OUKA
The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	パルス符号間に相関のある変調方式に関する研究
Author(s)	田崎, 三郎
Citation	大阪大学, 1970, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/1270
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

パルス符号間に相関のある変調方式に関する研究

田　崎　三　郎

昭和45年7月

内　容　梗　概

本論文は筆者が大阪市立大学工学部電気工学科に在職中ならびに大阪大学工学部通信工学科に国内留学中行なった，パルス符号間に相関のある変調方式に関する理論的ならびに実験的研究の成果をまとめたものであって，つぎの６章からなっている．

第１章は序論として，まずパルス符号間に相関のある変調方式の定義とその特長を述べ，本方式の通信工学における重要性を示して筆者が行なった研究目的を明らかにしている．ついで本研究の関連分野における従来の研究の概要ならびに本研究との関連を記してある．

第２章においては，圧伸定差変調方式を論述してある．本方式は信号振幅の平均レベルの変化に応じて量子化単位を圧伸する，いわゆるシラブル圧伸機能を有している．まず改善すべき問題点を明らかにするため定差変調の基本原理および基本特性を述べ，また高能率伝送の手がかりを得るため音声の統計的性質を考察する．ついで定差変調における圧伸の効果とシラブル圧伸の原理を示す．さらに変調特性を解析し，シュミレーション実験ならびに試作装置による実験によりこれを確かめてある．以上の検討によって，定差変調にシラブル圧伸機能を持たせれば，ダイナミックレンジ特性が大幅に改善できることを明らかにしている．

第３章は定差標本化変調方式について述べてある．本方式では信号振幅に定差の生じたときだけ標本化が行なわれる．まず定差標本化変調の変調原理と，この原理から導かれる種々の変復調形式を提案する．ついで非同期パルス変調における本方式の位置付けを行ない，従来の非同期定差変調ならびに３値定差変調と本方式との関連を述べる．さらに変調特性について論じ，本方式は定差変調とパルス時変調の特長を兼ね備えた方式であること，ならび

に非同期多重通信の一次変調としてすぐれた特性を有することを明らかにし，これらのことを実験的に確かめてある．なおパルス時変調としての特徴をより明確に示すため，擬似音声信号に対する信号対雑音比はパルス間隔分布を用いた新しい手法で求めてある．

第4章ではパルス間隔変調方式を開発して考察を加えてある．まず本方式の特徴を周知のパルス時変調との関連から説明する．ついで非常に簡易な構成のパルス間隔変復調回路を具体的に提案し，その動作原理を述べる．さらに理論的に変調特性を検討し，実験によりその妥当性を確かめている．以上の考察でもって本方式が音声伝送に十分有用な変調特性を有することを明らかにしてある．

第5章は方式としての新しい着想ではなく，これまで明確に示されていなかった3値定差変調の特性解析に関する記述である．すなわち非同期多重通信に3値定差変調を用いたときの耐雑音特性を，とくにこの符号系列をマルコフ連鎖で表現して論ずる．まずこの符号系列に対する適切な数学モデルについて若干の検討を行ない，1重4状態のモデルを提唱する．ついでこのモデルを信号パルス符号系列だけでなく誤りパルス符号系列にも適用し，符号誤りの発生による信号対雑音比の劣化度合を求めている．解析結果と実験結果との対比はこの数学モデルによって耐雑音特性がかなり正しく示し得ることを立証している．さらに符号間相関が信号対雑音比に及ぼす影響を考察し，符号誤りが過剰でない領域では信号対雑音比の改善に効果のあることを明らかにしてある．

第6章は結論であって，本研究の成果を総括して述べたものである．

主　要　記　号　表

量　記　号

T_s ： 標本化周期

$f_s = 1/T_s$ ： 標本化周波数

$f_m = \omega_m/2\pi$ ： 信号周波数

$f_h = \omega_h/2\pi$ ： 信号帯域上限周波数

$f_l = \omega_l/2\pi$ ： 信号帯域下限周波数

E_m ： 信号パルス振幅

d ： 信号パルス幅

Δ ： 量子化単位

M ： 送出平均パルス数

τ_i ： 時定数

μ ： 増幅回路利得

t ： 時間

R ： 抵抗

C ： 静電容量

単　位　略　号

V ： ボルト

A ： アンペア

Ω ： オーム

F ： ファラッド

H_z ： ヘルツ

dB ： デシベル

s, sec ： 秒

単位の倍数量または分数量を表わすには次の略号を前につける．

K ： キロ

m ： ミリ

M ： メグ

μ ： マイクロ

目　　次

内　容　梗　概

主　要　記　号　表

第１章　序　　論 …… 1

１．１　パルス符号間に相関のある変調方式の通信工学における重要性と本研究の目的 …… 1

１．２　本研究の関連分野における従来の研究の概要ならびに本研究との関連 …… 2

第２章　圧伸定差変調方式 …… 7

２．１　序　　言 …… 7

２．２　定差変調の基本原理ならびに基本特性 …… 7

２．２．１　基本原理 …… 7

２．２．２　基本特性 …… 8

２．３　音声信号の統計的性質 …… 10

２．３．１　振幅分布と傾斜分布 …… 11

２．３．２　周波数スペクトル …… 11

２．３．３　ダイナミックレンジ …… 13

２．３．４　単音波形各部の継続時間 …… 13

２．３．５　会話音声の話中率 …… 14

２．３．６　音声信号振幅とその傾斜との相互相関関数 …… 14

２．４　定差変調における圧伸の原理 …… 16

２．５　変調特性の解析 …… 19

２．５．１　過渡特性 …… 19

２．５．２　圧伸特性 …… 20

２．５．３　過負荷特性 …… ２１
２．５．４　信号対雑音比特性 …… ２５
２．６　アナログ計算機によるシュミレーション実験 …… ２７
２．７　試作装置による実験と検討 …… ２９
２．７．１　試作装置の回路構成 …… ２９
２．７．２　変調特性 …… ３３
２．８　結　　言 …… ３７
第３章　定差標本化変調方式 …… ３９
３．１　序　　言 …… ３９
３．２　定差標本化変調の変調原理ならびに変復調の種々の形式 …… ３９
３．３　非同期パルス変調としての定差標本化変調の特徴 …… ４２
３．３．１　非同期パルス変調の分類 …… ４２
３．３．２　ランダム標本化に対する復調定理 …… ４３
３．３．３　非同期定差変調および３値定差変調との関連 …… ４６
３．３．４　非同期多重通信の一次変調として望ましい条件 …… ４９
３．４　変調特性の解析 …… ５１
３．４．１　信号パルス系列の特性 …… ５２
３．４．２　信号対雑音比特性 …… ５３
３．４．３　送出平均パルス数 …… ５６
３．４．４　完全積分回路の伝達特性 …… ５７
３．５　試作装置による実験と検討 …… ５９
３．５．１　試作装置の構成 …… ５９
３．５．２　変調特性 …… ６３
３．６　パルス間隔情報を用いた信号対雑音比の算出法 …… ６５
３．６．１　送出パルス間の間隔分布の確率密度関数 …… ６５

3．6．2　誤差信号波形の自己相関関数 …… 66
3．6，3　復調信号の信号対雑音比 …… 69
3．6．4　実験結果および検討 …… 69
3．7　結　　言 …… 70

第4章　パルス間隔変調方式 …… 73
4．1　序　　言 …… 73
4．2　パルス時変調としてのパルス間隔変調の位置付け …… 73
4．2．1　パルス時変調の分類と相互の関係 …… 73
4．2．2　パルス間隔変調と他のパルス符号間に相関のある変調方式との関連 …… 75
4．3　変復調回路とその動作原理 …… 76
4．4　変調特性の解析 …… 80
4．4．1　変調理論 …… 81
4．4．2　信号パルス系列の特性 …… 83
4．4．3　復号に用いる定電流積分回路の伝達特性 …… 87
4．5　試作装置による実験と検討 …… 89
4．5．1　信号レベル対パルス間隔特性 …… 90
4．5．2　信号パルス系列中の信号周波数成分スペクトル …… 90
4．5．3　定電流積分回路の伝達特性 …… 90
4．5．4　周波数特性 …… 91
4．5．5　信号対雑音比特性 …… 91
4．6　結　　言 …… 93

第5章　耐雑音特性より見た3値定差変調の検討 …… 95
5．1　序　　言 …… 95
5．2　従来の3値定差変調に対する耐雑音特性の検討およびその符号系列の数学モデルに対する考察 …… 95

5．3　耐雑音特性の解析 …… 100
5．3．1　平均復号信号電力 …… 100
5．3．2　平均復号雑音電力 …… 103
5．3．3　符号誤りによる信号対雑音比の劣化度合 …… 106
5．4　実験結果との対比 …… 106
5．4．1　測定装置の構成 …… 106
5．4．2　遷移確率 …… 107
5．4．3　耐雑音特性 …… 110
5．5　符号間相関の信号対雑音比に及ぼす影響 …… 111
5．6　結　　言 …… 114
第6章　結　　論 …… 115
謝　　辞 …… 117
文　　献 …… 188

第1章　序　　論

1．1　パルス符号間に相関のある変調方式の通信工学における重要性と本研究の目的

端局方式（変調方式）の高能率化を図ることは人類共通の資産である周波数帯域をより有効に利用するために，中継方式の高能率化と並んで通信工学において古くから重要な問題であったが，近年の情報源の多様化ならびに情報量の急激な増大に対処するためにもなお新しいきわめて重要な課題である。また中継方式として従来の周波数分割や時分割の同期多重通信の他に，周波数－時間スロットの組合せを共有する非同期多重通信が新しく注目を集めているが，これに適合する変調方式の開発も重要な問題であって，各国において高能率な情報伝送を目指して数々の熱心な努力がなされている。

高能率化の一つの着眼として，情報源の性質と変調操作の相互関連性に対する考慮は冗長度除去などによる帯域圧縮の面からも大きな意味を持つ。たとえばTV信号のフレーム間相関や音声信号の振幅分布などの特性を効果的に活用して変調を行なわせることはきわめて合理的であり，これにより高能率化が期待できる。本論文はこの観点に立つ研究の成果であって，パルス符号間に相関のある変調方式とは各パルス符号が独立には発生し得ない方式，換言すれば各パルス符号の発生が確率的に関係づけられている方式と定義づけられ，情報源信号の性質に変調操作を整合させることが可能な方式である。また信号パルスはそれが存在するか否かだけが意味を持ち，そのパルス波形には直接情報をになわない特徴を有している。

本研究はこの変調方式を2つのカテゴリー，すなわち

(I)　あらかじめ定められた標本点を持ち，ある標本点におけるパルスの符号状態が前の標本点におけるパルスの符号状態に依存している変調形式

(II)　あらかじめ定められた標本点は持たず，あるパルス符号の発生時刻が

前のパルス符号の発生時刻に依存している変調形式
に大別し，それぞれの具体的な変調方式の開発ならびにすでに開発された変調方式の特性の解明を行なったものであって，本研究の成果をもって情報伝送技術の向上発展に多少なりとも寄与しようとするのが本研究の目的である．

１．２　本研究の関連分野における従来の研究の概要ならびに本研究との関連

前節で述べた分類にしたがって，本研究の関連分野である定差変調（Delta Modulation，ΔM）ならびに固定された標本点を持たないパルス時変調（Pulse Time Modulation，PTM）に関して従来行なわれて来た研究の概要を述べ，これら研究と本研究との関連を明らかにする．

１．２．１　定差変調に関する研究

１９５１年L. J. Liboisは周知のPCMの一変形として定差変調を始めて提案した[1]．彼は“信号の変化部分だけを定時間ごとに検出し，その結果に応じて所要の１単位２進符号に変調する方式”を定差変調と定義している．すなわち定差変調はPCMと同じくパルス符号変調の一形式であり，PCMと同様な利点を有するがPCMが信号振幅を量子化するのに対し定差変調は信号傾斜を量子化する変調形式を持つ．その後F. de Jagerらはこれを理論的，実験的に検討し[2],[3],[4]，その結果定差変調は回路構成は非常に簡易ではあるが，PCMと同程度の通話品質を得るには約５０％広い帯域幅を要し，しかもダイナミックレンジがPCMより狭い等の難点を持つことを明らかにした．以来，数多くの研究者が特性改善の研究に努力を重ねている．また定差変調は最近になって，PCMに比べて端末装置との結合が有利であること，情報源と整合のとり易い変調特性を本質的に持つこと，符号誤りによる信号対雑音比（以下SN比と略記する）の劣化もPCMよりはるかに小さい等々の特徴によって再認識され始めている[5]．

定差変調にとっては本質的なものではないが，多くの定差変調では回路の簡易化のため変調回路に局部復号回路と称する，受信側の復号回路と同一構成の帰還回路が設けられている．特性改善の一つの考え方としてこの局部復号回路に関する検討がある．そのうちかなりの効果をもたらしたのはM. R. Winkler[6]や筆者ら[7]による信号波形の立ち上りに対し連続するパルス符号の重みを変える試みであるが，この方法では定常状態にまで改善効果は及ぼしえなかった．しかし１９６４年のJ. A. Greefkesによる，信号振幅の平均レベルで量子化単位を圧伸するシラブル圧伸概念の提案はこの分野の検討に決定的な示唆をもたらしたようである．第2章で述べる筆者らの研究[10)~(16)]はこのシラブル圧伸を用いてSN比の信号レベルへの依存度を減じようとする試みであり，筆者らの研究と同時期に同様な概念に基づいた研究が友沢ら[17]，S. J. Brolinら[18]および細川ら[19]によって発表されている．

一方，定差変調の変調原理を拡張し，定差変調の変形でもって特性改善を図ろうとする研究もある．その主なものとしてはΔPCMと呼ばれる相隣なる標本値間の差信号を符号化する方式の提案があげられる[20)~(23)]．これは一種の予測符号化[24]であり，とくにTV信号のような相関の強い情報源に対してはPCMより帯域圧縮の面ですぐれていることが示されている．また３値定差変調[25)~(28)]もその１つであって，変調信号が存在しないときパルスを送出しない特徴や２値定差変調に比べて１符号当りの情報量を増すことのできる利点はとくに非同期多重通信には有用とされている[29]．第５章はこの３値定差変調をより有効に活用するため，その符号系列の性質と非同期多重通信に用いたときの耐雑音特性に関する考察結果を示したものである．[30)~(35)]なお，２値定差変調についてはJ. K. Wolf[36]が同様な検討を行なっている．

上に述べて来た諸方式はいずれも固定された標本点を持ち，変調信号の変化に応じ等価的に量子化単位を変化させることにより特性改善を図る試みであった．他方特性改善のためには量子化単位は固定したままで変調信号の変

化に応じ標本点を変化させることも考えられる．これは一般に非同期定差変調と呼ばれる変調形式であるが，そのうち北浜ら[37]や筆者ら[38]による方式では標本点における変調信号と復号信号間の誤差は原理的には取り除くことはできない．すなわち量子化誤差を持つ方式である．一方，山岸[39]や猪瀬ら[40]による方式ではこの誤差は原理的に取り除くことが可能である．換言すれば復元可能なひずみを持つ方式である．この場合，復元可能なひずみならば補間操作でもってこれを取り除くことを当然検討する必要があろう．また復元可能ならばパルスアナログ変調とはどのような関連を持っているかということも問題となる．第３章はこのような観点からの考究であり，とくに非同期パルス変調としての検討が主となっている[41]～[50]．

１．２．２　固定された標本点を持たないパルス時変調の研究

パルス時変調とは一般には*PAM*を除いた，パルス搬送波の時間パラメータを変調する方式[51]あるいは少し狭義に振幅および幅が一定のパルス位置を移動する方式[51]であるとされているが，本論文ではパルス時変調をR. W. Jonesら[52]により示された，さらに狭義の“各パルス対間の間隔が何らかの方法で信号振幅に依存させられている変調形式”に基づき検討を行なっている．

この定義に従うパルス時変調の最初の提案は恐らく１９４９年のA. E. Ross[53]によるパルス周波数変調（Pulse Frequency Modulation，*PFM*）の報告であり，これは一定傾斜の直線波の大きさが信号電圧と一致したときパルスを送出し，直線波をリセットさせる変調形式の方式である．彼はまたパルス間隔変調*はパルス周波数とは入力信号を逆位相にして変調した関係にあることを示唆している．その後しばらくこの形式のパルス時変調は通信工学の分野ではあまり活発に検討がなされていないが，１９６１年

＊　彼はこれをPulse Period Modulationといっている

R. W. Jonesら[62]は神経細胞（Neuron）における情報伝送形式を検討し，積分形のパルス周波数変調によってこの伝送形式がモデル化できることを実験的に明らかにした．このJones らの報告には重要な問題指摘が含まれている．すなわち生体系は自然淘汰により長年の間に最適状態へと恐らく進化したものであることを考えると，パルス周波数変調が最良の情報伝送形式の一つであろうと推察されるのである[54]．一方，制御工学の分野において制御系の状態に応じてサンプル周期を自動的に変化し，サンプル回数を減らして計算機の使用効率を上げる可変周期サンプル方式が１９６２年始めてR. C. Dorfら[55]によって提案されたが，この方式は*TV*信号の帯域圧縮を試みたE. C. Cherryら[56]の方式と一致する変調原理を持っている．　また T. Pavlidisら[57]は通信と制御と生体との関連からパルス周波数変調を検討し，定差変調と積分形パルス周波数変調との間には密接な関係が存在することを指摘した．さらに西村，藤井らによる定差サンプル方式[58].[59]の提案は，これが積分形パルス周波数変調と完全に変調動作が一致する方式であり，制御の面で計算機の使用効率向上のために効果のある方式であることを示した．なおまた，この方式は山岸の提案[39]した方式とも同一原理の変調形式を持っている．

以上述べたことからパルス周波数変調やパルス間隔変調は定差変調とも基を一つにした変調方式であることが推察され，このことからこれまで未検討であったパルス間隔変調に対しても音声の高能率伝送方式として大いに期待が持てる．第４章ではこのような観点から，パルス間隔変調について考究を行なっている[60]～[63]．なお１９６８年P. D. Sharmaは非同期２値定差変調の特性改善を試み，これをパルス間隔変調（*PIM*）と名付けて報告を行なっている．[64]

第２章　圧伸定差変調方式[7),(8),(10)～(16),(69)]

２．１　序　　言

定差変調を実用化するためには，信号レベルの広い範囲にわたって信号情報伝送を可能ならしめるＳＮ比（許容ＳＮ比）を確保することが是非必要である．そのため，これまで数々の努力が重ねられて来ているが[(6),(7),(17)]，本章で述べる方式もその１つであって，Greefkesの提案に基づいて[(9)]シラブル圧伸の機能を局部復号回路に持たせることによりＳＮ比の信号レベルへの依存度を減じて実現をはかっている．

本章ではまず，改善すべき定差変調の問題点を明らかにするために，おもにJager[(2)]が明らかにした定差変調の基本原理と基本特性を概説し，さらに高能率伝送の手がかりを得るため，本論文に述べる研究を通じ信号対象に選んだ音声の統計的性質を考察した後，圧伸定差変調方式について論ずる．

２．２　定差変調の基本原理ならびに基本特性

２．２．１　基　本　原　理

図２．１は定差変調回路の基本的構成図であって，回路を簡易化するために一種のサンプリングサーボ系の構成となっている．図2．２はその動作原理を示した説明図である．

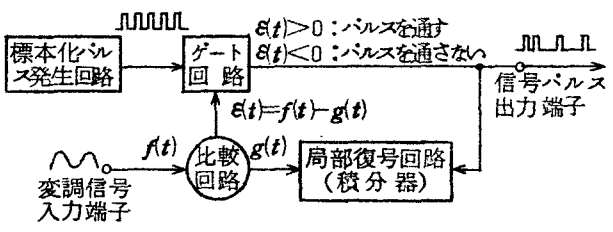


図２．１　定差変調回路の基本的構成図

変調信号$f(t)$は比較回路において局部復号信号$g(t)$と比較され，定められた標本化時刻t_1において両者の差信号$\varepsilon(t)$が$\varepsilon(t_1)=f(t_1)-g(t_1)$

＞0ならば標本化パルスはゲート回路を通り，正の信号パルスとして受信側に送出される．それと同時にこの正パルスは局部復号回路に導かれ，$g(t)$ を1量子化単位 Δ だけ上昇させるので，$t > t_1$ においては $g(t) = g(t_1) + \Delta$ となる．ついで標本化周期 T_s でもってやはり定められている標本化時刻 $t_2 = t_1 + T_s$ においても変調信号は局部復号信号と比較される．このとき $\varepsilon(t_2) \leq 0$ ならばゲート回路は標本化パルスを通さないので，信号パルスは送出されない．この状態の場合，局部復号回路入力に負パルスが発生するように回路を構成しておくと，この負パルスによって $t > t_2$ においては $g(t) = g(t_2) - \Delta$ となる．これら変調操作が定められた各標本点で繰返され，変調信号を量子化した局部復号信号を形成するとともに1単位2進符号に符号化された信号パルス系列 $z(t)$ が得られる．受信側ではこの $z(t)$ を送信側の局部復号回路と同一構成の復号回路で復号し，復号信号 $g(t)$ が求まる．この復号信号はさらに雑音を除去するため帯域フィルタに通されて変調信号とほぼ等しい復調信号が得られる．

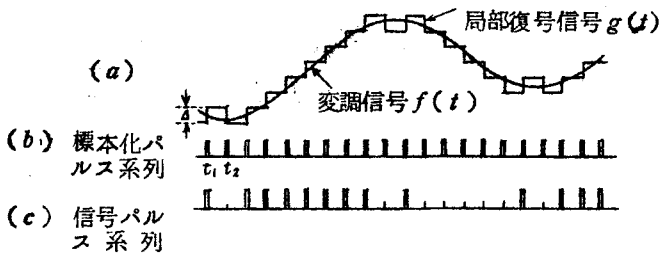


図2．2　定差変調の動作原理説明図

2．2．2　基　本　特　性

定差変調の基本特性として最も重要なのは過負荷雑音と量子化雑音である．

(1)　過負荷雑音　　局部復号信号 $g(t)$ は各標本点で Δ 上昇するか，Δ 下降するかのいずれかであるから，$g(t)$ の取りうる最大傾斜変化は Δ / T_s となる．そのため変調信号の波形傾斜 $df(t)/dt = f'(t)$ がこの変化より大きいときには $g(t)$ は $f(t)$ に追従できないこととなる．このときの状態を過

負荷状態あるいは飽和状態と呼び，過負荷状態における$f(t)$と$g(t)$との誤差信号$\varepsilon(t)$を過負荷雑音（Overload Noise）と呼ぶ．

変調回路が過負荷状態にならないためには変調信号の傾斜の絶対値$|f'(t)|$は次の関係を満足せねばならない．

$$|f'(t)| \leq \Delta / T_s \tag{2.1}$$

変調信号を振幅A，周波数f_m（$=\omega_m/2\pi$）を持つ

$$f(t) = A \sin 2\pi f_m t \tag{2.2}$$

で表わされる正弦波とすると，過負荷の生じない変調信号の最大傾斜は

$$|f'(t)|_{max} = 2\pi A f_m \tag{2.3}$$

となる．さらに標本化周波数をf_s（$= 1/T_s$）で表わすと式(2.1),(2.3)より

$$A_{max} = \frac{\Delta f_s}{2\pi f_m} \tag{2.4}$$

が過負荷限界を与える信号最大振幅A_{max}に関する式であり，この関係はf_m一定のとき過負荷特性を改善するにはf_sを高めるか，Δを大きくせねばならないことを示している．

(2) 量子化雑音　定差変調は量子化操作を持つパルス符号変調の一形式であり，前節で述べた変調原理からも明らかなように，過負荷状態が生じないときも変調信号と局部復号信号との間には常に最大土Δの量子化誤差あるいは量子化雑音（Quantizing Noise）$\varepsilon(t)$が存在している．この$f(t)$と$\varepsilon(t)$の二乗平均値をそれぞれ$\overline{\{f(t)\}^2}$，Δ^2/k_0で表わせば，復調信号電力Sと量子化雑音電力N_qとの比S/N_qは

$$\frac{S}{N_q} = \frac{k_0}{k_1} \cdot \frac{\overline{\{f(t)\}^2}}{\Delta^2} \tag{2.5}$$

k_0, k_1 : 比例定数

となる。変調信号が正弦波の場合，式(2.4)の関係を適用して

$$\frac{S}{N_q} = \frac{k_0}{k_1} \cdot k_2 \frac{A^2/2}{\Delta^2} = k_3 \left(\frac{f_s}{f_m}\right)^2 \tag{2.6}$$

k_2, k_3 : 比例定数

が得られる。これよりS/N_qを改善するためには，Aを一定とすればΔを小さくするか，f_sを高めねばならないことがわかる。

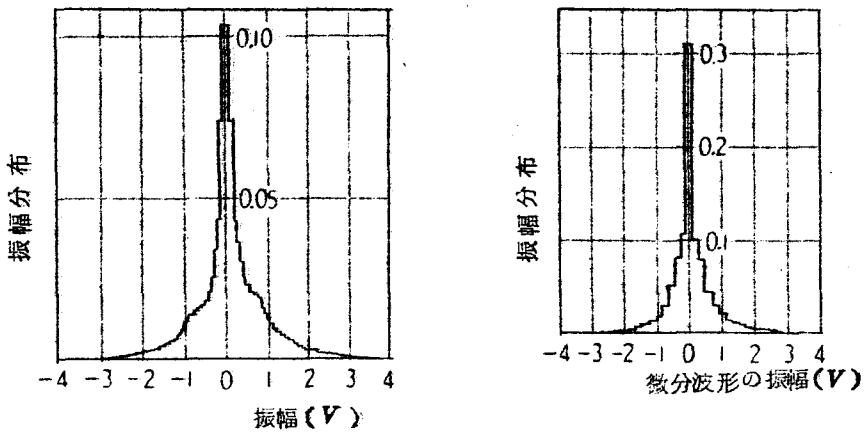
以上概説したように，定差変調における総合SN比はΔ，f_m，およびf_sが一定のときは量子化雑音がほぼ一定となるので，信号レベルの増加にしたがってSN比はよくなるが，信号レベルが過負荷限界に達すると逆にそれ以上の信号レベルの増加に対し過負荷雑音が生じてSN比は低下して来る。したがってSN比は信号レベルに依存し，許容SN比を与えるダイナミックレンジが限定されることになる。

2．3　音声信号の統計的性質

本論文に述べるパルス符号間に相関のある変調方式は情報源の性質に変調操作を整合させることが可能な方式であるから，信号対象に選んだ音声の統計的性質を明らかにすることは高能率な変調方式の開発のためにも，またこの性質を活用して特性改善を行なう手がかりを得るためにも是非必要なことである。したがって以下においては，音声の統計的性質をこの性質を活用できる変調形式と関連づけて考察する。

2．3．1　振幅分布と傾斜分布

図2．3は明りょう度試験用音節の振幅および傾斜分布を示したものであって，[65] 両分布とも負指数分布を示し，また振幅分布より傾斜分布の方が零レベル近傍に集中している．このことから信号振幅あるいは傾斜が十分小さいとき信号パルスを送出しない方式を開発すれば帯域の圧縮が可能であり，定差変調のような信号傾斜情報に対する変調方式ではとくに高能率化が期待できる．



（a）振幅分布　　（b）微分波形の振幅分布

図2．3　明りょう度試験用音節の振幅および傾斜分布
（田中らによる）

2．3．2　周波数スペクトル

図2．4は会話音声平均スペクトル[66]を描いたものである．同図に次式で示される音声スペクトルの近似式[22]による曲線も描いてある．

$$\Phi_f(\omega) = \frac{a^2\omega^2}{\omega^4 + \omega_1^4} \cdot \frac{\omega_2^2}{\omega^2 + \omega_2^2}$$

$$a^2 = \frac{\sqrt{2}\,\omega_1(\omega_1^2 + \omega_2^2 - \sqrt{2}\,\omega_1\omega_2)}{\pi\,\omega_2^2} \quad (13) \qquad \left.\begin{array}{l} \\ \\ \end{array}\right\} (2.7)$$

$$f_1 = \omega_1/2\pi = 0.4\,KH_z\,, \qquad f_2 = \omega_2/2\pi = 2.0\,KH_z$$

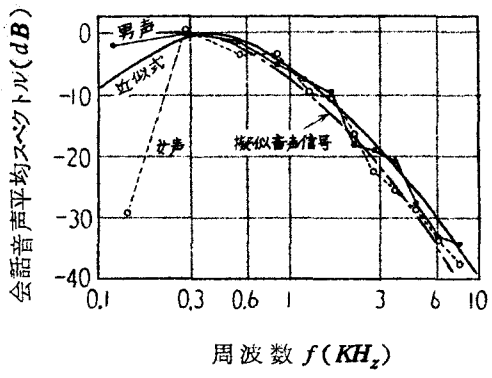


図２．４　会話音声平均スペクトルおよびその近似式（三浦らおよび似鳥による）

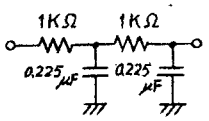


図２．５　音声フィルタ

実際の会話音声は間欠的な発生をし，そのレベルの変動も激しいので，これを用いて変調特性を実測することははなはだ困難である．そのため実際の音声に代えて本研究では擬似音声を用いた．擬似音声とは白色雑音を図２．４の音声スペクトルに近似した周波数特性を持つ，図２．５に示したCR２重積分回路の低域フィルタに通して得たガウス分布の信号である．その周波数特性を同じく図２．４に一点鎖線で併示した．

なお，本研究では信号帯域として下限周波数f_l（$=\omega_l/2\pi$）と上限周波数f_h（$=\omega_h/2\pi$）を設定し，とくにことわらない限りそれぞれの値を２５０H_zおよび4.2 KH_zとしてある．

変調原理から明らかなように定差変調は低域フィルタ特性を示す．したがって音声信号にはとくに整合できる可能性がある．

2．3．3　ダイナミックレンジ

図2．6は会話音声の瞬時レベル分布の一例[66]を示したものであって，信号レベルは長時間実効値で正規化されている．一般に最低レベルはささやき声，最高レベルは大声に対応し，その差すなわち会話音声のダイナミックレンジ（Dynamic Range）は約60dBである．しかし普通の会話では約20dB程度とされている．[67]

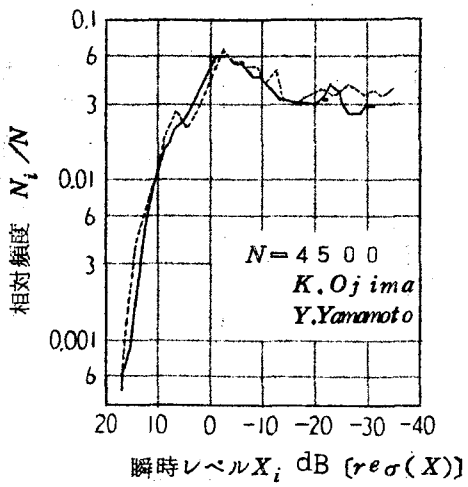


図2．6　2人の男子の会話音声（ニュース）の瞬時レベル確率分布（三浦らによる）

通常通信方式におけるダイナミックレンジとは変調可能な最低信号レベルと最高信号レベルまでの範囲を意味するようであるが[6]，本研究では第1節に述べた許容SN比を保持できる信号レベル範囲を表わすこととする．PCMに対しては許容SN比25～26dBにおいて40～45dBのダイナミックレンジが必要と報告されている．[18],[68]

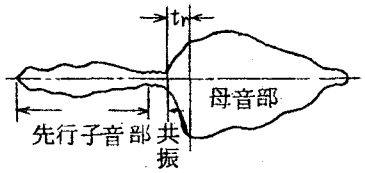


図2．7　単音波形の包絡線説明図

2．3．4　単音波形各部の継続時間

図2．7は単音波形の包絡線の変化を説明した図である．実測結果によると先行子音部の最短は半母音の$|h|$や無声破裂音の$|t|$，$|p|$における20

～30 $msec$，最長は無声摩擦音の|s|，鼻音の|n|，半母音の|r|，ならびに有声摩擦音の|ʒ|等の100～130$msec$であった．また母音部での立ち上り時間すなわち出わたりと定常状態間の継続時間t_rは最短が|a|の10$msec$，最長が|e|の35$msec$となった．したがって，変調方式の過渡特性がこの最短時間内に収まらねば包絡線の立ち上り時間内で過負荷状態が生じて，異聴の生ずる恐れがある．(69)

