

Title	デジタル通信方式に関する研究
Author(s)	長谷川, 利治
Citation	大阪大学, 1964, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/512
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

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

Osaka University

デジタル通信方式に関する研究

1964年11月

長谷川 利治

内 容 便 概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻博士課程在学中および大阪大学工学部通信工学教室在職中に、笠原研究室において行ったデジタル通信方式に関する研究のうち、第1篇にデジタルデータのダイナミック伝送方式について、第2篇に三値信号通信方式についてまとめたものである。

結論においては、本論文の第1篇と第2篇の関連性について述べると共に、本分野における研究の現状、工学上の意義、本研究による諸成果について概説する。また各篇第1章および各章第1節においても、各々の篇および章に記述されている研究の現状や成果について概説する。

第1篇、第2章においては、まず「動的な整合」について説明し、次に非同期時分割多重通信方式について説明する。ある端局に発生した呼は、ビット毎に走査、伝送されるのではなく、文字毎に走査、伝送され、1文字の伝送が終了すると、次の走査順位にある他の端局に発生している呼の1文字が続いて伝送される。もし1端局のみから呼が発生しているならば、この呼の文字が続いて伝送され、その時、他の端局に呼が発生すれば、伝送中の呼の文字の間に割り込んで、今発生した呼の文字を交互に伝送する。一方の呼の伝送が終了すれば、残った呼の文字が続いて伝送される。従つて、ある呼の文字に与えられる通話路は、文字によつて異つたタイムスロットであるため、非同期に時分割が行なわれる。このため、すべての文字に発信端局を示すアドレス信号を附加しなければならないが、情報源が多種であつたり、時間的に変動がある場合、情報源と伝送線路の「動的な整合」をとり得る、次にこの非同期時分割多重方式を採用したデジタルデータのダイナミック伝送装置の試作について説明し、この方式を基本にして簡単にプライオリテイをある信号に附加して伝送し得る方式を実現できることを示す。また、音声のPCM信号などの様な周期的な信号を

伝送する場合の方式について述べ、これらを利用することによつて多種類の情報源からの信号のダイナミック伝送方式が実現できることを示す。プライオリティ伝送を要求する信号を伝送することができ、従つて、on-line 情報と off-line 情報を混合して伝送することができる。

第 3 章においては、第 2 章に示した試作デジタルデータのダイナミック伝送装置の動作の解析を行つた。すなわち、試作装置について、伝送中の呼が他の呼によつて割り込まれることにより伝送終了時間が延びるが、その延び率の期待値と、伝送線路の利用率を、統計的平衡の概念を利用して解析を行つた。また、これらの値を異つた仮定の下で計算機のシミュレーションによつて求め解析によつて得た値と比較した。これにより、呼の保留時間の分布を指数分布としても、一定分布としても大差ないことが判明した。

第 4 章においては、伝送線路の通信速度が各端局からの信号の通信速度より大きい場合について解析を行い、二、三の場合についての数値計算を行つた。また、異つたプライオリティ順位を持ち、異つた呼発生率を持つ端局群がある場合についても解析している。これまでの解析は、呼の発生が伝送中の呼の状態によつて異るとしたが、伝送中の呼の状態に関係ない場合についての解析も行つた。

第 5 章においては、情報源としてテレタイプライタがあるとき、テレタイプ出力を直接伝送線路へ送り出すことを考えると、テレタイプ出力の文字列の時間々隔の分布を知る必要がある。これを電報局の方々の御協力を得て実測し、これが Erlang 分布とみなされることを得た。また、多数のテレタイプライタ出力を組合せた時の文字列の時間々隔の分布が、テレタイプライタの台数が 9 台位で、指数分布とみなされることを得た。

第 6 章は結論として、以上の結果を綜合して本研究によつて得られる成果を

示し、今後の研究方向について述べた。

第2篇においては、種々な点で有利と考へてれる三値信号通信系において重要な問題をまず第1章で説明し、その問題の一つである回路素子数の増大をある程度防ぐことができるトンネルダイオードを用いた三値論理回路について述べた。すなわち、定電流源で駆動された双対的単安定回路を三値論理回路の基本として、まず真理値を表現する方法をのべた。真理値1, 2, 3に対してパルスはそれぞれ、正, 0, 負、数値は、0, 1, 2を与える。これによつて、インバータ、三値増巾回路、サイクリングゲート、Mod 3加算器、キヤリー回路、 $J_k(x)$ -一致検出回路などの回路構成を示すと共に、パルストランスを使用しないインバータ構成についても述べた、次に三安定回路をトンネルダイオードを用いて構成し動作の検討を行つた。

第3章においては、以上に述べた三値論理回路を利用して、三値FDM-PCM端局装置および三値信号再生中継器について述べ、検討した。伝送する三値信号としては、微分三値とすることによつて直流バランスをとらうとしている。

第4章は結論として以上の結果を考へ、三値信号通信系の今後の研究目標について検討した。

結論においては、第1篇、第2篇に共通な今後の問題について述べた。

デジタル通信方式に関する研究

目 次

緒 論	1
第1篇 デジタルデータのダイナミック伝送方式	5
第1章 緒 論	5
第2章 デジタルデータのダイナミック伝送方式	8
2.1. 緒 言	8
2.2. 動的な整合	8
2.3. 非同時時分割多重通信方式	10
2.4. 試作デジタルデータのダイナミック伝送装置	12
2.5. プライオリティを持つ信号の伝送	17
2.6. 同期的な信号の実時間伝送	20
2.7. 多種情報のダイナミック伝送方式	24
2.8. 結 言	25
第3章 試作装置の動作の解析およびデジタル計算機 によるシミュレーション	27
3.1. 緒 言	27
3.2. 試作装置の動作の解析	27
3.3. 試作装置の動作の計算機によるシミュレーション	32
3.4. 検討および結言	34
第4章 デジタルデータのダイナミック伝送方式の解析	38
4.1. 緒 言	38

4.2.	伝送線路の通信速度が大きい場合の解析	38
4.3.	異ったプライオリティ順位を持つ端局群がある場合の解析	54
4.4.	呼の生起が伝送中の呼の状態に関係がない場合の解析	58
4.5.	結 言	60
第5章	テレタイプストのタイプする文字の時間々隔の分布	61
5.1.	結 言	61
5.2.	測定の方法	61
5.3.	測定結果	62
5.4.	合成された分布	63
5.5.	結 言	71
第6章	結 論	72
第2篇	三値信号通信方式	75
第1章	結 論	75
第2章	トンネルダイオードを用いた三値論理回路	77
2.1.	結 言	77
2.2.	単安定回路の定電流源駆動	77
2.3.	双対的単安定回路	78
2.4.	真理値の回路表現・ダイナミック方式	82
2.5.	インバータ、三値信号増巾回路	82
2.6.	サイクリングゲート	83
2.7.	Mod 3 加算器	84
2.8.	キヤリイ回路	86
2.9.	一致検出 $J_k(x)$ 回路	87

2.10.	AND, OR 回路	89
2.11.	三安定回路	90
2.12.	回路のトランスレス化および高速化	93
2.13.	結 言	94
第3章	トンネルダイオードを用いた三値PCM端局装置 および三値信号再生中継器	95
3.1.	結 言	95
3.2.	トンネルダイオードを用いた三値PCM端局装置	95
3.3.	トンネルダイオードを用いた三値信号再生中継器	98
3.4.	結 言	100
第4章	結 論	101
結	論	102
謝	辞	103
文	献	104
第1篇	文 献	104
第2篇	文 献	106

社会機構の巨大化，複雑化に従ってデジタルデータの通信量は著しく増加する。通信量の増加のみならず，通信系の信頼度もますます高めることが要求される。信頼度の向上には通信系の各々の素子の信頼度の向上を計ることも重要であるが，伝送信号の冗長度を減らすこと，また伝送系の利用率を高めることによつても向上を達成することができる。というのは伝送信号の統計的性質を利用して冗長度を減らしたり，伝送線路の利用率を高めることによつて誤りが発生した場合の影響は大きくなるが，その代り制御された冗長度，すなわち誤訂正あるいは検出符号における検査記号など，を附加することによつて信頼度を向上させることができるからである。

通信量の増加に関しては，現在使用されている通信系の容量をそのまま大きくするのは現在の非能率さをそのまま拡大するばかりで有効な方法であるとはいえない。従つて伝送系の利用率を高める通信方式を開発しなければならない。通信系の利用率を上げる一つの方法として，従来方式は一伝送系に一種の情報源しか考えていないのに対して，多種類の情報源からの信号を一つの伝送系で伝送することによつて，変動するパラメータを統計的に平滑を行う方法が考えられる。

音声信号やテレビジョン信号などの帯域圧縮についてはいろいろと研究がなされている。情報源の統計的性質を深く知ることによつて冗長さを除いてより能率的な通信を行うことも必要であるが，本論文では情報源群と伝送線路の整合を考えて能率的な通信を行う方式について述べる。

他の通信の能率的をはかる方法としては，より能率的な変調方式を採用する

ことがある。これらの能率的な通信方式を確立する研究は今後ますます重要になる。この観点に立つて本論文の第1篇と第2篇の研究がなされた。すなわち第1篇と第2篇は、より高能率の通信方式を求めるという目的でなされた研究の報告であり、本質的に同じ問題を取扱っているといえる。

第1篇は通信系の能率化を情報源群と伝送線路との整合をとることによって計っている。情報源の種類には、大別すると人間と、電子計算機などの機械とに別けることができる。人間という情報源は、大きな記憶容量を持っているが情報伝送速度は大きくない。それに対して、電子計算機などは、記憶容量は人間に比べて非常に小さいが、高い情報伝送速度を持っている。計算機間のデータ伝送に対する需要は将来ますます増大し、より高速の伝送系が要求される。当然、人間と人間の間通信も、人間と計算機の通信もますます量が増加するに従って、多数の人間と計算機、多数の人間相互間、計算機と計算機などの通信を能率よく行える通信系が要求される。すなわち、非常に異つたパラメータを持つ情報源群と伝送線路の整合をとり得る伝送系が要求される。この要求に対して、情報源の状態にダイナミックに適応できる方式を、関連発表論文⁽⁴⁾に示した方式を中心に述べている。

第2篇においては、現用の二値のデータ通信方式に比べて、より能率のよい通信を行うことができる三値信号の通信方式について述べる。

三値論理の有用性は周知のことであるが、実際的な面では二値論理に対して現在の段階ではすぐれているとはいえない。三値論理は、すでに1920年代に Post などによつて数学的に完成されたが、その展開は非常に複雑であり、また三値回路素子として適切なものが開発されていないことなどによつて、三値論理回路の研究はあまりなされていなかつた。

この論理回路構成上の不利を除き、三値論理の有用性を発揮することを目的

として、トンネルダイオードを用いて三値論理回路を構成することを考えた。関連発表論文⁽⁶⁾に示したのがこれである。まだこの論理回路が最適なものであるというにはほど遠いが、三値論理回路発展の端緒にはなり得ると思われる。

このトンネルダイオードを用いた三値論理回路を三値PCM通信系に用いることによつて、装置の簡単化と共に、伝送の高速化、実効的な伝送帯域の圧縮が可能になり、より高能率な通信系を実現できる。

関 連 発 表 論 文

- (1) 笠原芳郎，手塚慶一，長谷川利治，「デジタルデータ伝送方式の一試案」
信学会通信方式研専門委員会資料，昭和37年1月20日
- (2) 笠原芳郎，手塚慶一，長谷川利治：「試作デジタルデータ 伝送装置」
，信学会通信方式研専門委員会資料，昭和38年1月19日
- (3) 笠原芳郎，手塚慶一，真田英彦，長谷川利治，岩本喜直：「ダイナミック
データ伝送方式の解析」，信学会通信方式研専門委員会資料，昭和39年1
月23日
- (4) T.Hasegawa, Y.Tezuka and Y.Kasahara, : "Digital data dy-
namic transmission systems," IEEE Trans.on Communication
Technology, Sept.1964
- (5) 長谷川利治，長岡良富，手塚慶一，笠原芳郎：「トンネルダイオードを用
いた三値論理回路」，信学会電子計算機研委員会資料，昭和39年7月23
日
- (6) 長谷川利治，長岡良富，手塚慶一，笠原芳郎：「トンネルダイオードを用
いた三値論理回路」 信学誌，47巻・10号，昭和39年10月58～64頁

- (7) 長谷川利治 , 池田昌禧 , 手塚慶一 , 笠原芳郎 : 「トンネルダイオードを用いた三値 P C M 端局装置」 , 信学会全国大会 , 昭和 39 年 11 月

第1篇 デジタルデータのダイナミック 伝送方式

第1章 緒 論

将来の通信系が対処しなければならない問題の一つである変動のあるパラメータを持つ情報源と伝送線路との整合問題については Filipowsky および Scherer (1) が、将来の通信系が持たなければならない能力として、「動的な整合」" Dynamic Matching " を情報源群と伝送線路との間にとり得ることをあげている。動的な整合とは、通信系の制御不可能なパラメータの変動に対して、制御可能なパラメータを適応させて整合をとることである。Filipowsky および Scherer (1) は、「動的な整合」の種々の段階として、" Demand Matching " , " Branch Matching " , " Link Matching " や " Network Matching " などについて述べているが、これらの整合をとる通信方式については、すべて示唆したにとどまっている。

ごく幼稚な段階で、「動的な整合」をとろうとしている通信方式に、米国の電信会社、Western Union の Varioplex System がある。これは、一つの電報のみを送信している時は従来の電信と同じであるが、同時に二通の電報を送信しなければならない時には、先着の電報を送信し終つてから、次着の電報を送信するのではなく、次着の電報が到着したら、二つの電報を各々の電報としては、前の半分の伝送速度で同時に送信する方式である。

Filipowsky と Scherer (1) によれば、米国における実際のデジタル通信の量は、デジタル通信網の持つ理論的な通信容量の2%以下であると述べているが、将来の増大する通信量に対処するためには、回線数の増加も必要であるが、この様な低い利用率をあげることが最も有効な方法であると考えられ

る。この様な観点から，デジタルデータのダイナミック伝送方式が考えられ提案⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾ 試作され⁽⁶⁾，実用化に際しての設計指針と一部の資料が示されたが，それが第1篇である。⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾

本篇においては，将来のデジタルデータ伝送方式が，データ伝送の需要の増大，種類の多様化に適應するために，持たなければならない能力である「動的な整合」をとることの必要性について述べ，「動的な整合」の一つである

「要求に対する整合」について説明し，それを實現するための基本的な方式，非同期時分割多重通信方式についてのべる⁽³⁾。この非同期的分割多重方式を採用して，デジタルデータのダイナミック伝送方式を實現する装置を試作し⁽⁶⁾これを改良することによつて，周期的な伝送を要求する信号を伝送したり，プライオリティ伝送を行うことができる方式を實現することができる。またこれらを総合して，多種類の情報のダイナミック伝送を行う方式を示した。⁽¹¹⁾

試作した装置の動作を統計的平衡の概念を利用して解析し，また，デジタル計算機によつてモンテロルロシミュレーションを行つた。この結果により，呼の長さの分布を指数分布，あるいは一定分布として解析またはシミュレーションを行つても，大きな誤差があらわれないことが示された。またこの解析を拡大し，より一般的な場合のための設計資料を得るための解析を行い，数々の数値計算例を示した。これらの解析を利用し，プライオリティ伝送を行う際のプライオリティの低い信号の伝送時間の延びを求める式を導いた。また，情報源としてテレタイプライターが含まれている場合⁽¹²⁾，従来のように，テレタイプで紙テープをパンチし，パンチされたテープをテープリーダーで読みとつて送信するのではなく，直接テレタイプライターの出力をいくつかをまとめて伝送線路へ送り出す場合，パンチが打出す文字列の時間々隔の分布，1秒間あたりの文字数，異つた文字列を合成した場合の分布など知る必要が生ずるが，これらを

実測により示した。

将来，伝送線路数の増加，高速化を考えると，伝送線路を多く敷設するよりも，端局装置を高度化することに務める方がより経済的であることは当然である。

第 2 章 デジタルデータの ダイナミック伝送方式

2.1. 緒 言

現在のデジタル通信に対する端局装置や伝送線路などは、将来の通信要求量の増加、通信形態の複雑化に対応できなくなることは明白である。これらの趨勢に対して現在の施設の容量や能力をそのまま大きくするのではなく新しい通信系を構成する努力がなされはじめた。米国における " Conference on Data System Language " (CODASYL) や " CCITT " における " Working Party 43 " などの設立にはじまり、種々の研究機関が働きはじめたが、これらの活動により現在使用されている施設は将来の大きな通信系の一部分の役割りを果すにすぎなくなると予見されるに至った。

現用の通信系に代る通信系に要求される能力の一つに「要求に対する整合」を情報源と伝送線路の間にとり得ることがあるが、非同期時分割多重通信方式を基本とするデジタルデータ伝送方式がこの「要求に対する整合」をとることを示す。すなわち、非同期時分割多重通信方式により従来と同じ方式の同期時分割通信も行え、また一部の信号にプライオリティを附加して伝送することが可能になる事より、多種類の情報源からの異つたまた変動するパラメータを持つ情報を一つの伝送系で伝送できることを示す。「要求に対する整合」は「動的な整合」、(Dynamic Matching) の一種であることから本章でのべるデジタルデータ伝送方式をダイナミック伝送方式と名附けた。このダイナミック伝送方式を実現する装置を試作し、その発展性について述べている¹⁹⁾

2.2. 動的な整合

現用のデータ伝送系ではトラフィック量の変動や信号の伝達媒体の伝達特性、雑音の状態などの時間的変動に対して、伝送系のパラメータを変化させることによつて追隨していくのではなく、予めトラフィック量や伝送線路の状態の変動を予想し、それらの最悪の状態を仮定しその場合に応じられる様に通信系を設計する。従つて非常に多くの場合通信系が使用されていないと云う事態をひきおこす。

この非能率を避けるためには通信系を最も厳しい条件に対応できるように固定してしまふのではなく、通信系を瞬時瞬時の条件に対応させ得る適応性を持たせなければならない。このためには、通信系の節点(Node)、すなわち、中継局や端局など、において各々の節点においては制御できないパラメータ、例えば到着する情報の通信量、線路の状態など、の変動に適応するためにその節点において制御できるパラメータ、例えばタイムスロットの割当など、を変化させる。この様な整合が「動的な整合」(Dynamic Matching)と定義されている。(1)

