

## デルタ変調について

水野 邦昭<sup>\*</sup>・松田 秀雄<sup>\*\*</sup>

Considerations on delta modulation

Kuniaki MIZUNO・Hideo MATSUDA

In delta modulation as well as PCM it is able to develop its S/N ratio by introducing the method of the companding.

In this paper we describe about the usefulness of the amplitude weighting coefficient  $\{1, 1, 2, 4, 9, \dots, 9\}$  which we proposed.

This coefficient is especially superior to in both the noise characteristic and the following characteristic operating by the high frequency input.

## 1. 緒 言

デジタル通信の代表的なものとして、パルス符号変調 (pulse code modulation ; 以下PCMと略記) とデルタ変調 (delta modulation ; 以下 $\Delta M$ と略記) の二つをあげることができる。

PCMは入力信号の符号化の過程において、量子化された各標本値の大きさに応じてnビット(例えば8ビット)のパルスを割り当て、変調系を構成する。これに対し $\Delta M$ は連続する二つの標本値の差に1ビットのパルスを割り当てて変調系を構成するもので、PCMに比べ標本化周波数 $f_s$ が高くなる欠点があるが、変調器が著しく簡単となる利点がある。

PCMでは量子化の過程で圧伸を行なうことによつてS/N比の改善を行なっているが、 $\Delta M$ においてもその様な圧伸を導入することにより、TV画像信号伝送の分野において、PCM方式に匹敵する性能の向上をはかってきた。

圧伸の方法に瞬時圧伸を用いた圧伸1ビット $\Delta M$ 方式は、入力信号の変化の大きさに応じてステップサイズ $\Delta$ を変え、低周波入力時のgranular (量子化) 雑音並びに高周波入力時の slope overload (勾配過負荷) 雑音を軽減する目的で考え出された方式で、

その振幅荷重係数  $\{u_1, u_2, \dots, u_n\}$  としては、安定性の立場から

$$u_i \leq \sum_{j=1}^{i-1} u_j \dots \dots \dots \textcircled{1}$$

を満たすものが望ましく、この条件のもとで  $\{1, 1, 2, 3, 5, \dots, 5\}$  (係数II) の方式が最も有効であることが報告されている。(1)

しかしながら高周波入力時の slope overload 雑音特性を改善する見地からは、最大量子化ステップ  $u_{max} (=u_n)$  をできるだけ大きくすることが望ましく、著者等は振幅荷重係数  $\{1, 1, 2, 4, 9, \dots, 9\}$  (係数I) の方式を考えた。この方式は安定条件式 $\textcircled{1}$ を満たさず不安定性が懸念されるが、その不安定機構を解明した結果、不安定な振動を生ずることは極めてまれで、実用上ほとんど問題がないことが分かった。

そこで実験装置を試作し、上記二つの方式の比較を中心に種々の実験・検討を行なったので、その結果をここに報告する。

## 2. 圧伸1ビットデルタ変調方式

圧伸 $\Delta M$ 方式は入力信号の大きさに応じて量子化ステップサイズ $\Delta$ を変化させつつデルタ変調を行なう方式であり、(i)シラブル圧伸方式と(ii)逐次適応形圧伸方式とに大別される。本研究の方式は瞬時

\* 工学部 電気工学科  
\*\* 同 上

圧伸を行なう後者の方式で、符号化のフィードバックループ内に可変要素を備えることによって圧伸を行なわせた。

量子化ステップサイズは一連のパルス列のパターンによって決定される。図1に符号器のブロック図

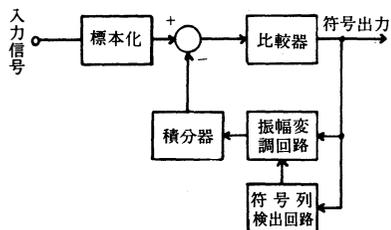


図-1 圧伸1ビット $\Delta M$ 符号器ブロック図

を示す。振幅変調回路は符号列検出回路で検出された、伝送路に送られるデジタル信号の過去のいくつかの組合せから、積分器に加えるステップ電圧の極性と大きさを決定するものである。

いま  $\{1, 1, \dots, 1\}$  の様に同一符号の一連のパルスが符号出力としてでてくる時、量子化出力の大きさ  $u$  は振幅変調回路によって  $u_1, u_2, \dots, u_n$  と変化する。また  $0$  (または  $-1$ ) パルスが現われ  $\{0, 0, \dots, 0\}$  と続く時は、別な一連のパルスとみなして  $u$  の大きさを再び  $u_1, u_2, \dots, u_n$  と変化させる。