2．3．5　会話音声の話中率

一連の会話全体について見た時の単位時間に対する話中区間は約60％であり，相手が話中時の休止(pause)区間を考慮に入れると，会話音声における話中率は約30～35％(すなわちポーズ率65～70％)になる．(70)このことからとくに非同期多重通信においてはポーズの間信号パルスを送出しない変調方式が望まれる．

2．3．6　音声信号振幅とその傾斜との相互相関関数(13)

音声の信号振幅と傾斜の相関関係を知ることは定差変調に対する圧伸効果を検討するためにも必要なので，本項では本節第3項に述べた周波数スペクトルを用いて考察する．

音声信号$f(t)$の自己相関関数$\varphi_{ff}(\tau)$は式(2.7)をフーリエ変換し，これを平均信号電力で正規化することにより次式で表わせる．

$$\varphi_{ff}(\tau)=\frac{1}{\omega_1^2+\omega_2^2-\sqrt{2}\,\omega_1\omega_2}\left[\left\{(\omega_1^2+\omega_2^2)\cos\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}+(\omega_1^2-\omega_2^2)\sin\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}\right\}\exp\left(-\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}\right)-\sqrt{2}\;\omega_1\omega_2\exp(-\omega_2\tau)\right] \tag{2.8}$$

当然正規化された平均信号電力σ_f^2は

$$\sigma_f^2=\varphi_{ff}(0)=1 \tag{2.9}$$

で与えられる。一方，信号傾斜$f'(t)$の電力スペクトル$\Phi_{f'}(\omega)$は式(2.7)にω^2を掛けたものであるから，[73] そのフーリエ変換である自己相関関数$\varphi_{f'f'}(\tau)$は

$$\varphi_{f'f'}(\tau)=\frac{1}{\omega_1^2+\omega_2^2-\sqrt{2}\,\omega_1\omega_2}\left[\left\{(\omega_1^4-\omega_1^2\omega_2^2)\cos\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}-(\omega_1^4+\omega_1^2\omega_2^2)\sin\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}\right\}\right.$$

$$\left.\cdot\exp\left(-\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}\right)+\sqrt{2}\,\omega_1\omega_2^3\exp(-\omega_2\tau)\right] \qquad (2.10)$$

となり，傾斜信号の平均電力$\sigma_{f'}^2$は

$$\sigma_{f'}^2=\varphi_{f'f'}(0)=\frac{\omega_1^4-\omega_1^2\omega_2^2+\sqrt{2}\,\omega_1\omega_2^3}{\omega_1^2+\omega_2^2-\sqrt{2}\,\omega_1\omega_2} \qquad (2.11)$$

で表わせる。さらに$\varphi_{ff}(\tau)$の微分は音声信号$f(t)$とその傾斜信号$f'(t)$との相互相関関数を与える。すなわち

$$\varphi_{ff'}(\tau)=\frac{-\sqrt{2}\,\omega_1}{\omega_1^2+\omega_2^2-\sqrt{2}\,\omega_1\omega_2}\left[\left\{\omega_2^2\cos\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}+\omega_1^2\sin\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}\right\}\exp\left(-\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}\right)\right.$$

$$\left.-\omega_2^2\exp(-\omega_2\tau)\right] \qquad (2.12)$$

ゆえに正規化を行なった$f(t)$と$f'(t)$との相互相関関数$\rho(\tau)$は次式で表わすことができる。

$$\rho(\tau)=\frac{\varphi_{ff'}(\tau)}{\sigma_f\sigma_{f'}}=\frac{-\sqrt{2}\,\omega_1}{(\omega_1^4-\omega_1^2\omega_2^2+\sqrt{2}\,\omega_1\omega_2^3)(\omega_1^2+\omega_2^2-\sqrt{2}\,\omega_1\omega_2)}$$

$$\cdot\left\{\left(\omega_2^2\cos\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}+\omega_1^2\sin\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}\right)\exp\left(-\frac{\omega_1\tau}{\sqrt{2}}\right)-\omega_2^2\exp(-\omega_2\tau)\right\} \qquad (2.13)$$

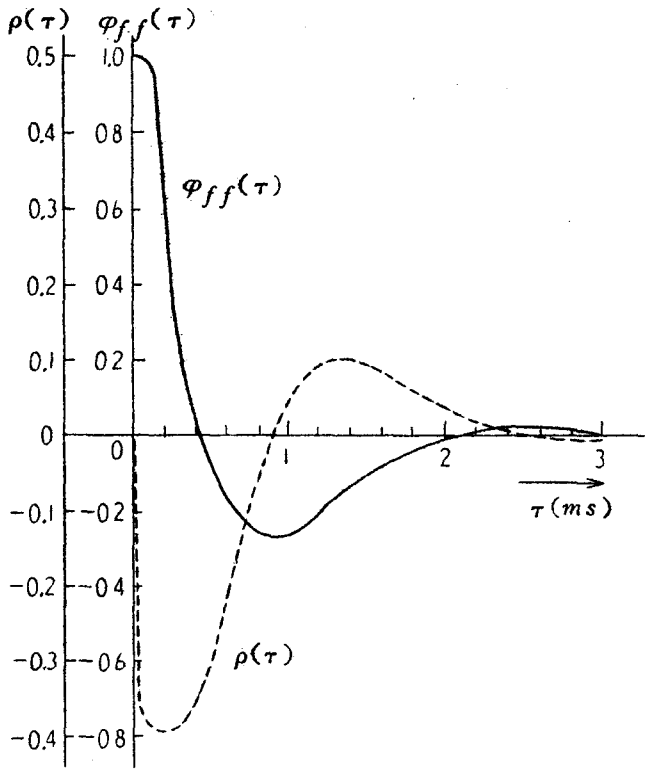


図２．８　音声信号の自己相関関数および音声信号とその傾斜信号との相互相関関数

図２．８は式（2.8）と式（2.13）から求めた結果を描いたものであって，傾斜情報は約 0.2 *msec* 前の振幅情報と最も相関があることを示している．

２．４　定差変調における圧伸の原理

定差変調の特性改善の一つのあり方として変調信号の変化に応じ量子化単位を変化させることが考えられ，圧伸操作はそのための典型的な方法である．この圧伸操作には従来*PCM*で有用とされている，変調信号を非直線素子な

どで瞬時圧伸することにより等価的に量子化単位を変化させる方法と，変調回路の局部復号回路における量子化単位を変調信号の変化に応じて直接変化させる方法とがある．前者はさらに振幅に対する瞬時圧伸[70),(71)]と傾斜に対する瞬時圧伸とに分けられる．しかしすでに指摘され，[(74),(75)]また実験でも明らかにしたように[(13)]定差変調が傾斜量子化方式であることも原因して振幅に対する瞬時圧伸は定差変調に対しては効果が薄い．また傾斜の瞬時圧伸は装置的困難さもあってこれまで試みられていないが，前節に論じた振幅情報と傾斜情報との相関を用いれば傾斜を瞬時圧伸することは可能である．しかしこの方法にも問題がある．すなわち定差変調では信号周波数に比べ標本化周波数 f_s は十分高いので，たとえば $f_s = 40\ KH_z$ では $0.2\ msec$ の間に標本点が8個も存在することとなり，そのため変調信号のある標本点における傾斜とこの $0.2\ msec$ 前の瞬時圧伸された振幅情報を用いた局部復号信号の変化量（量子化単位）との間の誤差が非常に大きくなる場合も考えられる．

次に局部復号回路で量子化単位を直接に変化させる方法は変調回路自体のダイナミックレンジを拡張する方法ともいえる．まずこの方法には同一符号のパルスが連続したとき局部復号回路入力のパルス振幅を大きくして量子化単位を変化させることにより過渡特性を改善しようとする試みがある．[(6)〜(8)]図2．9は改良2重積分形定差変調[(7),(8)]の局部復号回路の構成図であるが，この回路に用いた2つの積分器の時定数 τ_1，τ_2 間の関係を $\tau_1 \gg \tau_2$ としたことにより，積分器Ⅱによる圧伸の効果は過渡状態に対して存在し得ても定常状態ではほとんど見られなくなる．したが

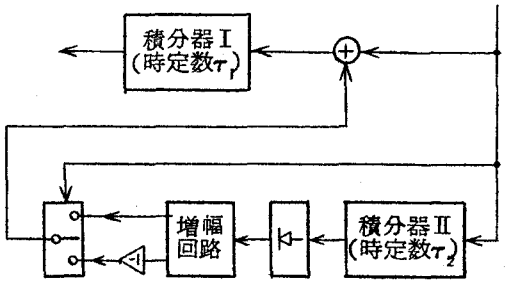


図2．9　改良2重積分形定差変調の局部復号回路の構成図

って特性改善には限界が生ずる．またWinklerの***HIDM***[6]もこれと同様な考えに基づく検討である．

しかし同図で時定数τ_1とτ_2の関係を$\tau_1 \fallingdotseq \tau_2$とし，さらに平滑回路を積分器Ⅱに縦続すれば上述の方法とは異なり，有限個のパルス符号の持つ情報の平均値を出力に得ることができる．これがGreefkesの提案[9]の一つの要点であり，以後序章で述べたようにGreefkesの概念に基づく考察がそれぞれ独立にいくつかのグループによって報告されて来た．図２．１０に示した圧伸定差変調回路もこの一つであって，信号振幅の平均レベルを検出することにより量子化単位を変化させる形式をとっている．この回路では受信側での復調操作を考慮して，変調信号の代りに局部復号信号を用いて平均レベルを検出している．また，有限時間内の振幅平均値情報を用いることは前節の振幅と傾斜間の関係も満足させることにもつながる．

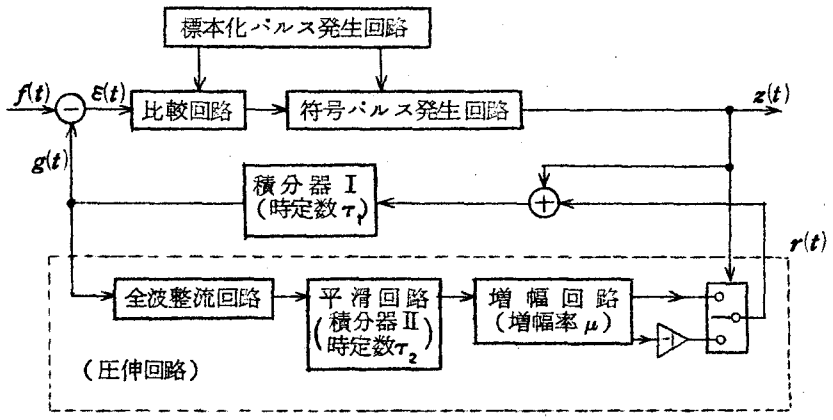


図２．１０　圧伸定差変調回路の構成図

図２．１０の圧伸回路では，積分器Ⅰで復号された信号$g(t)$が全波整流され，十分大きな時定数の積分器Ⅱによってさらに平滑され，ついで増幅され

てスイッチ回路に導かれる．スイッチ回路は信号パルスの符号に応じ正負に切換えられるので信号パルス符号と同符号の平均レベルに比例した振幅を持つパルスが信号パルスに加わり，結局$g(t)$は信号振幅の平均レベルに応じた量子化単位を持つこととなる．したがって，この機能によって過負荷限界を与える信号最大振幅は存在しなくなることが予期される．

2．5　変調特性の解析

2．5．1　過渡特性

変調信号の急しゅんな変化に対する復号信号の応答は復号回路に積分器を2つ用いているので，第3節で考察した異聴発生を起さないためにも検討を要する．

図2．10の局部復号回路（積分器Ⅰと圧伸回路）だけを取り出し，その入力としてステップ信号

$$f_i(t) = E_m \quad , \quad t \geq 0$$

が加わった場合を考える．積分器Ⅰ，積分器Ⅱおよび系全体の伝達特性をそれぞれ$H_1(s)$，$H_2(s)$および$G(s)$，$f_i(t)$のラプラス変換をE_m/sで表わせば

$$\left.\begin{aligned} G(s) &= \frac{H(s)}{1-\mu H_1(s) H_2(s)} \cdot \frac{E_m}{s} \\ &= \frac{1+\tau_2 s}{(1+\tau_1 s)(1+\tau_2 s)-\mu} \cdot \frac{E_m}{s} \end{aligned}\right\} \quad (2.14)$$

τ_1，τ_2 ： 積分器Ⅰ，Ⅱの時定数

μ ： 増幅回路の増幅度

となるから過渡応答出力$g(t)$は式(2.14)のラプラス逆変換により次式で与

えられる。

$$g(t) = \frac{E_m}{\tau_1 \tau_2}\left\{\frac{1}{\alpha\beta} + \frac{1+\tau_2\alpha}{\alpha(\alpha-\beta)}\cdot e^{\alpha t} - \frac{1+\tau_2\beta}{\beta(\alpha-\beta)}\cdot e^{\beta t}\right\}$$

$$\alpha, \beta = \frac{-(\tau_1+\tau_2) \pm \sqrt{(\tau_1+\tau_2)^2 - 4\tau_1\tau_2(1-\mu)}}{2\tau_1\tau_2} \qquad (2.15)$$

図２．１１に式(2.15)による計算結果を実線にて示した。同じく破線でもって示した積分器Ｉだけの場合の過渡応答と比べ，かなりすぐれた過渡特性が得られている。

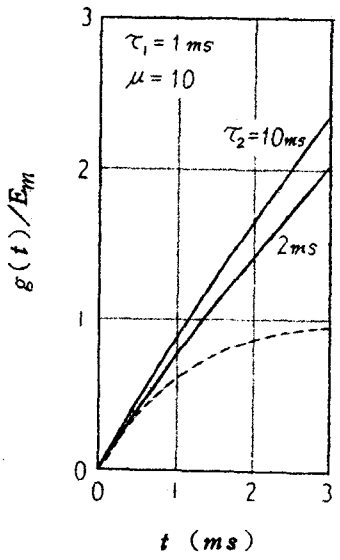


図2．11　ステップ入力信号に対する過渡特性

２．５．２　圧伸特性

変調信号$f(t)$を式(2.2)の正弦波信号とすれば，定常状態での局部復号信号$g(t)$は

$$g(t) = f(t) + \varepsilon(t)$$

$\varepsilon(t)$ ： 量子化雑音と過負荷雑音の和

で表わせる。したがって信号振幅Aが$\varepsilon(t)$の最大値より十分大きいところで議論を進め，$g(t) \fallingdotseq f(t)$と近似すれば時間が十分に経過した後の圧伸回路の出力$r(t)$は

$$r(t) = \lim_{t\to\infty} \frac{\mu A}{\tau_2} \int_0^t |\sin \omega_m \tau| e^{-\frac{t-\tau}{\tau_2}} d\tau$$

$$\fallingdotseq \mu A \cdot \frac{2\tau_2\omega_m}{1+(\tau_2\omega_m)^2} \cdot \frac{exp\left(\frac{\pi}{\tau_2\omega_m}\right)}{exp\left(\frac{\pi}{\tau_2\omega_m}\right)+1} \qquad (2.16)$$

で与えられる．ゆえに積分器Ⅰの出力$g(t)$は1標本化周期T_sごとに次式に示す量子化単位$|\Delta_g|$だけ増減し，信号振幅に比例した量子化単位が得られる．

$$\left.\begin{aligned} |\Delta_g| &= \frac{1}{\tau_1}\int_o^{T_s}\{E_m + r(t)\}e^{-\frac{t}{\tau_1}}dt \\ &\fallingdotseq \frac{T_s}{\tau_1}(E_m + \mu AQ) \\ E_m &：信号パルス振幅 \\ Q &= \frac{2\tau_2\omega_m}{1+(\tau_2\omega_m)^2} \cdot \frac{exp\left(\frac{\pi}{\tau_2\omega_m}\right)}{exp\left(\frac{\pi}{\tau_2\omega_m}\right)-1} \end{aligned}\right\} \qquad (2.17)$$

なお通常定差変調では$\tau_1 \gg T_s$であるから上式では

$$\frac{1}{\tau_1}e^{-\frac{t}{\tau_1}} \fallingdotseq \frac{1}{\tau_1}$$

と近似してある．

2．5．3　過負荷特性

(1)　単一正弦波信号の場合　　定差変調では式(2.4)に示したように$A\omega_m T_s > \Delta$となれば局部復号信号は変調信号に追従できず過負荷状態となる．この関係は本方式では式(2.17)より

$$A(\omega_m\tau_1 - \mu Q) > E_m \qquad (2.18)$$

と書き直せ，このとき次の２つの場合が存在する．

(a)　$\omega_m \tau_1 - \mu Q > 0$ である場合：信号振幅 A が

$$A > \frac{E_m}{\tau_1 \omega_m - \mu Q} \qquad (2.19)$$

になると過負荷状態が生ずる．

(b)　$\omega_m \tau_1 - \mu Q \leq 0$ である場合：信号振幅は常に正であるから式(2.18)は成立しない．したがって信号振幅がいくら大きくなっても過負荷状態は生じない．(b)が成立するための変調信号の臨界周波数 f_{mc} は τ_1，τ_2 および μ が与えられれば定まり，f_{mc} 以下の周波数を持つ変調信号に対しては過負荷は生じない．

図２．１２は増幅度 μ をパラメータとしたときの

$$\frac{A}{E_m} = \frac{1}{\omega_m \tau_1 - \mu Q} \qquad (2.20)$$

の関係を示し，各曲線は各信号周波数における過負荷の生じないための A/E_m の最大値を表わしている．また同図内に各 μ に対する f_{mc} をも併示した．同図は単一正弦波信号に対する本方式の周波数特性が図２．４に示した音声スペクトルに比べかなり急しゅんな低域フィルタ特性となることを表わしている．

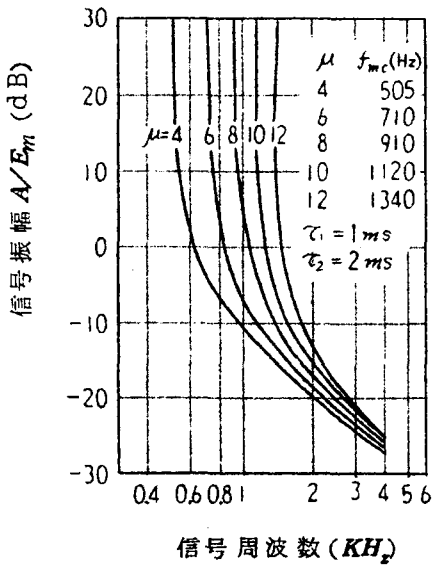


図2．12　過負荷が生じないための単一正弦波信号レベルの最大値

(2)　合成正弦波信号の場合

単一正弦波信号に対する考察は信号の高域成分に対し過負荷が生ずる恐れのあることを明らかにした．これは目的とするダイナミックレンジ増大の有効性に疑問を抱かせる．そこで改めて低域成分信号 $f_1(t) = A_1 \sin \omega_{m1} t$ と高域成分信号 $f_2(t) = A_2 \sin \omega_{m2} t$ との和によって合成信号 $f(t)$ を作り，これを擬似音声信号とみなして考察を加えた．すなわち

$$f(t) = A_1 \sin \omega_{m1} t + A_2 \sin \omega_{m2} t \qquad (7.21)$$

ただし擬似音声のたてまえから $A_1 \geq A_2$ とし，また当然 $\omega_{m1} < \omega_{m2}$ である．この場合もまた定常状態では $g(t) \fallingdotseq f(t)$ の近似をおく．

さて $f_1(t)$，$f_2(t)$ の振幅分布の確率密度関数 $p_1(f_1)$，$p_2(f_2)$ をそれぞれ $1/2A_1$，$1/2A_2$ で与えられる一様分布であると仮定すれば，$g(t)$ の振幅分布の確率密度関数 $p(g)$ は

$$p(g) = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(f_1)\, p_2(g - f_1)\, df_1$$

$$= \begin{cases} \dfrac{-g + A_1 + A_2}{4 A_1 A_2}, & A_1 - A_2 \leq g \leq A_1 + A_2 \\ \dfrac{1}{2A_1}, & -(A_1 - A_2) \leq g \leq A_1 - A_2 \\ \dfrac{g + A_1 + A_2}{4 A_1 A_2}, & -(A_1 + A_2) \leq g \leq -(A_1 - A_2) \end{cases}$$

となる．したがって集合平均 $|\overline{g(t)}|$ は次式のように求められる．

$$|\overline{g(t)}| = 2\int_0^{A_1 + A_2} g \cdot p(g)\, dg = \left(\frac{3 + k^2}{6}\right) A_1$$

$$A_2 = k A_1, \quad (0 \leq k \leq 1) \qquad (7.23)$$

このことから圧伸回路出力 $r(t)$ は

$$r(t) \fallingdotseq c\,\mu\,|\overline{g(t)}| = c\,\mu A_1\left(\frac{3+k^2}{6}\right)$$

c：比例定数

さらに $k=0$ のとき式（2.17）の関係から，$Q \fallingdotseq 2/\pi$ で近似すると比例定数 c は $c \fallingdotseq 4/\pi$ となるから改めて $r(t)$ は次の形で表わせる，

$$r(t) \fallingdotseq \frac{2}{\pi}\left(1+\frac{k^2}{3}\right)\mu A_1 \qquad (2.24)$$

ゆえに合成正弦波信号の場合の量子化単位 $|\Delta_g|$ は次のように与えられる．

$$|\Delta_g| \fallingdotseq \frac{T_s}{\tau_1}\left\{E_m + \frac{2}{\pi}\left(1+\frac{k^3}{3}\right)\mu A_1\right\} \qquad (2.25)$$

このとき一標本化周期に対し次式が成立すれば過負荷は生じない．

$$A_1\omega_{m1} + A_2\omega_{m2} \leq \frac{1}{\tau_1}\left\{E_m + \frac{2}{\pi}\left(1+\frac{k^3}{2}\right)\mu A_1\right\} \qquad (2.26)$$

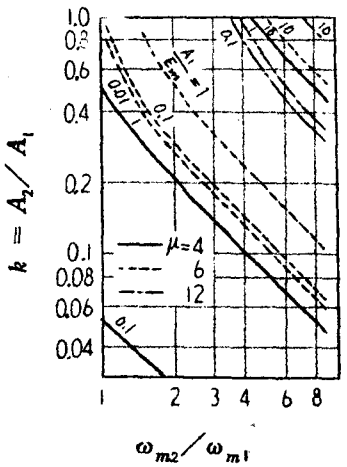


図２．１３　合成信号の場合に過負荷が生じないための k の最大値

図２．１３はμとA_1/E_mをパラメータとして式(2.26)で等号が成立する場合の$k=A_1/A_2$を２つの信号成分の周波数比ω_{m2}/ω_{m1}に対して描いたものであって，いずれの値も６dB/Oct.で減少し，とくに$\mu=6$以上ではほぼ$\omega_{m2}/\omega_{m1}=1$で$20\log k=0$dB以上が得られている．この結果から音声信号でも過負荷は生じないと考えてよい．

２．５．４　信号対雑音比特性

本節第２項で述べたように，ある標本点で発生した信号パルスに対して$g(t)$はゆるやかに変化し，一標本化周期後に$|\Delta_g|$だけパルス符号に応じて増減するが，いま$g(t)$は各標本点において階段波状に瞬時に$|\Delta_g|$だけ増減すると近似し，また過負荷は生ぜず，各標本点における量子化誤差は互いに独立で$-|\Delta_g|$と$|\Delta_g|$との間に一様に分布すると仮定しよう．このときW. R. Bennet[76]が与えたように信号帯域内に落ちる量子化雑音電力N_qは次式となる．

$$N_q=\frac{2f_b}{f_s}\cdot\frac{|\Delta_g|^2}{3} \qquad (2.27)$$

f_b：信号帯域幅

(1) 単一正弦波信号の場合　復調信号電力Sは近似的に$A^2/2$であり，雑音電力N_qは式(2.17)と式(2.27)から与えられるからS/N_qは

$$\frac{S}{N_q}\fallingdotseq\frac{3f_s^3\tau_1^2A^2}{4f_b(E_m+\mu AQ)^2} \qquad (2.28)$$

となる．図２．１４はA/E_mに対するS/N_qの関係を示したものである．同図で途中までしか描いていない曲線は本節前項の(a)に該当した場合の曲線で，過負荷の生じない範囲の信号振幅に対して描いてある．またμ_cとは過負荷限界の増幅度である．同図は本方式が理論的には無限大のダイナミック

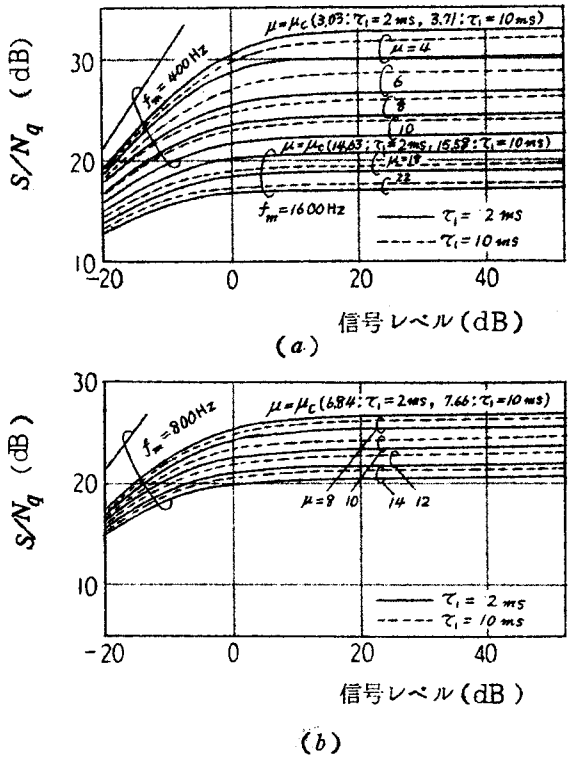


図２．１４　単一正弦波信号に対するＳＮ比特性

レンジを持つことを示している．

(2)　合成正弦波信号の場合　　復調信号電力Sは

$$S \fallingdotseq \frac{1}{2}(A_1^2 + A_2^2) = \frac{A_1^2}{2}(1 + k^2) \qquad (2.29)$$

であり，雑音電力N_qは式(2.25)および式(2.27)から求められる．したがってS/N_qは

$$\frac{S}{N_q} \fallingdotseq \frac{3 f_s^3 \tau_1^2 A_1^2 (1 + k^2)}{4 f_b \left\{E_m + \frac{2}{\pi}\left(1 + \frac{k^2}{3}\right)\mu A_1\right\}^2} \qquad (2.30)$$

図２．１５はA_1/E_mに対するS/N_qの関係を示したものであって，過負荷が生じない場合の$\mu = 8$について$A_1/A_2 = k$をパラメータとして描いてあ

る．ここに k と ω_{m2}/ω_{m1} との間には図２．１３の結果を用いると式（2.26）の等号が成立する条件のもとでは $1/k = \omega_{m2}/\omega_{m1}$ の関係がある．また同図からわかるように S/N_q は k の値にほとんど依存せず，S/N_q の最大値は単一正弦波信号に対する $\mu = 8$，$f_m = 400Hz$ の場合とほぼ等しい．これらの結果から推して，より周波数成分の複雑な信号の場合にも信号の高域成分は S/N_q に大きな影響を与えることはなく，そのときの S/N_q はその低域成分に対するものと同程度であると考えてよい．なお同図では $f_b = 4KHz$，$f_s = 40KHz$，$\tau_1 = 1msec$ として計算した．

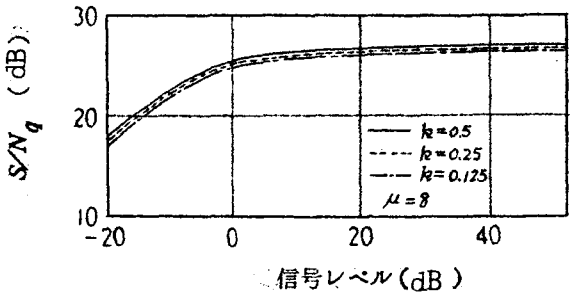


図２．１５　合成信号に対する SN 比特性

２．６　アナログ計算機によるシュミレーション実験

試作装置による実験に先立って変調回路構成の適否を調べ，また本方式でとくに検討を要する過渡特性を知るために低速度型アナログ計算機（HITACHI, ALS-51）によってシュミレーション実験を行なった．図2.16は変調回路の模擬回路であって，平滑回路の時定数 τ_2 は C，R を変え，増幅度 μ はポテンショメータの k を変えて与えた．またシュミレートのためのスケール変換は時間軸で４０００倍にとってある．同図で SW_1 は $10msec$ だけ閉じ，SW_1 が開くとともに SW_2 がやはり $10msec$ だけ閉じる．これらが $T_s = 100msec$ で繰り返されるので信号パルス系列は梯形波の繰り返し波形となる．

図２．１７は図２．１６に印した各部の波形であって，(a)はステップ状正

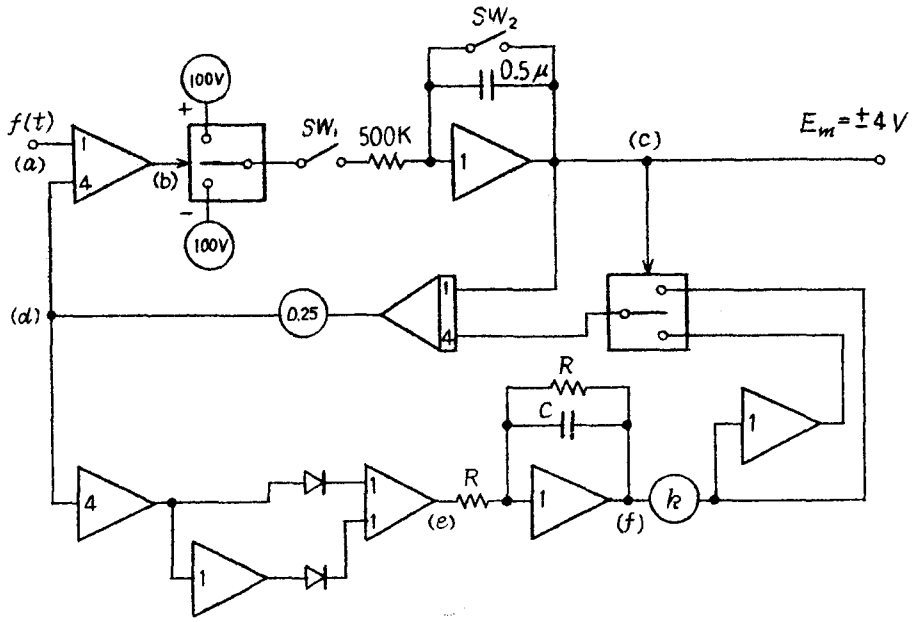
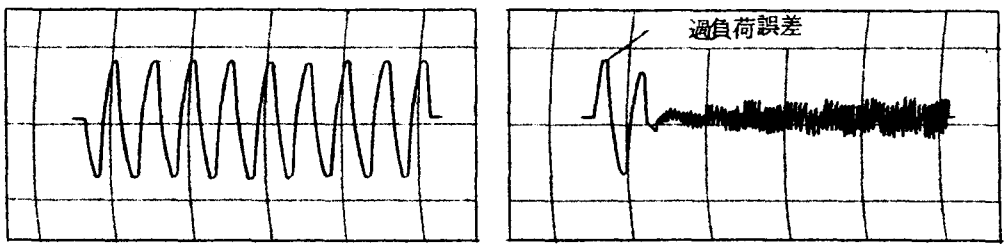