「動的な整合」には種々の段階が考えられる。「要求に対する整合」、" Branch Matching " , " Link Matching " , " Network Matching " などである。「要求に対する整合」は、種々の情報源からの変動するパラメータを持つ信号を同一種の伝送線路で伝送する場合、各々の情報源からの信号をビット毎ではなく、文字毎に編成し、伝送線路に送り出す順序を決定して行くことである。この際、すべての情報源は実際に送り出すべき情報があるときのみ出力を出すようにしなければならない。すなわち、音声信号などを伝送するとき、実際に音声が発せられている時だけ信号を出さなければならない。これにより、動的に多種の情報源と伝送線路の整合をとることができる。

2.3. 非同期時分割多重通信方式

従来の時分割多重伝送方式においては、送信端局に発生した呼はその保留が終了するまで特定の通話路が割当てられ、その通話路を占有して送信されるが、本報告では、筆者等が提案して来た発生呼がその終了まで同じ通話路が割当てられるとは限らない非同期方式⁽⁴⁾⁽⁵⁾を採用したデジタル・データ伝送方式について述べる。⁽⁶⁾⁽¹³⁾

実時間伝送が要求されていない通信系において、ある送信端局に呼が発生すると、その時伝送されている他の送信端局の信号のブロックに割込んで発生呼の信号ブロックを送信する方式を本装置に適用した。今端局 1, 2, 3, ..., n, ..., N があつて、端局 1 のみが信号を伝送している場合は、図 2.1(a) に示すごとく、信号パルス・ブロック(1)を送信局を示すアドレス・パルス群 a_1 と共に続けて伝送する。もし

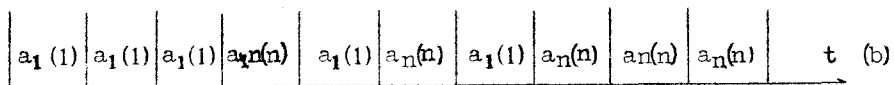
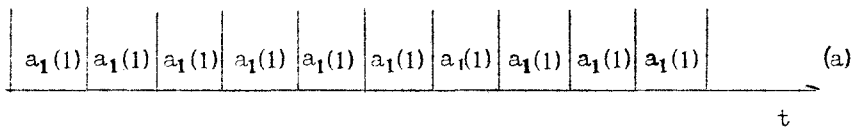


図 2.1. 信号ブロック伝送状態の例

$a_1(1)$ が伝送されている時に端局 n に呼が発生したとすると、その局のアドレス・パルスおよび信号パルス・ブロック $a_n(n)$ は図 2.1(b) に示すごとく送信局 1 の送信々号ブロック $a_1(1)$ の間に割りこんで伝送される。一方の呼が終了すれば、残つた方が続けて伝送される。従つてこの方式では送信および

受信端に記憶機能を持たせなければならない。

この方式と従来の同期多重方式および多重化しないで呼の発生順に一つの回線で送信する方式を、発生した呼の待合せ時間及び終了時間の期待値について、回線の有効使用率と共に比較検討する。(5)

待合せ時間の期待値については、従来の同期方式では走査されるまで待つが、その値は呼の保留に対して無視し得る程小さい。割込み方式では、呼の発生していない送信局の為に通話路をあけておかずに信号をすき間なしに送信する為に、待合せの時間の期待値はより小さい。多重化しない方式での平均待合せ時間 ω は、

$$\omega = W \quad a, \tau, f(A), F(T)$$

a : 単位時間に発生する呼数の平均。

τ = 呼の平均保留時間。

$f(A)$: 呼の発生の分布。

$F(T)$: 呼の保留の分布。

で決定される値となり、無視できない。一方、呼の完了する時間の期待値は呼が発生した時刻を基準に考えると、従来の同期多重方式では、多重化しない方式ではこの期待値を T とすると、 $T = \omega + \tau$ となる。非同期割込み方式では、待時間はないかわりに、多重化しない方式の待時間分と、伝送中に割りこまれるだけ伝送終了時間が延びることになる。回線の有効使用率については、どの方式においても、トラフィックによつてきまるが、多重化しない方式および非同期割込み方式では、呼が全くない時以外は100%回線を利用しているのに対し、同期多重方式では、送信通話路数 N に対してトラフィックが $N - \text{erlang}$ 以上でなければ必ず無駄な回線が存在する。このようなトラフィックに対して多重化しない方式では待合せが非常にながくなる

が、非同期割込み方式では同期多重方式と殆んどかわらない回線有効使用率が得られる。すなわち、非同期割込み方式ではトラフィック量の変動にある程度適応できる。

その他の非同期割込み方式の特徴としては、送信端においての記憶容量を小さく出来ることがある。この記憶容量は送信端局への入力装置によって決定される。入力装置の情報変換速度が情報の伝送速度によりおそければ記憶容量を1ブロック分だけですませ得ることもある。またこの非同期割込み方式では、ある送信々号にプライオリティを持たせることが可能になる。

以上の観点から、本方式に採用される非同割込み方式多重通信方式はトラフィック量が大きく変動する系、種々の入力装置を持つた系に利用すれば、能率のよい通信を行うことができる。

2.4. 試作デジタル・データのダイナミック伝送装置

試作デジタル・データ伝送装置の送信側のブロック・ダイアグラムを図

2.2に示す。(6)(3) いま送信局(1)に呼が生起したとすると、呼発生信号が C_1

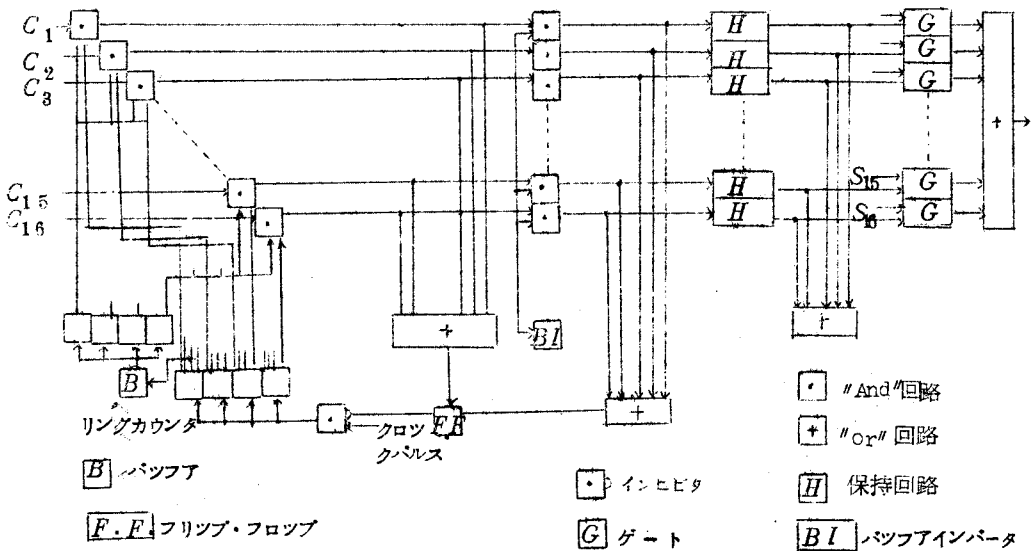


図 2.2 送信側

に加えられる。一方16進リング・カウンタの出力が呼発生信号の加えられている一致回路にまわつて来た時その一致回路より出力が得られ、一部分が" or "回路を通じてフリップ・フロップをセットし、リング・カウンタにクロック・パルスを加えていたインヒビタにインヒビット入力を加えリング・カウンタの出力が呼発生信号が加えられている一致回路に止めておくようにする。従つて一つの呼が処理されている間は他の呼が発生しても、前の処理中の他の処理がすむまで待たされることになる。リング・カウンタを止めた一致回路の出力は次段の一致回路に加えられる。この一致回路の他の入力としては、一つ前の呼の伝送信号がまだ送信中であれば0信号、すでに終了していれば1信号が加えられる。この一致回路に前段の一致回路の出力が得られ、この出力が次の保持回路をトリガすると同時に、" or "回路を通じてインヒビタにインヒビット入力を加えていたフリップ・フロップをリセットし、再びリング・カウンタにクロック・パルスを供給し、次の呼を走査し始める。保持回路が保持している間、その出力の一部が" or "回路、バッファ・インバータを通じて、保持回路をトリガした一致回路の一つの入力として加えられる。またこの保持回路の出力が次段のゲートを開き、記憶していた信号を2進のアドレス・パルスと共に送り出す。保持回路の保持時間は、信号の1ブロックとアドレス・パルス群を加えた時間である。従つてリング・カウンタへのクロック・パルスの繰返えし周波数を充分高くしておくと、1端局のみが呼を保留しているならば、その端局の信号が続いて送信され、その時他の局が呼を発生したならば、両局の信号が1ブロックずつ交互にリング・カウンタで走査される順に送信されるようになる。

図2.3.は最終段のゲート回路の出力の、1個の呼だけが伝送中の場合を示し、図2.4.は2個の呼を伝送中の場合を示している。これにより、ゲートが

受信側のブロック・ダイアグラムは図 2.5. に示される。受信された信号に

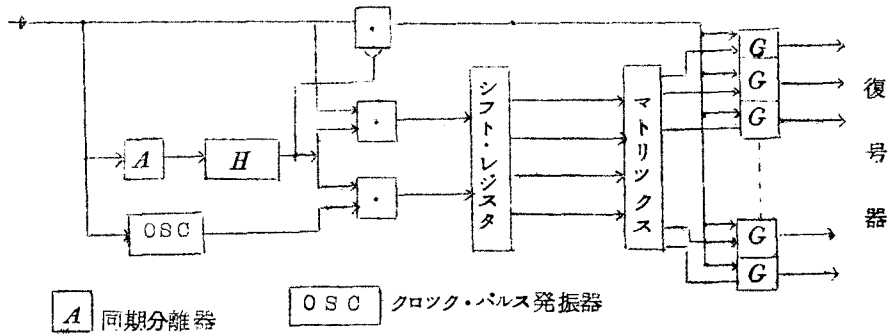


図 2. 5. 受 信 側

よつてビット同期を取るためのクロック・パルス発振器を制御する。また各信号ブロックを分離するための同期信号が分離される。本試作装置の同期パルスとしては、信号パルスよりは幅の広いパルスを使用する場合と、信号パルスより振幅の大きいパルスを使用する場合の二つを考慮している。分離された同期パルスは、丁度アドレス・パルス群のながさと等しい間保持出来る一安定回路をトリガする。この一安定回路の出力は、2個の一致回路と1つのインヒビタに加えられる。受信された信号は、一安定回路の出力がインヒビタにインヒビット入力として加えられるため、アドレス・パルスは最終段の一致回路には加えられず、信号パルス群のみが加えられる。また2個の一致回路の中の一つは、次段のシフト・レジスタへアドレス・パルス群のみを加え、一つの一一致回路はシフト・レジスタにシフト・パルスを、アドレス・パルス群を直列から並列に変換するのに必要かつ充分なだけ加える。並列になったアドレス・パルスはマトリックス回路に加えられ、2進信号から信号に対応した唯一の出力が得られ、次の最終段のゲートを開く。シフト・レジスタによつて、アドレス・パルスが直列に変換されている間、マトリックス回路は変換段階に従っていろいろの出力を出していて次のゲートに加えられる

ち、即刻に伝送される事が要求される場合、その呼が発生し自局が走査されると以後は、その局の信号のみを送信し、その間他の信号はすべて待たせておく。この方式を実現するブロック・ダイアグラムを図 2.9. に示す。(6)(13)

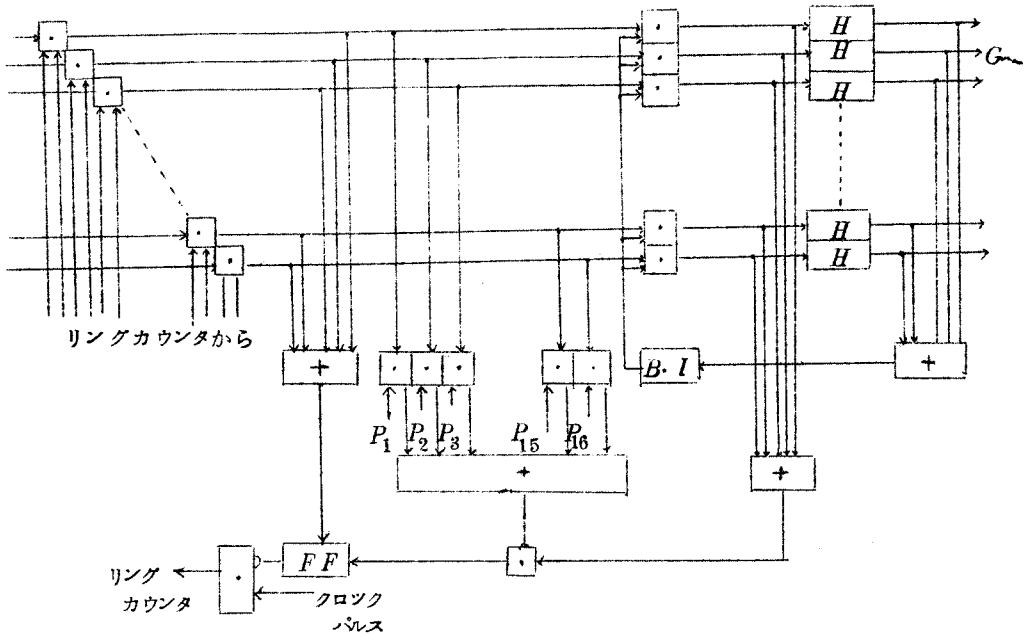


図 2.9. プライオリティ伝送を行う場合の送信側

図 2.2.における、リング・カウンタへのクロック・パルスインヒビットするフリップ・フロップのリセット信号を一旦もう一つのインヒビタを通してから、フリップ・フロップに加える。プライオリティ要求信号 P_n を新設の一致回路に加え、自局が走査されると同時にこの一致回路の出力を " or " 回路を通じて新設のインヒビタへインヒビット入力として加え、フリップ・フロップへのリセット信号をインヒビットしてしまふ。従つてプライオリティ信号 P_n がなくなるまで、リング・カウンタは動作せず、プライオリティを要求した局の信号のみが送信されることになる。図 2.9. に示した方式では、プライオリティを要求しても自局が走査されるまで待たねばなら

ない。受信側は図 2.5.に示すものをそのまま利用すればよい。

より高い回線有効率を得るために、ある種のトラフィック量に関する条件がみたされているならば、実時間伝送を行っている回線に同時に実時間伝送を要求しない信号を伝送することが考えられる。すなわち、図 2.10. に示すよ

うな方式を用い
 プライオリティ
 要求信号を周期的
 に出せばよい
 図 2.9.において
 新設された一致
 回路のかわりに
 一方方向性回路を
 使用する。ある
 局が伝送にプラ
 イオリティを要
 求すると自局の

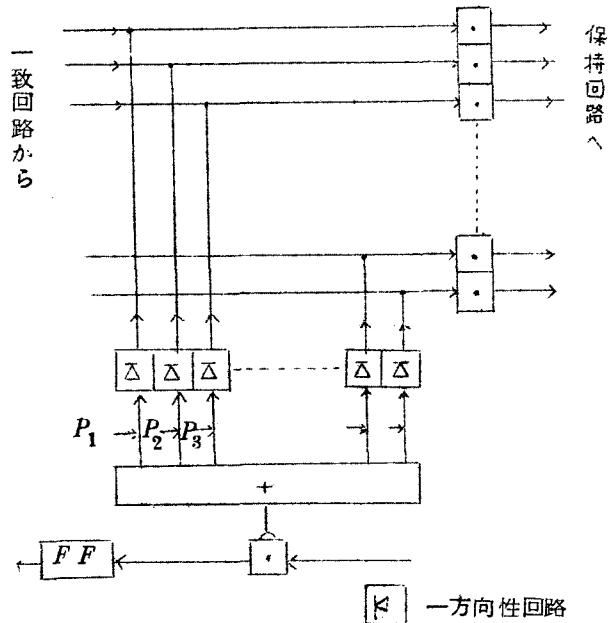


図 2.10. より高いプライオリティ伝送を行う場合の送信側

一方方向性回路には 1 信号，残りの他局全部に 0 信号が加えられる。従つて，自局が走査されるまで待つのではなく，プライオリティを要求した時に伝送中のブロックが送信終了と同時に，プライオリティを要求した信号が伝送されはじめる。実時間伝送を要求する場合には，このプライオリティ要求信号を周期的に出せばよい。しかしこの場合，プライオリティ要求信号を出した時に他局の信号ブロックが伝送中かどうかによつて，実時間伝送を要求している端局の送信々号が，最大 1 信号ブロックの間までおくれることが考えられる。実時間伝送を要求する情報源が音声のようなものであれば，ある程度

のジッタは許容されると考えられる。実時間伝送を要求する端局が決つていれば、図 2.2 に示されているその局の保持回路のかわりに、トリガされた位相で発振する回路等を用いれば、前述のジッタをさけることができる。

受信側については、全然改良の必要はなく、試作装置をそのまま利用することができる。

2.6. 周期的な信号の実時間伝送

実時間伝送を要求する端局がきまつていて、信号が周期的に出される場合図 2.2 に示された保持回路のかわりに、トリガされた位相で発振する回路を用いればよいが、ここでは、実時間伝送を要求する端局数に対して、通話路数が小さい場合について考える。(3) これは、端局数に対して通話路数の小さい従来の時分割方式と似ている。この方式と 2.3 に示された方式を組み合わせることにより、より広い情報源の種類に分散することが可能になる。

送信側において空通話路を撰択し、最初に発信々号に続いて各送信局に固有のアドレス・パルス群を附加し、次の周期の同位相の位置から信号パルスを送信し、送信が終了すると、停止信号を送れば、送信局を受信側で間違えずに信号を伝送することができる。この場合、生ずる損失は、発信々号か、発信停止信号に使用されるパルス数の多い方の数のパルスを信号として使用出来なくなることと、最初と最後の周期には信号を送らないという損失がある。もし、送信が充分長いと、後者の損失は非常は小さくなる。また、発信および停止信号パルス数を信号パルス数に比べて小さくすれば、前者の損失も少くなる。このような損失を無視して考えれば、電話交換機のトラフィック理論をあてはめて、呼損率を計算し得る。

即時式の場合では、送信局数 N 、通話路数 n 、送信局の呼量、すなわち、平均保留時間あたりの生起呼数の平均、 a 、呼損失を B とすると、

$$B = \frac{\binom{N-1}{n} \left(\frac{a}{N-a}\right)^n}{\sum_{r=0}^{n-1} \binom{N-1}{r} \left(\frac{a}{N-a}\right)^r}$$

(但し, $B = 0.01 \rightarrow 0.001$)

