/2$ のときは出力パルス $v_o(t)$ はパルス幅一定のパルス周波数変調パルス、また $V_{DD}/2 \leq v_i(t) \leq V_{DD}$ ではパルス幅と周期とが同時に変化するデューティ比に比例したパルス列になる。いずれの場合も復調は低域フィルタを通すことで容易に行われる。実験結果から見る限り、復調信号データの精度は $\pm 5 \text{ mV}$ 以下に収まり、PCM 10 ビット相当の分解能が得られている。

また、電源電圧変動、周囲温度変化に対する動作特性については、Figs. 8, 9 に示したような安定な動作が行われる。これは他の変調方式には類を見ない特徴である。これは、システムが負帰還制御ループによってアナログ入力電圧とデジタル量との巧みな自動平衡動作が行われているためである。このため、誤差要因は送信側では主に量子化雑音のみと考えてよく、受信側ではフィルタ回路、電源の安定度に留意すればよい。

6. む す び

以上から、 $\Delta-\Sigma$ 変調方式を海洋計測用のテレメータ方式に応用しようとする所期の目的は達せられたと考えられる。一般的に通信方式としては現在 PCM 符号変調が最も能率が良いとされているが、海洋テレメータシステムとしては、計測用電子回路を含む送信機は洋上ブイに搭載されるなどの形をとるため使用できる電源容量にも制約がある。また、過酷な環境条件の下でも正常に動作する必要がある。この点、ここに報告した $\Delta-\Sigma$ 変調は PCM 変調と比較して占有帯域幅が約50%だけ広がることを考慮しても、電源や周囲温度の影響をほとんど受けなく、さらに回路構成が極めて簡単になるなどという特筆すべき利点がある。

筆者らは、この $\Delta-\Sigma$ 変調を応用したテレメータシステムが非常に有力な海洋データ伝送方式の一つに成り得るものとする。

謝 辞

東海大学教授，平岡寛二先生に多くの御指導を賜ったことを深く感謝します。また，いろいろ御教示を戴きました東海大学教授，岩下光男先生に厚くお礼を申し上げます。さらに，実験に協力して戴いた，今井邦明，片山俊一の両君に感謝いたします。

文 献

- 1) DIFENDERFER, A. J. (1979) : Principle of electronic instrumentation. W. B. Saunders, 325—327.
- 2) INOSE, H. *et al.* (1962) : A telemetry system by code modulation. IRE Trans. on Space Electronics and Telemetry, Sept., 204—209.
- 3) INOSE, H. *et al.* (1963) : A unity bit coding method by negative feedback. Proc. I. E. E. E., Nov., 1524—1534.
- 4) TAUB, H. and D. L. SCHILLING (1971) : Principle of communication systems. McGraw-Hill, 216—221.
- 5) 渡會 理・今関真琴ほか (1981) : 4- Σ 変調方式による海洋計測用テレメータ装置. 電気四学会北陸支部連合大会予稿集, B-40.
- 6) 渡會 理・小城久男 (1982) : 海洋計測用テレメータ装置の開発研究, 東海大学紀要海洋学部, 15, 247—260.
- 7) 山本外史 (1978) : パルスとデジタル回路. 理工学社, 東京, 145—147.