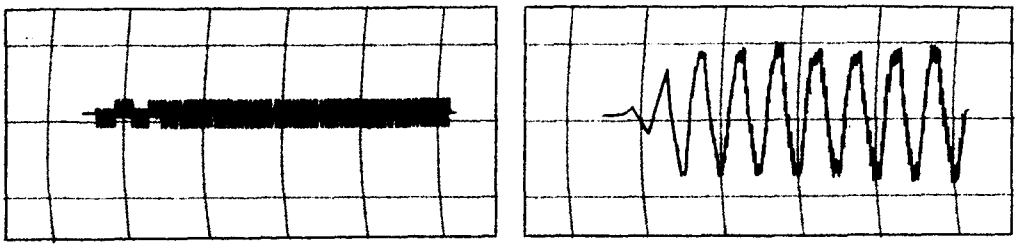
図２．１６　アナログ計算機による圧伸定差変調の模擬回路

弦波の変調信号，(b)は誤差信号，(c)は信号パルス系列，(d)は局部復号信号，(e)は全波整流回路出力,そして(f)は平滑回路出力の波形を表わしている。ここで立ち上り時間 t_r は(b)あるいは(d)の波形が定常状態になるまでの時間でもって求めた。

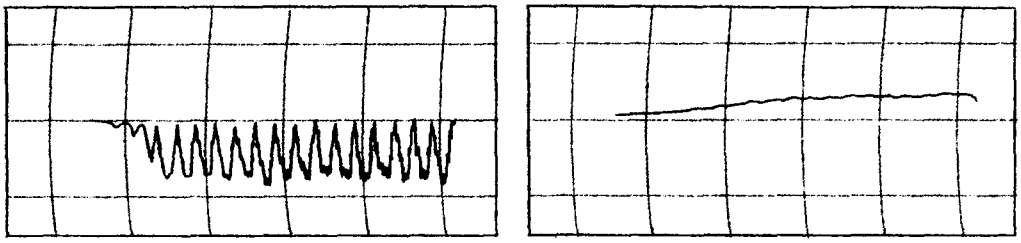


(a) 変 調 信 号　　(b) 誤 差 信 号

図２．１７



(c) 信号パルス系列　　(d) 局部復号信号



(e) 全波整流回路出力　　(f) 平滑回路出力

図２．１７　シュミレーションによる変調回路の各部波形
（$A=20V$，$f_m=0.1Hz$，$\tau_2=20s$，$\mu=24$）

図２．１８はμおよびf_mをパラメータとしたt_rとA/E_mの関係の一例をスケール逆変換して描いたものであって，両者はほぼ直線関係にあり，条件の与え方でかなり特性に変化が生じている。

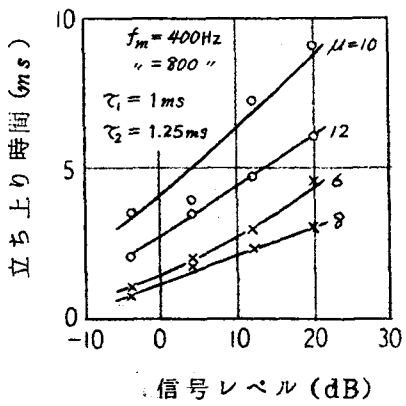


図2．18　シュミレーションによる過渡特性

２．７　試作装置による実験と検討

２．７．１　試作装置の回路構成

図２．１９に第４節に述べた原理

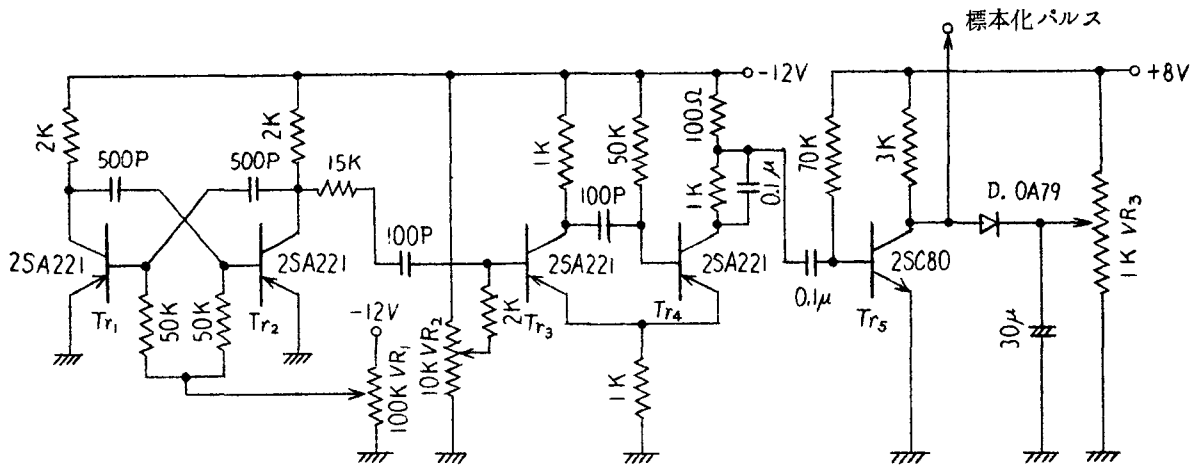

標本化パルス
-12V
+8V
2K
500P
500P
2K
15K
100P
1K
50K
100Ω
100P
1K
0.1μ
70K
3K
D. 0A79
1K VR3
2SA221
2SA221
2SA221
2SA221
2SC80
Tr1
Tr2
Tr3
Tr4
Tr5
50K
50K
-12V
100K VR1
10K VR2
2K
1K
0.1μ
30μ

図２．１９　(a)

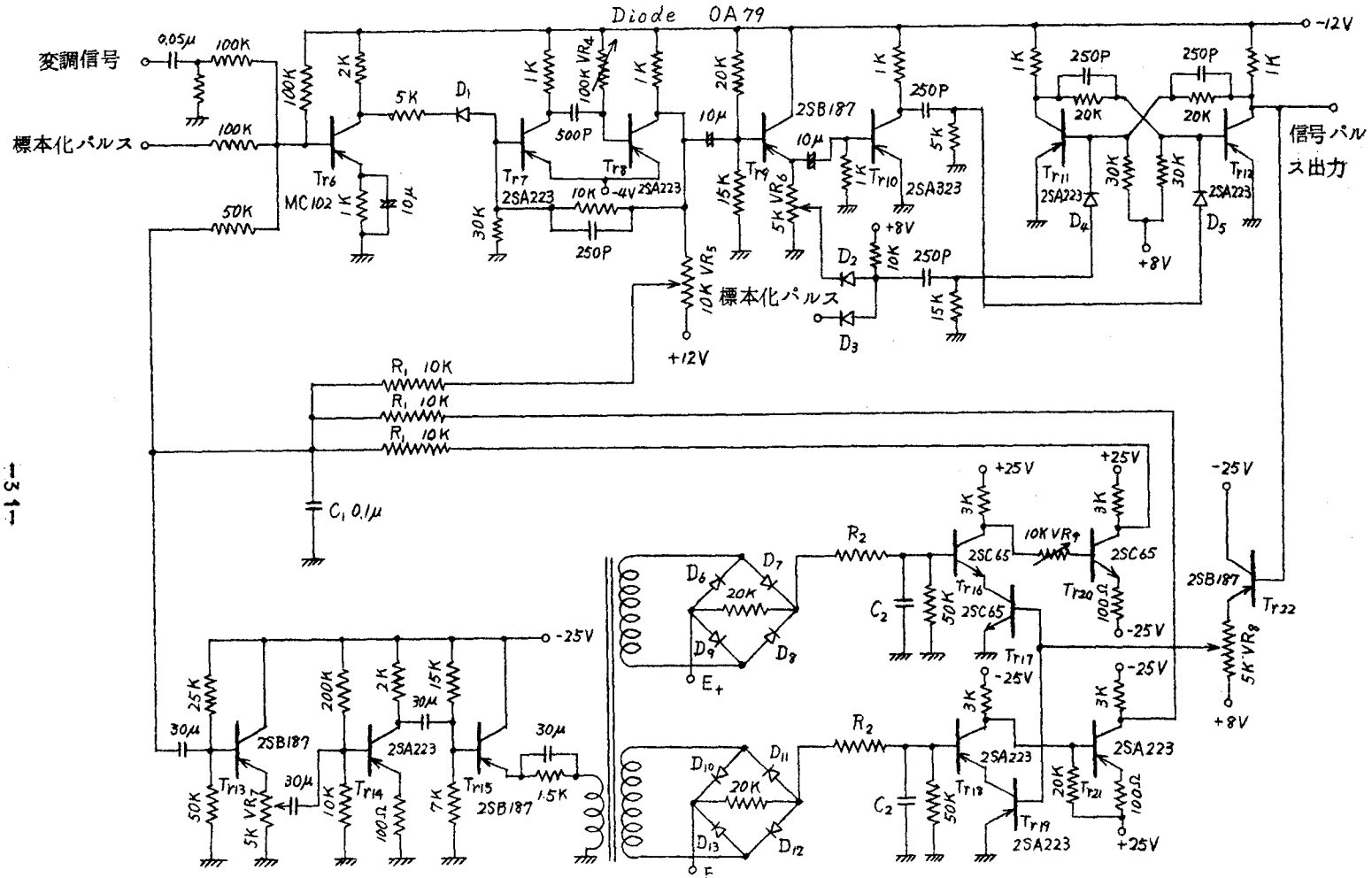


図２．１９(b)　圧伸定差変調試作装置の回路図

に基づく回路図を示した．同図(a)では，VR_1 によって発振周波数が変えられる非安定マルチ T_{r1}, T_{r2} により矩形波が発生する．この矩形波は微分されて T_{r3}, T_{r4} で構成された単安定マルチに導かれ整形され，ついで極性反転回路 T_{r5} によって正極性の標本化パルスとなって変調回路本体に入る．同図(b)では変調信号 $f(t)$ は抵抗による和回路に入り，正極性の標本化パルスおよび位相反転された局部復号信号 $g(t)$ とともに加算される．この差信号は T_{r6} で増幅されて各標本化時刻で $-4V$ 以下の電圧値のとき単安定マルチ T_{r7}, T_{r8} をトリガし負極性の信号パルスを発生する．このときパルス幅は VR_4 により決められている．さらに信号パルスは C_1R_1 の積分器に導かれるとともにエミッタホロワ T_{r9} を経て極性反転回路 T_{r10} と $NAND$ 回路 D_2 に加えられる．T_{r10} の出力はさらに微分されて正極性パルスとなって双安定マルチ T_{r11}, T_{r12} に入る．一方負極性パルスは標本化パルスと $NAND$ をとられ，さらに微分されて正極性パルスとしてやはり T_{r11}, T_{r12} の双安定マルチに加えられる．この双安定マルチ出力は $f(t) > g(t)$ のときは $-12V$，逆のときは $0V$ となり圧伸回路出力を制御するのに用いられる．さて，信号パルスは C_1R_1 の積分器により $g(t)$ を形成するが，この $g(t)$ は $T_{r13} \sim T_{r22}$ により構成された圧伸回路にも導かれる．すなわちエミッタホロワ T_{r13} を通り T_{r14} で増幅され，さらに VR_7 により増幅度が定められて再びエミッタホロワ T_{r15} を経てトランスに入る．ここで $g(t)$ は $D_6 \sim D_9$, $D_{10} \sim D_{13}$ によるブリッヂ回路でそれぞれ正および負極性に全波整流されて，さらに C_2R_2 でもって平滑される．この平滑出力は T_{r12} の出力が $-12V$ の間ゲート T_{r17} が ON となるので正極性の平滑出力が T_{r20} で位相反転され C_1R_1 の積分器に入る．他方，T_{r12} の出力が $0V$ の間は逆にゲート T_{r19} が ON となり，負極性の平滑出力が T_{r21} で位相反転され同じく C_1R_1 の積分器に加えられ $g(t)$ を形成する．なお，E_+, E_-, VR_5 により $f(t) = 0$ のとき C_1R_1 への入力がそれぞれ $+0.5V$, $-0.5V$, $\pm 0.25V$ となるように調整した．

2・7・2 変調特性

(1) SN比特性　図2・20は本実験のためのSN比測定回路の系統図である。復号信号は増幅され，帯域フィルタ（$B.P.F.$）を通りスイッチ回路に接続される。まず信号レベルの測定に対してはSW_1，SW_2を1側に接続する。単一正弦波信号の場合の雑音レベル測定にはSW_1を1側に，SW_2を2側に接続し，合成正弦波信号の場合の雑音レベル測定にはSW_1，SW_2とも2側に接続し，各信号周波数成分を帯域除去フィルタ（B_1，E_1，F_1）B_1，B_2で除去する。そしておのおののレベル計の読みの比でもってSN比を求める。

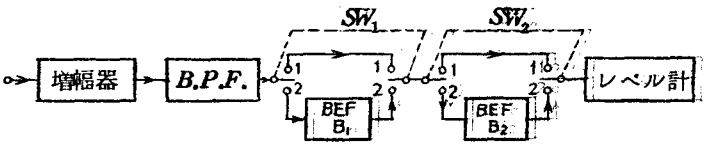
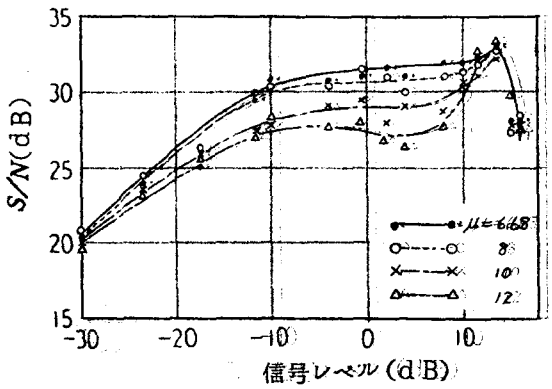


図2・20　SN比測定回路の系統図

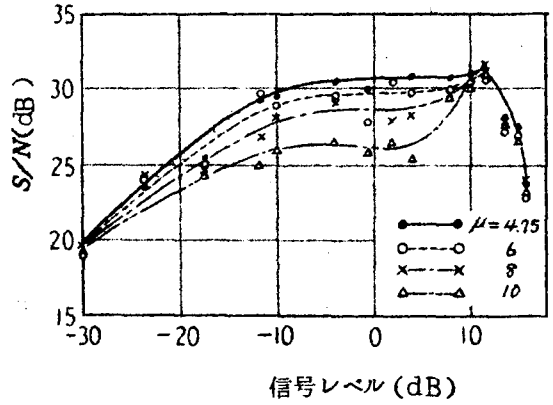
図2・21は単一正弦波信号に対する，図2・22は合成正弦波信号に対する測定結果を示している。いずれの変調信号に対してもダイナミックレンジはかなり拡張されている。またいずれの信号においてもパルス振幅E_mで正規化された信号レベルが10dB近傍でμのどの値に対してもほ



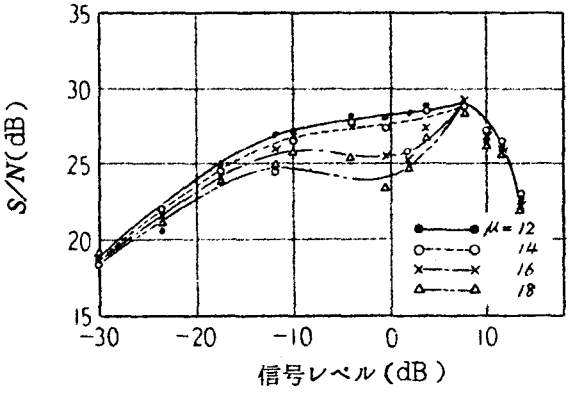
(a) f_m＝400Hz

図2・21

ぼ同一のSN比を示すようになる。これは信号レベルの増加によって増幅器が飽和し，実効的にμが同じ値になるためと考えられ，10 dBを越えてからのSN 比の低下もやはり増幅器飽和による過負荷状態の発生が原因である。また計算結果（図２．１４と図２．１５）および実測結果（図２．２１と図２．２２）を比較すれば両者の傾向はほぼ一致するが，実験値が理論値をかなり上回っている。これは理論解析の際かなり大胆な近似をし，また量子化誤差の分布の形および各標本点での量子化誤差を独立と仮定したことに起因すると思われる。



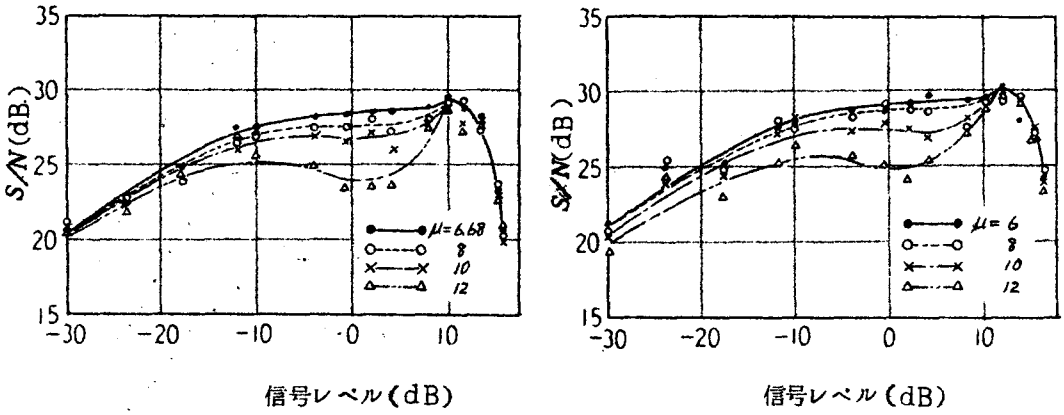
(b) $f_m = 800 H_z$



(c) $f_m = 1600 H_z$

図２．２１　単一正弦波信号に対するSN比特性

(2)　周波数特性　　合成正弦波信号に対しては，高域成分の周波数特性を知るためf_{m1}とkを$f_{m1}=400H_z$ならびに$k=A_2/A_1=0.5$と固定し，f_{m2}を可変とした合成信号を作り復号信号よりf_{m1}成分を除去した信号のレベルを測定した。



(a) $A_2=0.5A_1$, $f_{m1}=400Hz$, $f_{m2}=800Hz$　　(b) $A_2=0.25A_1$, $f_{m1}=400Hz$, $f_{m2}=1600Hz$

図２．２２　合成信号に対するS/N比特性

図２．２３は単一正弦波信号に対する，図２．２４は合成正弦波信号に対する測定結果を示している．いずれもパラメータはμおよび信号レベルA/E_m，A_2/E_mである．図２．２３ではf_mを高くして行くとある周波数から急速に復号信号レベルが減少する．また逆に低くして行くとある周波数から急速に増加する．そしてこれら急激な変化の起こる周波数は両者一致しない．このヒステリシス現象は平滑回路のコンデンサの電荷量

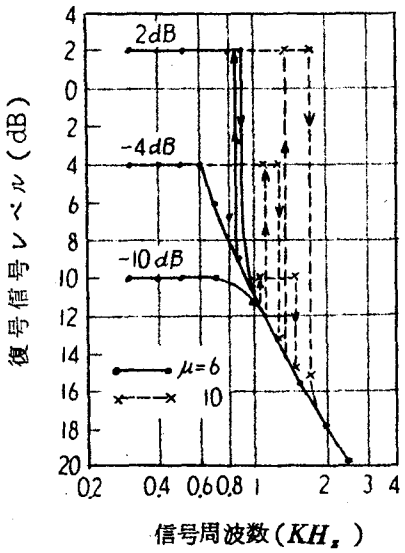


図２．２３　単一正弦波信号に対する周波数特性

が信号周波数により決まる保持可能な信号レベルの相違によって異なるため生じたと考えている。なおこの f_m の変化に対する急激な復号信号レベルの変動は図2.12に示した結果とよく一致している。

(3) 過渡特性　単一正弦波信号をステップ状に入力端子に加え，局部復号信号の波形変化をシンクロスコープで観測して誤差信号が量子化誤差の範囲に入るまでの時間を t_r として測定した。

図2．25は単一正弦波信号に対する測定結果を示し，t_r はか

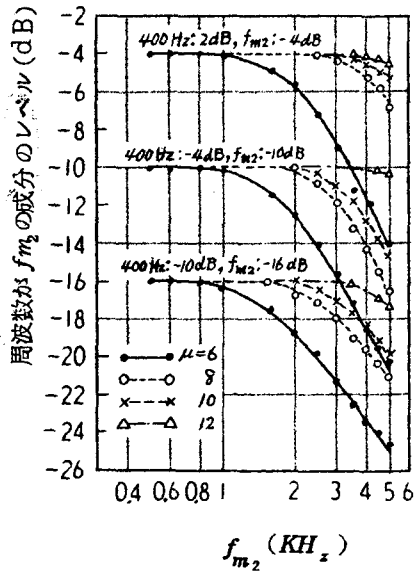


図2．24　合成信号に対する周波数特性

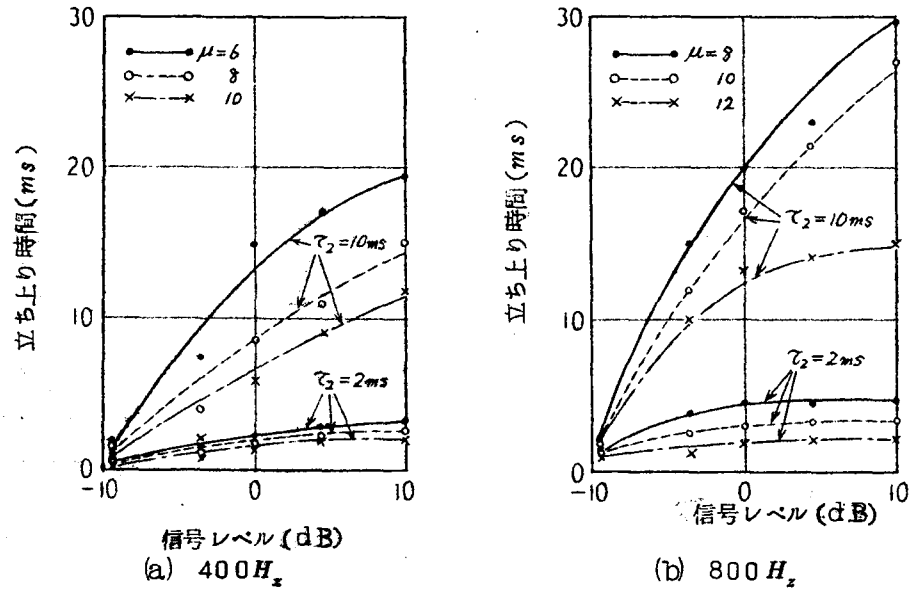


図2．25　復号信号の過渡特性

なりμおよびτ_2によって変化している．たとえば$\tau_2 = 2msec$，$\mu = 8$の場合，$f_m = 400Hz$で$t_r \fallingdotseq 2.5msec$，$f_m = 800Hz$で$t_r \fallingdotseq 5msec$に収束している．これは第3節で述べた音声の立ち上り時間と比べても十分応答可能な特性である．なお合成正弦波信号に対しても，SN比特性や周波数特性の検討においてその特性がほとんど低域成分により決定されていることから推して，やはり応答可能な特性であることが予想される．

2．8 結　　言

定差変調において信号レベルの広い範囲にわたり許容SN比を保持するため，信号振幅の平均レベルの変化に応じて量子化単位を圧伸する．いわゆるシラブル圧伸機能を持つ圧伸定差変調方式を提案し，理論的，実験的に考察した結果ほぼ満足すべき特性の得られることが明らかとなった．本章における研究の要点は次のように総括できる．

(1) 音声信号の統計的性質を変調形式との関連によって検討し，これらを活用することにより高能率伝送が期待できることを示した．

(2) 定差変調における圧伸の効果を検討し，有限個のパルス符号の持つ情報の平均値を用いた圧伸が最も定差変調にとっては有効であることを明らかにし，具体的にシラブル圧伸機能を持つ定差変調回路を提案した．

(3) 過渡，圧伸，過負荷（周波数）およびSN比各特性を単一正弦波信号と合成信号について理論的，実験的に検討し，単一正弦波信号では過負荷特性に関し問題を生ずるが，その問題も合成信号ではよく音声スペクトルと整合し得て解決できた．またその他の特性も十分満足できることを示した．とくに理論上許容SN比を保持するダイナミックレンジが無限大の拡がりを持つことは本方式の大きな特徴である．

(4) 実験によると標本化周波数$40KH_z$，信号周波数$800H_z$ではSN比25dBにおけるダイナミックレンジは約37dBとなる．これは電話伝送基準[68]をほぼ満たすので本方式は音声伝送方式として有用であるといえる．

第３章　定差標本化変調方式[41)～50)]

３．１　序　　言

定差標本化変調（Fixed-Difference Sampling Modulation, *FDSM*）とは筆者らによって命名された，信号振幅に定差の生じたときだけ標本化し，符号化を行なう変調方式であって，この方式に関する研究は定差変調の特性改善研究，すなわち量子化単位は固定したままで変調信号の変化に応じ標本点を変化させて特性改善を行なおうとする研究に端を発している．このような標本化操作は振幅軸においては等間隔に，時間軸においては情報源信号の性質に依存して不等間隔でもって行なわれるから，たとえ各標本点で変調信号と復号信号との間に誤差が生じたとしてもこの誤差は原理的には取り除くことが可能である．すなわち本方式は標本点において復元可能なひずみを持つ，パルス間隔に信号情報をになった変調方式といえる．したがってこのひずみを補間操作により取り除くことの検討ならびに復元可能ならばパルスアナログ変調とはいかなる関連を有するか等の問題への考察が必要となってくる．またあらかじめ定められた標本点を持たないので本方式は明らかに非同期パルス変調の一形式であり，その特徴を有効に活用できる分野の選定も重要な問題となる．

本章はこのような観点から定差標本化変調方式について考究している．

３．２　定差標本化変調の変調原理ならびに変復調の種々の形式

定差標本化変調の変調原理は信号振幅に定差の生じたときだけ標本化し，符号化を行なうことである．したがってこの原理に従う変復調形式は種々考えることができるが，いずれの場合も標本化パルス発生回路をとくに設ける必要はない．ただ定差変調に準じて局部復号回路を用いれば回路構成は簡易となり，かつ累積誤差を防ぐことができる．図３．１はこのように考えたと

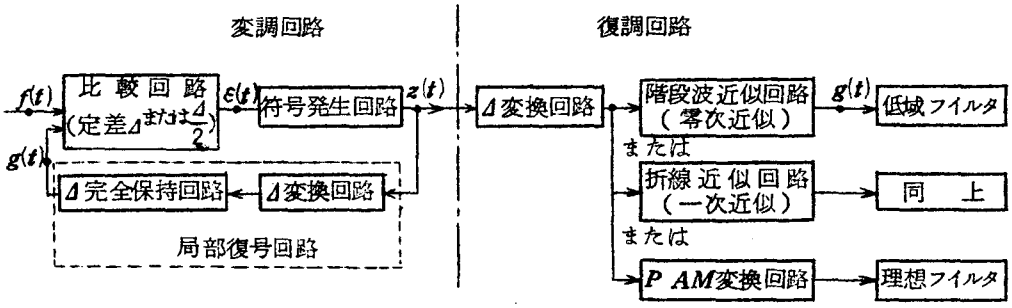


図３．１　定差標本化変調方式の原理的構成図

きの定差標本化変調の原理的構成図を示している．

まず変調形式としては

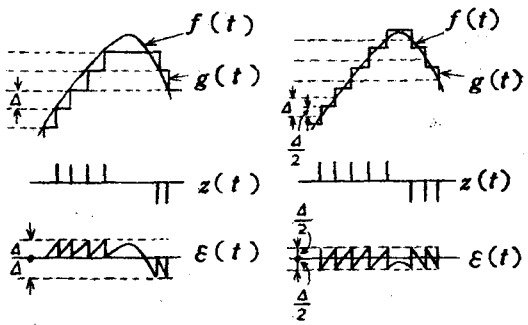
(i)　比較回路で変調信号 $f(t)$ と局部復号信号 $g(t)$ との間の誤差信号 $\varepsilon(t)$ が定差 $\pm\Delta$ に達するごとに標本化し，定差の正負に応じて同符号の信号パルスを送出する．それと同時に等量 $\pm\Delta$ だけ $g(t)$ を増減し，次に定差が生じて標本化が行なわれるまでこれを完全に保持する方法，すなわち $|\varepsilon(t_i)|=\Delta$ (t_i はあらかじめ定められない標本化時刻）で量子化単位が $|\Delta|$ である変調形式（以下これを $\Delta-\Delta$ 方式と称する）

(ii)　$\varepsilon(t)$ が定差 $\pm\Delta/2$ に達するごとに標本化し，定差の正負に応じて同符号の信号パルスを送出する．それと同時に $\pm\Delta$ だけ $g(t)$ を増減し，あと(i)と同様な変調動作を行なわす方法（以下これを $\Delta/2-\Delta$ 方式と称する）

(iii)　定差を $\pm\Delta/3$ に設定し，あと(ii)と同様な変調動作を行なう方法

さらに定差を $\pm\Delta/4$，$\pm\Delta/5$，…… 等々に設定した方法等々が考えられる．ただし定差変調に準じて回路構成をした場合変調動作については(i)が最も安定であり，(ii)は定差をわずか $\pm\Delta/2$ より小さくせねば発振現象の生ずる恐れがある．さらに(iii)以下は実際上判別レベルの設定は非常に難かしくなる．このことから定差変調に準じて定差標本化変調回路を構成した本方式で

は(i)，(ii)についてだけ検討を行なった．図３．２は(i)，(ii)の場合の各部波形を説明した図であって，$z(t)$ は信号パルス符号系列を表わしている．また(i)と(ii)は判定レベルの設定を $\pm\Delta$ とするか $\pm\Delta/2$ とするかだけの違いであって同一の変調回路で実現できる．



(a) $\Delta-\Delta$ 方式　(b) $\Delta/2-\Delta$ 方式

図３．２　変調形式を説明した各部波形図

次に復調形式を，各標本点での信号振幅は完全に復元されたと仮定し，この標本値間を補間する方法で分類すれば

(i) 零次の近似として各標本点での $\pm\Delta$ の変化分を次の標本化時刻まで完全に保持する方法，これは実際上は変調回路の局部復号回路と同一構成の回路で実現できる（以下これを階段波近似と称する）

(ii) 一次の近似として，各標本値間を直線的に補間する方法（以下これを折線近似と称する）

さらに二次，三次，…… と拡張した近似も可能であり，その極限として

(iii) ランダム標本化された *PAM* 信号を完全に復調させうる理想フィルタを用いる方法

等々が考えられる．ただし実際の回路構成は(i)が最も簡易であり(ii)以下はかなり複雑となる．したがって以下では(i)，(ii)だけについて考察を加える．

以上述べたように，定差標本化変調方式には変復調形式の種々の組合せが考えられる．

３．３　非同期パルス変調としての定差標本化変調の特徴

定差標本化変調が非同期パルス変調の一形式であることは本章の最初に述べたが，非同期パルス変調に関してはこれまでさだかではないのでまず定義し，分類することが必要である．また従来の同様な研究と定差標本化変調との関連も明らかにせねばならない．さらに本方式の本質的な特徴が活用できる分野として取り上げた非同期多重通信についても，本方式の特性を考察する前に触れなければならない．これらを論ずるのが本節の主な目的である．

３．３．１　非同期パルス変調の分類[38]

非同期パルス変調（Asynchronous Pulse Modulation）とは"あらかじめ定められた標本点を持たないパルス変調"と定義する．この定義に従えばパルス位相変調はその信号パルス系列が非同期であっても本来固定標本点を持つから擬似非同期パルス変調である．

これまで報告されている非同期パルス変調は表３．１に示した３つのカテゴリーに大別できる．

表３．１　非同期パルス変調の分類

非同期パルス変調	ランダム標本化変調	非同期*PAM*
	信号波形の特徴で変調	零交叉変調 極値標本化変調
	パルス符号間に相関のある変調	非同期定差変調 パルス時変調

第１は標本化に対し何ら拘束を受けない方式であって，その代表例としてJ．R．Pierce ら[77]による非同期*PAM*がある．

第２は標本化時刻自体が情報源信号の何らかの特徴を示す方式で，たとえ

ばJ. C. R. Licklider ら[78]の零交叉変調やM. V. Mathews[79]の極値標本化変調がこれである.