$B = 0.01$ 以下になる呼量 a は, $n = 8$ とすると, $a = 3$ となる。すなわち送信局数 15, 呼量 3 なる場合, $n = 8$, としても, 呼損失 B は 0.01 以下になる。待時式とすれば, 待時間を要する確率は 0.01 以下になる。

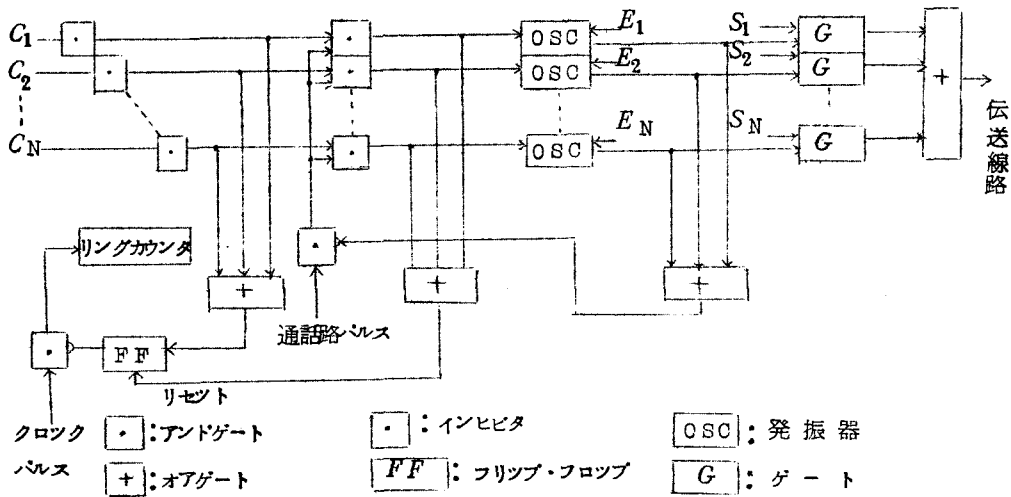


図 2.11. 送信側

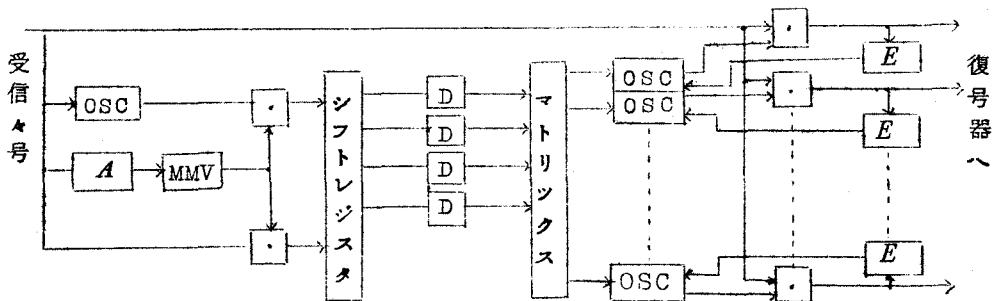


図 2.12. 受信側

図 2.1 1 , 図 2.1 2 にこのような方式を実現するための端局装置を、ブロック・ダイアグラムで示す。図 2.11 は送信側を示している。いま、送信局(1)に呼が生起した場合、呼発生信号は C_1 に加えられる。一方、リング・カウンタでは、一個の(1)を示す信号が、クロック・パルスによつてまわつていてその(1)信号の出ている一致回路に來た時、呼発生信号は次に送られる。この信号の一部は、フリップ・フロップをセットし、インヒビタに禁止入力として加えられ、リング・カウンタへのクロック・パルスを停止させ、リング・カウンタの働作を停止する。したがつて、一つの呼が次段に送られている時他の呼が発生しても、進行中の呼が出線を撰択捕捉するまで、待たされる。この一致回路部の出力の他の部分は次段の一致回路に加えられる。この一致回路の他の入力としては、 $8 \times f_s$ (kc), ($f_s =$ 信号の周期), の通話路パルスが加えられ、両者が最初に一致した時の出力で発振器をトリガし、また、リング・カウンタのクロック・パルスを停止させていたフリップ・フロップをリセットし、再び、リング・カウンタを動作させる。したがつて、この一致回路に加えられていた前段の一致回路の出力はなくなる。発振器は、トリガされた位相で f_s kc のパルスを発振する。この発振器の出力の一部が、インヒビタの禁止力となり、通話路パルスの中、この発振器の出力と一致するパルスが停止される。これによつて、同一の通話路には一個の送信局の信号しか同時に送れないように出来る。この発振器の出力で、送信局(1)の信号 (S_1) をゲートし、アドレス・パルスが附加されて送信される。呼が終了すると、終了信号 (E_1) により、発振器がリセットされ、発振は停止し、通話路パルスの中、この発振器によつて、停止されていた部分が回復される。

以上の方法で空通話路が自動的に撰択・捕捉され、各送信局に固有のアドレス・パルスが附加され送信される。呼が発生して、空通話路が撰択・捕

捉されると、最初に発信々号が送られ、続いて、アドレス・パルスが送信される。送信々号は次の周期から送られる。そして、最後の送信々号を送つて後、次の周期に終了信号が送られる。このような送信方式に対して、受信側では、図 2. 12. に示すようなブロック・ダイヤグラムで、受信と送信局の識別が行われる。

受信々号は、同期分離器 A で通話路の区切りを示す同期信号が分離され、クロック・パルス発振器を制御すると同時に、発信々号識別器 S に加えられ、発信々号が識別される。発信々号識別器の出力は、次の一安定マルチに加えられ、この出力がアドレス・パルスの時間長だけゲートを開き、アドレス・パルスをシフト・レジスタへ加える。シフト・レジスタは直列に入つて来たアドレス・パルスを並列にし、並列になつたアドレス・パルスは、それぞれ遅延回路に送りこまれる。この遅延回路の出力は、マトリックスに加えられそれぞれのアドレス・パルス群に対応した 1 個の出力としてあらわれる。この出力が、発振器をトリガし、 f_s kc のパルスを、トリガされた位相で、発振する。この発信器の出力パルスで、受信々号をサンプルすれば、送信局を間違えずに受信することができる。

シフト・レジスタとマトリックスの間にある遅延回路の遅延時間は、マトリックスの出力によつてトリガされた発振器の出力パルスの最初のパルスがアドレス・パルスが送られた通話路の周期に一致するように定められている。送信々号が終つて終了信号が受信されれば、終了信号識別器 E が働き、出力を発振器のリセット・入力として加え、発振を停止させる。

デジタル化した音声信号を送信する場合には、通常の PCM 信号を送信するような場合であれば、ここに述べた方式が有効と考えられるが、音声信号がない場合でも信号を送信している PCM 信号などは、「動的な整合」を

とる点からは望ましくない。

2.7. 多種情報のダイナミック伝送方式

信号の伝送を要求する情報源の増大・多様化や複雑化などに従って、同一の通信系で多種多様の情報を伝送することが要求される。(11)(13)

これまで述べてきたデジタルデータのダイナミック伝送方式の主眼はこの要求をみたすことである。すなわち、多種の情報源と伝送線路の「動的な整合」をとることである。

実時間伝送を要求する信号には最高位のプライオリティを与え、実時間伝送を要求しない信号に対しては、情報源の要求に従って次位から最下位までのプライオリティを与える。図 2.13. は多種情報のダイナミック伝送方式の

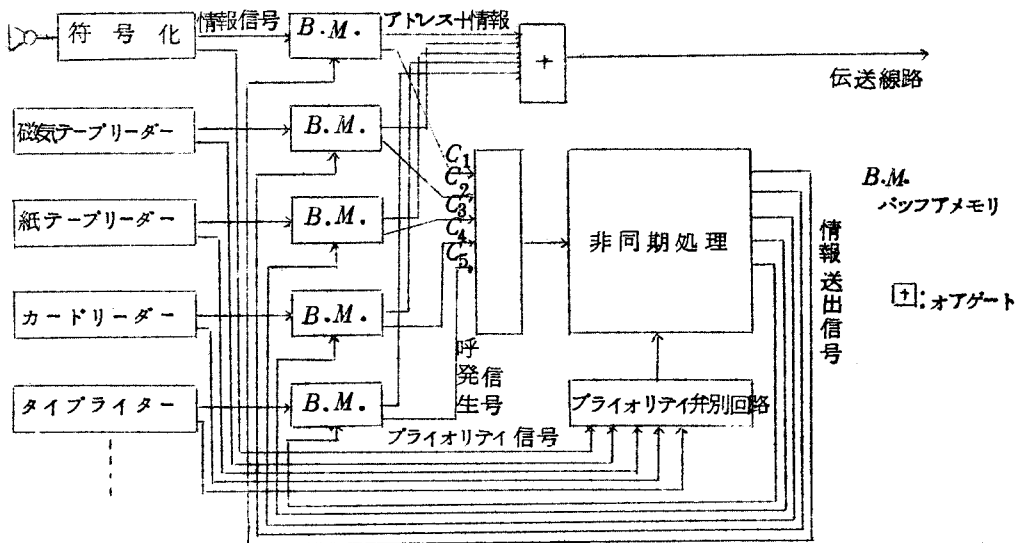


図 2.13. 多種情報のダイナミック伝送方式
ブロックダイアグラム

一例を示す。ある情報源からの信号がバッファ記憶装置に記憶され、伝送準備ができると、呼発生信号が呼発生信号走査回路に加えられる。その信号に対するプライオリティ要求信号がプライオリティ信号走査回路に加えられ、

プライオリティ弁別回路に加えられる。勿論，実時間伝送を要求する信号の全トラフィック量はいつでも伝送線路の容量よりも小さくなければならない。呼発生信号走査回路で走査され検出された呼発生信号は，プライオリティ順位に従って非同期時分割回路で与えられたタイムスロットを検出する。信号にタイムスロットが割当られると，非同期時分割回路より情報送り出し信号がバッファに加えられ，情報が伝送される。アドレス信号は情報信号が伝送される時に附加される。

バッファの記憶容量は情報源のパラメータによつて影響される。プライオリティの低い信号は，バッファに多くたまりがちになるが，バッファから信号があふれる寸前にその信号に高いプライオリティを与えればバッファの記憶容量を節約することができる。図 2. 13. に示したダイナミック伝送系は各々の情報源が専用のバッファを持つている場合を示している。情報源の種類によつては，バッファを各情報源が持つより，共通のバッファを持つ方が良い場合がある。

音声信号が情報源に含まれている場合，音声信号を一定周期で標本化し量子化しデジタル信号にするのではなく，" Extremal Coding " (14) などを採用すべきである。すなわち，デジタル信号は実際に音声信号が出された時だけデジタル信号が出されるべきである。

一般的にこのダイナミック伝送方式を解析することは非常に困難であるので，計算機によるシミュレーションによつて，各々の場合の最適伝送系を設計する資料を得なければならない。

2. 8. 結 言

本章ではデジタルデータのダイナミック伝送方式を採用するべきであるとした根拠である「動的な整合」，またその一種である「要求に対する整合」

を将来のデータ伝送系がとらなければならなくなることを述べ、それを実現するための基本的な方式である非同期通信方式について説明し、これを用いて試作したデジタルデータのダイナミック装置を示した。この装置を基本にしていろいろの改良を加えていけば、プライオリティを持つ信号の伝送や実時間伝送を要求する信号などを伝送することが可能になり、多種の情報源と伝送線路との「動的な整合」をとることができることを示した。これらの方式は将来のデジタル通信系に採用されれば非常に大きな利得をもたらすものと考えられる。

第 3 章 試作装置の動作の解析およびデジタル

計算機によるシミュレーション

3.1. 緒 言

前章で述べたごとくダイナミック伝送方式を採用することによつて待合せ時間が無視できる代りに伝送終了時間が延びる。ダイナミック伝送方式を採用するにあつては伝送時間の延び率の期待値、伝送線路の利用率などを知らなければならない。勿論一般的にこれらを求めることは不可能なので二・三の仮定の下で解析的に求め、次に少し異つた仮定の下でデジタル計算機によるシミュレーションによつて求める。解析的に求めた結果とシミュレーションによつて求めた結果を比較することによつて、情報源よりの信号の長さの分布が Erlang 分布であると仮定すれば、 k 定数の値に関係なく、 $k=1$ 、とにおいて解析的に求めても大きな誤差が生じないことが判明した。すなわち、情報源よりの信号の保留時間の分布を指数分布と仮定して解析した結果と、一定の長さとして仮定したシミュレーションの結果は大きな差が得られなかつた。これによつてもこのダイナミック伝送方式が入力情報のパラメータの変動に整合できることが示される。

3.2. 試作装置の動作の解析

試作装置を設計するにあたり、第 2 章 2.3 に述べたように一応情報源からの信号の通信速度がすべて一定で、一情報源からの信号の通信速度が伝送線路の通信速度と等しいとした。従つてこの条件の下で次の仮定を行つて解析を行う。(9)(10)(13)

(1) ある情報源からの呼は、その呼の前の呼の伝送が終了した後、指数分布

に従って到着する。

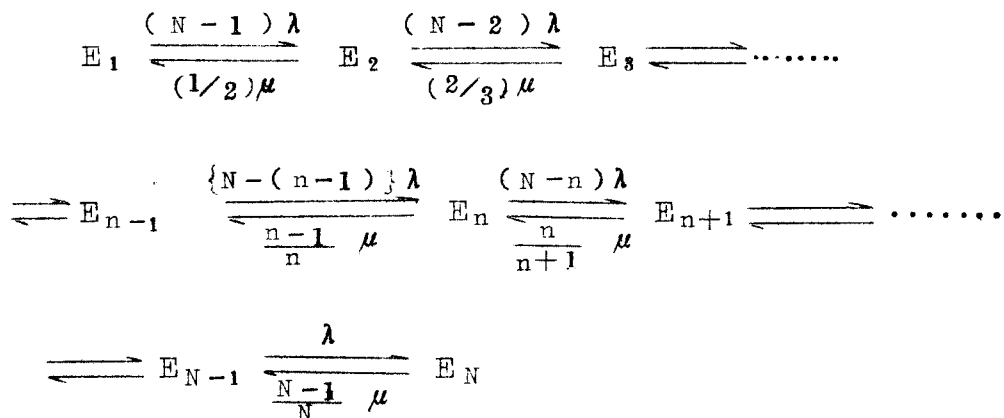
(2) 各々の情報源からの信号群，すなわちアドレス信号と情報信号よりなる信号の長さはすべて一定である。

(3) 各々の情報源からの呼が持つ信号群の数は指数分布を持つ。

以上の仮定の下でまず伝送時間の延び率の期待値を求める。

λ はある情報源が呼を生起できる状態にある場合の単位時間あたりの呼の生起数を示し， N は情報源の数を示すとす。従つて， n 個の情報源が信号を送信中，単位時間にもう一個の呼が生起する確率は， $(N - n)\lambda$ ，で示される。また， μ は単位時間に伝送線路へ送り出され得る呼の平均数を示すとすると，ある呼を送り出し始めた直後に n 個の呼が伝送中で，次の単位時間に今送信開始された呼を除いた他の呼の中一つが伝送を終了する確率は $\mu(n - 1) / n$ ，で示される。

伝送時間の延び率の期待値を求めるために次の遷移状態図および遷移確率を考える。



ここにおいて， E_n はある呼が発生した直後に n 個の呼が伝送中である状態である。今統計的平衡状態を仮定すると次式を得る。(19)

$$\lambda(N - 1)Pr_1 - \frac{1}{2}\mu Pr_2 = 0 \quad \dots\dots\dots \quad (3.1.)$$

$$\lambda \{N - (n-1)\} P_{n-1} + \frac{n}{n+1} \mu P_{n+1} - \left\{ \lambda(N-n) + \frac{n-1}{n} \mu \right\} P_n = 0 \quad (n=2,3,\dots,N-1)$$

..... (3.2.)

$$\lambda P_{N-1} - \frac{N-1}{N} \mu P_N = 0 \quad \text{..... (3.3.)}$$

ここにおいて、 P_n はある呼が生じた直後、 n 個の呼が伝送中である確率である。従つて、

$$\sum_{n=1}^N P_n = 1 \quad \text{(3.2.) 式より}$$

$$\lambda \{N - (n-1)\} P_{n-1} - \frac{n-1}{n} \mu P_n - \left\{ \lambda(N-n) P_n - \mu \frac{n}{n+1} P_{n+1} \right\} = 0$$

この式と (3.1.) 式より、

$$\lambda \{N - (n-1)\} P_{n-1} - \mu \frac{n-1}{n} P_n = 0$$

従つて、

$$P_n = \rho^n \frac{(N-n+1)}{n-1} P_{n-1}$$

$$= \rho^{n-1} \cdot n \cdot \frac{(N-1)!}{(N-n)!} P_1 \quad \text{..... (3.4.)}$$

ここにおいて

$$\rho = \frac{\lambda}{\mu}$$

従つて、

$$\sum_{n=1}^N \rho^{n-1} \cdot n \cdot \frac{(N-1)!}{(N-n)!} P_1 = 1$$

故に、

$$P_1 = \frac{1}{\sum_{n=1}^N \rho^{n-1} \cdot n \cdot \frac{(N-1)!}{(N-n)!}} \quad \text{..... (3.5.)}$$

(3.5.)式を(3.4.)式に代入すると，

$$P_n = \frac{n \cdot \rho^{n-1} \frac{(N-1)!}{(N-n)!}}{\sum_{n=1}^N n \cdot \rho^{n-1} \frac{(N-1)!}{(N-n)!}} \dots\dots\dots (3.6.)$$

伝送時間の延び率の期待値，Lは，

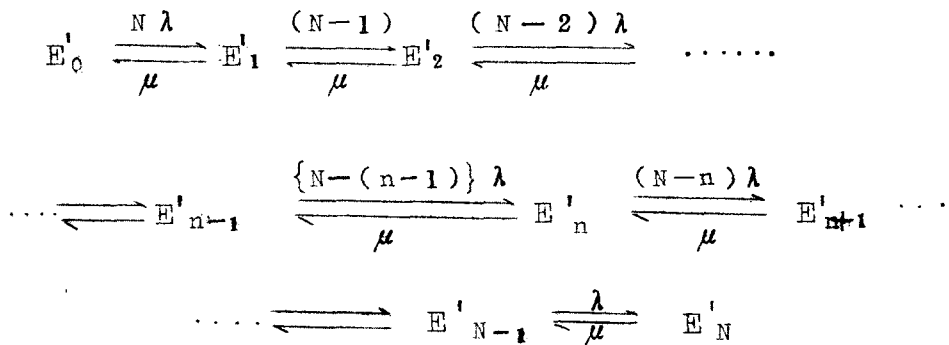
$$L = \sum_{n=1}^N n \cdot P_n$$

$$= \frac{\sum_{n=1}^N n^2 \rho^{n-1} \frac{(N-1)!}{(N-n)!}}{\sum_{n=1}^N n \cdot \rho^{n-1} \frac{(N-1)!}{(N-n)!}} \dots\dots\dots (3.7.)$$