振幅荷重係数は例えば

$$u_1 = u_2 = u_{min} \quad (\text{最小量子化ステップ})$$

$$u_i < u_i + 1 \quad (i=3, 4, \dots, k)$$

$$u_j = u_{max} \quad (\text{最大量子化ステップ、ただし } j > k)$$

の様に選ばれる。

これはさらに安定性の立場から、条件式①を満たす様配慮されている。しかし緒言でも述べた通り、slope overload 雑音特性を改善する見地からは、 $u_{max}$  をできるだけ大きくすることが望ましい。その例として振幅荷重係数  $\{1, 1, 2, 4, 9, \dots, 9\}$  が考えられる。これは条件式①を満たさず不安定性が懸念されるが、以下このことにつき考察を加える。

### 3. 不安定機構の解明

いま最小量子化ステップ  $u_{min}$  の8倍のステップ状入力がかかった時の係数I, 係数IIの出力応答を図2, 図3に示す。係数IIでは過渡応答の後  $\pm u_{min}$

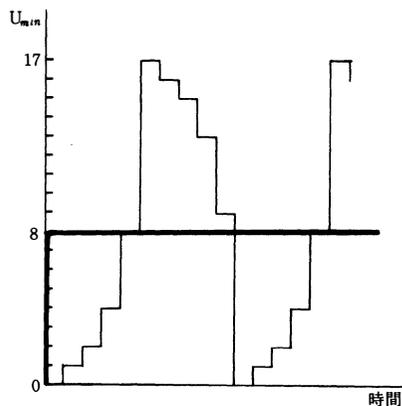


図-2 係数Iの出力応答

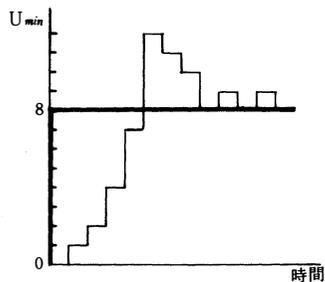


図-3 係数IIの出力応答

のステップを繰返して安定となるが、係数Iでは不安定振動となる。

次に  $(8+9i)u_{min}$  ( $i=1, 2, \dots$ ) のステップ状入力の場合、その出力応答は図4, 図5の様になり、係

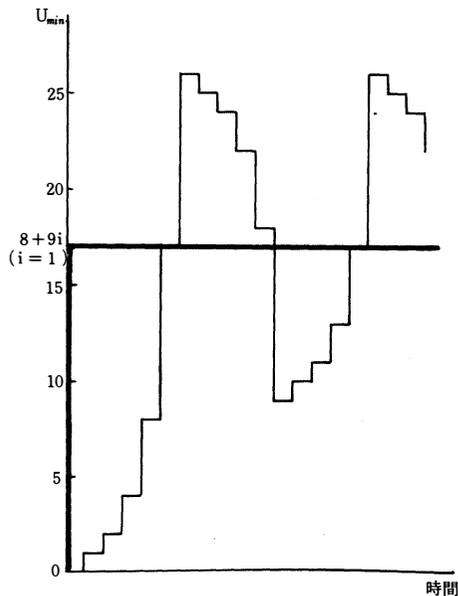


図-4 係数Iの  $(8+9i)u_{min}$  ステップ入力時の出力応答

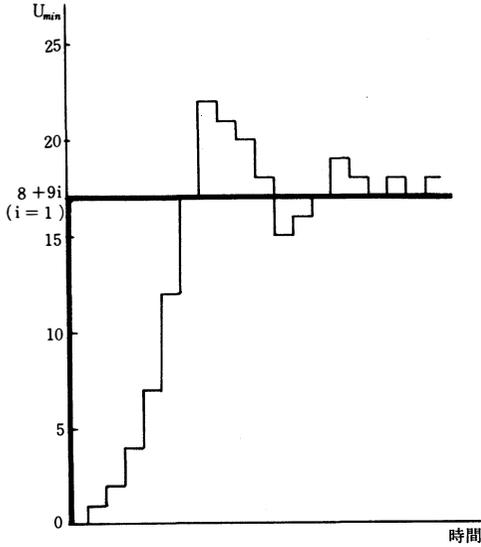


図-5 係数IIの(8+9i)U<sub>min</sub>ステップ入力時の出力応答

数IIでは過渡応答の後±u<sub>min</sub>のステップを繰り返して安定となるが、係数Iではやはり振動応答となる。

したがって一般の荷重係数においては、条件式①を満たさないu<sub>k</sub>をu<sub>1</sub>, u<sub>2</sub>, ..., u<sub>ij</sub>とすれば

$$A_p = \sum_{k=1}^p u_{jk} \dots\dots\dots ②$$

(ただしp>jの場合 u<sub>p</sub>=u<sub>ij</sub>とみなす。)