第3は隣接するパルス符号の時間間隔の変化によって信号情報を伝達する方式であり,このためパルス符号間に相関の生じる方式である.これには序論で述べたJonesらの定義に従うパルス時変調と従来の非同期定差変調が属する.定差標本化変調は当然第3のカテゴリーに入る.

3.3.2 ランダム標本化に対する復調定理

すでにJ. L. Yen[80]が信号電力 $\int_{-\infty}^{\infty}\{f(t)\}^2 dt$ を最小にする制限条件によって検討し,またF. D. Bond ら[81]も論じているが,ここではあるフィルタを考えて,これでもって復調した信号と周知の標本化定理により復調された信号間の誤差を論ずることにより,理想フィルタのインパルス応答を導く.

(命題) 変調信号 $f(t)$ は有限区間 T,上限帯域 W で限定された波形を持ち,これをランダムな時刻 τ_p ($p=1, 2, \cdots, 2WT$)において標本化したとする.この非同期 PAM 信号が仮りに $h(t)$ で表わされる形のインパルス応答をもったフィルタにより復調されたとき,その復調信号 $g(t)$ は

$$g(t)=\sum_{p=1}^{2WT} f(\tau_p)\,h(t) \tag{3.1}$$

で与えられる.一方周知のShannonの標本化定理によると, $f(t)$ を等周期の時刻 $n/2W$ ($n=1, 2, \cdots, 2WT$)において標本化すれば得られた同期 PAM 信号はインパルス応答 $\phi_n(t)$ を持つ理想低域フイルタにより完全復調できて次の形で書き表わせる.

$$\left.\begin{aligned} f(t) &= \sum_{n=1}^{2WT} f\left(\frac{n}{2W}\right)\phi_n(t) \\ \text{ここに}\quad \phi_n(t) &= \frac{(-1)^n \sin 2\pi Wt}{\pi(2Wt-n)} \end{aligned}\right\} \tag{3.2}$$

さて $f(t)$ に対する $g(t)$ の補間誤差電力，いいかえれば $f(t)$，$g(t)$ 間の誤差信号電力 E を考えるとき，もしこの電力 E を最小，すなわち

$$E = 0 \tag{3.3}$$

にすることのできる $h(t)$ が存在すれば，結果として非同期 PAM 信号もインパルス応答 $h(t)$ を持つ理想フィルタによって完全に復調できることとなる．

（証明） 誤差信号電力 E は上式の仮定より

$$E = \{ f(t) - g(t) \}^2$$

$$= \{ \sum_{n=1}^{2WT} f\left(\frac{n}{2W}\right) \phi_n(t) - \sum_{p=1}^{2WT} f(\tau_p) h(t) \}^2 = 0$$

と表わせるから

$$\sum_{n=1}^{2WT} f\left(\frac{n}{2W}\right) \phi_n(t) = \sum_{p=1}^{2WT} f(\tau_p) h(t) \tag{3.4}$$

である．式（3.4）の $f(\tau_p)$ に対し式（3.2）の関係を用いれば上式は

$$\sum_{n=1}^{2WT} f\left(\frac{n}{2W}\right) \phi_n(t) = \sum_{p=1}^{2WT} \sum_{n=1}^{2WT} f\left(\frac{n}{2W}\right) \phi_n(\tau_p) h(t) \tag{3.5}$$

と書き直せる．したがって式（3.3）の両辺の各項比較から次式を得る．

$$\phi_n(t) = \sum_{p=1}^{2WT} \phi_n(\tau_p) h(t) \tag{3.6}$$

さらに式(3.6)の両辺に$\phi_n(\tau_q)$，($q \neq p$)を乗じnに関して和をとれば

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_n(\tau_q)\phi_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_n(\tau_q) \sum_{p=1}^{2WT} \phi_n(\tau_p)\, h(t) \qquad (3.7)$$

が求まる。ここで上式の左辺ならびに右辺はそれぞれ

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_n(t)\phi_n(\tau_q) = \frac{\sin 2\pi W(t-\tau_q)}{2\pi W(t-\tau_q)} = \phi(t-\tau_q)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_n(\tau_p)\phi_n(\tau_q) = \phi(\tau_p-\tau_q)$$

と表わせるから式(3.7)は改めて次のように表現できる。

$$\phi(t-\tau_q) = \sum_{p=1}^{2WT} \phi(\tau_p-\tau_q)\, h(t)$$

さらに行列式Dを

$$D = \begin{vmatrix} \phi(\tau_1-\tau_1) & \cdots & \phi(\tau_1-\tau_{2WT}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi(\tau_{2WT}-\tau_1) & \cdots & \phi(\tau_{2WT}-\tau_{2WT}) \end{vmatrix} \qquad (3.8)$$

と定義すれば，一般に$D \neq 0$が成立するからCramerの公式[82]を用いて$h(t)$を求めれば

$$\left.\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{D} \sum_{q=1}^{2WT} \phi(t-\tau_q) A_{pq} \\ A_{pq} &: \text{式(3.8)の} \phi(\tau_p-\tau_q) \text{の余因子} \end{aligned}\right\} \qquad (3.9)$$

が得られる。　ゆえに$E=0$を与える$h(t)$は存在することが証明された。

この結果は上述のYenの結果と一致する。またこの考察から，標本点の数

が$2WT$に等しいかそれ以上であれば非同期PAM信号も理論的には完全に復調可能であるといえる.[83]

3．3．3　非同期定差変調および3値定差変調との関連

非同期定差変調の名称は猪瀬らにより命名されたようであるが，これに類する方式として以下に述べる方式がこれまでに報告されている.

(i)　北浜らによる方式[37]

変調信号$f(t)$と局部復号信号$g(t)$との差信号の積分値が比較回路において一定値δに達したとき標本化を行ない信号パルスを送出する．すなわち

$$\left| \int_0^T \{f(t) - g(t)\}\, dt \right| = \pm\delta \qquad (3.10)$$

この方式では比較回路と局部復号回路にミラー積分回路を用いているが，標本点は差信号の積分値がδに達した時刻であり，$f(t)$と$g(t)$との差が一定値に達する時刻ではない．したがって受信側には信号振幅情報は正しく伝達できないので量子化誤差の生ずる方式である.

(ii)　山岸による方式[39]

$f(t)$の振幅が負抵抗スイッチ素子の破壊電圧Δに等しい値だけ上昇あるいは下降するたびに正あるいは負符号パルスを送出し，その時刻における$f(t)$の値をコンデンサで保持する方式であって，定差標本化変調の$\Delta - \Delta$方式の変調原理と一致した方式である.

この方式はまた西村らによる定差サンプル方式[58]とも変調原理は同じである．すなわち西村らによれば，偏差$e(t)$の値が前回のサンプル値$e(t_k)$に対して正または負の定差を生じたとき，次のサンプル動作を行なう．これを式で表わせば

$$|e(t) - e(t_k)| = \pm\Delta, \quad t > t_k \qquad (3.11)$$

となる時刻に標本パルスが発生する．この方式では標本点における変調信号と復号信号間には誤差は生じない．

(iii) 猪瀬らによる方式[40]

信号振幅に正か負の定差を生ずるごとにパルスを発生する．このときの量子化単位は定差の2倍に相当する方式であり，定差標本化変調の$\Delta/2 - \Delta$方式の変調動作そのものである．このとき標本点における$f(t)$と$g(t)$との誤差は常に$+\Delta/2$か$-\Delta/2$であり，復元可能なひずみである．

(iv) 非同期完全積分型2値定差変調方式[38]

図3．3に変調回路の構成図を，図3．4に変調原理の説明図を示した．この方式では信号傾斜を検出することでもって標本化パルス発生周期を変え，非同期的な標本化時刻で量子化誤差の正負に応じて正か負の符号の信号パルスを送出する．この変調原理から明らかなように，受信側では各標本点においてあいまいな信号振幅情報しか得られないので量子化誤差が生ずる．なおこの方式のゲート回路に判別機能を持たせれば非同期3値定差変調となるがやはり量子化誤差が存在する．

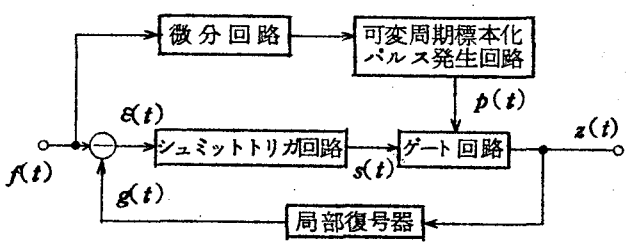


図3．3　非同期完全積分形2値定差変調回路の構成図

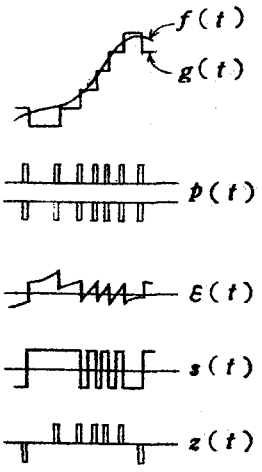


図3．4　変調原理説明図

以上の概説から，定差標本化変調は(ii)および(iii)の方式を統一して一つの変調方式として扱ったものであることが明らかとなり，またこの考察により定差標本化変調が各標本点における信号振幅情報をあいまいさなく伝達できる方式であることは明らかである．

次に3値定差変調[25)〜28)]との関連を述べよう．

図3．5に3値定差変調の回路構成図とその各部波形の説明図を示した．3値定差変調では標本化時刻ごとに$\varepsilon(t)$が$+\Delta/2$あるいは$-\Delta/2$を越えているか否かが比較回路にて判定され，これを越えた標本化時刻だけその差の正負に応じて正あるいは負符号のパルスが送出される，と同時にこれらパルスは局部復号回路に導かれ$g(t)$を量子化単位Δだけ変化させる．

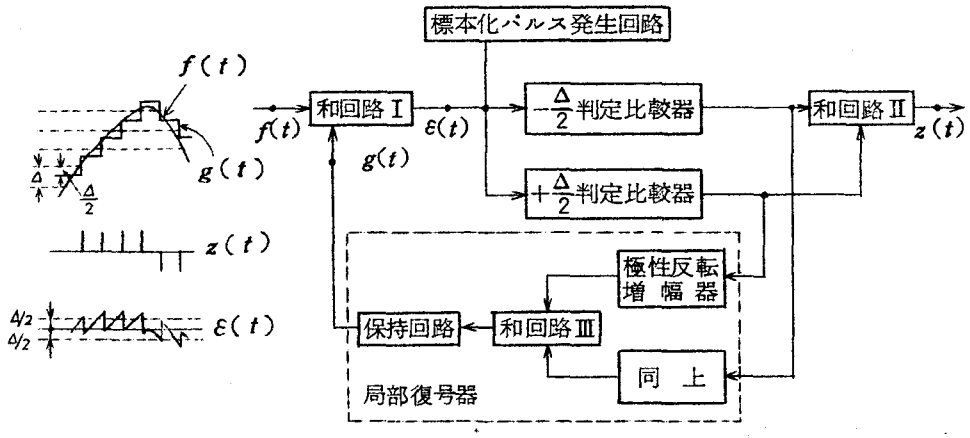


図3．5　3値定差変調回路の構成図と各部波形説明図

さて，3値定差変調の標本化周波数f_sを次第に高くしたとする．このとき同図に示した誤差信号波形が$\Delta/2$と$-\Delta/2$に入る割合は増加し，その極限としてf_sが無限大になった状態では完全に$\Delta/2$と$-\Delta/2$の間に収まる．この状態は全く図3．2の$\Delta/2-\Delta$方式における状態と一致する．このことから定差標本化変調はf_sを無限大にしたときの3値定差変調に対応する

方式と見なすことができるので，定差標本化変調は3値定差変調の持つ特徴をも具備することが期待できる．

3．3．4　非同期多重通信の一次変調として望ましい条件

非同期多重通信に関してはすでに多くの研究報告[84]～[86]がなされているので詳述することはとどめ，本研究に必要な要点のみ概説しよう．

非同期多重通信として現在主流をなしているのは周波数（F）一時間（T）マトリックスを用いた$RADA$通信（Random-Access Discrete Address）であり，端局方式を1次変調，中継方式を2次変調と呼んでいる．図3．6に$RADA$通信の$F-T$マトリックスにおける電波割当て状況の一例を示した．$RADA$通信では従来の周波数分割や時分割による多重通信とは異なり，この$F-T$マトリックスの区分のいくつかの組合せを各加入局に割当てる．たとえば同図で加入局Aの一次変調回路出力に信号パルスが発生したとき，まず時刻t_1において周波数f_2でパルス状電波を送り出す．ついで（t_4-t_1）時間後に周波数f_4を，つづいて（t_8-t_4）時間後に周波数f_1にてパルス状電波を送信する．この一連の周波数と時間間隔の組合せをアドレスと呼んでいるが，このアドレスが加入局Aの電話番号に相当する．そしてこのアドレスの送信でもって1つの信号パルスに関する信号情報が伝達される．

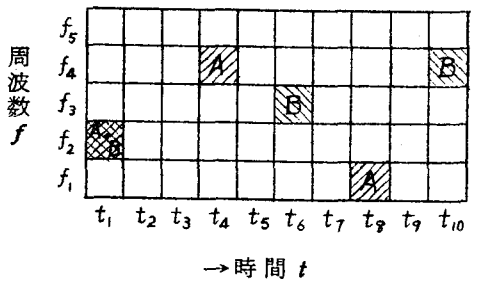


図3．6　$RADA$通信の電波割当てを示す$F-T$マトリックス

図3．6に例示したようにある区分をA局とB局が共有することは$RADA$通信では当然起ることであり，これは従来の多重通信にない著しい特徴である．

このような区分の共有があっても他の割当区分が異なれば異なるアドレスとなる．したがってこの$F-T$マトリックスを用いればきわめて多数の加入局を収容できる．このとき時間軸での区分数は一次変調の送出パルス間の最小間隔で決まってくる．したがって多くの局を収容するために一次変調として望まれる条件として

(i) 一次変調の最小パルス間隔が広いこと

があげられる．つぎに時間間隔の組合せにより加入局が指定されることは加入局相互の同期が不要であることを意味する．すなわちこれが非同期多重の理由であるが，この特徴を積極的に活用して周波数の効率的運用をはかれる分野の一つに携帯電話などを含めた移動無線あるいは衛星通信がある．この観点から

(ii) 一次変調の装置の簡易なこと

が第2の条件となる．移動通信では固定通信より伝送路条件は悪くなる．したがって通信系全体から見たとき

(iii) 一次変調の通話品質（すなわちSN比）がよいこと

が第3の望ましい条件である．また同期がとれていない（むしろ同期が本質的にとれない）特徴は必然的に通話妨害雑音の発生を招く．たとえばA局の（f_2, t_1）区分がB局の，（f_4, t_4）区分がC局の，さらに（f_1, t_8）区分がD局の各区分と一致した場合，B，C，D3局の区分によってA局のアドレスが構成される．これを擬似アドレスと呼んでいる．もしA局がその時刻に信号パルスを発生させていればこの擬似アドレスは受信信号に影響を及ぼさないが，信号パルスを発生しないとき，あたかもA局が信号パルスを発生したかのように受信される．$RADA$通信における通話妨害の最大原因はこの擬似アドレスの発生である．したがってこれを減ずるために

(iv) 一次変調は毎秒発生するパルス数が少ないこと

がきわめて重要な第4の条件となる．ただし擬似アドレスの発生は通常ラン

ダムと考えられるから非了解性の漏話であり，非同期多重通信は秘話性が特徴の一つとなる．また避け得ないこの干渉雑音の発生に対し通話品質が侵される度合の少ないことは同時通話可能局数を増すためにきわめて重要な要望である．したがって

(V) 一次変調は符号誤り発生に対して通話品質が劣化しにくいこと（耐雑音特性にすぐれていること）

が第５の条件としてあげられている．

さて定差標本化変調の本質的な特徴をこの５条件について勘案しよう．

条件１：定差変調と同程度にできる．しかも同期方式が周期性による了解性漏話を妨ぐためアドレス割当てに制限が生ずるのに対し，非同期式の定差標本化変調にはその限定はない．(29)

条件２：３値定差変調と同様な回路構成となるから簡易である．

条件３：定差変調の特性改善型とも考えられるから，当然定差変調よりすぐれたSN比が期待できる．

条件４：変調信号の存在しないときパルスを送出しないから音声信号に対してはとくに少なくすることが可能である．

条件５：基本的に望ましいのは信号パルスが等振幅，等幅であり，しかも各信号パルスの重みが均一であることがあげられ，定差標本化変調はこれを満たしている．さらに同期定差変調ではバースト的擬似アドレス発生が起る可能性があり，これが連続して符号誤りを引き起す恐れがあるが定差標本化変調ではこの心配はない．(32)

以上から，定差標本化変調の本質的な特徴はまた非同期多重通信の一次変調としての利点であるといえよう．

３．４　変調特性の解析

前節までの検討では定差標本化変調が量子化誤差を必然的に持つ定差

変調とは異った特徴を有する方式であることを述べたが，本節では信号パルス系列の解析を行ない，定差標本化変調がパルス時変調の特徴を有する方式であることを明らかにする．また非同期多重通信に適用を考えた立場から各種の変復調形式に対して変調特性を考究する．

3．4．1　信号パルス系列の特性

図3．7に示したように，変調信号を$f(t)=A\sin\omega_m t$で表わした正弦波信号とし，時間原点を$f(t)$が時間軸と交わる点に選ぶ．このとき$\Delta/2-\Delta$方式における信号パルスは時刻$t_1, t_2, \cdots, t_{4l}$で発生し，これらがおのおの周期T_m（$=1/f_m$）で繰返される．このため信号パルス系列すなわち$FDSM$波$z(t)$はフーリエ展開できて次式で表わされる．

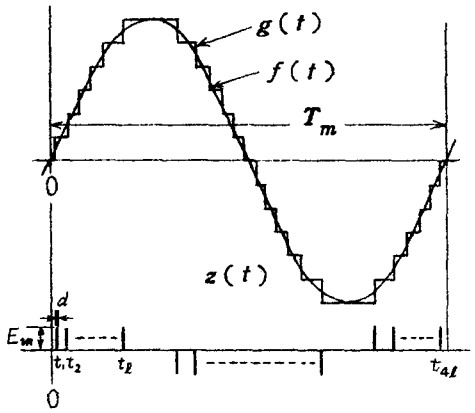


図3．7　$FDSM$波と変調信号との関係

$$z(t)=\sum_{r=1}^{l}\left\{z_r(t)-z_r\left(t+2t_r-\frac{T_m}{2}\right)-z_r\left(t-\frac{T_m}{2}\right)+z_r\left(t+2t_r-T_m\right)\right\}$$

$$=\frac{2E_m\omega_m}{\pi}\sum_{n=1}^{l}\left\{\sum_{r=1}^{l}\cos\left(n\sin^{-1}\frac{2r-1}{2}\cdot\frac{\Delta}{A}\right)\right\}\cdot B\left(\frac{n\omega_m d}{2}\right)$$

$$\times(1-\cos n\pi)\cos n\omega_m t \qquad (3.12)$$

ここに　E_m, d：信号パルス振幅と幅

$$t_r=(1/\omega_m)\sin^{-1}\{(2r-1)\Delta/2A\}$$

$$B(x) = (\sin x)/x$$

$l = [(A/\Delta) + 1/2]$，［　］：ガウスの記号

$$z_r(t) = \frac{E_m \omega_m d}{2\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} B\left(\frac{n \omega_m d}{2}\right) \cos n\omega_m (t - t_r) \right\}$$

式（3.12）は信号パルス系列 $z(t)$ が変調信号周波数成分とその高調波成分から構成されることを示している。

パルスアナログ変調は，"復調信号にひずみはあっても信号パルス系列の中には元の変調信号のスペクトルが含まれているので，これをフィルタでとり出すことによって正しい復調が可能な変調方式"と定義されている。[73] 定差標本化変調はこの定義を満足する。しかもそのパルス間隔に信号情報を含んだ方式であるから，定差標本化変調はパルス時変調としての特徴を有する非同期パルス変調の一形式であることは明らかである。

3．4．2　信号対雑音比特性

本章第2節で述べた定差標本化変調の変復調形式のうちそれぞれの(i)，(ii)に対する種々な組合せを考えて，これら組合せの中でいずれが SN 比に関しすぐれているかを正弦波信号を用いて解析する。定差標本化変調は前項の考察で明らかなように，正弦波を入力信号としたとき標本点ならびに信号パルス符号は一義的に定まるので，いずれの変復調形式においても復号信号 $g(t)$ の波形は容易に次式のようにフーリエ展開できる。

$$g(t) = \sum_{n=0}^{\infty} b_{2n+1} \cos(2n+1)\omega_m t + \sum_{n=0}^{\infty} a_{2n+1} \sin(2n+1)\omega_m t \qquad (3.13)$$

したがって $g(t)$ 内に含まれた信号周波数成分 a_1，b_1 と高調波成分 a_{2n+1}，b_{2n+1}（$n = 1, 2, \cdots$）によって復号信号の SN 比は求められ

$$\frac{S}{N} = \frac{a_1^2 + b_1^2}{\sum_{n=1}^{\infty} (a_{2n+1}^2 + b_{2n+1}^2)} \qquad (3.14)$$

となる．さらに各組合せについて図３．７を参照して高調波成分を求めると

(i) $\Delta - \Delta$ 方式＝階段波近似の場合　　$l\Delta \leq A$ の条件のもとに

$$a_{2n+1} = \frac{2\Delta}{(2n+1)\pi}\left[2\sum_{r=1}^{l-1}\cos\left\{(2n+1)\sin^{-1}\frac{r\Delta}{A}\right\} + \cos\left\{(2n+1)\sin^{-1}\frac{l\Delta}{A}\right\} + 1\right]$$

$$b_{2n+1} = \frac{-2\Delta}{(2n+1)\pi}\sin\left\{(2n+1)\sin^{-1}\frac{l\Delta}{A}\right\} \qquad (3.15)$$

(ii) $\Delta/2 - \Delta$ 方式＝階段波近似の場合　　$(2l-1)\Delta/2 \leq A$ の条件のもとに

$$\left.\begin{aligned} a_{2n+1} &= \frac{4\Delta}{(2n+1)\pi}\left[\sum_{r=1}^{l}\cos\left\{(2n+1)\sin^{-1}\frac{2r-1}{2A}\cdot\Delta\right\}\right] \\ b_{2n+1} &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad (3.16)$$

(iii) $\Delta - \Delta$ 方式＝折線近似の場合　　$l\Delta \leq A$ の条件のもとに

$$\left.\begin{aligned} a_{2n+1} &= \frac{2\Delta}{(2n+1)^2\pi}\left[2\sum_{r=0}^{l-2}\frac{\sin\{(2n+1)\cdot\theta(r+1)\} - \sin\{(2n+1)\cdot\theta(r)\}}{\theta(r+1)-\theta(r)}\right. \\ &\qquad \left. + \frac{\{\pi - 2\theta(l-1)\}\left[\sin\{(2n+1)\theta(l)\} - \sin\{(2n+1)\theta(l-1)\}\right]}{\{\theta(l)-\theta(l-1)\}\{\pi-\theta(l-1)-\theta(l)\}}\right] \\ b_{2n+1} &= \frac{2\Delta}{(2n+1)^2\pi}\left[\frac{\{\pi-2\theta(l-1)\}\cos\{(2n+1)\cdot\theta(l)\} + \{\pi-2\theta(l)\}\cos\{(2n+1)\theta(l-1)\}}{\{\theta(l)-\theta(l-1)\}\{\pi-\theta(l-1)-\theta(l)\}}\right] \end{aligned}\right\}$$

$$(3.17)$$

ここに　$\theta(n) = sin^{-1} n\Delta / A$

(iv)　$\Delta/2 - \Delta$ 方式＝折線近似の場合　　$(2l-1)\Delta/2 \leq A$ の条件のもとに

$$a_{2n+1} = \frac{4\Delta}{(2n+1)^2\pi}\left[\frac{sin\{(2n+1)\cdot\beta(1)\}}{2\beta(1)} + \sum_{r=1}^{l-1}\frac{sin\{(2n+1)\beta(2r+1)\} - sin\{(2n+1)\beta(2r-1)\}}{\beta(2r+1)-\beta(2r-1)}\right]$$

$$b_{2n+1} = 0$$

(3.18)

ここに　$\beta(n) = sin^{-1} n\Delta / 2A$

上の各式で明らかなように，正弦波信号に対しては定差標本化変調の SN 比は信号レベルには依存しても信号周波数には無関係となる．しかし信号帯域制限をつければ低域信号ほど高調波成分が帯域内に落ちるので SN 比は低くなる．したがって，当然帯域内に高調波成分の存在しない高域信号では SN 比は無限大となる．

図３．８は信号周波数 f_m をパラメータとした各組合せに対する SN 比と A/Δ の関係を描いたもので，いずれの場合も $f_m = 1400 Hz$ を越えると SN 比は無限大となる．同図はまた正弦波信号に対しては，論じた４つの組合せ中 $\Delta/2 - \Delta$ 方式＝階段波近似が最もすぐれた SN 比の得られる組合せであることを示している．

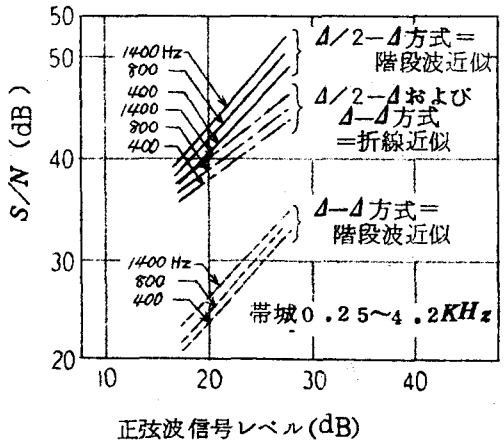


図３．８　階段波近似および折線近似における復調信号の SN 比（理論値）

３．４．３　送出平均パルス数

(1)　正弦波信号の場合　　送出平均パルス数をMで表わすと

$$\left.\begin{aligned} &\Delta-\Delta \text{ 方式では} \quad M|_{\Delta-\Delta}=4f_m\left[A/\Delta\right] \\ &\Delta/2-\Delta \text{ 方式では} \quad M|_{\Delta/2-\Delta}=4f_m\left\{\left[A/\Delta\right]+\left[2(A/\Delta)-2\left[A/\Delta\right]\right]\right\} \end{aligned}\right\} \tag{3.19}$$

$[n]$：ガウスの記号でnを越えない最大整数

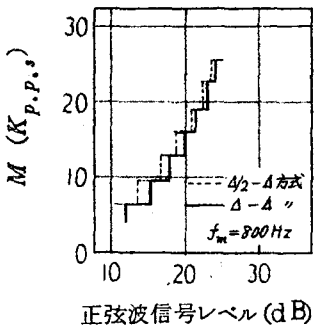


図３．９　正弦波信号レベル対送出平均パルス数特性

となる．図３．９にMとA/Δの関係を描いた．同図は$\Delta-\Delta$方式，$\Delta/2-\Delta$方式では大差がないことを示している．

(2)　擬似音声信号の場合　　擬似音声の振幅ならびに傾斜分布はガウス分布である．したがってそれぞれの確率密度関数を$p(x)$，$g(x)$で表わせば

$$\left.\begin{aligned} p(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}}\,exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_1^2}\right) \\ q(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}}\,exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_2^2}\right) \end{aligned}\right\} \tag{3.20}$$

σ_1，σ_2　：　振幅および傾斜の実効値

となる．さらにσ_1とσ_2との間にはJagerの報告[2]に基づいた音声信号の基準周波数の概念を導入し，基準周波数を$f_0 = 800\,H_z$で表わせば

$$\sigma_2 = 2\pi f_0 \sigma_1 \tag{3.21}$$

の関係が導ける．ゆえに擬似音声信号に対する送出平均パルス数M_pは傾斜分布の集合平均を考慮すると

$$M_p = \frac{2}{\Delta}\int_0^\infty x\, q(x)dx = \frac{\sigma_2}{\Delta}\sqrt{\frac{2}{\pi}} = \sqrt{8\pi}\,\frac{f_0\sigma_1}{\Delta} \tag{3.22}$$

と得られる．

図３．８のSN比と図３．９の送出平均パルス数の検討結果から判断して，定差標本化変調として総合的にすぐれているのは$\Delta/2$－Δ方式＝階段波近似であると結論できる．したがって以後とくにことわらない限り，定差標本変調を論ずるとき，それは常に$\Delta/2$－Δ方式＝階段波近似を意味しているものとする．

３．４．４　完全積分回路の伝達特性[34]

単にCRだけで積分器を構成した場合，標本点での波形変化は完全に保持できず時間とともに減衰する．これを不完全積分回路と呼ぶと，定差標本化変調では図３．１０に理想化して示した１つのパルス入力$e_i(t)$のために生じた積分器出力$e_o(t)$の波形変化をそのまゝ次のパルス到来時刻まで完全に保持する完全積分回

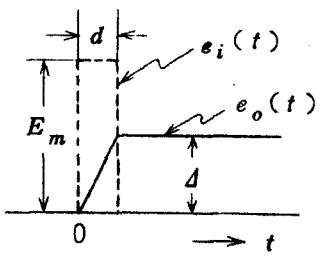


図３．１０　完全積分回路の応答波形

路が復号回路として必要である．この回路の伝達特性$H(j\omega)$は次のようにして得ることができる．すなわち図３．１０から

$$\left.\begin{aligned} e_i(t) &= E_m, && 0 \leq t \leq d \\ &= 0, && t > d \end{aligned}\right\} \quad (3.23)$$

$$\left.\begin{aligned} e_0(t) &= \Delta\, t/d, && 0 \leq t \leq d \\ &= \Delta, && t > d \end{aligned}\right\} \quad (3.24)$$

と表わされるので，これらのラプラス変換$E_i(s)$および$E_0(s)$は

$$E_i(s) = E_m\{1 - exp(-ds)\}/s \quad (3.25)$$

$$E_0(s) = \Delta\{1 - exp(-ds)\}/ds^2 \quad (3.26)$$

となる．さらに，実際の完全積分回路の時定数に相当する比例定数をτ_0で表わすと

$$\Delta = E_m d/\tau_0 \quad (3.27)$$

の関係が導けるから伝達特性は式(3.25)，(3.26)の比の逆変換として

$$H(j\omega) = 1/j\,\tau_0\omega \quad (3.28)$$

によって与えることができる．これは上述の不完全積分回路の伝達特性が$1/1+j\,\tau_0\omega$であるのとかなり異なる特性であって，完全積分回路を用いると低域周波数領域では利得が１を上回ることになる。

３．５　試作装置による実験と検討

３．５．１　試作装置の構成

(1)　定差標本化変調回路

図３．１１は図３．１の原理的構成図に基づいて試作した装置の回路図である．変調信号$f(t)$はエミッタホロワT_{r1}を通って抵抗による和回路に入り，位相反転された局部復号信号$g(t)$と加算される．この差信号$\varepsilon(t)$はエミッタホロワT_{r2}を経てT_{r3}により増幅され，対称的構成を持つ正および負符号発生回路に導かれる．まず正符号回路では差信号が定差に達したことを検出する判定レベルがエミッタホロワT_{r4}の入力端にあるVRでもって設定されている．そして$\varepsilon(t)$が定差に達したときシュミットトリガT_{r5}，T_{r6}が動作しT_{r6}の出力は$0V$から$+6V$へと変化する．さらにこの変化がエミッタホロワT_{r7}を通して非安定マルチT_{r8}，T_{r9}をトリガし，T_{r9}から負極性パルス列がT_{r6}の出力が$+6V$を保つ間エミッタホロワT_{r10}を通して極性反転増幅回路T_{r11}に入ってくる．本実験ではこの負極性パルスの繰返し周期を本方式の非同期多重通信への適用を考慮して１０μsに設定した．T_{r11}の出力は正符号パルスであり，このパルスは変調回路出力T_{r15}，T_{r16}に導かれるとともに，局部復号回路ではT_{r12}とD_5を介してコンデンサCの端子電圧すなわち局部復号信号$g(t)$を量子化単位$\Delta = 50mV$だけ上昇させる．この$g(t)$の変化はダーリントン回路T_{r13}，T_{r14}を経て直ちに$\varepsilon(t)$を定差内に収束させる．このため正符号パルス発生は１個だけにとどまることとなる．パルス入力がなくなると$g(t)$はD_5とD_5'により逆バイアスされて保持される．負符号回路の動作もこれらと全く同様である．また$\Delta - \Delta$方式と$\Delta/2 - \Delta$方式はT_{r4}の判定レベル設定調整でもって変えることができる．なお図３．１１には二重積分の場合の局部復号回路を併示した[47),(48)]．