で示される。

次に伝送線路の利用率を求める。

伝送線路の利用率は，前述の仮定の下では，伝送線路が全く使用されない確率を求め，1から引けばよい。今，n個の呼が伝送中であるとすると，単位時間に1個の呼の伝送が終了する確率は $(n/n) \cdot \mu = \mu$ である。従つて，次の遷移確率および状態図を得る。



ここにおいて、 P'_n は n 個の呼が伝送中である状態である。今、統計的平衡を仮定すると次式を得る。

$$\lambda \cdot N \cdot P'_0 - \mu P'_1 = 0 \quad \dots\dots\dots (3.8.)$$

$$\lambda \{N - (n-1)\} P'_{n-1} + \mu P'_{n+1} - \{\mu + \lambda(N-n)\} P'_n = 0$$

$$(n = 1, 2, 3, \dots, N-1) \quad \dots\dots\dots (3.9.)$$

$$\lambda P'_{N-1} - \mu P'_N = 0 \quad \dots\dots\dots (3.10.)$$

ここにおいて、 P'_n は n 個の呼が伝送中である確率である。従つて、

$$\sum_{n=0}^N P'_n = 1 \quad \dots\dots\dots (3.11.)$$

(3.8.) 式および (3.9.) 式より、

$$\lambda(N-n)P'_n - \mu P'_{n+1} = 0$$

$$(n = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad \dots\dots\dots (3.12.)$$

従つて、

$$P'_{n+1} = \frac{\lambda(N-n)}{\mu} P'_n$$

$$= P^{n+1} (N-n) \{N-(n-1)\} \{N-(n-2)\} \dots (N-1) N P'_0$$

$$= P^{n+1} \frac{N!}{(N-n-1)!} P'_0$$

すなわち、

$$P'_n = \rho^n \frac{N!}{(N-n)!} P'_0$$

$$= n! \rho^n \binom{N}{n} P'_0 \quad \dots\dots\dots (3.13.)$$

(3.13.) 式を (3.11.) 式に代入すると、

$$\sum_{n=0}^N P'_n = \sum_{n=0}^N \rho^n n! \binom{N}{n} P'_0 = 1$$

従つて、

$$P'_0 = \frac{1}{\sum_{n=0}^N \rho^n n! \binom{N}{n}}$$

P'_0 は伝送線路が利用されない確率であるから伝送線路の利用率， G は次式で求められる。

$$G = 1 - P'_0 = 1 - \frac{1}{\sum_{n=0}^N \rho^n n! \binom{N}{n}} \quad \dots\dots (3.14.)$$

3.3. 試作装置の動作の計算機によるシミュレーション

試作装置の動作の解析にあたっては，各々の情報源からの呼が持つ信号群の数，すなわち呼の長さ，の分布は指数分布を持つとしたが，もし呼の長さが実際には Erlang 分布を持つとすると，指数分布の場合に対して一定の長さの場合についても知る必要がある。この観点より，試作装置の動作のモンテカルロ法によるシミュレーションを行った。⁽⁸⁾⁽¹³⁾ 使用したデジタル計算機は三菱電機の MELCOM LD-1 である。

シミュレーションの単位時間としては一信号群の長さをえらび，呼の長をすべて 10 シミュレーション単位であると仮定した。また， $\mu = 1$ とおいた。呼の発生および保留時間は，乱数発生ルーチンより得られた乱数を変換して決定される。乱数発生は，合同乗積法 (Mixed Congruential Method) によつて 24 ビットの乱数を得た。乱数発生に使用された式は 16 進法で次のように示される。

$$X_{i+1} = (809001)X_i + W7783v \quad (\text{Mod } 2^{24})$$

ここにおいて，

$$W = 12, \quad y = 14, \quad v = 11$$

であり (Mod 2^{24}) は10進法で示されている。

この式によつて発生する擬似乱数は約 2^{24} の周期を持ち、連の相関は 10^{-6} 自己相関は 10^{-7} の位である。

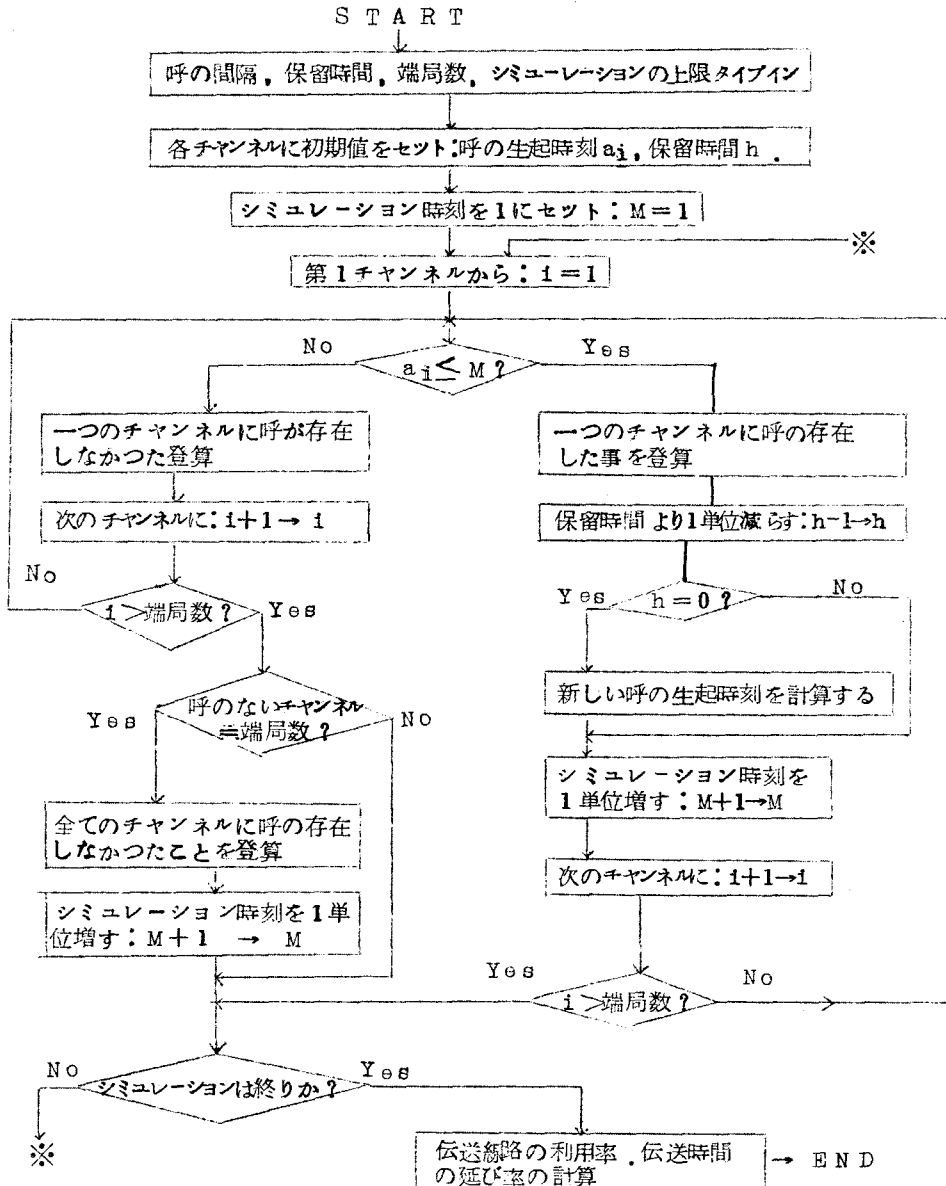


図 3.1. デジタルデータのダイナミック伝送方式のシミュレーションのフローチャート

この乱数を使用して図 3.1. に示すフローチャートを用いてモンテカルロシミュレーションを行った。 $\lambda = 0.04, 0.08, 0.16, 0.2$ とし各々の場合 100,000 シミュレーション時間以上シミュレーションを行った。

3.4. 検討および緒言

$N = 4, 8, 16$ として解析的に求めた伝送時間の延び率の期待値, L , および伝送線路の利用率, G をシミュレーションによつて得たものと比較したのが図 3.2., 図 3.3., 図 3.4., 図 3.5., 図 3.6., 図 3.7. である。呼の長さ

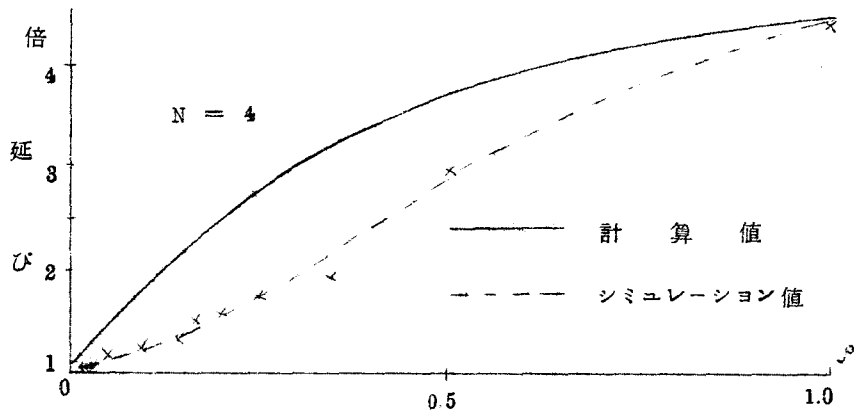


図 3.2. 伝送必要時間の延び $N = 4$ の場合

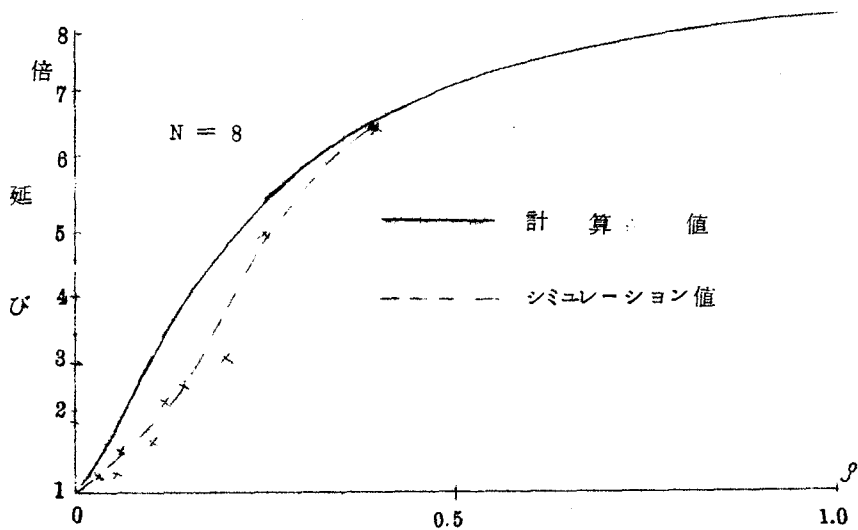


図 3.3. 伝送必要時間の延び $N = 8$ の場合

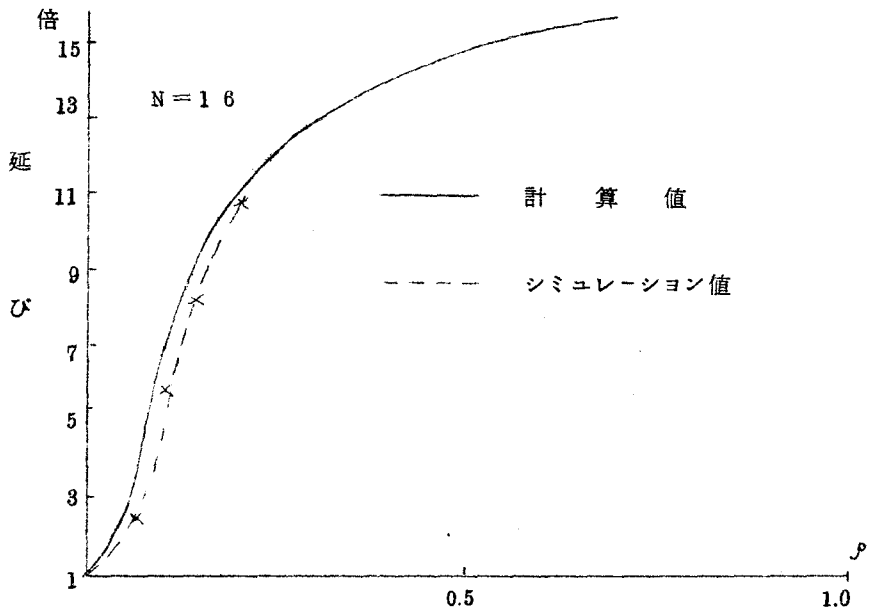


図 3.4. 伝送必要時間の延び $N=16$ の場合

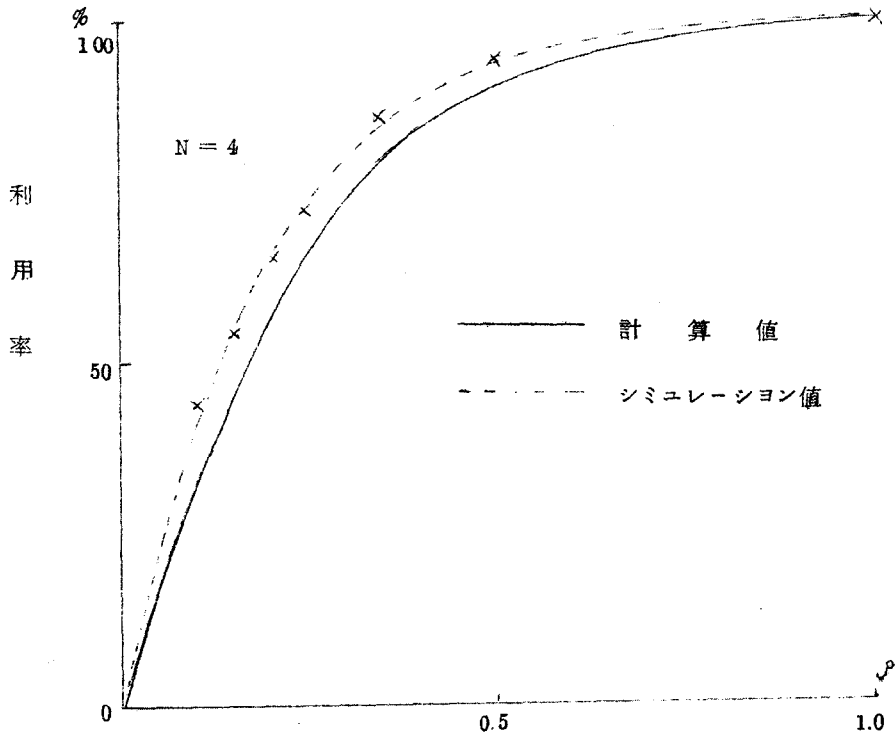


図 3.5. 伝送線路の利用率 $N=4$ の場合

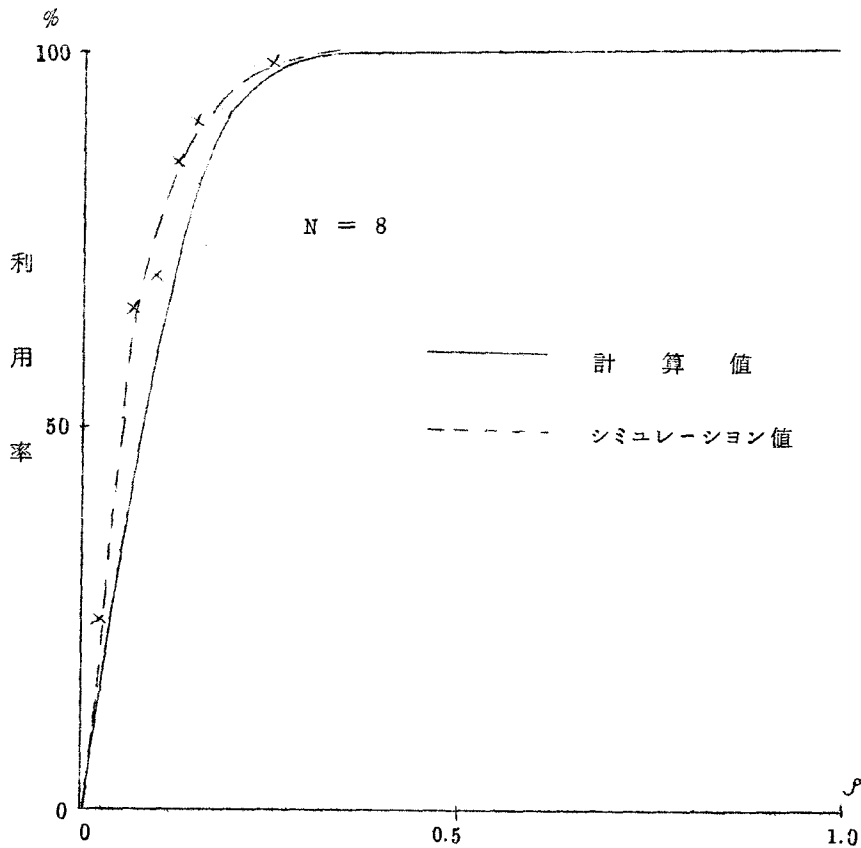


図 3.6 伝送線路の利用率 $N = 8$ の場合

の分布が一般の Erlang 分布であるとすると， L および G は解析によつて得た値と，シミュレーションによつて得た値との間にある。伝送線路の利用率 G の値に関して注意しなければならないのは，これらの G の値がアドレス信号を情報信号に附加したことによる損失を考慮していないことである。

以上の結果より， N が 16 以上であれば呼の長さの分布を Erlang 分布であれば呼の長さの分布を Erlang 分布であれば， k 定数の値に拘らず $k = 1$ あるいは $k = \infty$ として伝送線路の利用率や伝送時間の延び率の期待値を求めて伝送系を設計しても大きな差が生じないことがわかる。

試作装置の解析では，呼はその前の呼の伝送が終了してから生起するとし

た。したがって、信号の損失が許容されない場合には、送信端におけるバッファの記憶容量は最長の呼を記憶できる容量であればよい。情報源がある程度の信号群の損失が許容される種類のものであれば、与えられた損失率の下で最適のバッファ記憶容量を求めなければならない。情報源の種類がふえ、パラメータの変動もあるときの伝送時間の延び率の期待値、伝送線路の利用率、最適バッファ記憶容量などを解析的に求めるのは非常に困難であると考えられるが、個々の通信系についてモンテカルロシミュレーションによつて設計資料を得ることができる。