の大きさのステップ状入力変動の時のみ振動応答することになる。

ところでいま8u<sub>min</sub>のステップ状入力のため不安定振動している係数Iの変調器に、ある時刻t=t<sub>1</sub>でu<sub>min</sub>の大きさのステップ状外乱が加わったものとする、図6の様に不安定振動は直ちに消滅する。

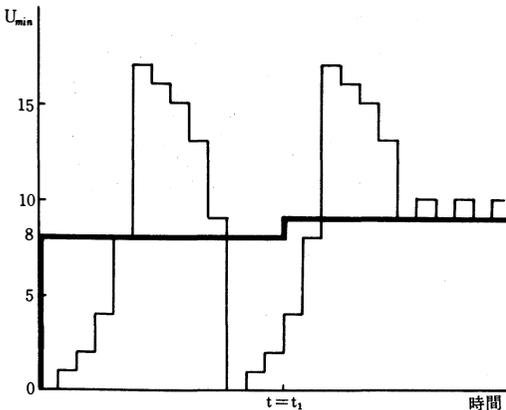


図-6 t=t<sub>1</sub>でU<sub>min</sub>のステップが重畳したときの係数Iの出力応答

実際音声や画像信号伝送においては、(8+9i)u<sub>min</sub>を満たすステップ状変動の現われることはまれであり、例え振動が生じても次の信号変化によって消滅するので、実用上ほとんど問題はないと考えられる。

#### 4. 圧伸1ビットデルタ変調装置

本研究に用いた実験装置のブロック図を図7に、全回路図を図8にて示す。

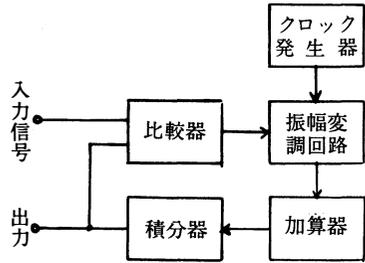


図-7 実験回路のブロック図

クロックパルスΦ、Φ̄は無安定マルチよりの出力をRC微分回路、TR増幅器、バッファ段にインバータを用いてとりだしている。マルチのコンデンサをC<sub>1</sub>=600[pF], C<sub>2</sub>=1000[pF], C<sub>3</sub>=1600[pF]と切り換えることにより、サンプリング周波数f<sub>s</sub>=77.585[kHz], 49.919[kHz], 34.948[kHz]をそれぞれ得ている。

比較器(comparator)はOPアンプを用いて構成し、波形整形にアンド回路を用いてR-Sフリップフロップに加える。R-Sフリップフロップ以後のアンド回路につけてあるマニュアル端子M<sub>1</sub>~M<sub>3</sub>およびM<sub>1</sub>'~M<sub>3</sub>'に-24[V]("0"の状態)を加えると、①~④までのOPアンプ出力は全てカットされ、振幅荷重係数{1, 1, ..., 1} (係数III) が得られる。

またこの状態で加算器Iの入力抵抗20[kΩ]に並列に5.7[kΩ]の抵抗を接続することによって、振幅荷重係数{9, 9, ..., 9}が得られる。係数{9, 9, ..., 9}を考えたのは、本研究の主要課題である係数{1, 1, 2, 4, 9, ..., 9}の中に{9, ..., 9}成分が含まれているため、これとの関連を調べるためである。

マニュアル端子 M<sub>1</sub>~M<sub>3</sub>をセット、M<sub>1</sub>'~M<sub>3</sub>'をリセットにそれぞれ接続してやれば、加算器I使用の場合には{1, 1, 2, 4, 9, ..., 9} (係数I)、加算器II使用の場合には{1, 1, 2, 3, 5, ..., 5} (係数II) が得られる。(この時、図8のスイッチS, S'は両方ともC, C'にはいつている。)