写真３．１は試作装置の各部波形を示したものである．

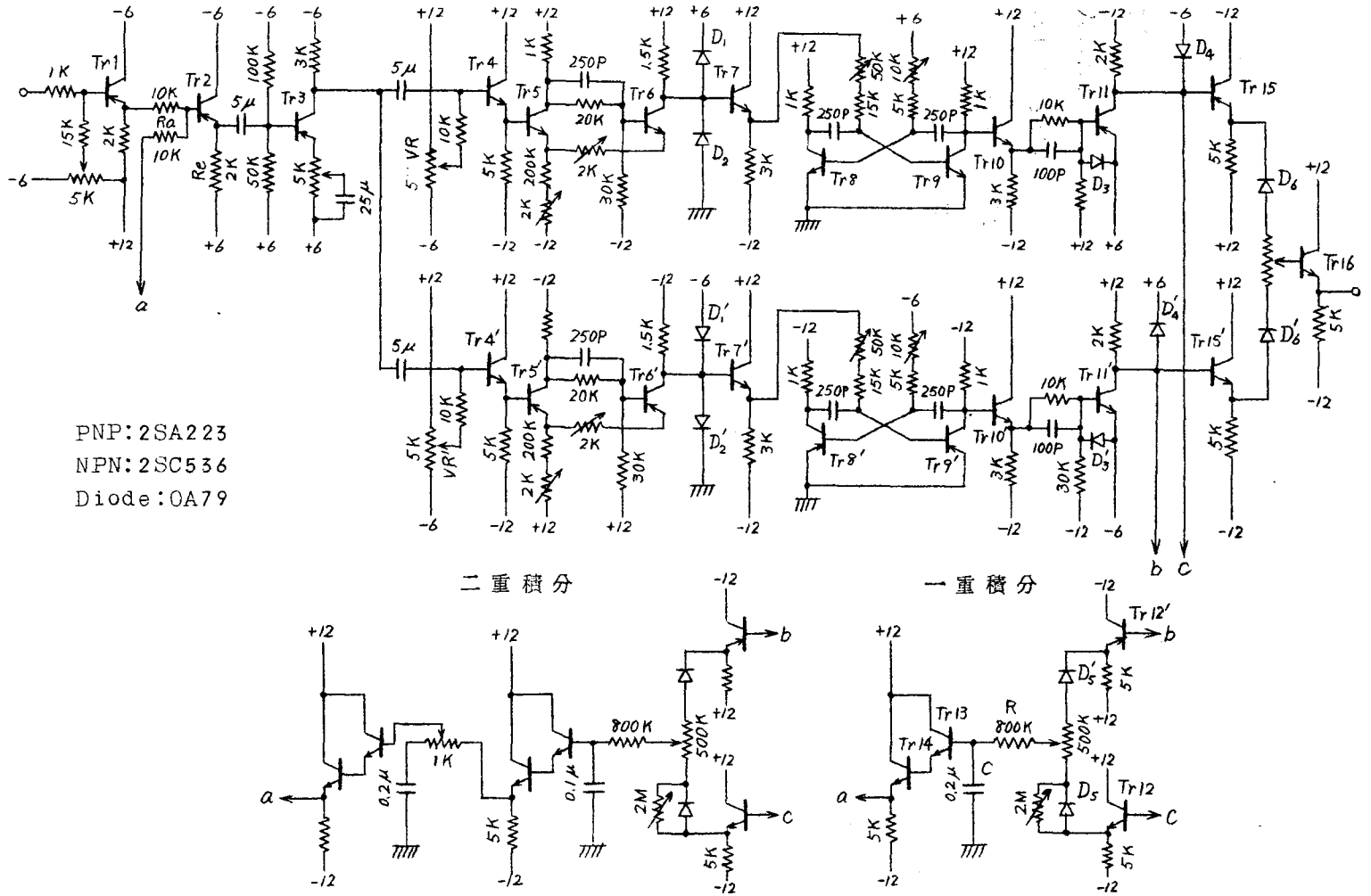


図３．１１　定差標本化変調試作装置の回路図

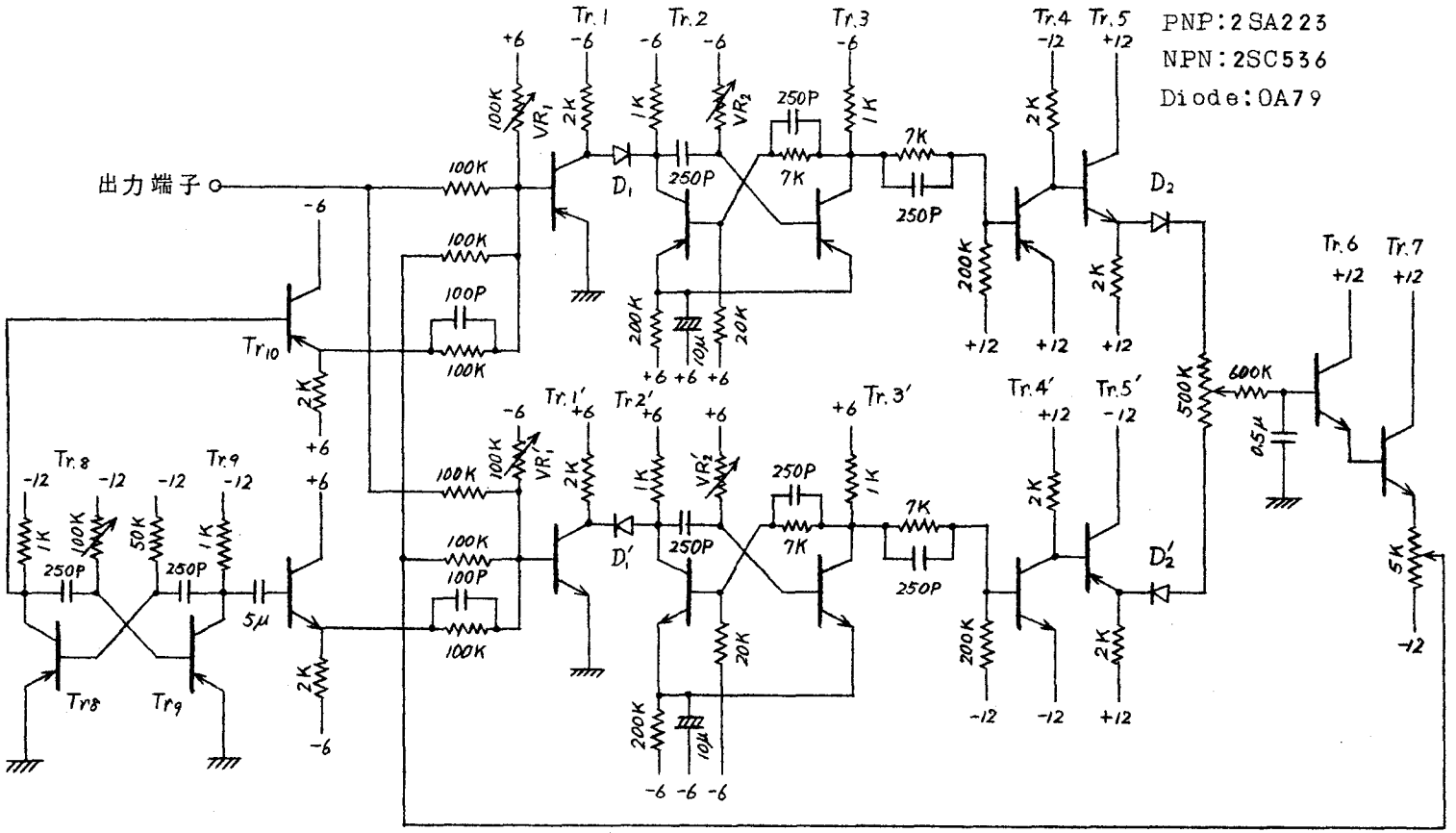
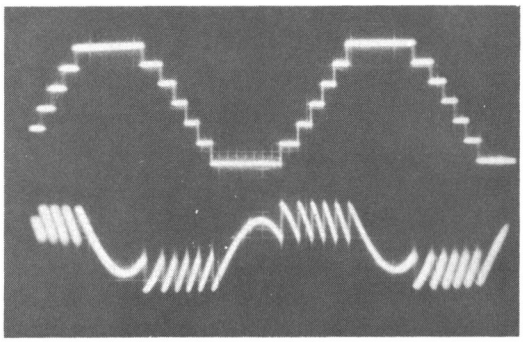


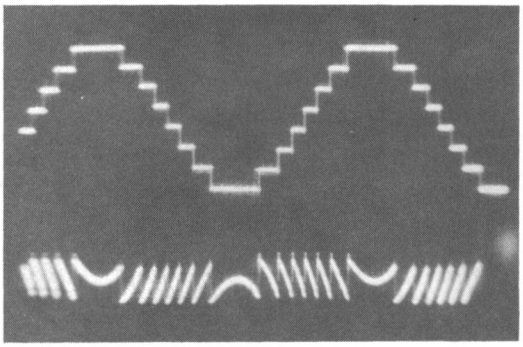
図３．１２　３値定差変調試作装置の回路図



$\Delta - \Delta$方式

(a) (上)復号信号：0.1$V/div.$

(下)誤差信号：0.05$V/div.$



$\Delta/2 - \Delta$方式

(b) (上)復号信号：0.1$V/div.$

(下)誤差信号：0.05$V/div.$

変調信号：0.34$Vp-p$，800H_z；時間軸　0.2$msec/div.$

写真３．１　変調回路の各部波形

(2)　３値定差変調回路

周知の３値定差変調との特性比較によって定差標本化変調をより明らかにするため，図３．５の構成図に基づき試作装置を作成した．この回路図を図３．１２に示す．この回路は定差標本化変調の場合とほぼ等しく，また回路動作も同様であるが判定レベルはVR_1，VR_1'で調整を行なっている．

3．5．2　変調特性

(1)　信号パルス系列（*FDSM*波）中の信号周波数成分スペクトル　　図3．13は$x(t)$中に含まれた信号周波数成分スペクトルを量子化単位で正規化して示したものであって，実測結果を実線で，式(3．12)による計算結果を破線で描いた．両者はよい一致を見ており微分特性となることがわかるが，信号レベルおよび信号周波数を増大すれば実験値が理論値を下廻ってくる．これはパルス最小間隔T_sを10μsに限定したため生じた過負荷に起因している．

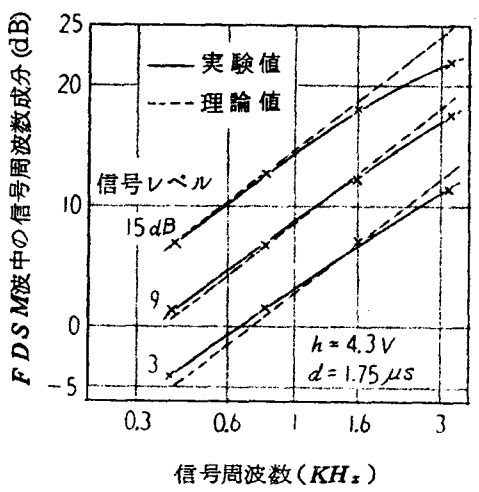


図3．13　*FDSM*波中の信号周波数成分スペクトル

(2)　正弦波信号に対する*SN*比特性　　図3．14に各組合せに対する信号レベルA/Δと*SN*比の関係を示した．同図と図3．8の比較から理論値が妥当なことは明らかである．ただし$\Delta-\Delta$方式＝階段波近似の実験値は理論値より改善されている．これはこの組合せに対するフィルタのインパルス応答が$\Delta/2-\Delta$方式のそれの状態に近づくためと思われる．また同図に3値

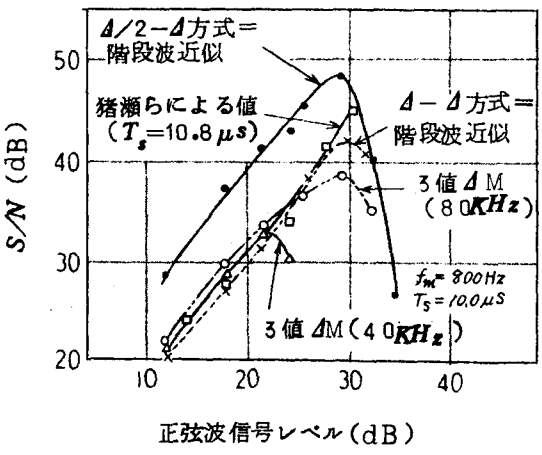


図3．14　正弦波信号レベルに対する復調信号の*SN*比（実験値）

定差変調（f_s＝40，80KH_z）のＳＮ比も併示した．この３値定差変調のＳＮ比は定差標本化変調のＳＮ比より40KH_zで約８dB，80KH_zで約７dB劣っている．この結果はまたf_sを高めればＳＮ比が改善されて，定差標本化変調の示すＳＮ比に近づくことをも示している．なお同図に猪瀬らによる結果[40]をも比較のため描いた．

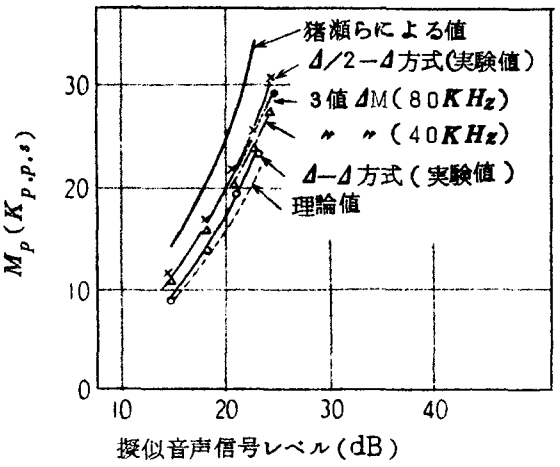


図３．１５　擬似音声信号レベル対送出平均パルス数特性

(3) 擬似音声信号に対する送出平均パルス数　　信号レベルσ_1/ΔとM_pとの関係が図３．１５に示してある．同図にはまた式(3.22)による計算結果を併示した．同図から過負荷の生じない信号レベル範囲では３値定差変調を含めて大差のないことがわかる．また実験値が信号レベルの増加につれて理論値との差が開くのは，用いた局部復号回路が定電圧型の保持回路のため，信号レベルが大きくなるに従い量子化単位電圧の大きさが小さくなることに起因すると思われる．

(4) 周波数特性　　変調信号レベルA/Δをパラメータとした復号信号の周波数特性を図３．１６に示す．得られた特性はかなり平坦であり，ま

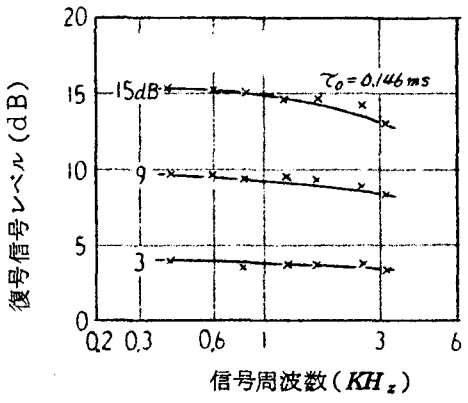


図３．１６　復号信号の周波数特性

たレベルも変調，復号両信号よく一致している．なおこのような特性は定差変調に類する方式共通の特性である．

(5) 完全積分回路の伝達特性　実験値を図３．１３と図３．１６から求め，理論値を式（3.28）から導いて図3.１７に描いた．両者は非常によく一致しており完全積分回路としての機能を果していることを示している．

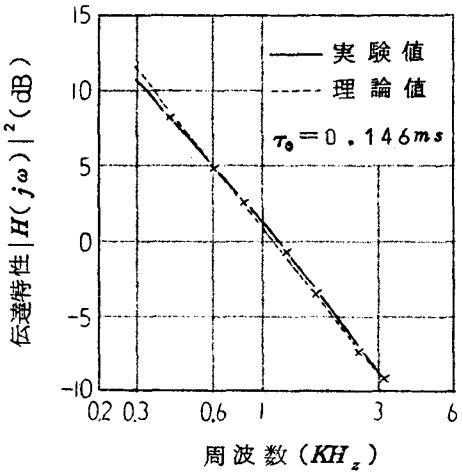


図３．１７　完全積分回路の伝達特性

３．６　パルス間隔情報を用いた信号対雑音比の算出法

パルス時変調の特徴を定差標本化変調が持つことはすでに明らかにした．本節はパルス時変調の特徴であるパルス間隔に存在する信号情報に着目し，パルス間の間隔分布を用いたランダム波形の信号に対する新しいSN比の算出法を考案して述べたものである．

３．６．１　送出パルス間の間隔分布の確率密度関数

図３．１８は図３．２に示した$\Delta/2$－Δ方式の信号パルス系列$z(t)$と誤差信号$\varepsilon(t)$との関係を簡略化して描いたものであって，信号パルスの極性を一方向にし，また標本化時刻で$\Delta/2$から$-\Delta/2$（あるいは$-\Delta/2$から$\Delta/2$）へと急変する波形を同方向の変化を持つ三角波の連なりで

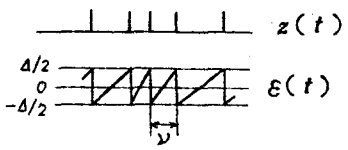


図3．１８　簡略化して描いた誤差信号波形

置きかえている．このとき擬似音声信号を変調信号とすれば隣接信号パルス間の間隔νはランダムに変化する．このνの分布を実測した結果が図３．１９に実線で示してある．すなわち同図は信号レベルσ（V_{rms}）をパラメータとして，この分布の確率密度関数$p(\nu)$とνとの関係を与えている．また同図の破線はこの実測曲線に近似させて得たガンマ分布関数の近似式であって，これを次式に示す．

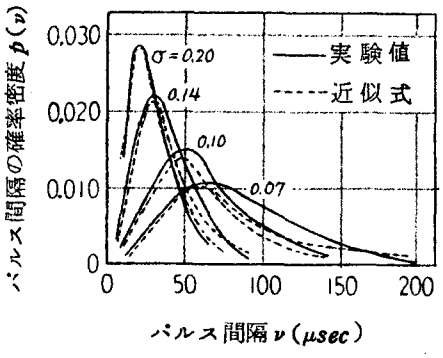


図３．１９　送出パルス間隔の確率密度関数

$$p(\nu) \fallingdotseq \frac{\nu^3}{\Gamma(4)} \beta^4 e^{-\beta\nu} \qquad (3.29)$$

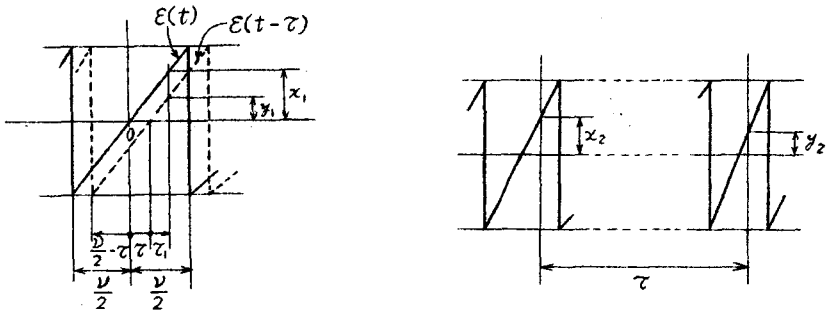
ここにβは信号レベルσのスケール変換値であって，$\beta \fallingdotseq (2\sigma/3)\times 10^6$の関係がある．またこのときの信号パルス系列の平均パルス間隔ν_{av}は次のように表わせる．

$$\nu_{av} = \int_0^\infty \nu\, p(\nu) d\nu = \frac{4}{\beta} \qquad (3.30)$$

３．６．２　誤差信号波形の自己相関関数

図３．１８に見る誤差信号波形の自己相関関数は同一三角波に対する場合と，異なる三角波間に対する場合の２つの場合に分けて考察する必要がある．

(1) 同一三角波の場合　図３．２０(a)に同一三角波の自己相関関係を示す．この関係は図３．１８に示した波形の任意の急変点を原点に設定し，さ



(a) 同一三角波の自己相関関係　　(b) 異なる三角波間の自己相関関係

図３．２０　図３．１８の波形の自己相関の断片的関係

らに波形全体を時間 τ だけずらして求められる．すなわち，元の波形 $\varepsilon(t)$ とずらされた波形を $\varepsilon(t-\tau)$ の原点から $\tau+\tau_1$ へだたった位置でのおのおのの振幅 x_1 と y_1 には明らかに

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= (\tau+\tau_1)\,\Delta/\nu \\ y_1 &= \tau_1\,\Delta/\nu \end{aligned}\right\},\quad -\nu/2 \le \tau_1 \le (\nu/2)-\tau \qquad (3.31)$$

の関係が存在する．また $\varepsilon(t)$ と $\varepsilon(t-\tau)$ とが重なり合った部分の積の和 $a(\nu)$ は

$$a(\nu) = \int_{-\nu/2}^{\frac{\nu}{2}-\tau} x_1 y_1 \, d\tau_1 = \frac{\Delta^2}{12}\left(\nu^2 - 3\tau + 2\frac{\tau^3}{\nu^2}\right) \qquad (3.32)$$

である．したがって同一三角波に対する自己相関関数 $\varphi_{11}(\tau)$ は次式で示しうる．

$$\varphi_{11}(\tau) = \frac{1}{\nu_{av}} \int_{2\tau}^{\infty} a(\nu) p(\nu) d\nu$$

$$= \frac{\Delta^2}{144} (-2\tau^4\beta^4 - \tau^3\beta^3 + 6\tau^2\beta^2 + 15\tau\beta + 12) e^{-2\beta\tau} \quad (3.33)$$

(ii) 異なる三角波間の場合　図３．２０(b)に異なる三角波間の関係を示した．同図で時間τだけへだたったときのおのおのの振幅をx_2，y_2で表わせば，x_2，y_2の取りうる値はランダムと見なせるから，集合平均の定義に基づきこれら波形に対する自己相関関数$\varphi_{12}(\tau)$は

$$\varphi_{12}(\tau) = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x_2 y_2 p(x_2, y_2; \tau) dx_2 dy_2 \quad (3.34)$$

と表わせる．ここに$p(x_2, y_2; \tau)$は２変数x_2，y_2が時間τだけへだたっているときの結合確率密度関数である．さらに異なる三角波でのx_2，y_2の値はτに関係なく互いに独立と考えてよく，これからx_2，y_2ともそれぞれ$\Delta/2$と$-\Delta/2$との間に一様に分布すると見なすことができる．したがって

$$p(x_2, y_2; \tau) = p(x_2)\, p(y_2; \tau) = p(x_2)\, p(y_2) \quad (3.35)$$

となり，しかも前述のことから

$$p(x_2) = p(y_2) = 1/\Delta$$

である．このことから結局$\varphi_{12}(\tau)$は

$$\varphi_{12}(\tau) = 0$$

となってしまう．ゆえに誤差信号波形に対する自己相関関数$\varphi(\tau)$は

$$\varphi(\tau) = \varphi_{11}(\tau) + \varphi_{12}(\tau) = \varphi_{11}(\tau) \quad (3.36)$$

と表わすことができる．

3．6．3　復調信号の信号対雑音比

誤差信号の電力スペクトル密度$\Phi(\omega)$は式(3.36)のフーリエ変換から得られ

$$\Phi(\omega)=\frac{\Delta^2}{144}\left\{-\frac{48\beta^4}{(4\beta^2+\omega^2)^{5/2}}-\frac{6\beta^3}{(4\beta^2+\omega^2)^2}+\frac{12\beta^2}{(4\beta^2+\omega^2)^{3/2}}\right.$$
$$\left.+\frac{15\beta}{4\beta^2+\omega^2}+\frac{12}{(4\beta^2+\omega^2)^{1/2}}\right\} \qquad (3.37)$$

となる．したがって信号帯域$(\omega_l,\ \omega_h)$内に落ちる雑音電力N_iは

$$N_i=\frac{\Delta^2}{72\pi}\left\{\frac{\omega_h^3}{(\omega_h^2+4\beta^2)^{3/2}}-\frac{\omega_l^3}{(\omega_l^2+4\beta^2)^{3/2}}-\frac{3}{4}\cdot\frac{\beta\omega_h}{\omega_h^2+4\beta^2}+\frac{3}{4}\cdot\frac{\beta\omega_l}{\omega_l^2+4\beta^2}\right.$$
$$\left.+\frac{57}{8}\tan^{-1}\frac{\omega_h}{2\beta}-\frac{57}{8}\tan^{-1}\frac{\omega_l}{2\beta}+12\log\left|\frac{\omega_h+\sqrt{\omega_h^2+4\beta^2}}{\omega_l+\sqrt{\omega_l^2+4\beta^2}}\right|\right\} \qquad (3.38)$$

と求められる．一方復調電力Sは前節で示したように

$$S\fallingdotseq\sigma^2 \qquad (3.39)$$

で表わされる．ゆえにSN比は式(3.38)と式(3.39)の比によって与えられる．

3．6．4　実験結果および検討

誤差信号電力は変調信号と復号信号の差をレベル計で測定して求めるが，これに先立ち両者の位相のずれを正弦波信号を用いて調べた．この結果この間の位相のずれはほとんど無視できることを確認した．また抵抗加算回路と

帯域フィルタによる誤差信号の減衰もあらかじめ補正した．

図３．２１は信号レベルσ/Δに対するSN比の関係を示したもので，実線は誤差信号電力と信号電力を別個に求めて得た実験値，破線は式（3.38）と式（3.39）から得た理論値であり両者はかなりよく一致している．このことから本章で新しく提案したSN比の算出法が妥当なものであると結論できる．なお信号レベルの増加につれて実験値が理論値を下回るのはパルス最小間隔の制限に伴なう過負荷状態が波形の一部で生じてくるためと思われる．

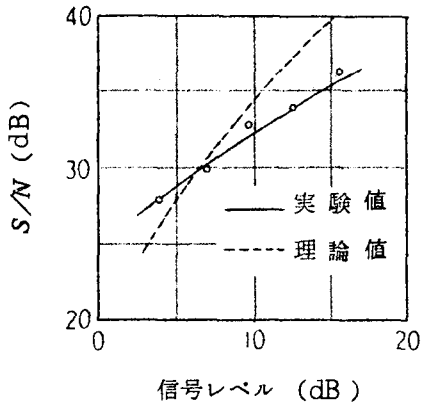


図3．21　復調信号のSN比（擬似音声信号の場合）

３．７　結　　言

変調方式の本質的な特徴が非同期多重通信の一次変調に適合性を持つと考えられる定差標本化変調について理論的，実験的に考究した．本章における所論の内容を要約，列挙すると次のようになる．

(1)　定差標本化変調を含めた非同期パルス変調を定義づけ，その特徴を明らかにするとともに非同期PAMに対する復調定理を導いた．

(2)　定差標本化変調は標本点において復元可能なひずみを持ち，パルス間隔に変調信号情報をになう方式であることを述べ，従来非同期定差変調と呼ばれて来た方式のうちにも定差標本化変調として統一される方式のあることを示した．

(3)　３値定差変調との関連の追求から定差標本化変調は定差変調の特徴を

有し，また信号パルス系列の解析から定差標本化変調がパルス時変調の特徴をも兼ね備えた方式であることを明らかにした．

(4) 非同期多重通信の一次変調として望ましい条件を考察し，定差標本化変調が本質的にこの通信系に適することを具体的に示した．

(5) 一次変調としての条件を念頭においた変調特性の検討から，定差を $\Delta/2$ とし量子化単位を Δ に設定して，さらに変調信号を階段波近似する方法が定差標本化変調として最もすぐれていることを示し，また従来の3値定差変調よりすぐれた特性を有することをも明らかにした．

(6) パルス時変調としての特徴に着目し，パルス間隔に存在する信号情報を用いた新しい SN 比の算出法を考案し，その有効性を実験により確かめた．

第4章　パルス間隔変調方式

4．1　序　　言

パルス間隔変調(Pulse Interval Modulation,*PIM*)は変調信号が存在しないとき信号パルスの振幅，幅および信号パルス間隔が一定で，変調信号が加わるとその信号パルス間隔だけが変調信号の変化に伴って変わる変調形式を持つ方式である．このパルス間隔変調はパルス時変調の一形式として古くから概念的には知られており，[51][53] その変調原理から推して簡易な回路で実現できるとされているが，これを実際に理論的，実験的に検討した報告はこれまでにない．しかも従来から研究されて来たパルス符号間に相関のある変調方式とパルス間隔変調との関連を追求することによりパルス間隔変調が情報伝送手段として有用であろうと推論されること，また具体的な適用分野を非同期多重通信に設定したとき，その装置の簡易さや同期操作が不要なことなどのパルス間隔変調の本質的特徴が一次変調として適合していること等を考え合わせれば，パルス間隔変調は音声信号伝送方式として検討するに十分価する方式であるといえよう．

本章はこのような観点に立ってまずパルス間隔変調と従来の諸方式との関連を明らかにし，つづいて具体的な変復調回路を提案し，これに基づいてパルス間隔変調の諸特性を検討する．

4．2　パルス時変調としてのパルス間隔変調の位置付け

4．2．1　パルス時変調の分類と相互の関係

H.S.Black[87] はパルス時変調を“変調信号の瞬時標本値が周期的なパルス系列の何らかのパラメータの生起時間を変える変調”と定義し，これをパルス幅変調(Pulse Duration Modulationあるいは Pulse Width Modulation,Pulse Length Modulation)とパルス位置変調(Pulse

Position Modulation)に分けているが，周知のようにPPM波はPDM波を微分することにより得られる関係がある．M.Schwartzら[88]はパルス周波数変調（PFMあるいはPulse Density Modulation)をパルス位相変調(Pulse Phase Modulation) の変調指数が単位１を越えたパルス変調であって，固定標本点を持たず，単位時間当りの送出パルス数は信号振幅に比例すると述べている．したがってパルス位置変調はさらにパルス位相変調とパルス周波数変調とに分けられる．[89]また瞬時位相角を$\phi(t)=\omega t+\theta$とすれば，瞬時角周波数は$d\phi(t)/dt$で与えられるから変調信号$f(t)$を積分してパルス位相変調を行なえばパルス周波数変調となり，逆に微分してパルス周波数変調を行なえばパルス位相変調となる．したがって両者は本質的には同じ方式であるとも述べられている[89]またこれらからパルス 周波数変調の瞬時周波数f_dは無変調時平均周波数をf_s，変調指数をk_fとおけばこれらの間にも

$$f_d=f_s\{1+k_f\cdot f(t)\} \qquad (4.1)$$

の関係が導ける．さらにこれらにJ.Das[90]によるパルス傾斜変調(Pulse Slope Modulation)を加えると従来報告されているパルス時変調は表４．１のように分類できる．