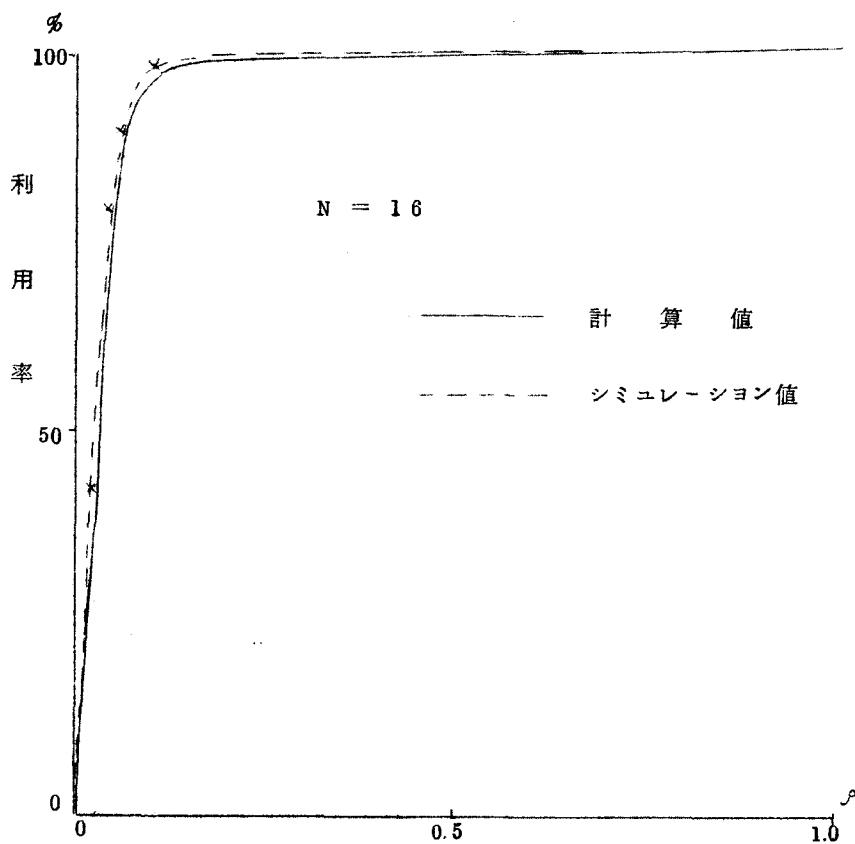


図 3.7 伝送線路の利用率

$N = 16$ の場合

第 4 章 デジタルデータのダイナミック

伝送方式の解析

4.1. 緒 言

第 3 章においては、各々の情報源からの信号の通信速度は伝送線路の通信速度と等しいとしたが、トラフィック量の増大にしたがって通信速度の大きな伝送線路を使用しなければならない。本章においては、伝送線路の通信速度が各々の情報源からの信号の通信速度の α 倍であるとしてダイナミック伝送方式の解析を行う。(9) この解析の結果を利用して異ったプライオリテイ順位と異った呼の発生率を持つた端局群がある場合の解析を行う。これらの結果よ種々の条件の下で最適の通信系を設計する資料を得る。

4.2. 伝送線路の通信速度が大きい場合の解析

伝送線路の通信速度が一つの情報源からの信号の通信速度の α 倍であるとすると、今、 n 個の呼が伝送中である時次の単位時間に 1 個の呼が終了する確率は、 $(n-1)$ 個の呼が伝送を終了する可能性を持っていると考えられるから、 $n\alpha \geq 1$ のときは、 $(n-1)\mu$ 、 $\alpha+1 \leq n \leq N$ では、 $\frac{n-1}{n}\alpha\mu$ に等しい。また n 個の呼が伝送中で、次の単位時間に $(n+1)$ 個目の呼が生起する確率は、 $(N-n)\lambda$ に等しい。以上のことから次の遷移確率および遷移状態図を得る。

$$\begin{array}{ccccccc} E_1 & \xrightleftharpoons[\mu]{(N-1)\lambda} & E_2 & \xrightleftharpoons[2\mu]{(N-2)\lambda} & E_3 & \xrightleftharpoons{\dots} & \dots\dots \\ & & & & & & \\ & \xleftarrow{\dots} & E_{\alpha-1} & \xrightleftharpoons[(\alpha-1)\mu]{(N-\alpha+1)\lambda} & E_{\alpha} & \xrightleftharpoons[\frac{\alpha}{\alpha+1} \cdot \alpha \cdot \mu]{(N-\alpha)\lambda} & E_{\alpha+1} \xrightleftharpoons{\dots} \dots \end{array}$$

$$\dots \frac{2\lambda}{\binom{N-2}{N-1} \alpha \mu} E_{N-1} \xrightarrow{\frac{\lambda}{\frac{N-1}{N} \alpha \mu}} E_N$$

ここにおいて統計的平衡を仮定すると次式を得る。

$$(N-1)\lambda P_1 - \mu P_2 = 0 \quad \dots \dots \quad (4.1.)$$

$$\begin{aligned} & (N-n+1)\lambda P_{n-1} - (n-1)\mu P_n \\ & - \{ (N-n)\lambda P_{n-n} \mu P_{n+1} \} = 0 \\ & (1 \leq n \leq \alpha - 1) \quad \dots \dots \quad (4.2.) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & (N-n+1)\lambda P_{n-1} - \frac{n-1}{n} \cdot \alpha \cdot \mu \cdot P_n \\ & - \{ (N-n)\lambda P_n - \frac{n}{n+1} \cdot \alpha \cdot \mu \cdot P_{n+1} \} = 0 \\ & (\alpha \leq n \leq N-1) \quad \dots \dots \quad (4.3.) \end{aligned}$$

$$\lambda P_{N-1} - \frac{N-1}{N} \alpha \cdot \mu \cdot P_N = 0 \quad \dots \dots \quad (4.4.)$$

P_n は、ある呼が生じた直後、 n 個の呼が伝送中である確率であるから、

$$\sum_{n=1}^N P_n = 1 \quad \dots \dots \quad (4.5.)$$

(4.1)式と(4.2)式より

$$\begin{aligned} P_n &= \rho^{n-1} \binom{N-1}{n-1} P_1 \\ & (1 \leq n \leq \alpha) \quad \dots \dots \quad (4.6.) \end{aligned}$$

したがって、

$$P_\alpha = \left(\frac{N-1}{\alpha-1} \right) \rho^{\alpha-1} P_1 \quad \dots \dots \quad (4.7.)$$

(4.3.)、(4.4.)式および(4.7.)式より

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{\rho^{n-1} \cdot n}{\alpha^{n-\alpha+1}} \binom{N-1}{\alpha-1} \frac{(N-\alpha)! P_1}{(N-n)!} \\ & (N \geq n \geq \alpha+1) \quad \dots \dots \quad (4.8.) \end{aligned}$$

(4.6.)式と(4.8.)式を(4.5.)式に代入すると、

$$\sum_{n=1}^{\alpha} \rho^{n-1} \binom{N-1}{n-1} P_1 + \sum_{n=\alpha+1}^N \frac{\rho^{n-1} \cdot n}{\alpha^{n-\alpha+1}} \binom{N-1}{\alpha-1} \frac{(N-\alpha)! P_1}{(N-n)!} = 1$$

故に

$$P_1 = \frac{1}{\sum_{n=1}^{\alpha} \rho^{n-1} \binom{N-1}{n-1} + \sum_{n=\alpha+1}^N \frac{\rho^{n-1} \cdot n}{\alpha^{n-\alpha+1}} \binom{N-1}{\alpha-1} \frac{(N-\alpha)!}{(N-n)!}} \dots (4.9.)$$

(4.9.) 式を (4.8.) 式に代入すると

$$P_n = \frac{\frac{\rho^{n-1} \cdot n}{\alpha^{n-\alpha+1}} \binom{N-1}{\alpha-1} \frac{(N-\alpha)!}{(N-n)!}}{\sum_{n=1}^{\alpha} \rho^{n-1} \binom{N-1}{n-1} + \binom{N-1}{\alpha-1} (N-\alpha)! \sum_{n=\alpha+1}^N \frac{\rho^{n-1} \cdot n}{\alpha^{n-\alpha+1} (N-n)!}} \dots \dots \dots (4.10.)$$

伝送時間の延び率の期待値 . L は .

$$\begin{aligned} L &= 1 \times (P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_{\alpha}) \\ &+ \frac{\alpha+1}{\alpha} P_{\alpha+1} + \frac{\alpha+2}{\alpha} P_{\alpha+2} + \dots + \frac{N}{\alpha} P_N \\ &= P_1 + P_2 + \dots + P_{\alpha} + \left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) P_{\alpha+1} + \left(1 + \frac{2}{\alpha}\right) P_{\alpha+2} \\ &+ \dots + \left(1 + \frac{N-\alpha}{\alpha}\right) P_N \\ &= \sum_{n=1}^N P_n + \frac{1}{\alpha} \{P_{\alpha+1} + 2P_{\alpha+2} + \dots + (N-\alpha)P_N\} \\ &= 1 + \frac{1}{\alpha} \sum_{n=\alpha+1}^N (n-\alpha) P_n \dots \dots \dots (4.11.) \end{aligned}$$

(4.10.) 式を (4.11.) 式に代入すると .

$$L = 1 + \frac{1}{\alpha} \frac{\binom{N-\alpha}{\alpha-1} \binom{N-1}{\alpha-1} \sum_{n=\alpha+1}^N \frac{n \cdot (n-\alpha) \rho^{n-1}}{\alpha^{n-\alpha+1} (N-n)!}}{\sum_{n=1}^{\alpha} \rho^{n-1} \binom{N-1}{n-1} + \binom{N-1}{\alpha-1} (N-\alpha)! \sum_{n=\alpha+1}^N \frac{\rho^{n-1} \cdot n}{\alpha^{n-\alpha+1} (N-n)!}} \dots \dots \dots (4.12.)$$