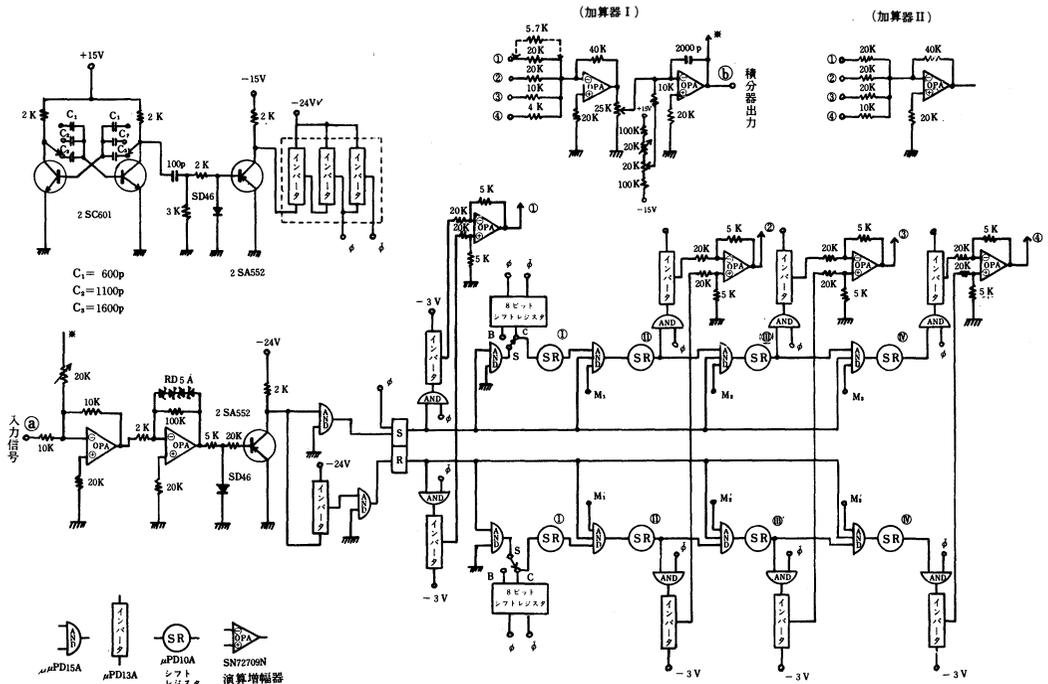


図-8 全回路図

また加算器 I を使用している状態において、図 8 のスイッチ S, S' を B, B' に投入して 8 ビットシフトレジスタを動作させることによって、振幅荷重係数  $\{1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 2, 4, 9, \dots, 9\}$  が得られることになる。

積分器 (integrator) の入力端子にバイアス電源が取り付けられているのは、零点調整を行ない、ドリフト電圧を防ぐためのものである。

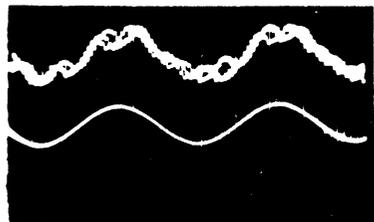
### 5. 実験方法および結果

図 8 の回路図において、実験は OP アンプの入力端子 a に正弦波 (または三角波、矩形波) を加え、①積分器出力をシンクロスコープで観測した。②量子化雑音  $\epsilon$  は granular 雑音と slope overload 雑音の両者を含めて考えるものとし、③点の電圧をデジタルテスタ (rms 値表示) を用いて測定した。この時入力周波数を 400, 800, 1000, 2000, ... [Hz] と変化させ、その各の周波数に対して入力信号の振幅を変化させた。ただし最小量子化ステップサイズは一定で、 $\Delta (=u_{min}) = \frac{1}{4}(V)$  である  
③ サンプリング周波数ならびに入力振幅を一定とし

て、入力周波数を変化させ  $\epsilon$  を測定した。  
④ 入力振幅を一定として、その振幅での追従可能周波数限界を求めた。

ここで②~④の実験における信号入力はいずれも正弦波である。

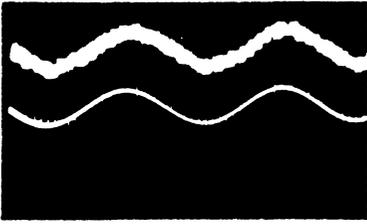
①の結果を図 9 ~ 図 19 の写真にて示す。二つの波形の上側が積分器出力波形、下側が信号入力波形である。