表４．１　広義のパルス時変調の分類

- パルス時変調
  - パルス位置変調
    - パルス位相変調
    - パルス周波数変調
  - パルス幅変調
  - パルス傾斜変調

これら方式のうち実用化され中型遠距離多重通信などに広く用いられてい

るのはパルス位相変調[91]であり，パルス周波数変調は衛星通信のテレメータ等に用いられている[92]が音声伝送に用いた例はないようである。

4．2．2　パルス間隔変調と他のパルス符号間に相関のある変調方式との関連

パルス時変調を前章第3節の表3．1に示したように非同期パルス変調の一形式と見るとき，Blackの定義からさらに狭いJonesらの定義[52]，“各パルス対間の間隔が何からの方法で信号振幅に依存させられている変調形式”に従がわねばならない．パルス間隔変調はパルス位相変調のように固定標本点を持たない．またパルス幅変調と異なり一定振幅のパルスである．したがってパルス間隔変調とともにこのJonesらの定義で扱う方がよりその特徴を明確に示すことができる．

(1)　積分形パルス周波数変調（*IPMF*）と定差標本化変調[59]

Jonesらはニューロンが信号振幅に変化のないときも一定間隔でパルスを出すのはある積分要素がニューロン内にあるためではないかと考えた．このときの変調操作は

$$\left| \int_{t_k}^{t} f(t)dt \right| = \pm D \ , \ t > t_k \qquad (4.2)$$

で表わせる．すなわちこの式は時刻t_kでパルスが送出された後，変調信号の積分値が定差$\pm D$になったとき再びパルスを送出する変調原理であることを示している．そして，式（4．2）と第3章第3節に示した式（3．11）を比較すれば，両者は全く同一のことを意味していることに気付く．すなわち，積分形パルス周波数変調と定差標本化変調の$\Delta-\Delta$方式とは$f(t)=de(t)/dt$の関係で結ばれた，本質的には同じ変調原理に基づいた方式である

(2)　積分形パルス周波数変調と3値定差変調[57]

3値定差変調の変調原理は$ti(i=1,2,\cdots\cdots)$を固定された標本化時刻とすれば

$$\left| f(t_{i+1}) - g(t_i) \right| \geq \Delta/2 \qquad (4.3)$$

で表わせる．すなわち定時刻で$f(t)$と$g(t)$の差を判別し，そのときの差が定差以上ならばパルスを送出する．一方積分形パルス周波数変調は常時$f(t)$と$g(t)$の差を判別して，定差の生じたときだけパルスを送出する．このように両者の変調動作には密接な関係がある．

(3) パルス間隔変調とパルス周波数変調

パルス間隔変調の瞬時パルス間隔T_dは無変調時の平均パルス間隔をT_s，変調指数をk_iで表わせば

$$T_d = T_s\{1 + k_i f(t)\} \qquad (4.4)$$

で与えられる．ここで$T_s = 1/f_s$，$T_d = 1/f_d$とおけば式(4，1)は$k_f \cdot f(t) \ll 1$が成立するとき

$$T_d = T_s\{1 + k_f \cdot f(t)\}^{-1} \fallingdotseq T_s\{1 - k_f \cdot f(t)\} \qquad (4.5)$$

と変形できる．すなわち入力信号を逆位相にしてパルス周波数変調をほどこせば，近似的にパルス間隔変調をしたことになる．

以上述べたことからパルス間隔変調はパルス周波数変調，定差標本化変調と密接な関係を有し，また3値定差変調とも関連のある方式であることは明らかである．

以下，パルス間隔変調をPIM，パルス位相変調をPPM，その他周知の方式も同様に略称して考察を進める．

4．3 変復調回路とその動作原理

PTMにおいてはその信号パルス系列$z(t)$の中に変調信号周波数成分$S(\omega)$が含まれているので，原理的には低域フィルタだけ復調が可能であるが，そのうちPPM，PFMの$S(\omega)$は非常に小さいので伝送能率を上げるために何らかの復調方法が必要とされている．(89) PIMも同じく$S(\omega)$は小さい．

したがって以下に述べる復号回路を開発し復調能率を高めた。また考察した *PIM* 装置は非常に簡易であるので，具体的な変調回路でもって以下その動作原理を述べることとする。

本方式の試作変復調回路を図４．１に示す．図４．２は図４．１の動作原理を説明するため各部の波形を示したものである。

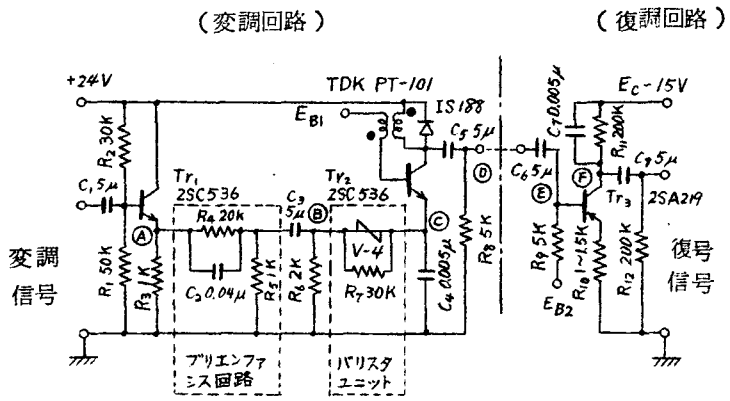


図４．１　パルス間隔変復調試作装置の回路図

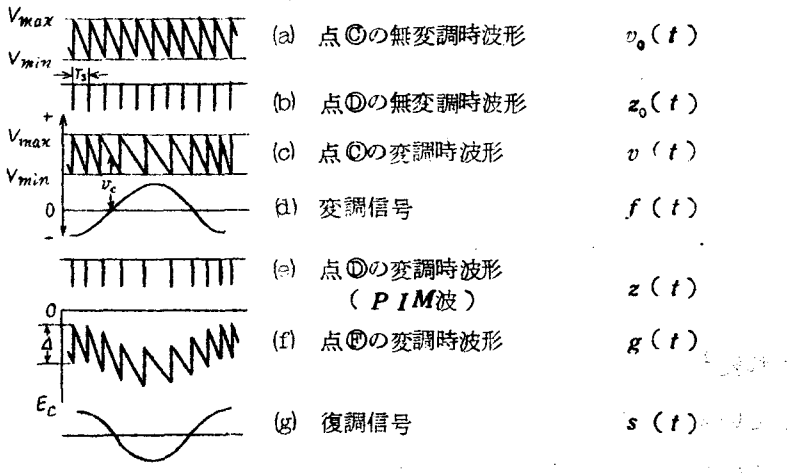


図４．２　変復調動作を示す各部波形説明図

試作装置はつぎのような特徴を持っている．

(1) 変調回路のパルス発生装置としてブロッキング発振器を用いたことにより，外部温度や電源電圧の変動に対して送出信号パルスの幅や間隔の変動が少なくなった．

(2) バリスタの特性を巧みに利用することにより，トランジスタ1個だけの非常に簡単な回路構成で，変調信号の振幅および傾斜の情報が隣接する信号パルスの時間間隔に直接に変換されている．

(3) 増幅作用と低域フィルタの両機能をもつ復号回路を用いることにより，上記2つの情報の逆変換が能率よく行なえる．

以下，図4．1および図4．2を用いて本方式の動作原理を説明する．

変調回路：図4．1のブロッキング発振器は変調信号が存在しないとき，発振器固有の巻数比およびインダクタンス，T_{r2} のバイアス電圧 E_{B1} ならびに T_{r2} のエミッタ端子に接続されているコンデンサ C_4 とバリスタユニット（バリスタとその並列抵抗 R_7 とを組合せた回路）の抵抗 R_v で定まる時定数 C_4R_v により図4．2(a)の $v_0(t)$ で示されるような一定周期の充放電をくり返し，充電時刻ごとに同図(b)に示すような一定周期の負極性パルスを発生する（この周期をパルス基本くり返し周期と名付け T_s で表わす）．

つぎに，図4．2(d)に示した変調信号 $f(t)$ が変調回路に加えられたとする．そのとき⑨の電位は変化し，それに伴ってバリスタ端子電圧 v_e も変化する．したがって，R_v も同様に変わるため，$v_0(t)$ は変調されて $v(t)$ となる（図4．2(c)）．ゆえに，$z_0(t)$ は PIM 波となり，そのパルス間隔の大きさに変調信号情報は変換される．この場合，v_e の変化割合とその大きさはそれぞれ変調信号の傾斜および信号パルス発生時刻における変調信号振幅に依存している．

また，$v_0(t)$ は図4．2に示すように T_{r2} のバイアス電圧 E_{B1} が決まれば定まる下限電圧値 V_{min}（上限電圧値 V_{max} は電源電圧にほぼ等しい）をも

つ“のこぎり波”であって，無ひずみ変調を行なうためには

$$v_e \geq 0，すなわち f(t) \leq V_{min} \qquad (4.6)$$

の条件を常に満足していなければならない．

なお $v_0(t)$ ならびに $v(t)$ に見る変調動作は式（4.2）に示した *IPFM* の変調動作に相通ずる動作である．

復調回路：信号パルスが復調回路の入力側に到来すると，バイアス電圧 E_{B2} を与えることにより T_r には信号パルスが存在する間だけ信号パルス電圧およびエミッタ抵抗 R_{10} で定まるほぼ一定の電流が流れ，出力側には図4.2（f）に示すような一定電圧 Δ の急激な変化が生ずる．この出力電圧はつぎの信号パルスが到来するまで，復調回路の電源電圧 E_c と出力電圧との差電位およびコレクタ抵抗 R_{11} とコンデンサ C_7 で定まる時定数 $C_7 R_{11}$ でもってゆるやかに減衰し，その結果図4.2（f）の $g(t)$ で示した復号信号が得られる．これを帯域フィルタに通すことにより $g(t)$ の包絡線が検出されて，変調信号とほぼ逆位相の図4.2（g）に示される復調信号 $s(t)$ が求められる．

図4.3はバリスタユニット抵抗 R_v とバリスタ端子電圧 v_e との関係を描いたもので，電圧の上昇に伴って抵抗はほぼ直線的に減少している．同図の $v_e=0$ のときの R_v の値を R_0，特性曲線のこう配を γ（>0）で表わせば

$$R_v = R_0 - \gamma v_e \qquad (4.7)$$

の関係が成立する．実測結果によると T_s が変れば R_v の値には変化が生じたが，γ にはほとんど変化は生じ

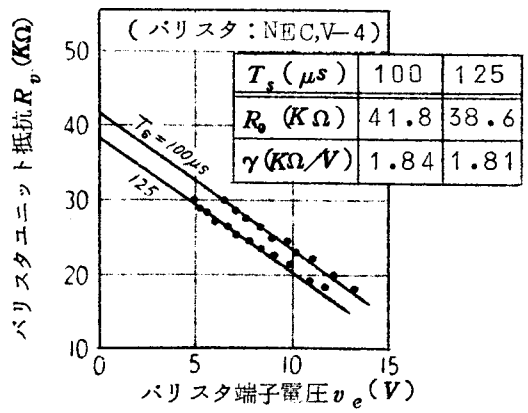


図4.3 バリスタユニットの端子電圧対抵抗特性

なかった．

変調回路の特長の一つはバリスタを使用したことであるから以下バリスタについて概説し，その特性を明らかにしておく．バリスタはVariable Resistorの略であり，その名のように端子電圧変化に伴ない抵抗値は非直線的に変化する[93]．本装置にはSiCを主原料とする極性のない原点対称性のバリスタを用いた．このSiCバリスタは温度係数が少さく，特性もかなり安定した素子であるが構造的には無数のダイオードの直並列の集まりと考えられ，また静電容量も約40pF 存在する．このため v_e が交流の場合と直流の場合とでは R_v の値に相違が生じ，当然 v_e の周波数にも依存した特性となる．これらを考慮して，本装置ではバリスタ単体の非直線性補正と特性バラツキの補償のためバリスタに並列に純抵抗を接続している．

SiCバリスタの従来の用途はリレー接点保護のための火花消去用あるいは衝撃電圧抑制や電圧変動安定用であって本装置のように $A-D$ 変換素子として活用した例はこれまでにない．またSiC以外にも方向性を有するGe，SeあるいはCuOバリスタがあるがこれらはいずれも温度変化による特性変化を利用してトランジスタ回路での温度補償や電圧補償等に用いられている．

なお本装置の信号パルス幅 d は使用トランジスタの定数，トランスの定数等回路条件から一義的に定まってくるが，その値はパルス基本くり返し周期 T_s に比べ十分小さい

4．4　変調特性の解析

まず提案した装置が PIM 装置として動作することの理論的証明，ついで信号パルス発生時刻が前のパルス発生時刻に依存する信号パルス系列（PIM 波）の解析，最後に高能率復号回路として開発した定電流積分回路の伝達特性の導出を行なう．

なお周知の PPM と PIM との関連を示すため，PPM に対し若干の検討も

行なってある。

4．4．1　変調理論

図4．4は変調信号$f(t)$とパルス間隔T_dとの関係を導くために，改めて図4．1の$A-D$変換部分と図4．2(c)の詳細な波形を示したものである。

$f(t)$は点Ⓑに加わり，Ⓒの電位$v(t)$は時刻t_mでT_rが導通することによりV_{max}まで上昇し，同時に点Ⓓより信号パルスを発生する。その後$v(t)$は指数関数的にV_{min}まで減少し，時刻$t_{m+1}(=t_m+T_{d,m})$で再び同様な動作をくり返す。

バリスタユニット抵抗$R_v(t)$はその端子電圧$v_e(t)$が$v_e(t)=v(t)-f(t)$で与えられることから，式(4.7)を用いて次式のように表わせる。

$$R_v(t)=R_0-\gamma v(t)+\gamma f(t) \qquad (4.8)$$

したがって，時刻$t_m+\tau$における点Ⓒの電位を$v(\tau)$とすれば，時刻$t_m+\tau+d\tau$におけるその電位$v(\tau)+dv$は次式のように近似して表わすことができる。

$$v(\tau)+dv \fallingdotseq v(\tau)\,exp\{-d\tau/CR_v(\tau)\} \qquad (4.9)$$

そして，$d\tau/CR_v(\tau)\ll 1$が成立する小時間$d\tau$においては式(4.9)は次式となる。

$$\frac{d\tau}{dv} \fallingdotseq \frac{CR_v(\tau)}{v(\tau)} \qquad (4.10)$$

一方変調信号を$f(t)=A\sin\omega_m t$，で表わされる単一正弦波とし，さらに$T_{d,m}$内における$f(t)$の変化が直線的であると仮定すれば$f(t_m+\tau)$は次式で表わせる。

$$f(t_m+\tau)=p\tau+q \qquad (4.11)$$

ただし　$p=A\{sin\ \omega_m(t_m+T_{d,m})-sin\ \omega_m t_m\}/T_{d,m}$

$q=A\ sin\ \omega_m t_m=f(t_m)$

ゆえに，式(4.10),(4.11)を式(4.8)に代入してこれを解き，さらに

初期条件　$\tau=0$ で $v(0)=V_{max}$

最終条件　$\tau=T_{d,m}$ で $v(T_{d,m})=V_{min}$

を用いるとき，m番目の標本点における変調信号振幅$f(t_m)$とm番目の信号パルス間隔$T_{d,m}$との関係は$C\gamma p \ll 1$が成立するとき次式で与えうる．

$$T_{d,m}\fallingdotseq CR_0X-C\gamma V_{min}\{exp\ X-1\}+C\gamma Xf(t_m) \qquad (4.12)$$

ここで，$X=ln(V_{max}/V_{min})$で前述のように定数であり，このことから上式の第1項と第2項は変調信号に関係なくすべて定数となる．したがって$f(t_m)=0$とおけばこれらの項がT_sに相当することがわかる．また，変調指数を$k_i=C\gamma X/T_s$で表わせば式(4.12)は改めて

$$T_{d,m}\fallingdotseq T_s\{1+k_i f(t_m)\} \qquad (4.13)$$

と表現でき式(4.4)の定義と一致する．これより本装置が**PIM**装置としての機能を有することは明らかである．

なお変調信号が存在するときの平均送出信号パルス数Mに関する**PIM**と**PPM**の違いは，**PPM**の場合周知のように変調信号に関係なくMは常に標本化周波数に等しい値をもつのに対して，**PIM**の場合音声信号のようにその振幅分布が正負対称である変調信号においては，信号レベルの変動に関係なく常に$M\fallingdotseq 1/T_s$であり，**TV**信号のようにその振幅分布が正負非対称である変調信号に対しては，信号の平均レベルの増加に伴いMは増加してくる．

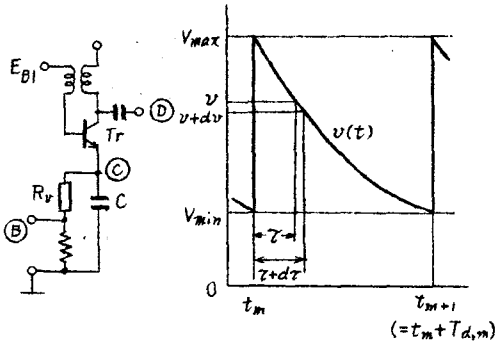


図4．4　$A-D$ 変換器と放電波形の詳細図

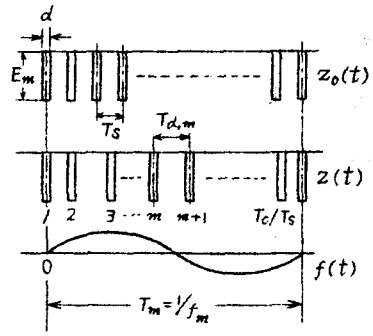


図4．5　PIM 波と変調信号との関係

4．4．2　信号パルス系列の特性

図4．5は $z_0(t)$ と $z(t)$ および $f(t)$ との関係を示したもので，各信号パルスは幅 d，高さ E_m を持つ方形波である．

$z_0(t)$ は周知のように $B(x)=(\sin x)/x$ とおくとき次式で与えられる．

$$z_0(t)=\frac{E_m d}{T_s}+\frac{2E_m d}{T_s}\sum_{m=1}^{\infty}B\left(\frac{n\pi d}{T_s}\right)\cos\frac{2n\pi t}{T_s} \qquad (4.14)$$

一方，T_s と $T_m(=2\pi/\omega_m=1/f_m)$ との最小公倍数，すなわち同一特性の信号パルス群のくり返し周期を T_c で定義すると，$z(t)$ は周期 T_c をもつ T_c/T_s 個の信号パルス系列 $z_m(t)(m=1,2,\cdots,T_c/T_s)$ の和として次式で示される．(94)

$$z(t)=\sum_{m=1}^{T_c/T_s}z_m(t) \qquad (4.15)$$

ここで解析を容易にするため，図４．５に示したように時間原点を変調信号が時間軸と交わる点に選び，さらに式（４．１３）において $k_2 = k_i T_s$ とおくと同式より第 m 番目のパルス間隔 $T_{d,m}$ は $\gamma \omega_m A \ll 1$ が成立するとき近似的に

$$T_{d,m} \fallingdotseq T_s + k_2 A \sin(m-1)\omega_m T_s \qquad (4.16)$$

と与えうるから $z_m(t)$ は次式のようになる．

$$z_m(t) = \frac{E_m d}{T_c} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} B\left(\frac{n\pi d}{T_c}\right) \cdot \cos \frac{2n\pi}{T_c}(t-\theta_m) \right\} \qquad (4.17)$$

ただし

$$\theta_m = m T_s + \frac{k_2 A}{2} \left(\cot \frac{\pi T_s}{2} - \frac{\cos(2m-1)\pi T_s / T_m}{\sin \pi T_s / T_m} \right)$$

ゆえに，ベッセル関数 $J_\nu(x)$ を用いれば $z(t)$ は次式でもって表わせる．

$$z(t) = \frac{2E_m d}{T_s} \left\{ \frac{1}{2} - B\left(\frac{\pi d}{T_s}\right) J_1\left(\frac{\alpha}{T_m}\right) \cdot \sin\left\{ \frac{2\pi}{T_m}\left(t - \frac{\beta + T_s}{2}\right)\right\} + \sum_{\nu=1}^{\infty} (-1)^{\nu+1} \cdot B\left(\sqrt{2\nu+1} \cdot \frac{\pi d}{T_m}\right) J_{2\nu+1}\left(\sqrt{2\nu+1}\,\frac{\alpha}{T_m}\right) \right.$$

$$\cdot \sin\left\{(2\nu+1)\frac{2\pi}{T_m}\left(t-\frac{\beta+T_s}{2}\right)\right\}$$

$$+\sum_{\nu=1}^{\infty}(-1)^{\nu}B\left(2\nu\frac{\pi d}{T_m}\right)J_{2\nu}\left(2\nu\cdot\frac{\alpha}{T_m}\right)$$

$$\cdot\cos\left\{2\nu\cdot\frac{2\pi}{T_m}\left(t-\frac{\beta+T_s}{2}\right)\right\}$$

$$+\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{\nu=-\infty}^{\infty}(-1)^{\nu}\cdot B\left(\frac{\overline{n+2\nu\cdot T_s/T_m}\cdot\pi d}{T_s}\right)$$

$$J_{2\nu}\left(\frac{\overline{n+2\nu\cdot T_s/T_m}\cdot\alpha}{T_s}\right)\cos\left\{\left(n+2\nu\cdot\frac{T_s}{T_m}\right)\right.$$

$$\left.\cdot\frac{2\pi}{T_s}\left(t-\frac{\beta}{2}\right)-\nu\cdot\frac{2\pi T_s}{T_m}\right\}$$

$$+\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{\nu=-\infty}^{\infty}(-1)^{\nu+1}$$

$$\cdot B\left\{\frac{(n+2\nu+1\cdot T_s/T_m)\,\pi d}{T_s}\right\}$$

$$\cdot J_{2\nu+1}\left\{\frac{(n+2\nu+1\cdot T_s/T_m)\,\alpha}{T_s}\right\}$$

$$\cdot\sin\left\{\left(n+\overline{2\nu+1}\cdot\frac{T_s}{T_m}\right)\cdot\frac{2\pi}{T_s}\left(t-\frac{\beta}{2}\right)\right.$$

$$\left.-\frac{(2\nu+1)}{2}\cdot\frac{2\pi T_s}{T_m}\right\} \qquad (4.18)$$

ここに

$$\alpha = \frac{\pi k_2 A}{sin(\pi T_s / T_m)}$$

$$\beta = k_2 A \ cot(\pi T_s / T_m)$$

上式は明らかに単一正弦波により変調されたＰＩＭ波が変調信号周波数成分（第２項）およびその高調波と側帯波群の成分（第３項以下）より成り立っていることを示している．

図４．６の破線は式（４．１８）の第２項によるＰＩＭ波中の信号周波数成分を示し，ほぼ平たんな特性となっている．また同図にＰＰＭ波に関する周知の関係式[94]

$$z(t) = \frac{E_m d}{T_s} \left\{ 1 + 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{sin \nu \omega_m d/2}{\nu \omega_m d/2} \right.$$

$$\cdot J_\nu(\nu \omega_m \phi_{max}) \cos\left(\nu \omega_m t + \frac{\nu \pi}{2}\right)$$

$$+ 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \frac{sin(n\omega_s + \nu \omega_m) d/2}{(n\omega_s + \nu \omega_m) d/2}$$

$$\times J_\nu \left\{ \left(n + \frac{\nu \omega_m}{\omega_s} \right) \phi_d \right\}$$

$$\left. \times \cos\left\{ (n\omega_s + \nu \omega_m) t + \frac{\nu \pi}{2} \right\} \right] \qquad (4.19)$$

ϕ_{max}：　パルス位置の最大偏位時間

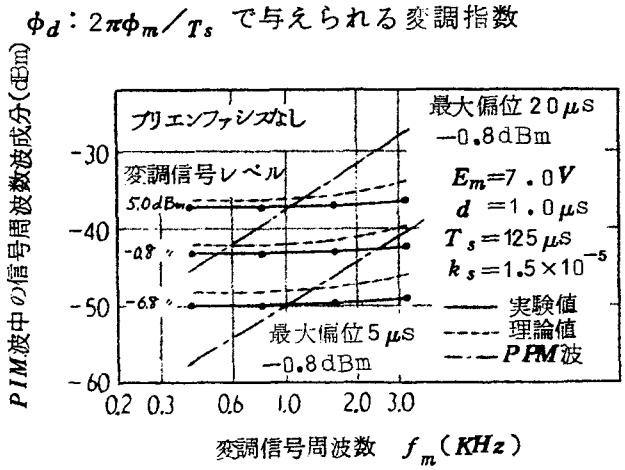


図４．６　ＰＩＭ波中の信号周波数成分スペクトル
（プリエンファシスなし）

から得た特性を鎖線で描いたが，これは6dB／oct．の微分特性となる．なおこの場合の最大偏位時間はPIMの変調指数k_iにほぼ合した．

４．４．３　復号に用いる定電流積分回路の伝達特性

PIMは固定標本点を持たない方式であるから，PPMのように復調三角波を加えてPAMに逆変換することによって復調能率を高める方法は使えない．そのため本装置ではPCMの復号方式として知られるShannon−Rack 方式[95]を応用して信号帯域における増幅特性と低域フィルタ特性を兼ね備えた復号回路を考案した．この回路の伝達特性は次のようにして求めることができる．

復調回路の入力側（図４．１の点㊁）は幅d，高さE_mを持つ１個の信号パルス$e_i(t)$が到来したとき，この回路に流れる電流i_cは電源電圧E_cやコレクタ端子に接続されているコンデンサC_rに蓄えられた電荷にはほとんど関係なく，次式で与えられるほぼ一定の値の電流となる．

$$i_c \fallingdotseq \kappa \cdot \frac{E_m}{R_{10}}$$

ここに κ はトランジスタの特性により定まる比例定数，R_{10} は T_{r3} のエミッタ抵抗である．

したがって，$e_i(t)$ による点㊦の出力電圧 $e_0(t)$ の変化量 Δ は次式となる．

$$\Delta = \frac{i_c d}{C_7} \fallingdotseq \kappa \cdot \frac{E_m d}{C_7 R_{10}} \qquad (4.20)$$

ゆえに，$e_0(t)$ は次式で与えうる．

$$\left.\begin{aligned} e_0(t) &= \kappa \frac{E_m}{\tau_1} t \exp(-t/\tau_2), \quad 0 \leq t \leq d \\ &= \kappa \frac{E_m}{\tau_1} d \exp(-t/\tau_2), \quad d < t \end{aligned}\right\} \qquad (4.21)$$

ここに $\tau_1 = C_7 R_{10}$

$\tau_2 = C_7 R_{11}$ （R_{11} は T_{r3} のコレクタ抵抗）

一方，$e_i(t)$ は単位ステップ関数 $U(t)$ を用いると次式のように表わせる．

$$e_i(t) = -E_m \{U(t) - U(t-d)\} \qquad (4.22)$$

ゆえに，この回路の伝達特性 $H(j\omega)$ は式（4.21）および（4.22）との比を求めることにより次式の形で書き表わすことができる．

$$H(j\omega) \fallingdotseq \kappa \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1} \cdot \frac{1}{1 + j\tau_2\omega} \qquad (4.23)$$

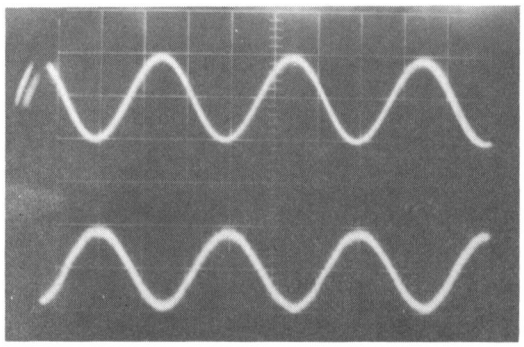
もし上式で $\kappa\tau_2/\tau_1 > 1$ が成立すればこの回路は確かに増幅作用を持つ積分回路，すなわち積分特性の低域フィルタとしての動作機能を持つことになる．

以上の考察に基づき，この回路を定電流積分回路と名付けた．

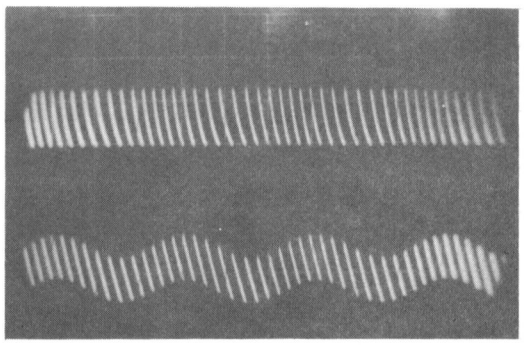
4．5　試作装置による実験と検討

実験はこれまでに実用化されている *PPM* や *PCM* との特性比較を容易にするため $T_s = 125\mu sec$ にて行なった．このとき送出平均パルス数は信号レベルに関係なく8Kp.p.s となる．

写真4．1は本装置の各部波形を示したものである．



(a)　(上) 変調信号：1*V/div.*
(下) 復調信号：
0.05*V/div.*



(b)　(上) 点Ⓒの変調時波形：
5*V/div.*
(下) 点Ⓓの変調時波形：
0．1*V/div.*

変調信号　2*Vp-p*，680*Hz*；時間軸　0.5*msec/div.*

写真4．1　変復調回路の各部波形

4．5．1　信号レベル対パルス間隔特性

図４．７の実線は図４．１の端子Ⓑに直流電圧を与えたときの信号レベルとパルス間隔との関係の実測結果，破線は式（４．１３）による計算結果を示している．同図によると，理論値と実験値との変化の傾向は一致しているが，その値にはかなりの差異が存在する．この主な原因としてはバリスタを純抵抗素子とみなし，その交流特性を考慮しなかったことがあげられる．

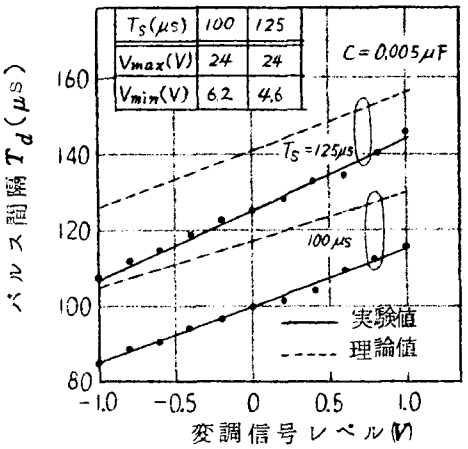


図４．７　変調信号レベル対パルス間隔特性

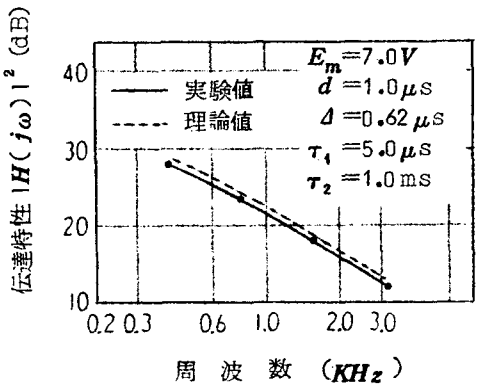


図４．８　定電流積分回路伝達特性

4．5．2　信号パルス系列中の信号周波数成分スペクトル

図４．６に実線にて実測結果を示した．理論値と実験値の傾向はほぼ一致するが，理論値が実験値より大きく表われている．これは式（４．１６）に示した近似式を用いた結果，実際より変調指数が大きく表現されてしまったことに基づくものと推察される．

4．5．3　定電流積分回路の伝達特性

図４．８に実線にて実測結果を，破線にて式（４．２３）による計算結果を示した．かなりの近似にもかかわらず両者はよく一致し，確かにこの回路は

増幅作用を持つ積分特性の低域フィルタとしての機能を有している．

4．5．4　周波数特性

図4．6と図4．8を総合してみれば本装置の総合伝送特性すなわち周波数特性が積分特性となることは明らかである．しかし総合伝送特性が信号帯域内で平たんであることが望ましいのは当然なので，図4．1の点Ⓐから Ⓑの間に示したプリエンファシス回路を変調回路に附加して周波数特性を調べた．図4．9はその結果を描いたもので満足すべき特性が得られている．