(4.1 2.) 式で示される L の値を種々の α , N の値に対して, ρ との関係を示したのが図 4.1 より図 4.4.である。

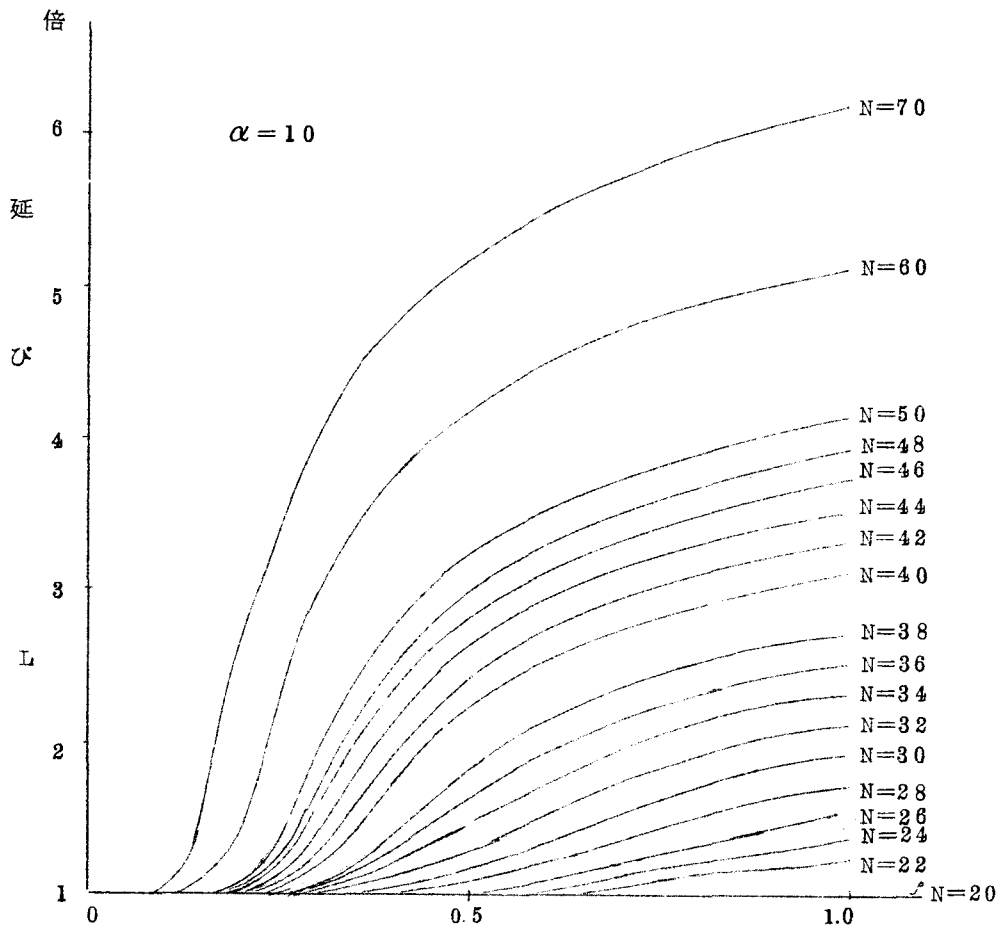


図 4.1 伝送時間の延び

$\alpha = 10$

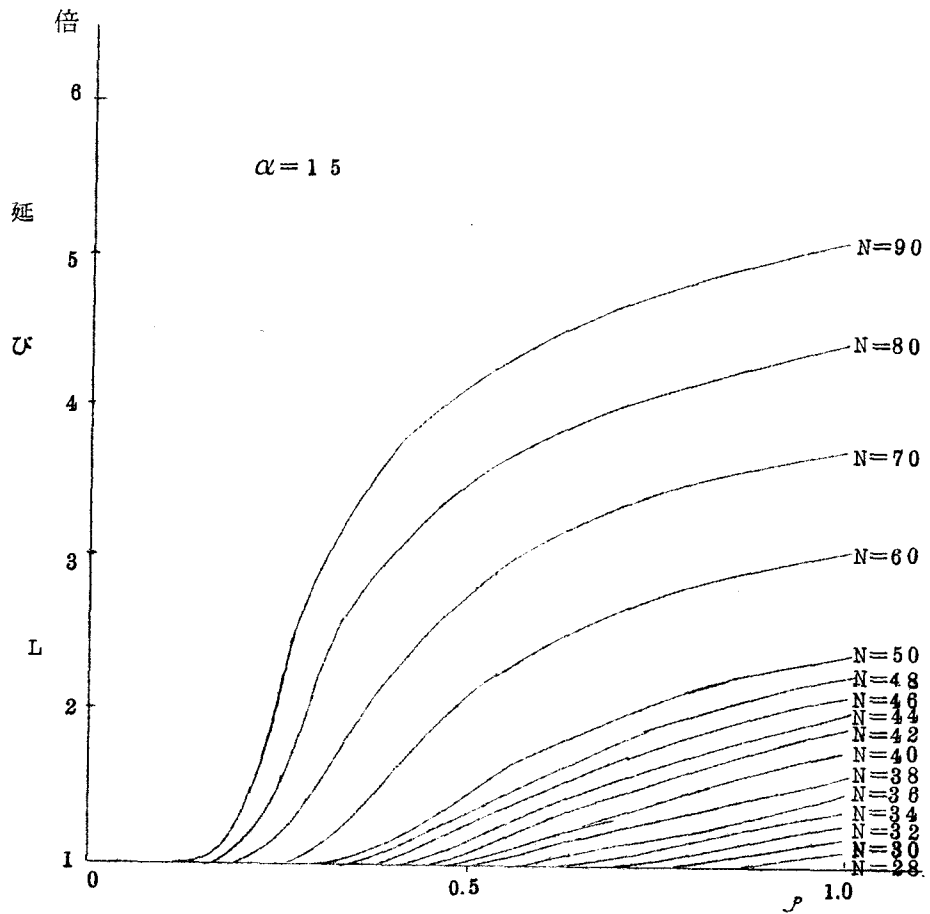


図 4.2 伝送時間の延び率

$\alpha = 1.5$

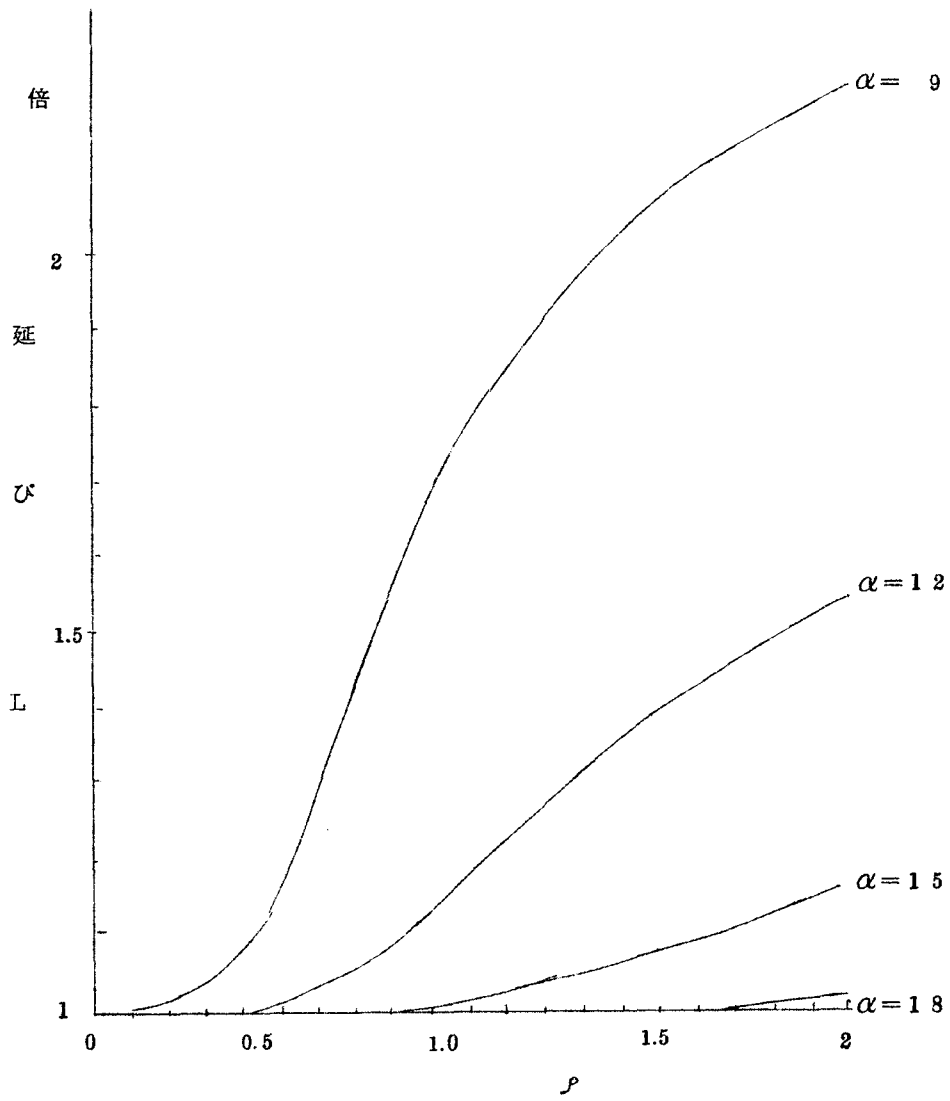


図 4.3 伝送時間の延び率

$N = 24$

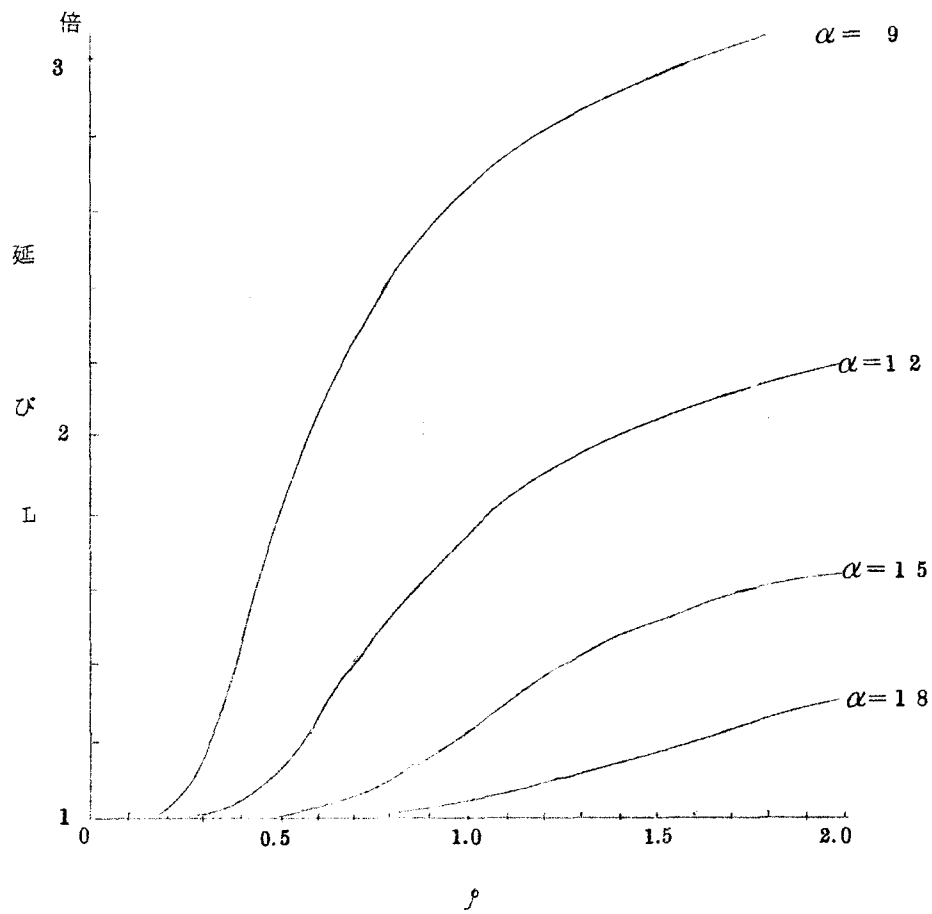
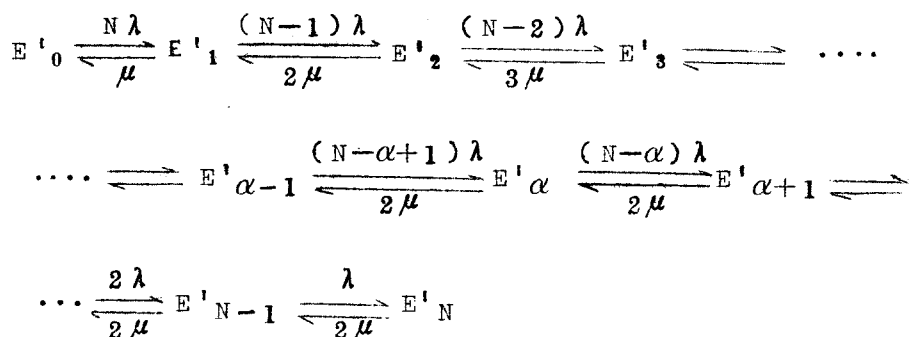


図 4.4 伝送時間の延び率

$N = 32$

次に伝送線路の利用率，Gを求める。

n個の呼が伝送中であるとき，(n+1)個目の呼が生起する確率は， $(N-n)\lambda$ に等しい，またn個の呼が伝送中，1個の呼が伝送終了する確率は， $n \leq \alpha$ の時には， $n\mu$ ， $n > \alpha$ の時には $\alpha\mu$ に等しい。したがって次の遷移確率および遷移状態図が得られる。



ここにおいて，統計的平衡を仮定すると次の式を得る。

$$N\lambda P'_0 - \mu P'_1 = 0 \quad \dots\dots (4.13.)$$

$$\begin{aligned}
 & (N-n+1)\lambda P'_{n-1} - n\mu P'_n - \{(N-n)\lambda P'_n - (n+1)\mu P'_{n+1}\} \\
 & = 0 \quad (1 \leq n \leq \alpha-1) \quad \dots\dots (4.14.)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & (N-n+1)\lambda P'_{n-1} - \alpha\mu P'_n - \{(N-n)\lambda P'_n - \alpha\mu P'_{n+1}\} \\
 & = 0 \quad (\alpha \leq n \leq N-1) \quad \dots\dots (4.15.)
 \end{aligned}$$

$$\lambda P'_{N-1} - \alpha\mu P'_N = 0 \quad \dots\dots (4.16.)$$

P'_n は，n個の呼が伝送中である確率であるから，

$$\sum_{n=0}^N P'_n = 1 \quad \dots\dots (4.17.)$$

(4.13)式および(4.14.)式より

$$\begin{aligned}
 P'_n &= \rho^n \binom{N}{n} P'_0 \\
 & (n=0, 1, 2, \dots, \alpha, \dots) \quad \dots\dots (4.18.)
 \end{aligned}$$

この式より，

$$P'_{\alpha} = \rho^{\alpha} \binom{N}{\alpha} P'_{0} \quad \dots\dots (4.19.)$$

(4.15.)式および(4.16.)式より

$$P'_{n} = \rho^{n-\alpha} \frac{(N-\alpha)!}{\alpha^{n-\alpha} (N-n)!} P'_{\alpha}$$

上式に(4.19.)式を代入すると，

$$P'_{n} = \frac{\rho^{n} n!}{\alpha^{n-\alpha} \alpha!} \binom{N}{n} P'_{0} \quad (n = \alpha + 1, \alpha + 2, \dots N) \quad \dots\dots (4.20.)$$

(4.18.)式および(4.20.)式を(4.17.)式に代入すると，

$$\left\{ \sum_{n=0}^{\alpha} \binom{N}{n} \rho^{n} + \sum_{n=\alpha+1}^N \binom{N}{n} \rho^{n} \frac{n!}{\alpha^{n-\alpha} \alpha!} \right\} P'_{0} = 1$$

従つて，

$$P'_{0} = \frac{1}{\sum_{n=0}^{\alpha} \binom{N}{n} \rho^{n} + \sum_{n=\alpha+1}^N \binom{N}{n} \rho^{n} \frac{n!}{\alpha^{n-\alpha} \alpha!}} \quad \dots\dots (4.21.)$$

(4.21.)式を(4.18.)式に代入して，

$$P'_{n} = \frac{\binom{N}{n} \rho^{n}}{\sum_{n=0}^{\alpha} \binom{N}{n} \rho^{n} + \sum_{n=\alpha+1}^N \binom{N}{n} \rho^{n} \frac{n!}{\alpha^{n-\alpha} \alpha!}} \quad (n = 0, 1, 2, \dots \alpha) \quad \dots\dots (4.22.)$$

(4.21.)式を(4.20.)式に代入すると，

$$P'_{n} = \frac{\binom{N}{n} \rho^{n} \frac{n!}{\alpha^{n-\alpha} \alpha!}}{\sum_{n=0}^{\alpha} \binom{N}{n} \rho^{n} + \sum_{n=\alpha+1}^N \binom{N}{n} \rho^{n} \frac{n!}{\alpha^{n-\alpha} \alpha!}}$$

$$(n = \alpha + 1, \alpha + 2, \dots, N) \quad \dots\dots (4.23.)$$

伝送線路の利用率を求めるためには、利用されない割合を求め1から引けばよい。伝送線路の利用されない割合は次式で得られる。

$$\begin{aligned} & \frac{\alpha}{\alpha} P'_0 + \frac{\alpha-1}{\alpha} P'_1 + \dots\dots + \frac{1}{\alpha} P'_{\alpha+1} \\ & = \sum_{n=0}^{\alpha-1} \frac{\alpha-n}{\alpha} P'_n \end{aligned}$$

従つて伝送線路の利用率、Gは、

$$\begin{aligned} G &= 1 - \sum_{n=0}^{\alpha-1} \frac{\alpha-n}{\alpha} P'_n \\ &= 1 - \frac{\sum_{n=0}^{\alpha-1} (\alpha-n) \binom{N}{n} \rho^n}{\alpha \left\{ \sum_{n=0}^{\alpha} \binom{N}{n} \rho^n + \sum_{n=\alpha+1}^N \binom{N}{n} \rho^n \frac{n!}{\alpha^{n-\alpha} \alpha!} \right\}} \end{aligned}$$

$$\dots\dots (4.24.)$$

しかし、(4.24)式で示される伝送線路は厳密な値を示さない。なぜなら、伝送中の呼の数が α より大きくて記憶装置にたまっていた情報が呼の伝送が終了して伝送中の呼の数が α より小さくなつても次々と伝送され記憶装置にたまっていた情報がなくなるまで伝送線路をうずめていく。従つて、実際には(4.24.)式で示された利用率よりも幾分高い利用率を持つはずである。(4.24.)式の結果は利用率の下限を示すものである。実際の利用率を求めるためには、待行列を考えなければならず、複雑になるので、利用率の上限を求める。伝送中の呼の数が n 個のとき、 $n-1$ 個になる確率を $\alpha\mu$ として、次の遷移確率および遷移状態図を考える。

$$E'_0 \xrightleftharpoons[\alpha\mu]{N\lambda} E'_1 \xrightleftharpoons[\alpha\mu]{(N-1)\lambda} E'_2 \xrightleftharpoons[\alpha\mu]{(N-2)\lambda} \dots\dots$$

$$\begin{aligned} & \cdots \cdots \rightleftharpoons E'_{\alpha-1} \xrightleftharpoons[\alpha\mu]{(N-\alpha+1)\lambda} E'_2 \xrightleftharpoons[\alpha\mu]{(N-2)\lambda} E'_{\alpha+1} \rightleftharpoons \cdots \cdots \\ & \cdots \cdots \xrightleftharpoons[\alpha\mu]{2\lambda} E'_{n-1} \xrightleftharpoons[\alpha\mu]{\lambda} E'_N \end{aligned}$$

G を求めたのと同様に利用率の上限，G' は，

$$G' = 1 - \frac{1}{\sum_{n=0}^N \binom{N}{n} \left(\frac{\rho}{\alpha}\right)^n n!} \quad \cdots \cdots (4.25.)$$

として求められる。

実際の伝送線路の利用率は，G と G' の間にあるが，ρ が小さい場合，実際の利用率は G で示され，ρ が大きくなると，G' に近似すると思われる。これを，N = 24，α = 10 の場合について示したものが図 4.5.であり，N = 32，α = 10 の場合について示したのが図 4.6.である。