$f_i = 34.948 \text{ [kHz]}$   
 $\{1, 1, 2, 4, 9, \dots, 9\}, f = 800 \text{ [Hz]}$   
 $V_{in} = 2.82 \text{ [V]}, \epsilon = 0.43 \text{ [V]}$

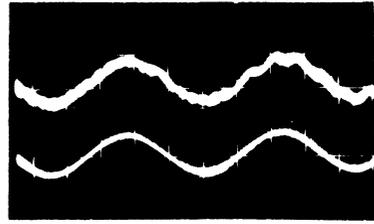
図. 9

デルタ変調について



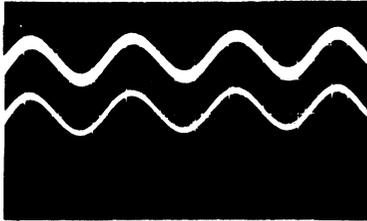
$f_c = 34.948(\text{kHz})$   
 $\{1,1,2,3,5,\dots,5\}$ ,  $f = 800(\text{Hz})$   
 $V_{in} = 2.82(\text{V})$ ,  $\epsilon = 0.49(\text{V})$

図. 10



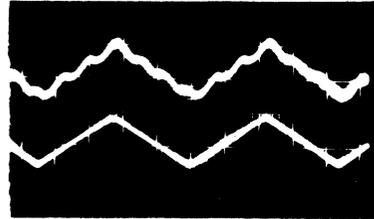
$f_c = 49.919(\text{kHz})$   
 $\{1,1,2,4,9,\dots,9\}$ ,  $f = 1000(\text{Hz})$   
 $V_{in} = 2.82(\text{V})$ ,  $\epsilon = 0.97(\text{V})$

図. 14



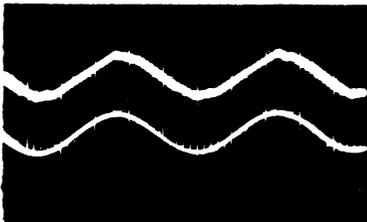
$f_c = 34.948(\text{kHz})$   
 $\{1,1,1,1,1,1,1,1,1,2,4,9,\dots,9\}$ ,  $f = 400(\text{Hz})$   
 $V_{in} = 2.82(\text{V})$ ,  $\epsilon = 0.39(\text{V})$

図. 11



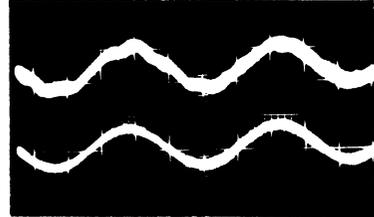
$f_c = 49.919(\text{kHz})$   
 $\{1,1,2,3,5,\dots,5\}$ ,  $f = 800(\text{Hz})$   
 $V_{in} = 2.82(\text{V})$ ,  $\epsilon = 0.60(\text{V})$   
 (三角波入力)

図. 15



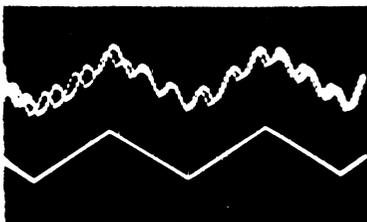
$f_c = 49.919(\text{kHz})$   
 $\{1,1,\dots,1\}$ ,  $f = 400(\text{Hz})$   
 $V_{in} = 2.82(\text{V})$ ,  $\epsilon = 1.06(\text{V})$

図. 12



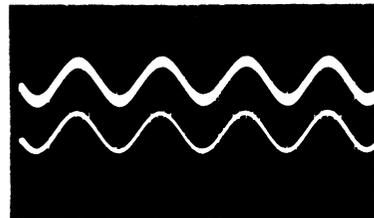
$f_c = 49.919(\text{kHz})$   
 $\{1,1,2,3,5,\dots,5\}$ ,  $f = 1000(\text{Hz})$   
 $V_{in} = 2.82(\text{V})$ ,  $\epsilon = 0.57(\text{V})$

図. 16



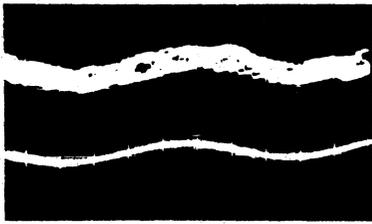
$f_c = 49.919(\text{kHz})$   
 $\{1,1,2,4,9,\dots,9\}$ ,  $f = 800(\text{Hz})$   
 $V_{in} = 2.82(\text{V})$ ,  $\epsilon = 1.02(\text{V})$   
 (三角波入力)