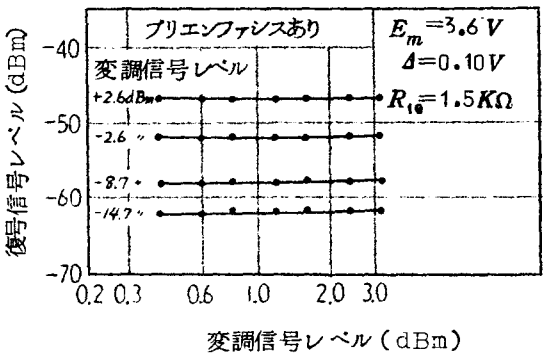


図4．9　プリエンファシスをほどこしたときの周波数特性

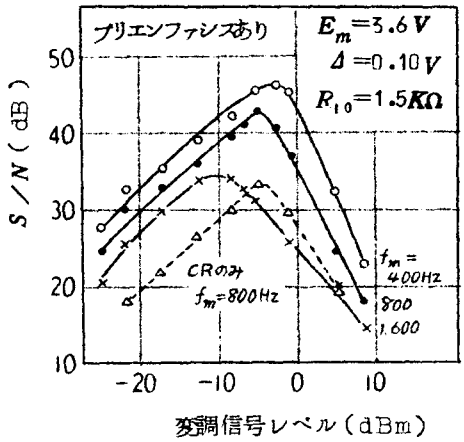


図4．10　プリエンファシスをほどこさないときのSN比特性

4．5．5　信号対雑音比特性

SN比の理論値は式（4．18）から信号帯域内に落ちる高調波成分およびその側帯波成分の算出でもって得ることも可能であるがかなり復雑となる．したがって本章では実験によってのみこれを検討した．

(1)　変調信号にプリエンファシスをほどこさない場合　図4．10は信号周波数f_mをパラメータとした単一正弦波信号に対するSN比を示している．同図に定電流積分回路の効果を明らかにするため，単一CR積分回路だけで

復調したSN比を併示した。この場合のCR時定数は最高のSN比が得るように選んである。図4.8によるとf_m=800Hz における定電流積分回路利得は約24dB あるのに，CR積分回路のSN比との比較から実際には約10dB しか改善されていない。この理由は復号信号における一定ステップ電圧の変化が第2章第2節で述べた量子化雑音と同様な影響をSN比に与えるためと思われる。また信号レベルの大きい領域でのSN比の急速な低下はA－D変換素子として用いているバリスタの非直線性が信号レベルの増大とともに増加してくることに主に起因すると考えられる。なお当然，さらに信号レベルが増加して式(4.6)に示した限界を越えればSN比は急激に低下する。

(2) 変調信号にプリエンファシスをほどこした場合図4.11はこの場合の実測結果である。周波数特性が図4.9に与えたように平たん特性であることから予期できることであるが，信号周波数を変えてもSN比にはさほどの差は生ぜず，いずれのパラメータに対してもSN比25dBで約25dBのダイナミックレンジが得られた。また図4.1に見るようにプリエンファシスをほどこしたときのレベルの減衰に対する補償は行なっていないので復調信号レベルは(1)の場合より低下した。このためSN比の最良状態が得られるステップ電圧の大きさは(1)と(2)の場合で異なっている。

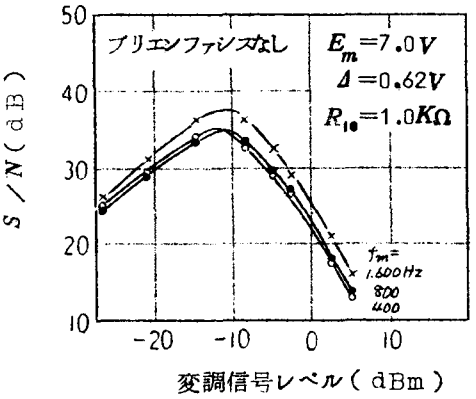


図4.11 プリエンファシスをほどこしたときのSN比特性

4．6　結　　言

これまで理論的にも実験的にも検討されていなかったパルス間隔変調を考究し，本方式が音声伝送に有用であることを明らかにした．本章における研究の要点は次のように総括できる

(1)　パルス間隔変調はパルス周波数変調，定差標本化変調と密接な関係を有し，3値定差変調とも関連のある方式であることを明らかにした．

(2)　原理的には変復調動作をおのおの1個のトランジスタだけで行なえるパルス間隔変調装置を開発し，変調特性を理論的，実験的に検討した．

(3)　送出平均パルス数8K p.p.s.信号周波数800*Hz*，*SN*比25dBにおけるダイナミックレンジは周波数特性が積分特性の場合約30dB，平たんな場合約25dB 得られることが明らかとなった．

(4)　本章に示したパルス間隔変調方式はこれまで非同期多重通信の一次変調として提案された方式のうちで最も装置が簡易であり，しかも音声伝送が十分可能な変調特性を持つことから従来の方式に比べそん色のない方式であると結論できる．

第5章　耐雑音特性より見た 3値定差変調の検討[30]~[35]

5.1 序　　言

本章の3値定差変調[25]~[28]に関する論述は前章までのような方式としての新しい着想に基づくものではなく，これまで明確に示されていなかった3値定差変調の特性の解析に関する論述である．

非同期多重通信の一次変調に適する端局方式を検討する際，耐雑音特性がその選定基準としてきわめて重要であることを第3章第2節においてすでに述べたが，この観点からこれまでに数多くの報告がなされ，[85]~[86]とくにすぐれた端局方式の一つとして3値定差変調のあることがすでに指摘されている．[29],[96],[97]しかし一般にこの耐雑音特性の解析はかなり難かしく，同じく重要な選定基準である送出平均パルス数が理論的に比較的容易に求められ実験ともよく一致するのに対し，必ずしも理論と実験は一致せず．3値定差変調の場合もこのことは同様である．[98][99][31]そして3値定差変調におけるこの不一致の原因は3値定差変調の本質的な特徴である符号間相関に対する考慮の度合にありそうである．

本章はこのような背景のもとに3値定差変調符号系列をマルコフ連鎖で表現して3値定差変調の耐雑音特性を考察したものであって，検討すべき主な狙いを3値定差変調の符号間相関を適確に表現できる数学モデルを見い出すこと，耐雑音特性を正しく把握できる理論式を導くこと，ならびに符号間相関のSN比特性に及ぼす影響を考察すること等に置いている．

5.2 従来の3値定差変調に対する耐雑音特性の検討およびその符号系列の数学モデルに対する考察

3値定差変調は非同期多重通信に対して本質的な利点をいくつか有している．

すなわち変調信号が存在するときだけ信号パルスを送出し，変調回路も比較的簡易に構成できる．また2値定差変調に比して方式自体のSN比もよい．[28] さらに信号パルス符号系列中に含まれる信号電力はパルス位相変調のそれに比べてはるかに大きいので耐雑音特性に関して有利と思われる．また2値定差変調が符号"＋1"と"0"を受信側で"＋1"と"－1"に変換して復号したとすると，符号誤りによって復号信号が2量子化単位の誤った変化をするのに対し，[36] 3値定差変調では"＋1"と"－1"にそれぞれ異ったアドレスを附与するから符号誤りが生じても1量子化単位だけの誤った波形変化にとどまる．したがって雑音の影響は3値定差変調の方が小さくなる．

この3値定差変調の耐雑音特性を解析する場合，最も容易なのは信号電力と符号誤りによる雑音電力が互いに独立と仮定する解法であり，[98],[34] このように無相関の仮定をもうけることは3値定差変調に限らず他の端局方式においても広く用いられて来ている．次に考えられるのは信号電力と雑音電力に相関があるとみなす解法である．3値定差変調の場合，確かに擬似アドレスと呼ばれる雑音パルス符号系列の発生はランダムであろうが，雑音パルス符号と信号パルス符号が一致するときは符号誤りを起さず，不一致の場合だけ雑音パルスは誤りパルスとなる．したがって，信号パルス符号系列のもつ相関が誤りパルス符号系列の形成にも影響を及ぼし，誤りパルス符号系列にも信号パルス符号系列と同様な相関が生じる可能性があるのでこの仮定は無相関の仮定よりよい近似を与えると思われる．この解法で検討を進めるとき，まず3値定差変調の符号間相関を適確に表現できる数学モデルを見い出す必要がある．この考察は3値定差変調符号系列の統計的性質を明らかにすることであるから単に耐雑音特性の検討にとどまらず，伝送上の問題（たとえば電力スペクトル）の解明[100]や特性改善の手がかりを得るためにも非常に有用である．

さてこのように符号間拘束のあるパルス符号系列をマルコフ近似する場合

当然近似度がよく解析の容易なモデルが望ましい．３値定差変調符号系列の最も単純な，第一近似に用いられる数学モデルは図５．１に示した１重３状態マルコフ連鎖であり，このモデルに基づく解析もある．[98],[34] しかしこのモデルには根本的な欠点，符号＂０＂から符号＂＋１＂および符号＂－１＂への遷移が全く等確率表示されることがある，すなわち３値定差変調のように標本化周波数f_sと信号周波数f_mとの関係が$f_s \gg f_m$となる方式では，ある一つの信号波形傾斜に注目すればこの傾斜内に標本点がいくつも存在するのでこのような等確率状態は過負荷が生じる辺りでしか成立しない．そのため次数あるいは状態数あるいはそのいずれをも増した数学モデルがこの符号系列の性質を表わすのに必要となる．その考察の順序として第二次近似である２重３状態と１重４状態の両モデルをつぎに検討しよう．

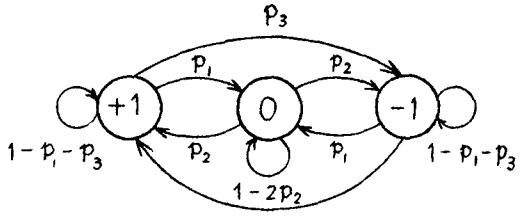


図５．１　３値符号系列の状態遷移図（１重３状態の場合）

２重３状態のモデルにおける符号状態＂００＂に注目する．このとき３値定差変調のf_sとf_mの関係はやはり２重３状態にも１重３状態と同様な欠点をもたらすことが容易に認められる．一方１重４状態のモデルでは信号波形の正傾斜と負傾斜で発生する符号状態＂０＂をそれぞれ符号状態＂＋０＂と＂－０＂に区別する．このとき変調回路が過負荷状態でない限り，たとえば符号状態＂＋０＂の次には通常＂±０＂，＂＋１＂のいずれかの符号状態が出現してくる．したがって符号間拘束は強く表現出来る．これから推して近似度に関しては２重３状態，３重３状態のモデルより１重４状態の方がすぐれていると考えてよい．次に一般にr重w状態モデルでの全状態数はw^r個である．したがって２重３状態では９個，１重４状態では４個の状態数で

表現されるから明らかに解析は1重4状態モデルの方が容易となる．以上の考察に基づき3値定差変調の符号間相関を表現する数学モデルとして図5．2に示した1重4状態マルコフ連鎖を提唱する．

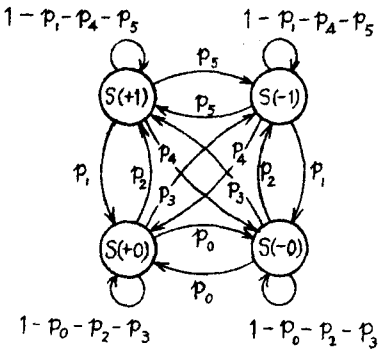


図5．2　3値符号系列の状態遷移図（1重4状態の場合）

周知のようにマルコフ連鎖は遷移確率により特徴づけられる．図5．2ではある符号状態から他の符号状態への遷移確率を $p_0 \sim p_5$ で表わし，$S(+1)$ $S(-1)$である時間スロットすなわち標本点で信号符号が"＋1"，"−1"の状態にあることに対応づけ，$S(+0)$，$S(-0)$でそれぞれ信号波形の正傾斜，負傾斜に存在する符号"0"の状態に信号符号があることに対応づけてある．同図から次式に与えた3値定差変調符号系列に対する遷移確率行列**P**が導け，この行列は明らかに正則である．

$$\mathbf{P}=\begin{bmatrix} 1-p_1-p_4-p_5 & p_1 & p_4 & p_5 \\ p_2 & 1-p_0-p_2-p_3 & p_0 & p_3 \\ p_3 & p_0 & 1-p_0-p_2-p_3 & p_2 \\ p_5 & p_4 & p_1 & 1-p_1-p_4-p_5 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

これら遷移確率は標本化周波数 f_s ならびに信号レベルの関数であって，表5．1は $f(t) = A\sin\omega_m t$ で表わされる正弦波信号に対する図的方法

表５．１　　正弦波信号に対する遷移確率（f_m＝８００Hz）

n		8	12
M（$Kp.p.s$）		12.8	19.2
f_s（KHz）	遷移確率		
40	p_0	0.0588	0.0769
	p_1	0.8750	0.5833
	p_2	0.4118	0.5384
	p_3	0	0
	p_4	0	0
	p_5	0	0
80	p_0	0.0238	0.0258
	p_1	1.0000	1.0000
	p_2	0.1904	0.2821
	p_3	0	0
	p_4	0	0
	p_5	0	0
160	p_0	0.0108	0.0114
	p_1	1.0000	1.0000
	p_2	0.0869	0.1363
	p_3	0	0
	p_4	0	0
	p_5	0	0

により求めた各遷移確率を示している．ここにnとは$P-P$値の信号振幅$2A$と量子化単位Δとの比，すなわち量子化レベル数$n \fallingdotseq [2A/\Delta]$（［ ］はガウスの記号）であり，$M$は単位時間当りの信号パルス数を表わしている．同表に見るように通常$p_3 \sim p_5$は十分小さく無視しても一般性を損うことはない．したがって以後の解析ではこれらを省略する．

5．3　耐雑音特性の解析

5．3．1　平均復号信号電力

Wolf により基礎づけられた手法[36]で解析する．3値定差変調の復号波形は第3章第3節における図3．5で示したように階段状波形であるから，任意時刻における復号信号 $g(t)$ は次式でもって表わせる．

$$g(t)=\sum_{i=0}^{[T/T_s]} S_i\, U\,(t-iT_s),\quad 0\le t\le T \qquad (5.2)$$

ここに

T　：　任意の有限時間

T_s　：　$1/f_s$ に等しい標本化周期

S_i　：　i 番目の時間スロットに現われる符号状態を表わす確率変数 "±1"，"±0" の4符号状態のうちいずれかを示す

$U(t)$　：　単位ステップ関数

$[T/T_s]$：　ガウスの記号，T/T_s の整数部分を表わす

したがって時間 T 内での平均復号信号電力 S はこの過程がエルゴード的であることから，S_i^2 および S_iS_{i-m} の期待値をそれぞれ $E(S_i^2)$，$E(S_iS_{i-m})$ で表わすと

$$\begin{aligned}S&=\frac{1}{T}\int_0^T\{g(t)\}^2\,dt\\&=\sum_{i=0}^{[T/T_s]}\sum_{j=0}^{[T/T_s]}E(S_iS_j)\frac{1}{T}\int_0^T U(t-iT_s)\cdot U(t-jT_s)\,dt\\&=\sum_{i=0}^{[T/T_s]}\sum_{j=0}^{[T/T_s]}E(S_iS_j)\cdot\frac{T-max(i,j)T_s}{T}\\&=\sum_{i=0}^{[T/T_s]}\{E(S_i^2)+2\sum_{m=1}^{i}E(S_iS_{i-m})\}\frac{T-iT_s}{T}\end{aligned} \qquad (5.3)$$

でもって与えることができる．

$\mathbf{P}$は前述のように正則である．したがって定常状態での各符号状態の発生確率$p\{S(w)\}$および時間スロットm個へだてた符号状態S_iとS_{i-m}の間に存在する条件付確率$p(S_i \quad S_{i-m};m)$が求まれば各期待値が得られ，これより平均復号信号電力が算出できる．

まず定常確率は$\mathbf{P}$が正則であるから，m階の遷移確率行列$\mathbf{P}^m$に対し

$$\lim_{m\to\infty} \mathbf{P}^m = \lim_{m\to\infty} \mathbf{P}^{m+1} \qquad (5.4)$$

が成立するので容易に次式のように示せる．

$$\left.\begin{aligned} p\{S(+0)\} &= p\{S(-0)\} = p_1/2(p_1+p_2) \\ p\{S(+1)\} &= p\{S(-1)\} = p_2/2(p_1+p_2) \end{aligned}\right\} \qquad (5.5)$$

一方，条件付確率は次のようにして$\mathbf{P}^m$を求めれば得ることができる．(101)

$\mathbf{W}^{(0)}$および$\mathbf{W}^{(m)}$をそれぞれ初期およびm時間スロット遷移後の符号状態の確率ベクトルとすれば，$\mathbf{P}$および$\mathbf{P}^m$とこれらの間には

$$\mathbf{W}^{(m+1)} = \mathbf{W}^{(m)}\ \mathbf{P} \qquad (5.6)$$

すなわち

$$\mathbf{W}^{(m)} = \mathbf{W}^{(0)}\ \mathbf{P}^m \qquad (5.7)$$

の関係がある．さらに$\mathbf{W}^{(m)}$のz変換を$\Omega(z)$で表わせば

$$\Omega(z) = Z(\mathbf{W}^{(m)}) = \sum_{m=1}^{\infty} \mathbf{W}^{(m)} z^{-m}$$

である．このとき

$$\begin{aligned} \mathbf{P}\,\Omega(z) &= \sum_{m=0}^{\infty} \mathbf{W}^{(m+1)} z^{-m} \\ &= z(\mathbf{W}^{(1)} z^{-1} + \mathbf{W}^{(2)} z^{-2} + \cdots\cdots) + z\mathbf{W}^{(0)} - z\mathbf{W}^{(0)} \\ &= z\,\Omega(z) - z\mathbf{W}^{(0)} \end{aligned} \qquad (5.8)$$

の関係が成立するから，これを用いて改めて$\Omega(z)$を求めれば

$$\Omega(z)=[\mathbf{E}-z^{-1}\mathbf{P}]^{-1}\mathbf{W}^{(0)} \qquad (5.9)$$

と示せる．したがって$[\mathbf{E}-z^{-1}\mathbf{P}]^{-1}$の余因子行列を$adj[\mathbf{E}-z^{-1}\mathbf{P}]$ $[\mathbf{E}-z^{-1}\mathbf{P}]^{-1}$の各要素を$q_{ij}(z)$ $(i,j=1,2,3,4)$で表わすと

$$[\mathbf{E}-z^{-1}\mathbf{P}]^{-1}=\frac{adj[\mathbf{E}-z^{-1}\mathbf{P}]}{|\mathbf{E}-z^{-1}\mathbf{P}|}=[q_{ij}(z)] \qquad (5.10)$$

以上から$[q_{ij}(z)]$のz逆変換は$\mathbf{P}^m$を与えることになる．これを留数法により求めて必要項だけを示すと

$$\left.\begin{aligned}
p(S_i=+1\mid S_{i-m}=+1;m)&=\frac{p_2}{2(p_1+p_2)}+\frac{p_1(1-p_1-p_2)^m}{2(p_1+p_2)}\\
&+\frac{p_0p_1p_2\alpha^m}{(\alpha-\beta)(1-\alpha)(\alpha-1+p_1+p_2)}-\frac{p_0p_1p_2\beta^m}{(\alpha-\beta)(1-\beta)(\beta-1+p_1+p_2)}\\
p(S_i=+1\mid S_{i-m}=-1;m)&=\frac{p_2}{2(p_1+p_2)}+\frac{p_1(1-p_1-p_2)^m}{2(p_1+p_2)}\\
&-\frac{p_0p_1p_2\alpha^m}{(\alpha-\beta)(1-\alpha)(\alpha-1+p_1+p_2)}+\frac{p_0p_1p_2\beta^m}{(\alpha-\beta)(1-\beta)(\beta-1+p_1+p_2)}
\end{aligned}\right\} \qquad (5.11)$$

と得られる．ここにα，βは次式の2根でありいずれも1より小さい．

$$z^2-(2-2p_0-p_1-p_2)z+(1-2p_0-p_1-p_2+2p_0p_1)=0$$

さらに$\mathbf{P}$の配列要素の対象性から

$$\left.\begin{aligned}
p(S_i=+1\mid S_{i-m}=+1;m)&=p(S_i=-1\mid S_{i-m}=-1;m)\\
p(S_i=+1\mid S_{i-m}=-1;m)&=p(S_i=-1\mid S_{i-m}=+1;m)
\end{aligned}\right\} \qquad (5.12)$$

の関係が成立し，またこのとき符号状態"±0"に関する条件付確率は $E(S_i S_{i-m})$ の算出には影響を及ぼさない．したがって期待値は

$$E(S_i^2) = \sum S^2(w)\ p\{S(w)\} = \frac{p_2}{p_1 + p_2}$$

$$E(S_i S_{i-m}) = \sum\sum S_i S_{i-m}\ p(S_i ; S_{i-m})$$

$$= \frac{2p_0 p_1 p_2^2}{(p_1+p_2)(\alpha-\beta)} \left\{ \frac{\alpha^m}{(1-\alpha)(\alpha-1+p_1+p_2)} - \frac{\beta^m}{(1-\beta)(\beta-1+p_1+p_2)} \right\} \quad (5.13)$$

と求まる．ゆえに平均復号信号電力 S は次式で示すことができる．

$$S = \sum_{i=0}^{[T/T_s]} \frac{p_2}{p_1 + p_2} \left[1 + \frac{4p_0 p_1 p_2}{\alpha - \beta} \left\{ \frac{\alpha(1-\alpha^i)}{(1-\alpha)^2(\alpha-1+p_1+p_2)} \right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{\beta(1-\beta^i)}{(1-\beta)^2(\beta-1+p_1+p_2)} \right\} \right] \frac{T - i\,T_s}{T} \quad (5.14)$$

5.3.2　平均復号雑音電力

平均復号雑音電力を導く前に，3値定差変調を一次変調として用いた非同期多重通信系について簡単な考察を加える．

擬似アドレスすなわち雑音パルスの発生は不特定多数の同時通話局群の発した信号パルスに因るから，その発生時刻はランダムであり，発生数 p_{ad} もポアソン分布にしたがうと見なしてよい．したがって本章の検討を行なうため，信号パルスの存在しうる時間スロットに正あるいは負符号の雑音パルスが等確率 p_{ad} で発生し，しかも正および負符号雑音パルスの発生が排反的である系モデルを設定する．このとき p_{ad} は次式で与えられる．

$$p_{ad} = k_{ad} / f_s \quad (5.15)$$

さらに前節で述べたように，この系モデルでは雑音パルス符号と信号パルス符号が一致したときは符号誤りを起さず，不一致の場合だけ雑音パルスは誤りパルスとなる．そのため信号パルス符号系列の持つ相関が誤りパルス符号系列の形成に影響を及ぼし，誤りパルス符号系列にも信号パルス符号系列と同様な相関が生ずる可能性がある．この仮定が成立すればそのとき誤りパルス符号系列も図５．２を基とした同様な状態遷移図で表現できることになる．ところで３値定差変調の場合，信号パルス符号が正のときは負，負のときは正の符号を持つ雑音パルスだけが誤りパルスとなり，符号＂０＂のときは正負いずれの符号の雑音パルスも誤りパルスとなる．つまり３値定差変調においてはそのまま簡単に誤りパルス発生確率 p_e を各時間スロットに等しく与えることはできない．そのため本章の検討では雑音パルス発生確率 p_{ad} が各時間スロットで均一であることを用いて解析を進め，結果において p_e でもって表わすこととする．

i 番目の時間スロットに発生した誤りパルスの符号状態を示す確率変数を N_i で表わし，その符号状態として＂±１＂のいずれかをとるものとする．このとき定常状態における各誤りパルス符号の発生には次式の互いに排反な６状態が存在し，それぞれに確率 $p\{N(w')\}$ が対応する．

$$
\left.\begin{aligned}
N(+1,-1,+0) &: p\{N(-1)\} = p\{S(+1)\}p_{ad}/2 \\
N(-1,+1,-0) &: p\{N(+1)\} = p\{S(-1)\}p_{ad}/2 \\
N(+0,+1,+1) &: p\{N(+1)\} = p\{S(+0)\}p_{ad}/2 \\
N(+0,-1,-1) &: p\{N(-1)\} = p\{S(+0)\}p_{ad}/2 \\
N(-0,+1,+1) &: p\{N(+1)\} = p\{S(-0)\}p_{ad}/2 \\
N(-0,-1,-1) &: p\{N(-1)\} = p\{S(-0)\}p_{ad}/2
\end{aligned}\right\} \qquad (5.16)
$$

ここに $N(w, w', w'')$ はある時間スロットにおいて，信号パルスの符号状態が $S(w)$ であったとき符号状態 $N(w')$ の誤りパルスが発生したため

そのスロットの符号状態がw''となったことを意味し，wとw''はそれぞれ"±1"，"±0"のいずれをもとり得るが，w'には"±1"のいずれかしか存在しない．

ゆえに，実際回路での誤りパルス発生確率$p_e = k_e/f_s$と等価な関係は式（5.16）の総和によって与えられ次式となる．

$$p_e = \frac{(2p_1 + p_2)p_{ad}}{2(p_1 + p_2)} \qquad (5.17)$$

一方，m個の時間スロットをへだてた符号状態N_iとN_{i-m}間の条件付確率は結果的に式（5.11）のおのおのに$(p_{ad}/2)^2$をかけた値となり，N_i^2ならびに$N_i N_{i-m}$の期待値を$E(N_i^2)$，$E(N_i N_{i-m})$で表わすとこれらは

$$\left.\begin{aligned} E(N_i^2) &= \Sigma N^2(w')p\{S(w)\}\frac{p_{ad}}{2} = \frac{2p_1 + p_2}{p_1 + p_2}\cdot\frac{p_{ad}}{2} \\ E(N_i N_{i-m}) &= \Sigma\Sigma N_i N_{i-m}\, p(S_i ; S_{i-m})\left(\frac{p_{ad}}{2}\right)^2 \\ &= E(S_i S_{i-m})(p_{ad}/2)^2 \end{aligned}\right\} \qquad (5.18)$$

で与えられる．さらに，式（5.3）に示した復号信号電力と期待値の関係は前述の仮定から復号雑音電力Nとこれに関する期待値の関係にも成立する．ゆえにNは次の形で表わせる．

$$N = \sum_{i=0}^{[T/T_s]} \left\{\frac{2p_1+p_2}{p_1+p_2}\cdot\frac{p_{ad}}{2} + \frac{4p_0 p_1 p_2^2}{(p_1+p_2)(\alpha-\beta)} \right.$$
$$\left. \left\{\frac{\alpha(1-\alpha^i)}{(1-\alpha)^2(\alpha-1+p_1+p_2)} - \frac{\beta(1-\beta^i)}{(1-\beta)^2(\beta-1+p_1+p_2)}\right\}\right.$$

$$\left(\frac{p_{ad}}{2}\right)^2 \Big] \frac{T - i\,T_s}{T} \qquad (5.19)$$

5．3．3　符号誤りによる信号対雑音比の劣化度合

符号誤りによるSN比の劣化度合は式（5．14）と式（5．19）との比をとることでもって各遷移確率および p_e だけの関数として次のように定式化できる．

$$\frac{S}{N} = \frac{p_2/(p_1+p_2) + p_e}{p_e + p_e^2\, p_c\, (p_1+p_2)^2/(2p_1+p_2)^2}$$

ここに

$$p_c = \frac{4\,p_0\,p_1\,p_2^2}{(p_1+p_2)(\alpha-\beta)}\left\{\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2(\alpha-1+p_1+p_2)} - \frac{\beta}{(1-\beta)^2(\beta-1+p_1+p_2)}\right\}$$

上式は復号出力に対するSN比であるが，誤りパルス符号系列が信号パルス符号系列と同様な状態遷移を示すことによって，両者の復調電力スペクトルも同様な状況にあることが期待される．ゆえに式（5．20）はまた復調出力に対するSN比を示していると考えることができる．

5．4　実験結果との対比

5．4．1　測定装置の構成

図5．3は測定装置の系統図である．雑音発生器出力は3値定差変調符号系列と同期のとれた雑音パルス系列に変換され，和回路で符号パルス系列と加算されて復号される．一方，正符号雑音パルス系列は正符号パルス系列とともにNAND回路に導かれ，両符号が不一致のときだけカウントされる．これは負符号に関しても同様である．この測定装置では雑音発生器を1つだ

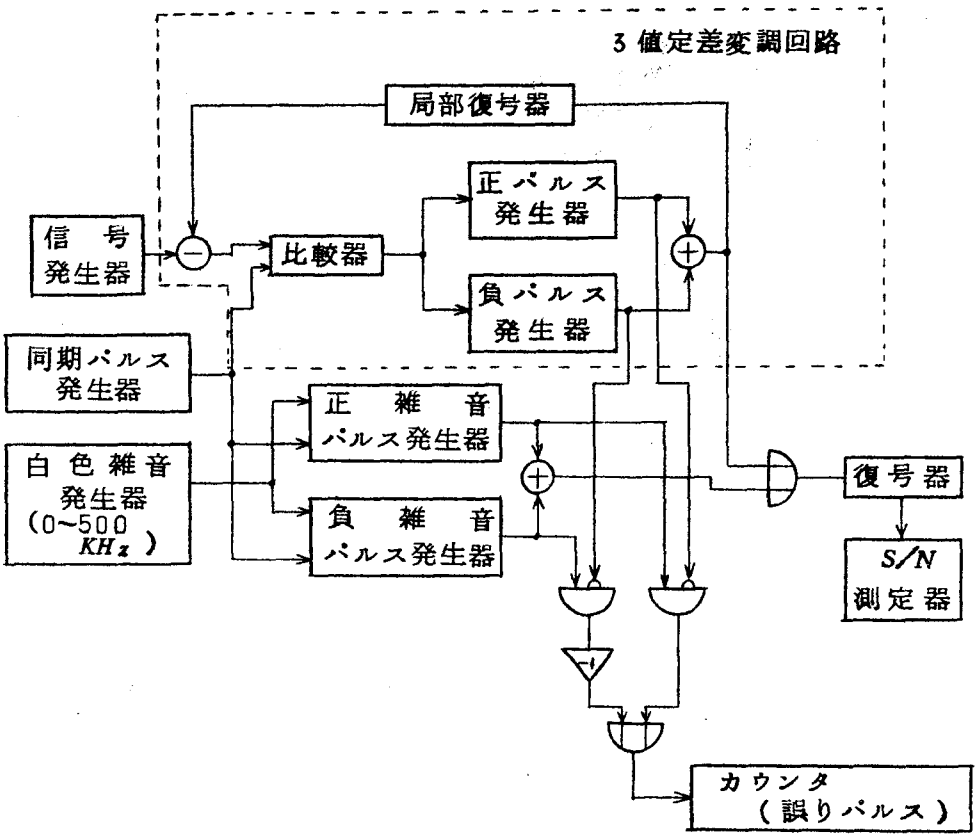
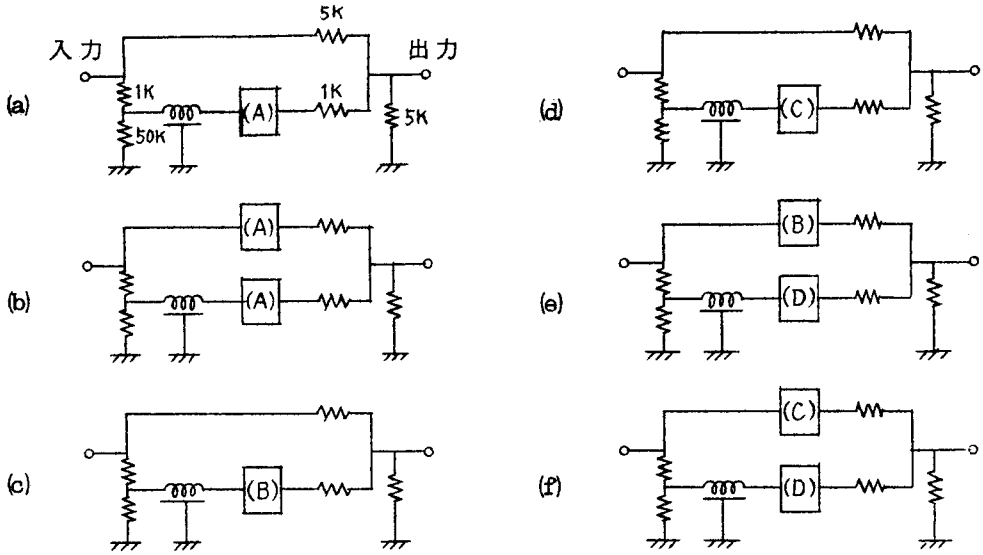