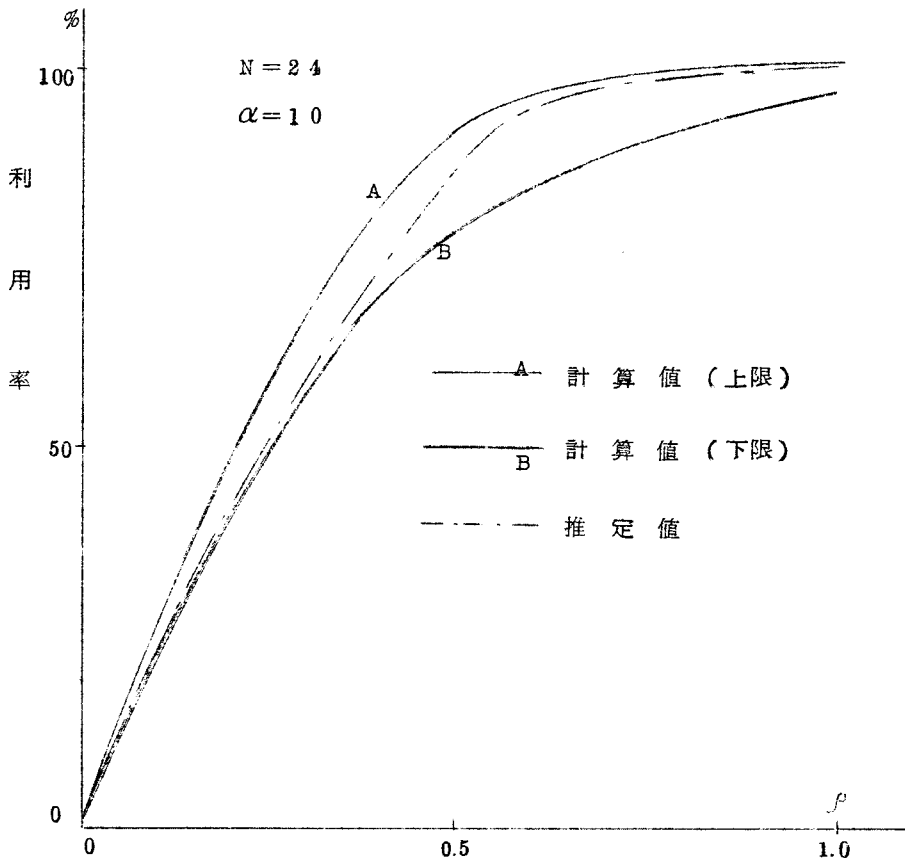


図 4. 5 伝送線路の利用率を求めるための上限および
 下限を示す曲線と実際の利用率の推定曲線
 $\alpha = 1.0$, $N = 24$ の場合

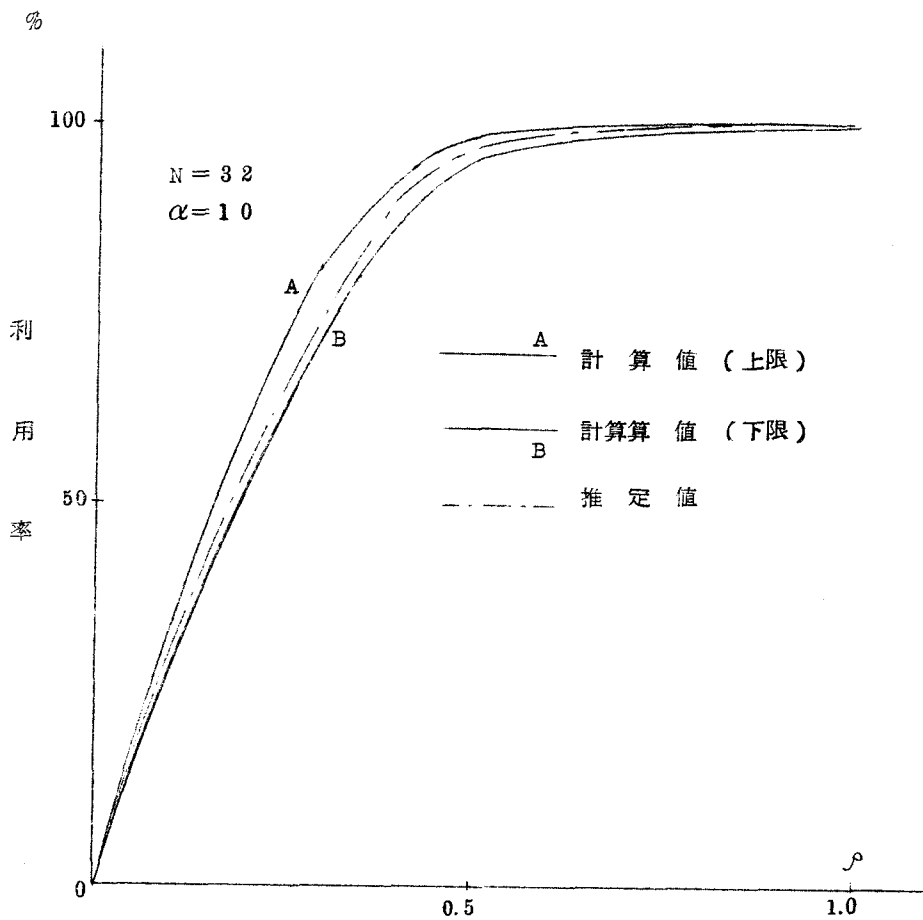


図 4.6 伝送線路の利用率を求めるための上限および
 下限を示す曲線と実際の利用率の推定曲線
 $\alpha = 1.0$, $N = 32$ の場合

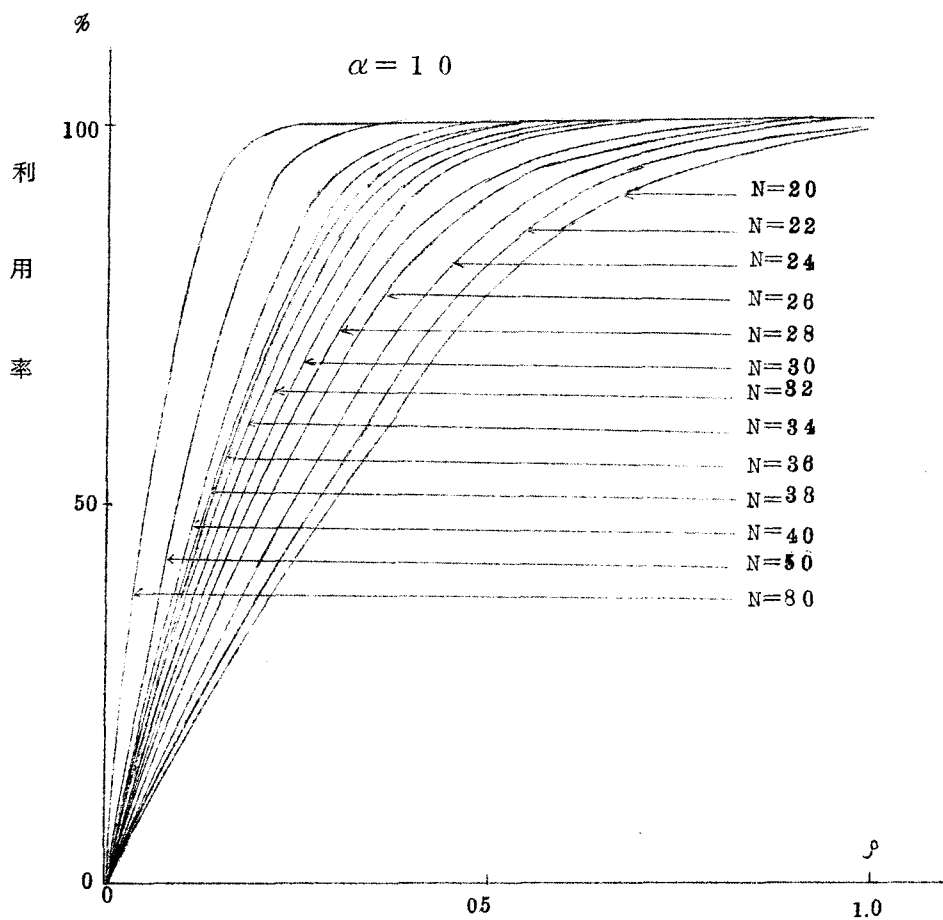


図 4.7 伝送線路の利用率

$\alpha = 1.0$

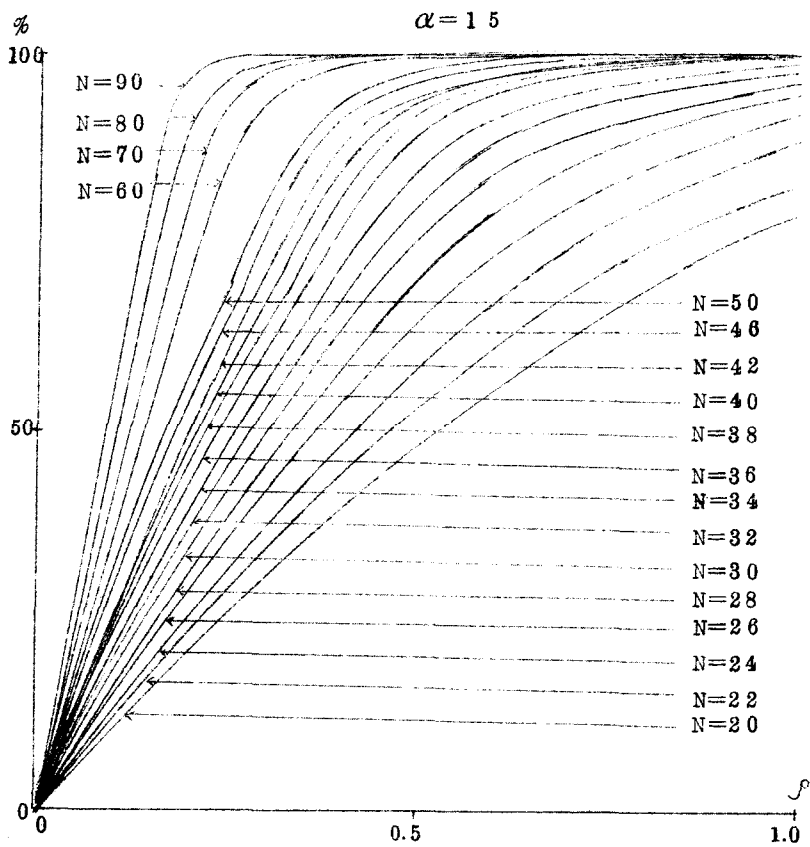


図 4. 8 伝送線路の利用率

$$\alpha = 1.5$$

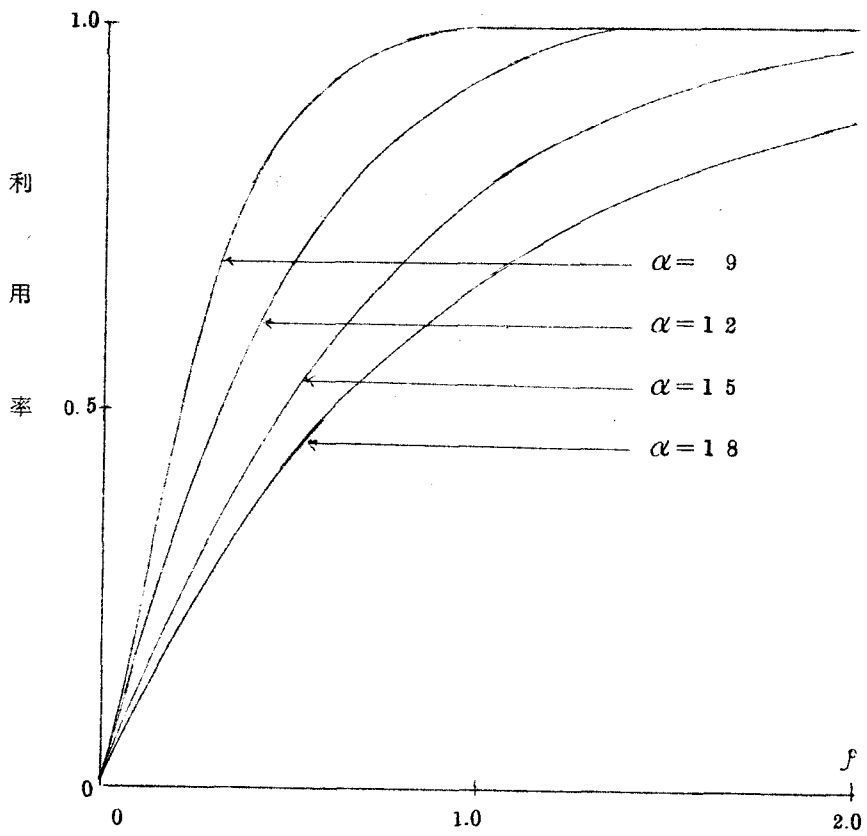


図 4.9 伝送線路の利用率

$N = 24$

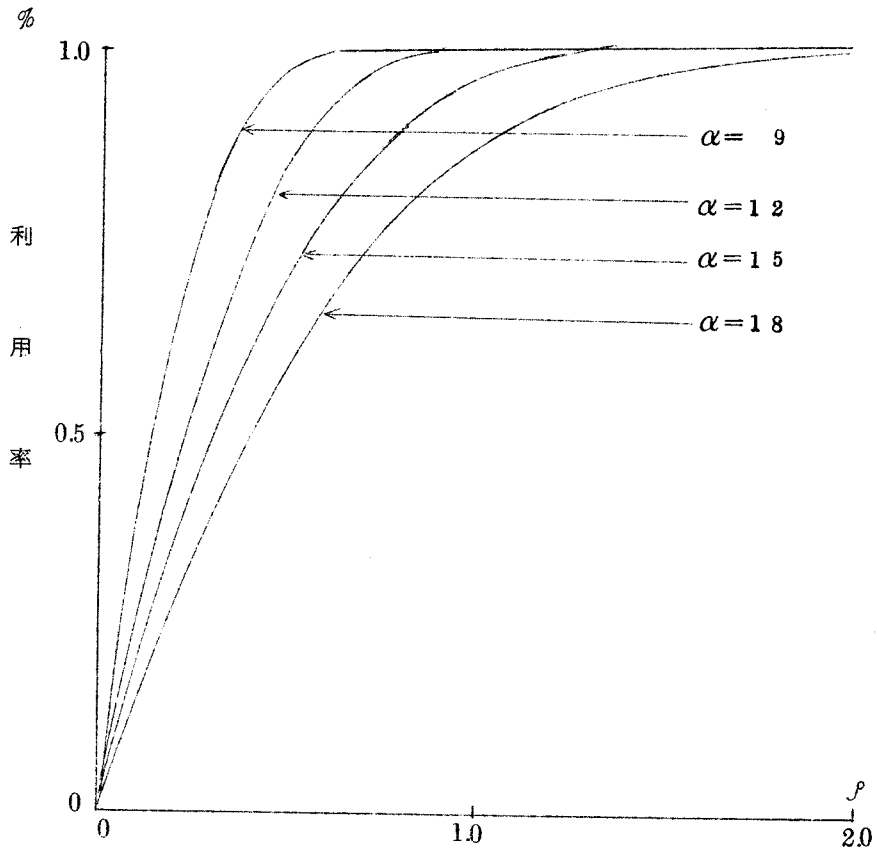


図 4.10 伝送線路の利用率 $N=32$

実際の伝送線路の利用率の推定曲線を種々の α 、 N の値に対して、 ρ との関係を示したのが、図 4.7～図 4.10.、である。

4.3. 異ったプライオリティ順位を持つ端局群がある場合の解析

今、図 4.11 に示すように、最高位、1位のプライオリティから最低位、

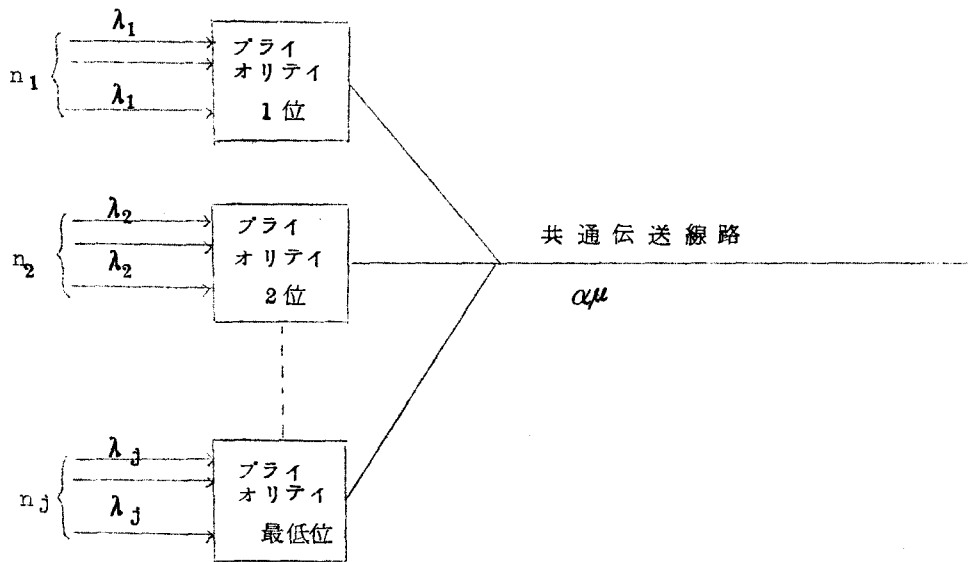


図 4.11 異つたプライオリテイ順位を持つ
端局群のある通信系

j位のプライオリティを持つ端局群（情報源群）が，それぞれ， $n_1 \cdots n_j$ 個あるとし，それぞれの端局群の端局が， $\lambda_1 \cdots \lambda_j$ 個の呼を単位時間に生起しているとする。

i位のプライオリティを持つ端局に対しては，

$$\sum_{j=1}^i n_j \leq \alpha \quad \text{ならば} \quad L_i = 1$$

$$\sum_{j=1}^i n_j > \alpha$$

ならば，まずプライオリティ1位から(i-1)位までの端局に呼が発生していない場合を考え，その場合の伝送時間の延びの倍率を， l_i とすると，(4.12.)式より

$$l_i = 1 + \frac{(n_i - \alpha)! \binom{n_i - 1}{\alpha - 1} \sum_{n=\alpha+1}^{n_i} (n - \alpha)! \frac{n \cdot \rho^{n-1}}{\alpha^{n-\alpha+1} (n_j - n)!}}{\alpha \sum_{n=1}^{\alpha} \rho^{n-1} \binom{n_i - 1}{n - 1} + \binom{n_i - 1}{\alpha} (n_i - \alpha)! \sum_{n=\alpha+1}^N \frac{n \cdot \rho^{n-1}}{\alpha^{n-\alpha+1} (n_i - n)!}}$$

$$\text{(但し, } n_i > \alpha \text{)} \quad \dots \dots \dots \quad (4.26)$$

$$l_i = 1 \quad \text{(但し } n_i \leq \alpha \text{)} \quad \dots \dots \dots \quad (4.27)$$

1位からj位までの順位のプライオリティを持つ端局群のそれぞれの伝送線路の利用率を， G_1, \dots, G_j とすると， n_i の端局からの呼の伝送は n_i から n_{i-1} までの端局の呼によつて強制的に遅らされるから，伝送時間の延び率の期待値は近似的に次式で与えられる。(12)

$$L_i \doteq l_i \left\{ 1 + \sum_{m=1}^{i-1} G_m + \left(\sum_{m=1}^{i-1} G_m \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^{i-1} G_m \right)^3 + \dots \dots \dots \right\}$$

$$= \rho_i \frac{1}{1 - \sum_{m=1}^{i-1} G_m} \dots\dots (4.28.)$$

$$\sum_{m=1}^i G_m = 1$$

となれば、 i 以下のプライオリテイ順位を持つ信号は伝送されない。

G_m は次のようにして求められる。

今、

$$\sum_{m=1}^i n_m \leq \alpha$$

ならば、 1 位から i 位までのプライオリテイを持った信号はお互いに邪魔しないので、

$$G_m = \frac{n_m \lambda_m}{\alpha \mu} = \frac{n_m}{\alpha} \rho_m \dots\dots (4.29.)$$

$$m = 1, 2, \dots\dots, i$$

で与えられ、

$$\sum_{m=1}^i n_m > \alpha$$

ならば、 $\sum_{m=1}^{i-1} G_m$ によつて伝送能力がそれだけ小さくなつたと考えると、利用率の上限、 G' の式、(4.25)式を利用して G_m は近似的に求められる。

$$G_m = 1 - \frac{1}{\sum_{n=0}^{n_m} \left\{ \frac{\rho_m}{\alpha (1 - \sum_{m=1}^{i-1} G_m)} \right\}^n n! (n_m)^n} \dots\dots (4.30.)$$

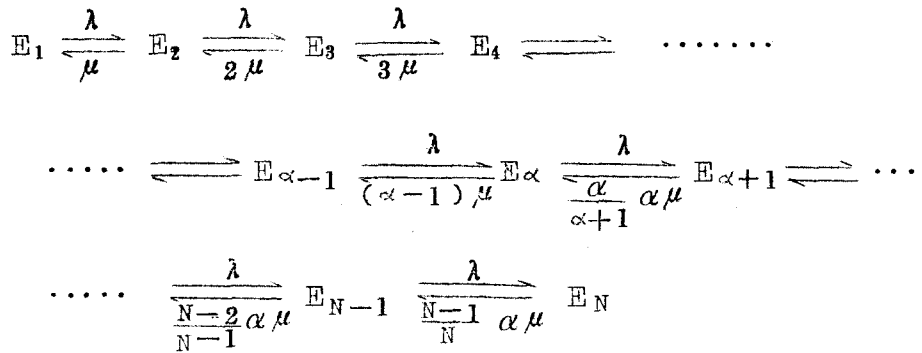
今、 $n_1 = 1, n_2 = N, n_3 = n_4 = \dots = n_j = 0, \alpha = 1.0, \lambda_1 = \lambda_2$ すなわち、 $\rho_1 = \rho_2 = 0.5, N = 24$ として、 L_2 を計算すると、 $L_2 = 1.121$ 。また、 $N = 32$ の場合は、 $L_2 = 1.540$ となる。 $\rho = 0.5, \alpha = 1.0$ で $N = 24$ の場合の伝送時間の延び率の期待値は、(4.12.)式より、 $L = 1.04, N = 32$ の場合は、 $L = 1.40$ である。このことより、プライオリテイの高い端局を系に1個余分に加えても伝送時間の延び率にはあまり大きい影響を与えないことがわかる。

N/α の増大は必然的に伝送必要時間の延びの増大をもたらすが、プライオリテイを附加することによつてこの問題を特定の端局から情報について解決することができる。例えば、 $n_1 = 12, n_2 = 20$ の1位と2位のプライオリテイを持つ端局群があるとき、 $\alpha = 1.0, \rho_1 = \rho_2 = 0.5$ とすると $G_1 = 0.5, L_1 = 1.0000000$ である。また、 $L_2 = 2.02858$ であり全体での伝送線路の利用率は約95.6%である。プライオリテイをつけずに、 $N = 32$ の場合、(4.12.)式および(4.24.)式より、 $L = 1.463, G = 0.956$ である。

以上は、ごく一例にすぎないが、プライオリテイを附加することによつてある種の遅延を許容し難い呼の伝送時間の延び率は適当に小さくでき、しかも、それ以下のプライオリテイを持つ呼の伝送もそれ程延びないことが示される。

4.4. 呼の生起が伝送中の呼の状態に関係がない場合の解析

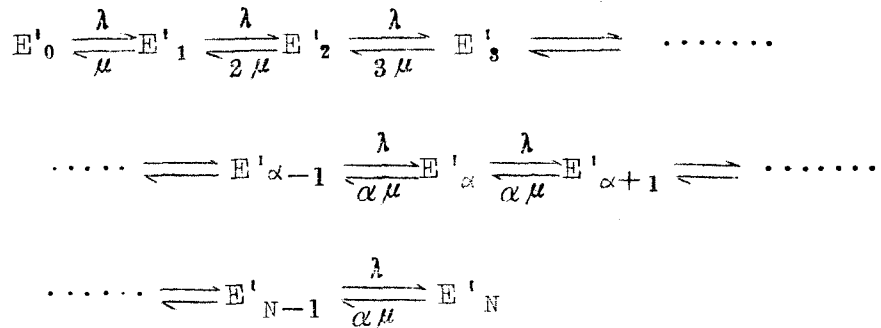
以上の解析では、呼の生起は、一つ前の呼の伝送終了後に可能であるとした。ここでは、呼の生起が伝送中の呼の状態に関係なく、端局すべてよりの単位時間の生起数を λ とする。この場合、伝送時間の延び率を考えると次の遷移確率と遷移状態図を得る。ここでは、損失呼は消滅するとしている。



ここにおいて，統計的平衡を仮定し，4.2.で示した方法により伝送時間の延び率の期待値，Lを求める。

$$L = 1 + \frac{\sum_{n=\alpha+1}^N (n-\alpha) \frac{n \cdot \rho^{n-1}}{\alpha^{n-\alpha+1}}}{(\alpha-1)! \sum_{n=1}^{\alpha} \rho^{(n-1)} \frac{1}{(n-1)!} + \sum_{n=\alpha+1}^N \frac{n \cdot \rho^{n-1}}{(\alpha-1)! \alpha^{n-\alpha+1}}}$$