図. 13



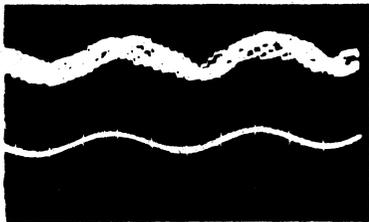
$f_c = 49.919(\text{kHz})$   
 $\{1,1,1,1,1,1,1,1,1,2,4,9,\dots,9\}$ ,  $f = 800(\text{Hz})$   
 $V_{in} = 2.82(\text{V})$ ,  $\epsilon = 0.49(\text{V})$

図. 17



$f_s = 77.585$  [kHz]  
 $\{1, 1, 2, 3, 5, \dots, 5\}$ ,  $f = 3000$  [Hz]  
 $V_{in} = 0.635$  (V),  $\epsilon = 0.53$  (V)

図. 18



$f_s = 77.585$  (kHz)  
 $\{1, 1, 2, 4, 9, \dots, 9\}$ ,  $f = 4000$  [Hz]  
 $V_{in} = 0.635$  (V),  $\epsilon = 1.04$  (V)

図. 19

②の結果を図20～図25のグラフにて、また③の結果を図26のグラフにて示す。④の結果を表1にて示す。

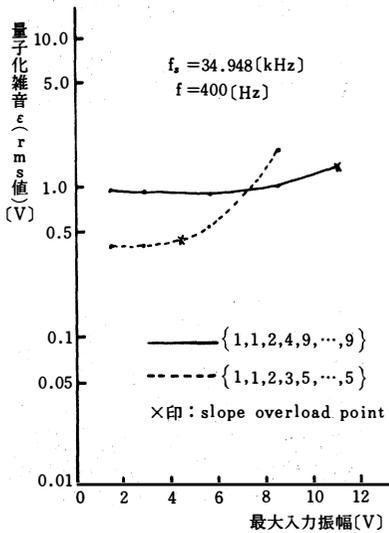


図-20

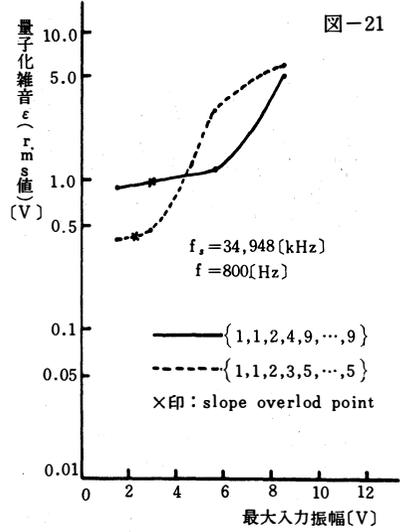


図-21

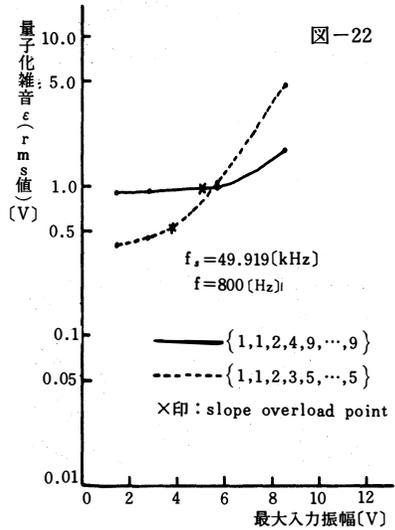


図-22

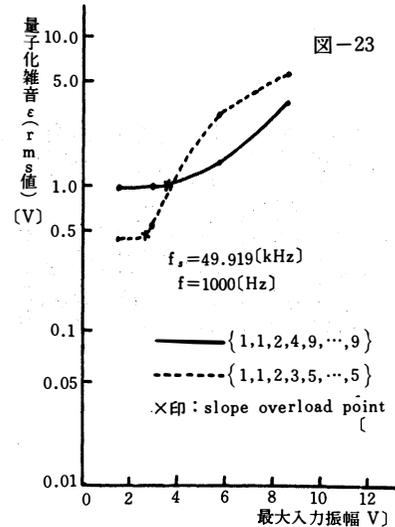
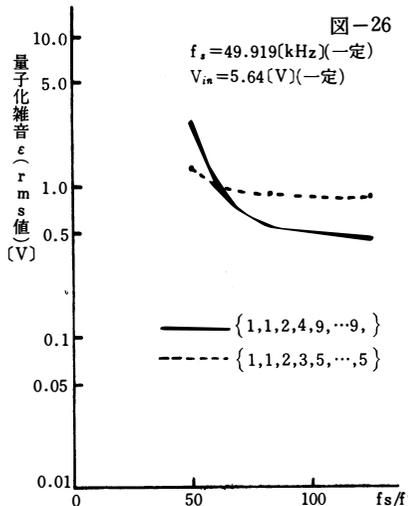
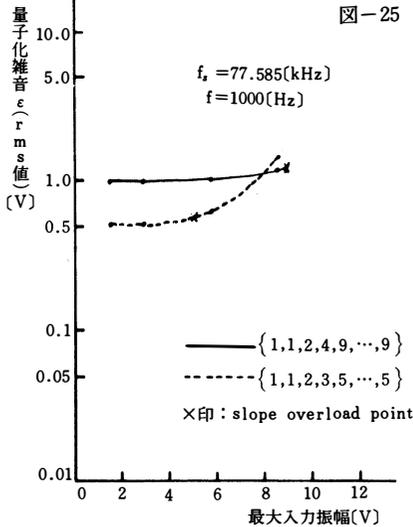
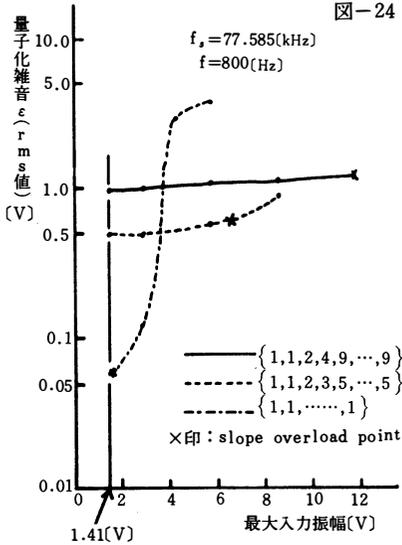


図-23

デルタ変調について



サンプリング周波数 $f_s$ (kHz)	係数番号	正弦波入力振幅 (V)	追従可能周波数 (kHz)	量子化雑音 $\epsilon$ (rms値) (V)
34.948	I	2.82	8.05	0.92
	II	2.82	6.75	0.44