図５．３　　測定装置の系統図

け用いているので，同一時間スロットで正符号と負符号の雑音パルスが同時に発生することはない．なお同図の３値定差変調回路は第３章第３節における図３．５に示した回路を用いている．

５．４．２　遷　移　確　率

遷移確率 p_3～p_6 が擬似音声信号に対しても無視しうるか否かを検討するため符号＂＋１＂，＂０＂，＂－１＂について実測した．図５．４はこのため



(A)：ＰＮＰおよびＮＰＮの増幅器を並列して構成

(B)：ＮＰＮの増幅器

(C)：ＰＮＰの　〃

(D)：単安定マルチ回路

図５．４　遷移確率測定回路構成図

に用いた測定回路群であり，表５．２にこの回路群による測定内容を示した．同表は入力パルス振幅を E_m で表わすと同表に与えた符号対のときだけ出力パルス振幅は２E_m あるいは－２E_m となり，その数は n_i で与えられることを意味している．したがって符号＂＋１＂，＂０＂，＂－１＂のパルス総数をそれぞれ n（＋１），n（０），n（－１）で表わすと，各遷移確率は次式を用いることにより求められる．

表５．２　遷移確率測定内容表

測定装置	符号対	出力振幅	出力パルス数
(a)	＋１→－１	＋２	n_1
	－１→＋１	－２	n_2
(b)	＋１→＋１	－２	n_3
	－１→－１	＋２	n_4
(c)	０→＋１	＋２	n_5
	－１→＋１	＋２	
(d)	＋１→－１	－２	n_6
	０→－１	－２	
(e)	＋１→ ０	＋２	n_7
	＋１→－１	＋２	
(f)	－１→＋１	－２	n_8
	－１→ ０	－２	

$$\left.\begin{aligned} p_1 &= \frac{1}{2}\left\{\frac{n_7 - n_1}{n(+1)} + \frac{n_8 - n_2}{n(-1)}\right\} \\ p_2 &= \frac{1}{2}\left\{\frac{n_5 - n_2}{n(0)} + \frac{n_6 - n_1}{n(0)}\right\} \\ p_3 &= \frac{1}{2}\left\{\frac{n_1}{n(+1)} + \frac{n_2}{n(-1)}\right\} \end{aligned}\right\} \qquad (5.21)$$

図５．５に標本化周波数f_sをパラメータとして信号レベルσ / Δと各遷移確率との関係を示した．この結果から擬似音声信号に対しても式(5.20)を適用して差しつかえないといえる．

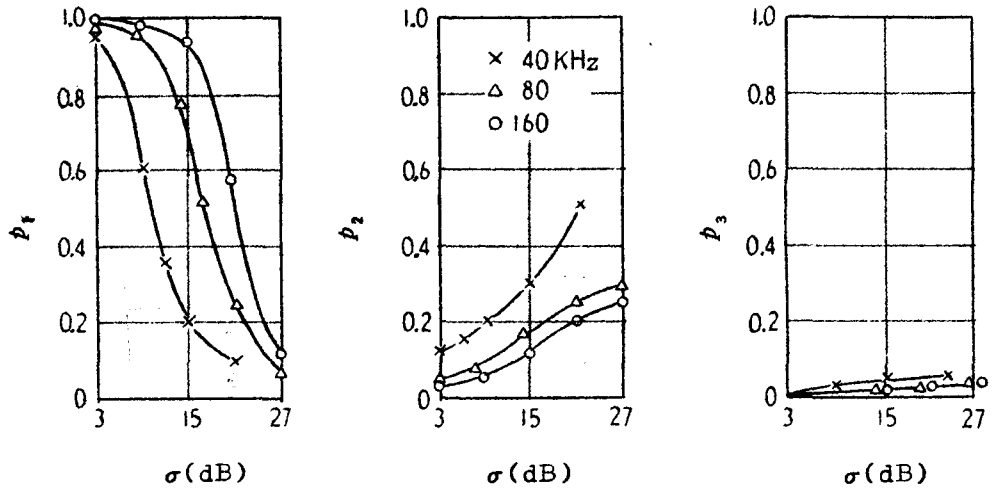


図５．５　擬似音声信号に対する遷移確率
（f_s：パラメータ）

５．４．３　耐雑音特性

図５．６は誤りバルス符号発生確率p_eとＳＮ比の関係を標本化周波数f_sをパラメータとして示したもので，１重４状態モデルによる理論値と実験値はf_sの広範囲な変化に対してもかなりよく一致することを示している．ただしp_eの小さい領域では理論値に量子化雑音を含ましていないため僅か差が開いてくる．したがってこの補正を考慮に入れると両者はさらによく一致する．なおこの実測結果は下世古らによる検討結果[97]ともほぼ一致することを確認し得た．

また１重３状態モデルに対しても１重４状態モデルと全く同様な手法で解析できるので比較のためその結果を同図に併示した．これによると，かなり近似度が劣ることは本章第２節で述べた通りであるが，過負荷状態に近づくと近似度に改善のあることも同図(a)，(b)を比較することによりわかる．

以上の耐雑音特性の検討により，３値定差変調符号系列の解析には１重４状態マルコフ連鎖の数学モデルがかなり有効であるといえる．

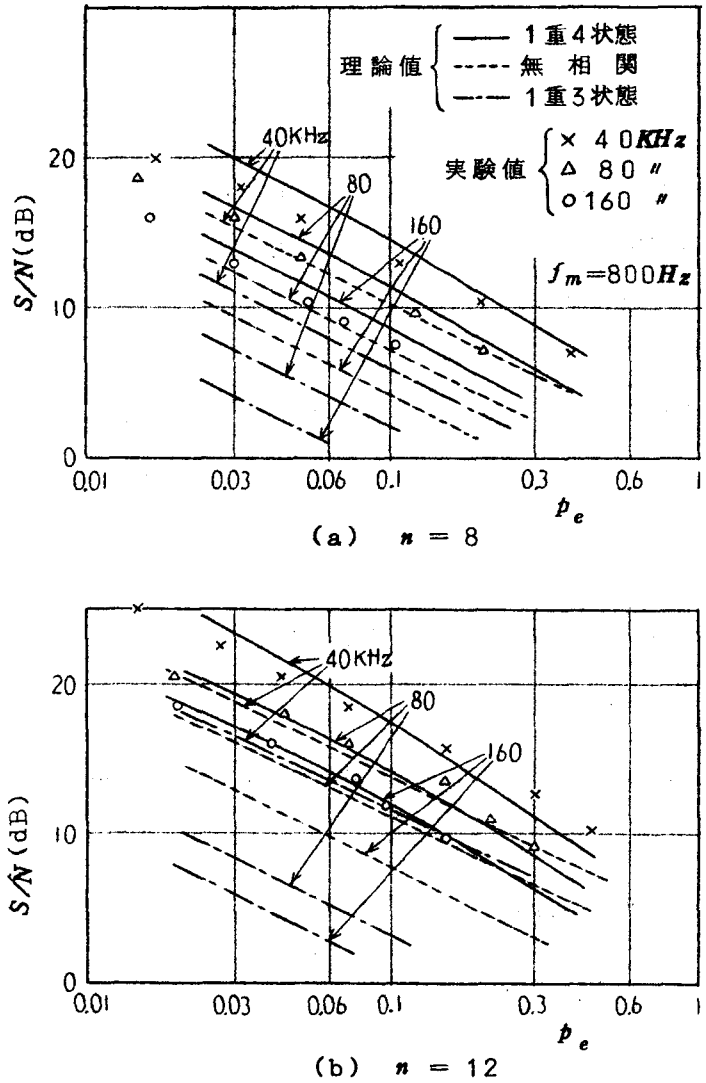


図５．６　誤りパルス符号発生確率対SN比特性

５．５　符号間相関の信号対雑音比に及ぼす影響

３値定差変調の耐雑音特性解析で最も容易なのは信号電力と符号誤りによる雑音電力が無相関，すなわち誤りパルス符号間には相関がないと仮定する

解法であることを第2節ですでに述べた．これはマルコフ近似の1重3状態を一次近似，1重4状態を二次近似と呼んだことに対応させると零次近似といえる．またこの解法を用いた検討結果もすでに報告されており，(98) パラメータの特性に及ぼす影響が明確に示しうるので，必ずしも実験結果と一致する理論式ではないが目安を得る便宜式算出のため有用な解法である．ところでこの解法による結果とマルコフ近似を用いた解法による結果の比較検討によって符号間相関が SN 比に及ぼす影響が考察できる．

本節ではこの無相関の仮定による結果をこれまでの報告と異った観点，すなわち雑音パルス系列の電力スペクトルを求めることにより導出し，1重4状態モデルによる結果と比較する．

符号"＋1"と"－1"の雑音パルスの発生確率を $p_{ad}(+1)$ および $p_{ad}(-1)$，パルス振幅と幅をそれぞれ E_m，d で表わすと明らかに

$$p_{ad}(+1) = p_{ad}(-1) = p_{ad}/2 = k_{ad}/2f_s \qquad (5.22)$$

したがって雑音パルス系列の自己相関関数 $\varphi(\tau)$ および電力スペクトル $\Phi(\omega)$ は次のように求められる

$$\left.\begin{aligned}\varphi(\tau) &= \{E_m^2\, p_{ad}(+1) + (-E_m)^2\, p_{ad}(-1)\}(d-|\tau|)f_s \\ &= E_m^2\, k_{ad}(d-\tau), \quad |\tau| \le d \\ &= 0, \quad |\tau| > d\end{aligned}\right\} \qquad (5.23)$$

$$\Phi(\omega) = \frac{E_m^2\, k_{ad}}{\pi\omega^2}(1-\cos\omega d) \qquad (5.24)$$

これから信号帯域内に落ちる雑音パルス系列による雑音電力 N_{ad} は第3章第4節の式（3.28）および式（5.24）より，$\omega d \ll 1$ とおいて

$$N_{ad} = 2\int_{\omega_l}^{\omega_h} \Phi(\omega) \mid H(j\omega) \mid^2 d\omega \fallingdotseq \frac{\Delta^2 k_{ad}}{2\pi^2} \cdot \frac{f_h - f_l}{f_l f_h}$$

(5.25)

となる.

またこの結果は青木らにより示された結果と全く一致する.[98] 一方誤りパルス系列による雑音電力 N_e は誤りパルス数を k_e で表わすと

$$\frac{N_e}{N_{ad}} = \frac{k_e}{k_{ad}} \tag{5.26}$$

の関係があるから

$$N_e \fallingdotseq \frac{\Delta^2 k_e}{2\pi^2} \cdot \frac{f_h - f_l}{f_l f_h} \tag{5.27}$$

で表わせる. さらに復調信号電力は第3章第6節の式(3.39)にみるように, 変調信号電力 σ^2 にほぼ等しいから誤りパルス発生による SN 比の劣化度合は結局

$$\frac{S}{N} = \frac{\sigma^2}{N_e} \fallingdotseq \frac{2\pi^2\sigma^2}{\Delta^2 p_e f_s} \cdot \frac{f_l f_h}{f_h - f_l} \tag{5.28}$$

の形でもって与えられる. ここで変調信号を正弦波とすれば $n \fallingdotseq [2A/\Delta]$ より $\sigma^2 \fallingdotseq n^2\Delta^2/8$ と表わすことができる. 以上の検討により得た式(5.28)による理論値を図5.6に併示した.

同図において, 誤りパルス符号発生確率 p_e が過剰でない領域では SN 比の実測値は無相関の仮定の場合の理論値をかなり上回り, 1重4状態で相関を仮定した場合の理論値とよく一致している. この事柄から符号間に存在する相関の持つ意味を考えよう. すなわちこの事柄は3値定差変調のような符号間相関のある方式においてランダムに雑音パルスが相加して符号

誤りが生じたときのSN比の劣化は，単純に誤りパルス符号系列の電力を求めるだけでは十分でなくて，信号パルス符号系列の相関の影響による誤りパルス符号系列の相関形成を考慮せねばならないことを意味し，この符号間相関を持つ誤りパルス符号系列による電力が信号電力の増大に寄与しSN比の改善に効果をもたらしていると考えれば説明がつく．

なお1重3状態モデルの場合とこの無相関の場合との比較は，単純なモデルで一次近似するならば，むしろ零次近似の無相関で解析する方がよい結果を与えることを示している．

5．6 結　　言

3値定差変調を方式に関してではなく，特性に関して検討を行なった．本章の要点は次のように総括することができる．

(1) 3値定差変調の耐雑音特性解析だけでなく，伝送上の問題解明や特性改善の手がかりを得るために有用な符号系列の数学モデルを考究し，1重4状態マルコフ連鎖のモデルを提唱した．

(2) このモデルを信号パルス符号系列だけでなく誤りパルス符号系列にも適用して符号誤り発生によるSN比の劣化度合を検討し，さらに実験結果と対比することにより，導いた理論式が標本化周波数を広範囲に変化させてもかなり正しく耐雑音特性を表わしうることを明らかにした．

(3) このことから3値定差変調の符号間相関は1重4状態マルコフ連鎖の数学モデルでかなり適確に表現し得る見通しが得られた．

(4) 零次近似としての,誤りパルス符号間に相関がないと仮定した場合を解析し，これと1重4状態による場合との比較検討から誤りパルス符号発生確率が過剰にならない状態では符号間相関がSN比改善に効果のあることを指摘した．

第6章　結　　論

本章では本研究の成果を総括して述べる．著者は，各パルス符号の発生が確率的に関係づけられている＂パルス符号間に相関のある変調方式＂の著しい特長が情報源信号の性質に変調操作を整合させ得ることであることに着目して，本方式によって音声の高能率伝送を図るべく検討を行なった．すなわち本研究の基本となる変調方式として定差変調および固定標本点を持たないパルス時変調を取り上げ，具体的に圧伸定差変調，定差標本化変調，パルス間隔変調の各方式を提案し，また周知の3値定差変調に関して特性の解明を行なった．

第2章では，信号振幅の平均レベルの変化に応じて量子化単位を圧伸する，いわゆるシラブル圧伸機能を持つ回路を局部復号回路に附加した圧伸定差変調方式を提案し，圧伸原理を示すとともに種々の変調特性に検討を加えた．さらに原理に基づく装置を試作し，実験によって標本化周波数40 KH_z，信号周波数800 H_z のとき，信号対雑音比が25dBにおいて約37dBのダイナミックレンジの得られることを確めた．これによってこのような圧伸機能を持つ定差変調は音声伝送に十分有用であることを明らかにした．
なお本章で音声信号の統計的性質を変調形式と関連づけて考察し，この性質の活用により高能率伝送がかなり可能であることを指摘した．

第3章では，信号振幅に定差の生じたときだけ標本化を行なう定差標本化変調方式を提案し，従来報告のある非同期定差変調のいくつかは定差標本化変調として統一し得ることを示した．さらに定差標本化変調が定差変調の特徴を持つことを3値定差変調との関連から示し，パルス時変調の特徴をも兼ね備えていることを信号パルス系列の解析でもって明らかにした．また3値定差変調に比べよりすぐれた信号対雑音比と，同程度の送出平均パルス数を持つ方式であることを示し，非同期多重通信の一次変調として本質的に有利

であることも示した．さらにこれらを実験により確認した．その他，定差標本化変調を含めた非同期パルス変調を分類し，ランタム標本化に対する復調定理を導いた．またパルス間の間隔分布を用いた信号対雑音比の算出法を考案して，その有効性を実験により証明した．

第４章では，パルス時変調の一形式として知られてはいたが，これまで理論的にも実験的にも未検討であったパルス間隔変調に対し，具体的にバリスタを巧みに活用した変復調回路を提案し，その動作原理を示すとともに変調特性を求めた．さらに実験によって，この装置による変復調動作が各１個のトランジスタだけで行なわれているにもかかわらず，送出平均パルス数 ８ $Kp.p.s$，信号周波数８００H_zのとき，信号対雑音比が２５ｄＢにおいて２５ｄＢ（周波数特性が平たんな場合）～３０ｄＢ（周波特性が積分特性の場合）のダイナミックレンジが得られることを確認し，音声伝送に十分有用な方式であることを明らかにした．なおパルス間隔変調がパルス周波数変調，定差標本化変調と密接な関係を有し，３値定差変調とも変調原理において関連のあることも指摘した．

第５章では，３値定差変調を非同期多重通信に用いたときの耐雑音特性を，信号パルス符号系列の影響により誤りパルス符号系列にも相関が生ずると考えて解析し，標本化周波数を広範囲に変えても実験結果とよく一致する理論式を導いた．これとともに３値定差変調の符号間相関は１重４状態マルコフ連鎖の数学モデルにより，かなり適確に表現し得る見通しを得た．さらに符号間相関が信号対雑音比に及ぼす影響を誤りパルス符号間を無相関と仮定して解析することにより考察し，誤りパルス符号発生確率が過剰でない状態では符号間相関は信号対雑音比の改善に効果のあることを指摘した．

本稿を終るにあたり，本研究によって得られた成果が情報伝送技術の向上発展に多少なりとも寄与し得るならば，筆者の最も幸いとするところである．

謝　　辞

本研究を行なうにあたり，終始御懇切な御指導，御激励を賜わった大阪市立大学 山下一美 教授に深甚なる謝恩の意を表し，また本研究に有益な御助言を賜わった同学 故田中米治教授 ，北浜安夫教授ならびに暖かい御激励を賜わった平井平八郎名誉教授に深謝いたします．

大阪大学留学中に御指導，御教示賜わった滑川敏彦教授に深く感謝申上げます．

本研究の初期においては共に研究し，以後種々御討論頂いた大阪市立大学細川省一講師ならびに卒業研究を通じて本研究に協力された井上和勇氏をはじめとする卒業生諸氏に御礼申上げます．

文　　献

(1) L.J.Libois: 'Un neuveau procédé de modulation codeé : la modulation en △', Écho Recherches, avril (1951).

(2) F.de Jager: 'Delta Modulation ; A Method of PCM Transmission using the 1-unit code', Philips Res. Rep., **7**, 6, p.442 (Dec.1952).

(3) H. van de Weg: 'Quantizing Noise of a Single Integration Delta Modulation System with an N-digit Code', Philips Res. Rep., **8**, 5, p.367 (Oct.1953).

(4) L. H. Zetterberg: 'A Comparison between Delta and Pulse Code Modulation', Ericson Tech., **11**, 1, p.95 (1955).

(5) 星子：" 符号通信〔Ⅳ・完〕"，信学誌，**52**，3，p.278 (昭44-03).

(6) M. R. Winkler: 'High Information Delta Modulation', 1963 IEEE Internat. Conv. Record, pt-8, p.260 (1963).

(7) 山下，細川，田崎：2重積分形定差変調の一方式"，昭39電気関係学会関西支部連大，　19-11.

(8) 山下，細川，田崎：" 2重積分形定差変調の一実験"，昭40連大，2109.

(9) J. A. Greefkes: " パルス符号変調による信号伝送装置 " 特許公告，昭39-7566.

(10) 細川，田崎，山下：" 圧伸定差変調符号器の一形式"，信学誌，**50**，8，p.1457.（昭42-08）.

(11) 山下，細川，田崎：" 対数圧伸特性をもつデルタ変調"，昭39信学全大，　S7-21.

(12) 吉川，田崎，細川，田中："定差変調通信における変調器の特性改善"，昭４０電気関係学会関西支部連大，１５－４．

(13) 細川，田崎，田中："定差変調の改善"，信学会通信方式研資（１９６６－０１）．

(14) 細川，田崎，吉川，田中："信号の傾斜の瞬時圧伸を備えた定差変調装置"，昭４１連大，１６９０．

(15) 細川，田崎，吉川："圧伸特性を備えた定差変調符号器の諸特性"，昭４１信学全大，１０４１．

(16) S. Hosokawa, S. Tazaki:"Delta Modulation with Instantaneous Companding of Signal Slope", Memoirs of the Faculty of Engineering, Osaka City University, **8**, p.123 (Dec 1966).

(17) 友沢，金子："圧伸デルタ変調の変調特性"，信学誌，**49**, 11, p.2186 (昭41-11).

(18) S. J. Brolin, J. M. Brown:"Companded Delta Modulation for Telephony", IEEE Trans. **COM-16**, 1, p.157 (Feb.1968).

(19) 細川，山下："1/2 乗形および2/3 乗形圧伸定差変調符号器"，信学論(A)，**51-A**，11，p.421（昭４３－１１）．

(20) C. C. Cutter:"Differential Quantization of Communication Signals", U. S. Patent, 2,605,361 (July 1952).

(21) 田中，北浜，山下，大島："符号変調による一通信方式"，信学会符号通信委資（昭３３－０９）．

(22) 似島："△ＰＣＭの統計的解析"，信学誌，**48**, 2, p.192（昭４０－０２）．

(23) J. B. O'Neal:"Predictive Quantizing Systems (Differ-

ential Pulse Cole Modulation for the Transmission of TV Signals', Bell Syst. tech. J., **45**, 5, p.689 (May-June 1966).

(24) 星子，木村，青木，金谷，松岡：＂高能率符号通信方式＂，通研実報，**18**，2，p.379（1969）.

(25) 喜安，山岸：'通信方式＂特許公報，昭３０－５０１３．

(26) 秋山，片方，増田：＂３値パルス符号化方式の伝送特性について＂，昭３６信学全大，６２５．

(27) M. N. Faruqui, J. Das:'On a Slope-Quantized Ternany PCM', IEEE Trans. **CS-12**, 2, p.217 (June 1964).

(28) 細川：＂３値定差変調＂，信学誌，**49**，11，p.2103（昭４１－１１）.

(29) 青木：＂時間周波数符号による通信方式の理論＂，信学論(B)，**51-B**，6，p.260（昭42－06）.

(30) 田崎：＂耐雑音特性より見た３値定差変調の検討＂，信学論(A)，投稿中，

(31) 田崎，井上，細川，山下：非同期定差変調の符号誤りとＳＮ比－符号系列をマルコフ過程とみなした場合－＂，昭４２連大，２３７９．

(32) 田崎，山下：＂非同期多重通信の同時通話者数についての一考察＂，昭４３連大，２２２９．

(33) 田崎，井上，山下：＂非同期多重通信の妨害パルスについての一考察＂，昭４３連大，２２３６．

(34) 田崎，井上，山下：＂非同期多重通信の耐雑音性に関する考察－同期三値と非同期三値の場合－＂，信学会通信方式研資，ＣＳ６８－０５（１９６８－０５）.

(35) S. Tazaki, K. Yamashita:'Channel Capacity of Ternary Code Channel with Code Errors', Memoirs of the

Faculty of Engineering, Osaka City University, **10**, p.117 (Dec. 1968).

(36) J. K. Wolf: 'Effects of Channel Errors on Delta Modulation', IEEE Trans. **COM-14**, 1, p.2 (Feb.1966).

(37) 北浜，田中：標本化周波数可変の定差変調方式'，昭３４連大，1138．

(38) S. Tazaki, K. Yamashita: 'Asynchronous Pulse Modulation', Memoirs of the Faculty of Engineering, Osaka City University, **10**, p.95 (Dec. 1968).

(39) 山岸：'負抵抗スイッチ素子を用いた定差変調器'，昭３６信学全大，３７１．

(40) 猪瀬，青木，渡辺：非同期デルタ変調方式'，信学誌，**49**, 3, p.401（昭４１－０３）．

(41) 田崎，山下：'定差標本化変調方式'，信学論(B)，**51-B**, 4, p.148（昭４３－０４）．

(42) 田崎，山下：'非同期定差変調の一考察'，昭４１信学全大，１００７．

(43) 田崎，細川，山下：'非同期定差変調の一考察（続）'，昭４２連大，２３７８．

(44) 田崎，山下：'定差標本化変調方式の理論と実験'，信学会通信方式研資，CS67－19（1967－09）．

(45) 田崎，山下：'定差標本化変調の雑音特性'，昭４２信学全大，1275．

(46) S. Tazaki, K, Yamashita: 'A Consideration on the Demodulated Theory on Random Sampling', Memoirs of the Faculty of Engineering, Osaka City University, **9**, p.49 (Dec.1967).

(47) 田崎，井上，橋本，山下：'定差標本化変調の特性改善(1)，'昭４３連大，２００８．

(48) 田崎，橋本，山下：'定差標本化変調の特性改善(2)'，昭４３信学全大，１２８４．

(49) S. Tazaki, K. Yamashita: 'Calculation of Signal to Noise Ratio using Pulse Interval Distribution', Memoirs of the Faculty of Engineering, Osaka City University, **10**, p.105 (Dec. 1968).

(50) 田崎，山下：'定差標本化変調の伝送特性'，昭４４連大，２６０６．

(51) 日本電波協会編：'新版無線工学ハンドブック'，オーム社（昭３９）

(52) R. W. Jones, C. C. Li, A. U. Meyer, R. B. Pinter: 'Pulse Modulation in Physiological Systems, Phenomenological Aspects', IRE Trans **BME-8**, 1, p.59 (Jan. 1961).

(53) A. E. Ross: 'Theoretical Study of Pulse-Frequency Modulation', Proc. IRE, **37**, 11, p.1277 (Nov. 1949).

(54) E. J. Bayly: 'Spectral Analysis of Frequency Modulation in the Nervous Systems', IEEE Trans. **BME-15**, 4, p.257 (Oct. 1968).

(55) R. C. Dorf, M. C. Farren, C. A. Phillips: 'Adaptive Sampling Frequency for Sampled-Data Control Systems', IRE Trans. **AC-7**, 1, p.38 (Jan. 1962).

(56) E. C. Cherry, G. G. Gouriet: 'Some Possibilities for the Compression of Television Signals by Recoding', Proc. Instn Elect. Engrs, **100**, pt-I, p.9 (Jan. 1953).

(57) T. Pavlidis, E. I. Jury: 'Analysis of a New Class of Pulse-Frequency Modulated Feedback Systems,' IEEE Trans. **AC-10**, 1, p.35 (Jan. 1965).

(58) 西村，藤井，伊藤：'可変周期サンプル値制御系について－定差サン

ブル方式－"，　制御工学，**10**，10／11，p.459 （1966）．

（59）藤井，伊藤："定差サンプル値制御系の多重制御への応用"，電学誌，**88**，12，p.2329 （1968－12）．

（60）田崎，三宅，山下："ブロッキング発振器を用いたＰＦＭ変復調器"，昭４３連大，２２７２．

（61）田崎，山下：音声伝送を目的としたパルス周波数変調器の諸特性"，信学会通信方式研資，ＣＳ６８－１１（１９６８－０６）．

（62）田崎，山下："パルス間隔変調波のスペクトル"，昭４３信学全大，１２３８．

（63）田崎，山下："パルス間隔変調方式"，信学論(B)，**52－B**，7，p.383 （昭４４－０７）．

（64）P. D. Sharma:"Pulse Interval Modulation— a New Method of Signal Approximation", Electronic Engng, **40**, 488, p.582 (Oct. 1968).

（65）田中，山下，細川："ＰＣＭおよび△－ＰＣＭ通信における瞬時圧伸"，信学誌，**46**，1，p.17 （昭３８－０１）．

（66）三浦，越川："音声の瞬時レベル分布およびスペクトル"，通研実報，**4**，2，p.246 （1955）．

（67）電気通信学会編："聴覚と音声"，電気通信学会（昭４１－０９）．

（68）斎藤，倉橋："ＰＣＭ伝送網"，信学誌，**49**，１１，p.2005 （昭４１－１１）．

（69）田崎："音韻別異聴から見たパルス変調方式の検討"，昭４５信学全大，１８０．

（70）秋山："ＴＡＳＩ伝送方式（音声の性質を有効に使った伝送方法）"，自然，**20**，2，p.63 （1965－02）．

（71）B. Smith:"Instantaneous Companding of Quantized

Signals", Bell Syst. tech. J., **36**, 3, p.653 (May 1957).

(72) 金子："非直線圧伸符号化方式"，信学誌，**46**，6，p.824（昭３８－０６）．

(73) 滝："通信方式"，電気通信学会（昭３８）．

(74) F. K. Bowers:"What use is Delta Modulation to the Transmission Engineering ", AIEE Communication and Electronics, 30, p.142 (May 1957).

(75) 喜安，米沢："圧伸デルタ変調方式の一考察"，昭４０連大，２１０６．

(76) W. R. Bennet:"Spectra of Quantized Signals", Bell Syst. tech. J., **27**, 3, p.446 (July 1948).

(77) J. R. Pierce, A. L. Hopper:"Nonsynchronous Time Division with Holding and with Random Sampling", Proc. IRE, **40**, 9, p.1079 (Sept. 1952).

(78) J. C. R. Licklider, I. Pollack:"Effects of Differentiation, Integration, and Infinite Peak Clipping upon the Intelligibility of Speech", J. Acoust. Soc. Amer. **20**, 1, p.42 (Jan. 1948).

(79) M. V. Mathews:"Extremal Coding for Speech Transmission", IRE Trans. **IT-5**, 3, p.129 (Sept. 1959).

(80) J. L. Yen:"On Nonuniform Sampling of Bandwidth-Limited Signals", IRE Trans. **CT-3**, 4, p.251 (Dec. 1956).

(81) F. E. Bond, C. R. Cahn:"On Sampling the Zeros of Bandwidth Limited Signals", IRE Trans **IT-4**, 3, p.110 (Sept. 1958).

(82) 遠山：＂行列論＂，共立出版（昭４１）．
(83) 星子：＂ＰＣＭ通信と伝送理論＂，電子技術，6，2，p.21 (1964-02)．
(84) 昭４２　電波技術審議会答申第２編．
(85) １９６４　ＩＥＥＥ Internat. Conv. Record pt-6, ＂RADA特集＂．
(86) 猪瀬，青木：＂非同期多重通信方式＂，信学誌，50，4，p.696 (昭４２－０４)．
(87) H. S. Black:'Modulation Theory', D. Van Nostrand Comp., (1953).
(88) M. Schwartz, W. R. Bennet, S. Stein:'Communication and Techniques', McGraw-hill Book Comp., (1966).
(89) 日本電波協会編：＂無線工学ハンドブック＂，日本電波協会，（昭29）
(90) J. Das:'Some Effects of Bandwidth Limitation on P. L. M., and P. P. M. Signals', Proc. IEE pt-C, Monograph 532E, p.1 (July 1962).
(91) 三木，荻原：＂パルス通信＂，共立出版，（昭３０）．
(92) R. W. Rochelle:'Pulse Frequency Modulation', IRE Trans. Electronics and Telemetry', 8, p.107(June 1962).
(93) 例えば，加藤：＂パリスタ＂，電子技術，4，6，p.128(1962-06)．
(94) 今井：＂通信工学を理解するための数学－ＦＭとＰＴＭ＂，電気通信学会（昭２７）．
(95) 星子：＂パルス符号通信－ＰＣＭ入門－＂，丸善（昭４０）．
(96) 下世古，生島：＂デルタ変調における各種発射パルス遮減法の比較実験（続）＂，電波研季報，14，74，p.514 (Sept. 1968).
(97) 下世古，猿渡：＂ＲＡＤＡ通信一次変調実験結果(1)＂，信学会通信方

式研資，CS69−7 （1969−05）．
(98) 青木，河野，猪瀬：＂3値デルタ変調の耐雑音性＂，昭41連大，1669．
(99) 吉谷，生島：＂3値デルタ変調方式の耐雑音特性＂，電波研季報，**13**，64/65，p.43 (Jan./March 1967)．
(100) 細川，馬田，田中：＂3値定差変調符号の電力スペクトル＂，昭40信学全大，709．
(101) たとえば，田中：＂情報工学＂，朝倉書店（昭44）．