	III	1.41	3.02	0.04
49.919	I	2.82	11.70	0.97
	II	2.82	9.80	0.5
	III	1.41	4.65	0.07
77.585	I	2.82	20.00	1.16
	II	2.82	17.50	2.02
	III	2.82	4.80	0.08

表-1

6. 実験結果の考察

①サンプリング周波数  $f_s = 34.948$  [kHz] の場合、入力周波数  $f = 800$  [Hz] においては  $f_s/f \approx 44$  の小さな値となって標本化が粗くなり、係数 I、係数 II どちらの場合にも小振幅で勾配過負荷を生ずることになる。(図21参照)

②図20、図21、図22、図23および図25の特性曲線から係数 I の方式は係数 II の方式に比べ、大きい入力振幅すなわち微係数の大きな波形に対し、量子化雑音の小さいことが分かる。これは係数 II の方式が急峻な振幅変化に対しては追従特性が悪く、勾配過負荷を生じやすいためである。

③デルタ変調器が入力波形に追従している場合(すなわちこの場合は granular 雑音のみ)、例えば図24の最大入力振幅1.41[V]の点で係数 I、係数 II、係数 III を比べると分かる様に、granular 雑音は係数 III の方式が一番小さい。しかしこの時は本来 +1、-1 のパルスが交互に出るので、三つの係数は共に同じ大きさの granular 雑音を持つべきものである。係数 I、係数 II の方式が係数 III に比べ追従時に雑音特性が劣化した原因は、積分器の不完全動作にあるものと思われる。

すなわち RC 積分器の伝達関数は

$$H(s) = \frac{1}{1+sT} \dots \dots \dots \textcircled{3}$$

( $T = RC$ )

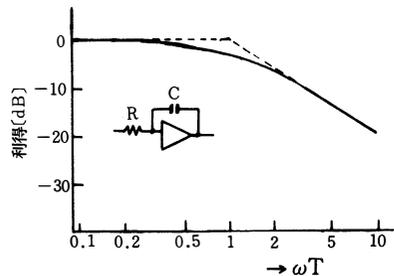


図-27 RC 積分器の周波数特性曲線

で与えられ、理想積分器の周波数特性曲線は図27の破線の様になるが、本実験に用いた図8の積分器には漏洩が存在し、したがってその周波数特性も図27の実線の様になり、積分器出力が完全な段階波状にならず、これが量子化雑音の増大を招来したものと推定される。

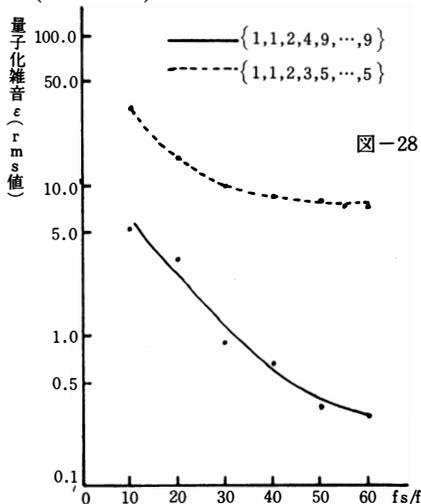
④従来の $\Delta M$ 方式の係数Ⅲは、 $f_s = 77.585(\text{kHz})$ の時ですえも量子化雑音特性は余り良くない。(図24参照) また低いサンプリング周波数の時には、入力振幅の大きな変化にはほとんど追従しきれない。(例えば図12参照。図12では勾配過負荷が観測される。)

⑤積分器出力波形を詳細に検討した結果、波形変化の平坦な部分では本来なら符号列としては正・負のパルスが交互に出るべきであるにもかかわらず、本装置では正・正・正・負の順序でパルスを発生していることが観測され、これが雑音の増大を助長しているものと推論された。

そこでこれを救済する一手段として、図8に示す様な8ビットシフトレジスタを振幅変調回路に挿入し、係数 $\{1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 2, 4, 9, \dots, 9\}$ を用いることによって雑音の軽減をはかった。振幅荷重係数に $\{1\}$ を10個も含むので、係数Ⅰより追従特性が若干劣るのはやむを得ないが、係数Ⅰの方式に比して雑音特性が相当改善されていることが分かる。(図11, 図17参照)

⑥表1より分かる様に、一定サンプリング周波数、一定入力振幅に対する周波数追従特性は、係数Ⅰの方式が最も優れている。

⑦係数 $\{9, 9, \dots, 9\}$ 使用の時は、係数Ⅲの方式に比



し追従特性の改善は認められたが、granular雑音の増大が係数Ⅰのそれを上回った。

## 7. 計算機シミュレーションの結果と考察

圧伸1ビットデルタ変調器は非線形・不連続制御系で、理論的にその動作応答を記述することは極めて難しい。そのため計算機によるシミュレーションを行なった。その結果を図28に示す。

図28の結果は図26の結果に対応するものである。入力信号の大きさが異なるので直接の比較はできない。シミュレーションの結果は変調器が理想的に動作した場合のもので、係数Ⅰの方式が係数Ⅱの方式に比べ雑音特性が著しくよいことがより明確に示されている。そしてこの傾向はサンプリング周波数が高くなる程顕著である。

シミュレーションの結果と実験結果との相異は、変調装置の積分器および比較器特性の不良並びにMOS型ICの高速動作特性の不良に起因するものと考えられる。

## 8. 結 言

以上に述べてきた実験並びにシミュレーションの結果から著者等の注目した係数Ⅰの方式が係数Ⅱの方式よりも、雑音特性並びに追従特性の両方において優れていることを示すことができた。

実際 $\Delta M$ 方式は通常画像伝送に用いられるものであるから、デルタ変調器は充分高い周波数に追従できるものでなければならない。この観点からも高周波入力時の追従特性並びに雑音特性の共に優れている係数Ⅰの方式が、係数Ⅱの方式より有効であると思われる。

なお今後の問題としては、高速スイッチング素子(例えばTTL)、超高入力インピーダンスの積分器を用いて回路を改良し、音声や画像信号入力時の出力特性を検討する必要がある。

(昭和47年10月13日電気四学会北陸支部連合大会にて一部発表)

### 参考文献

- (1)R.H.Bosworth & J.C.Candy ; BSTJ (1969) PP1459-1479
- (2)水野、松田；電気四学会北陸支部連合大会 (1972,10)B-20
- (3)水野邦昭；富山大学工学部修士論文

受付 昭和48年11月12日