伝送線路の利用率，Gを求めるために次の遷移確率および遷移状態図を考える。



ここにおいても，統計的平衡を仮定し，4.2.で示した方法により伝送線路の利用率，Gを求める。

$$G = 1 - \frac{\sum_{n=0}^{\alpha-1} (\alpha-n) \frac{\rho^n}{n!}}{\alpha \left(\sum_{n=0}^{\alpha} \frac{\rho^n}{n!} + \frac{1}{\alpha!} \sum_{n=\alpha+1}^N \frac{\rho^n}{\alpha^{n-\alpha}} \right)}$$

以上の式により，呼の発生が伝送中の呼数に関係がない場合で損失呼は消滅できると仮定して解析を行った。

4.5. 結 言

本章においては，より一般的なダイナミック伝送方式を設計資料を得るための解析について，数値計算例と共に検討した。また，ここに示した解析は，多くのサーバが共同で到着単位をサービスするような場合の待合せ理論へ応用することができる。⁽¹⁹⁾ 解析の過程において，いろいろの近似を行つてい
るが，充分実際の設計にあたつて有効であると思われる。

第 5 章 テレタイピストのタイプする

文字の時間々隔の分布

5.1. 緒 言

これまでに述べたデジタルデータのダイナミック伝送装置の情報源の一種として、テレタイプライタが当然考えられる。ダイナミック伝送方式を採用する場合には、テレタイプライタで紙テープに鑽孔した後紙テープリーダーにより伝送信号とする方法ではなく、直接小さなパツファを通して伝送線路へ接続する方が、ダイナミック方式の特色をよく利用することができる。この観点から、テレタイプライタより打出される文字列について、その時間々隔の分布、単位時間あたりの平均文字数、多くのテレタイプライタより打出される文字列により合成された文字列の時間々隔の分布など知る必要が生じて来る。⁽¹²⁾ これらの結果により、テレタイプライタを入力とするパツファの容量の解析、パツファの容量に対するタイプライタのプロツキングの割合などの資料を得る方法が示される。

任意の分布を持つ独立な時間的な事象の列を無限個合成すれば指数分布になることはすでに示されているが⁽¹⁷⁾、テレタイプライタより打出される文字列をどの位組合せれば指数分布になるか、と云う事の実例を本章によつて示す。

5.2. 測定の方法

雑音の少ない部屋で一台のテレタイプライタをタイピストが操作し、鍵盤を打つことによつてタイプより発する音を磁気テープに録音し、録音波形を適当に整形し他の磁気テープに再録音する。その再録音された波形を現像すれ

ば、タイプを打つ間隔がテープ上の現像波形の間隔としてあらわれる。

電々公社大阪中央電報局において現役のタイピストの方々にお願いして、実際の電報文をタイプして頂いた音を録音し、前述の方法でデータを得た。なお、標本としては、電報局の経験ゆたかな方に、なるべく分散したくせと伎倆を持ったタイピストを選んで頂いた。したがって、本章に示す資料は充分一般性を主張できると考えられる。

5.3. 測定結果

文字をパンチする時間々隔の分布を測定し、ある文字が打出されてから、 t_i と t_{i+1} 時刻の間に、すなわち、 t_i 期間に次の文字が打出された回数を n_i とし、 $a(t_i)$ を次のように定義する。

$$a(t_i) = \frac{n_i}{\sum_{i=0}^{\infty} n_i}$$

するとある時刻に文字が打出された後、次の t_i 期間までに次の文字が打出されない確率、 $A_0(t_i)$ は、

$$A_0(t_i) = 1 - \sum_{j=0}^i a(t_j)$$

として得られる。また1秒間あたりの打出される文字数、 λ は、

$$\lambda = \frac{\sum \{ (\text{測定時間期間の中央値}) \times (\text{各測定期間の文字の数}) \}}{\text{測定したすべての文字数}}$$

として得られる。但し和はすべての測定期間について行う。 $A_0(t)$ と λt との関係、キイパンチや λ 1より λ 9までについて調べた結果、これらの文字列の時間々隔の分布が大体 Erlang 分布をなしているとみなせることが判明した。各キイパンチの1秒間あたりに打出す文字数、 λ および文字列

の時間々隔を Erlang 分布とみなしたときの近似的な k 定数の値を示す。電報局のデータでは、 λ は大体、5.8～6.2 字/秒である。

パンチヤ	1	2	3	4	5	6	7	8	9
λ	7.4	5.3	5.8	5.3	6.0	6.4	5.5	5.6	7.2
k	15	9	15	20	13	12	25	28	24

表 1. 各キイパンチヤの λ および k

5.4. 合成された分布 (i7)

多数のテレタイプ出力を一系統の電信回線に送り込む場合、合成された文字の時間々隔の分布を知ることが必要になつてくる。もちろん、組合されるキイパンチヤの台数が無限になれば、合成された文字の時間々隔の分布は指数分布になることは周知のことであるが、有限個の場合について実測によるものと理論的に得られたものについて比較し、指数分布に近づく状態を調べる必要である。

今、 $1, \dots, j, \dots, N$, なる互いに独立なテレタイプ出力を合成するとする。これらを最単純流と仮定し、それぞれの単位時間あたりに打出される文字数を λ_j , 近似できる Erlang 分布の k 一定数を k_j とする。あるテレタイプ出力 j において、ある文字が打出されてから t 時間に次の文字が打出されない確率、 $A_{0j}(t)$ は、

$$A_{0j}(t) = e^{-k_j \lambda_j t} \sum_{n=0}^{k_j-1} \frac{(k_j \lambda_j t)^n}{n!}$$

次にある任意の時間から t 時間後までに文字が打出されない確率 $V_{0j}(t)$ は、

$$V_{0j}(t) = 1 - \lambda_j \int_0^t A_{0j}(t) dt$$

$$= \frac{e^{-k_j \lambda_j t} k_j^{r-1}}{k_j} \sum_{n=0}^{k_j-1} \sum_{r=0}^n \frac{(k_j \lambda_j t)^r}{r!}$$

各テレタイプライタの出力を最単純流と仮定したから、N台のテレタイプライタ出力を組合せた場合、ある文字が打出されてから次のt時間内に他のいずれのテレタイプライタからも文字が打出されない確率、 $\Phi_{ON}(t)$ は、

$$\Phi_{ON}(t) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \lambda_i} \sum_{j=1}^N \left\{ \lambda_j A_{0j}(t) \prod_{i \neq j} V_{0i}(t) \right\}$$

但し、 $\prod_{i \neq j}$ は $i=1$ から $i=N$ までで、 $i=j$ の場合を除いた連乗を示している。

キイパンチやNo. 1.とNo. 2.の組合せ、No. 1.~No. 3.、No. 1.~No. 4.、No. 1.~No. 9.の組合せについて、 $\Phi_{ON}(t)$ を計算し、実測によつて得た結果と比較を行っているのが、図5.1より図5.5までであり、実測された合成分布がNの増加に従つて指数分布に近づく事を示したのが図5.6である。これによつて、たかだか $N=9$ の位で、 $\Phi_{ON}(t)$ を指数分布とみなし得ることが示されている。

図 5.1. 理論と実測による合成された分布の比較 (N=2)

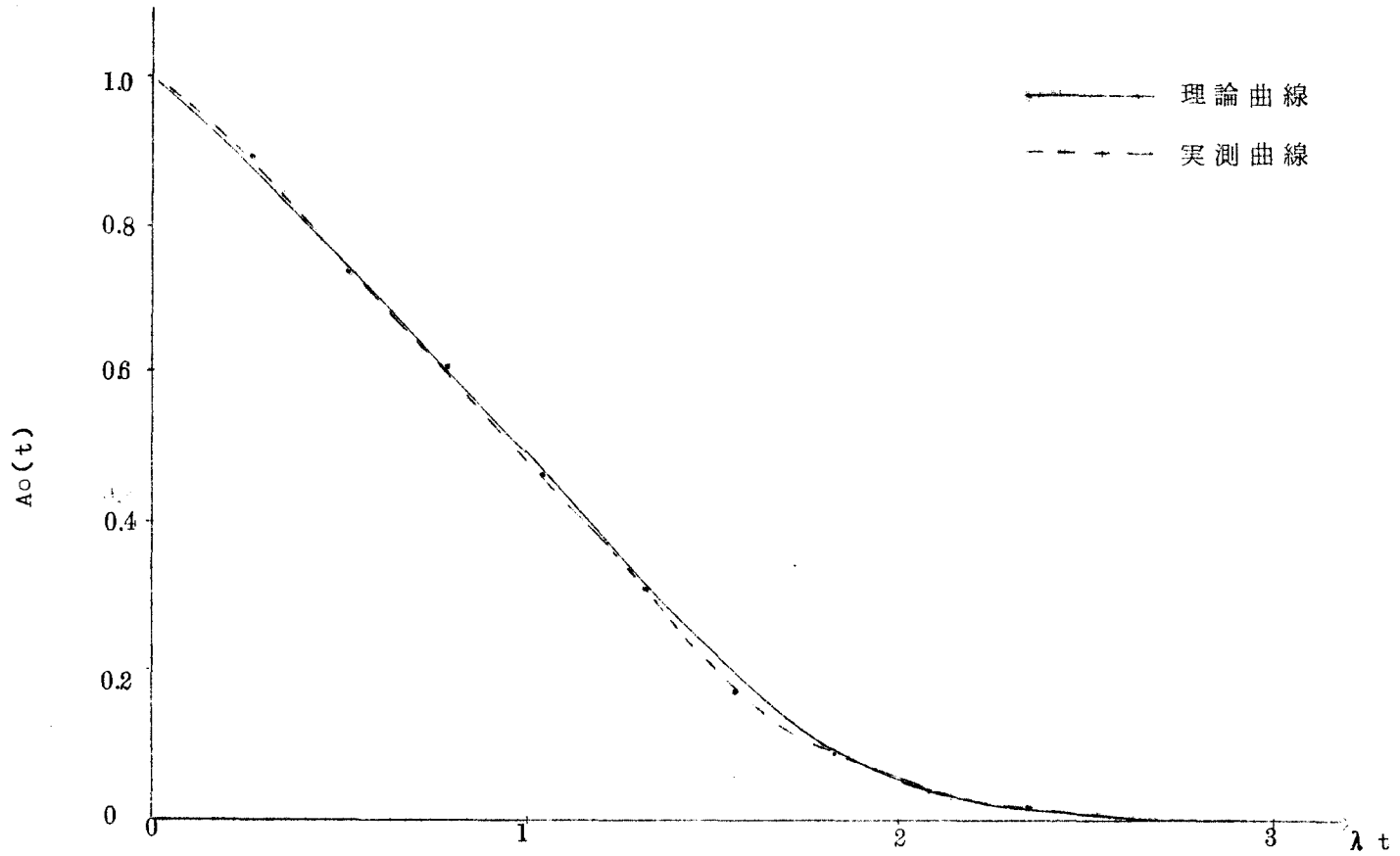


図 5.1 理論と実測による合成された分布の比較 (N = 2)

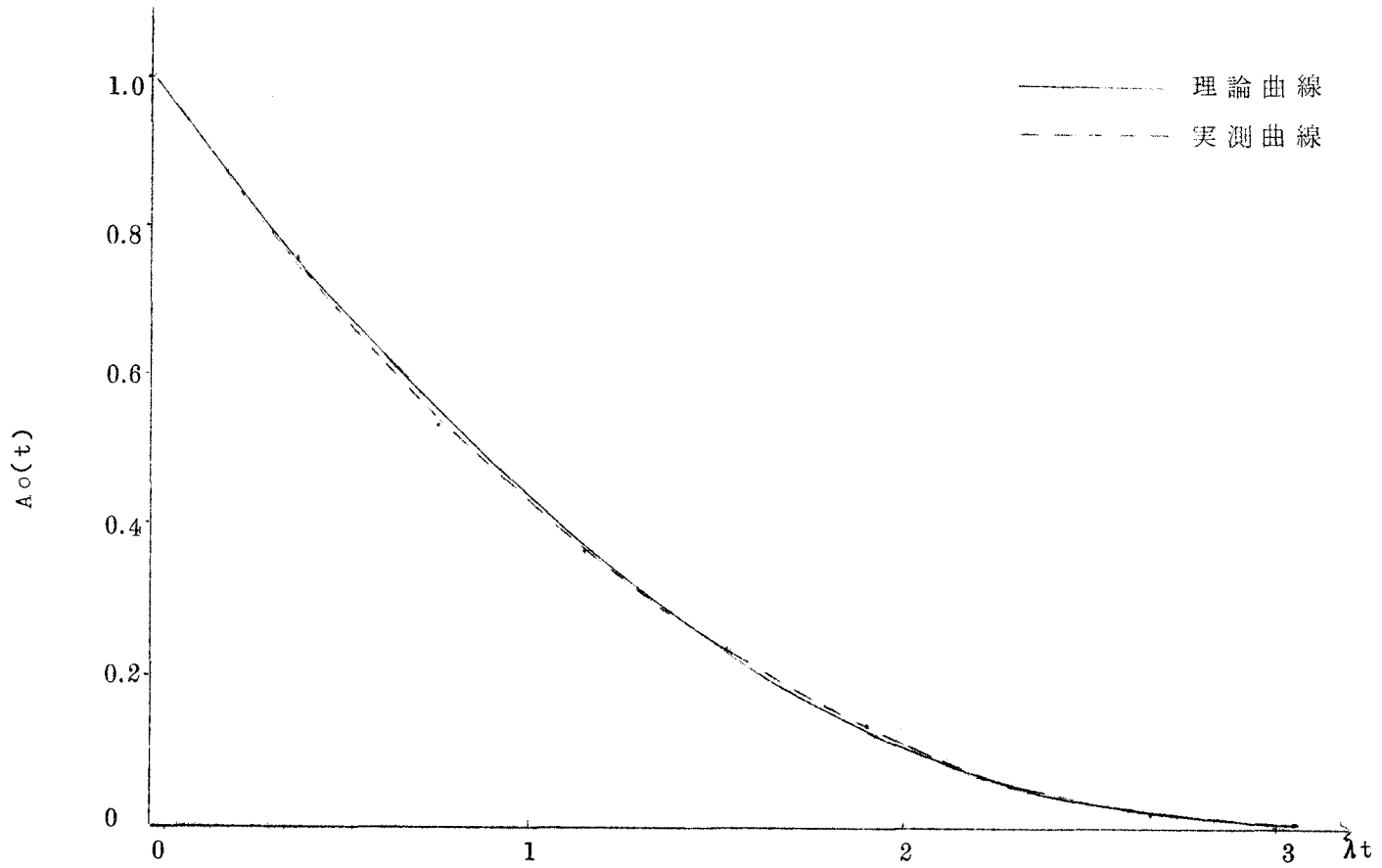


図 5.2 理論と実測による合成された分布の比較 ($N = 3$)

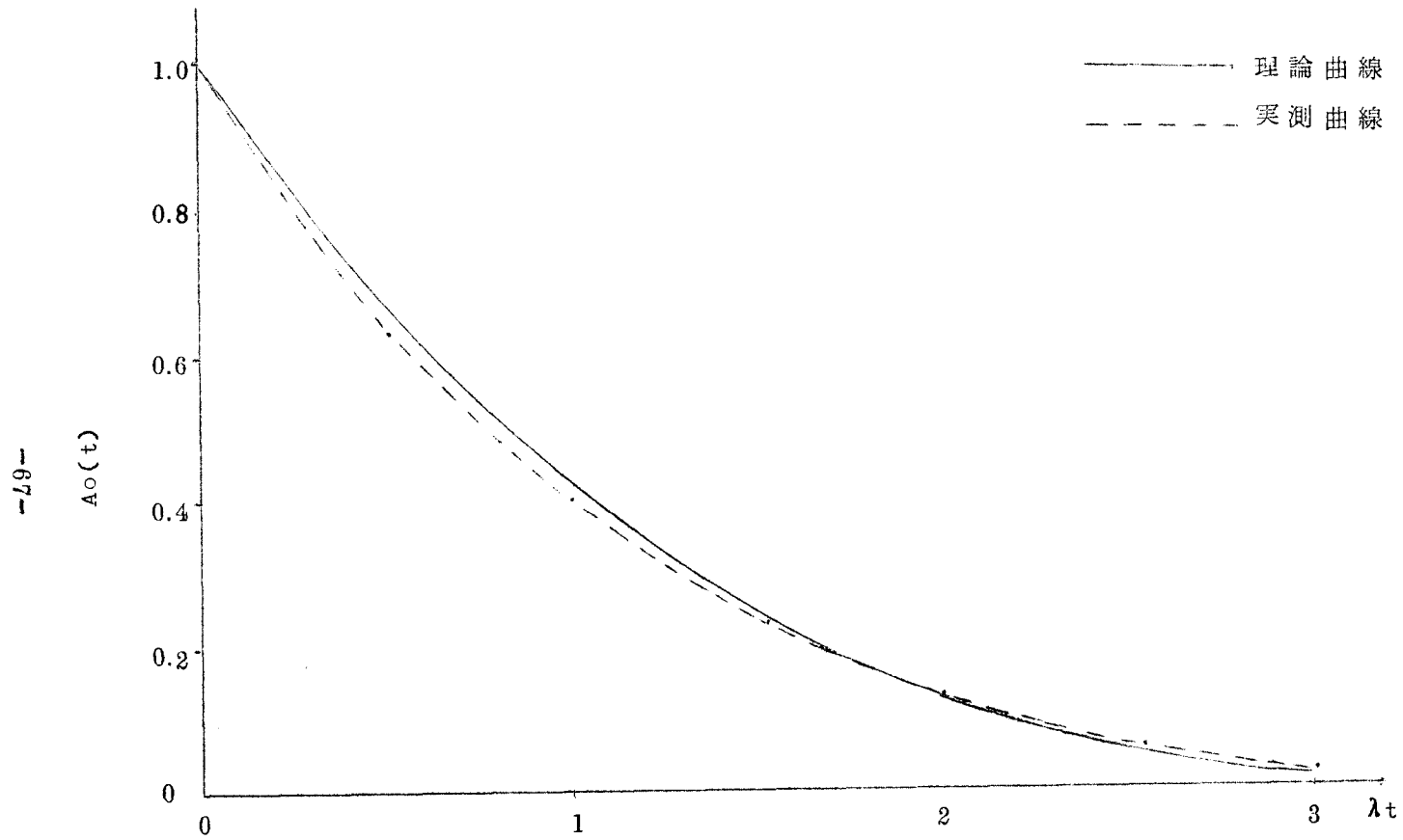


図 5.3 理論と実測による合成された分布の比較 ($N = 4$)

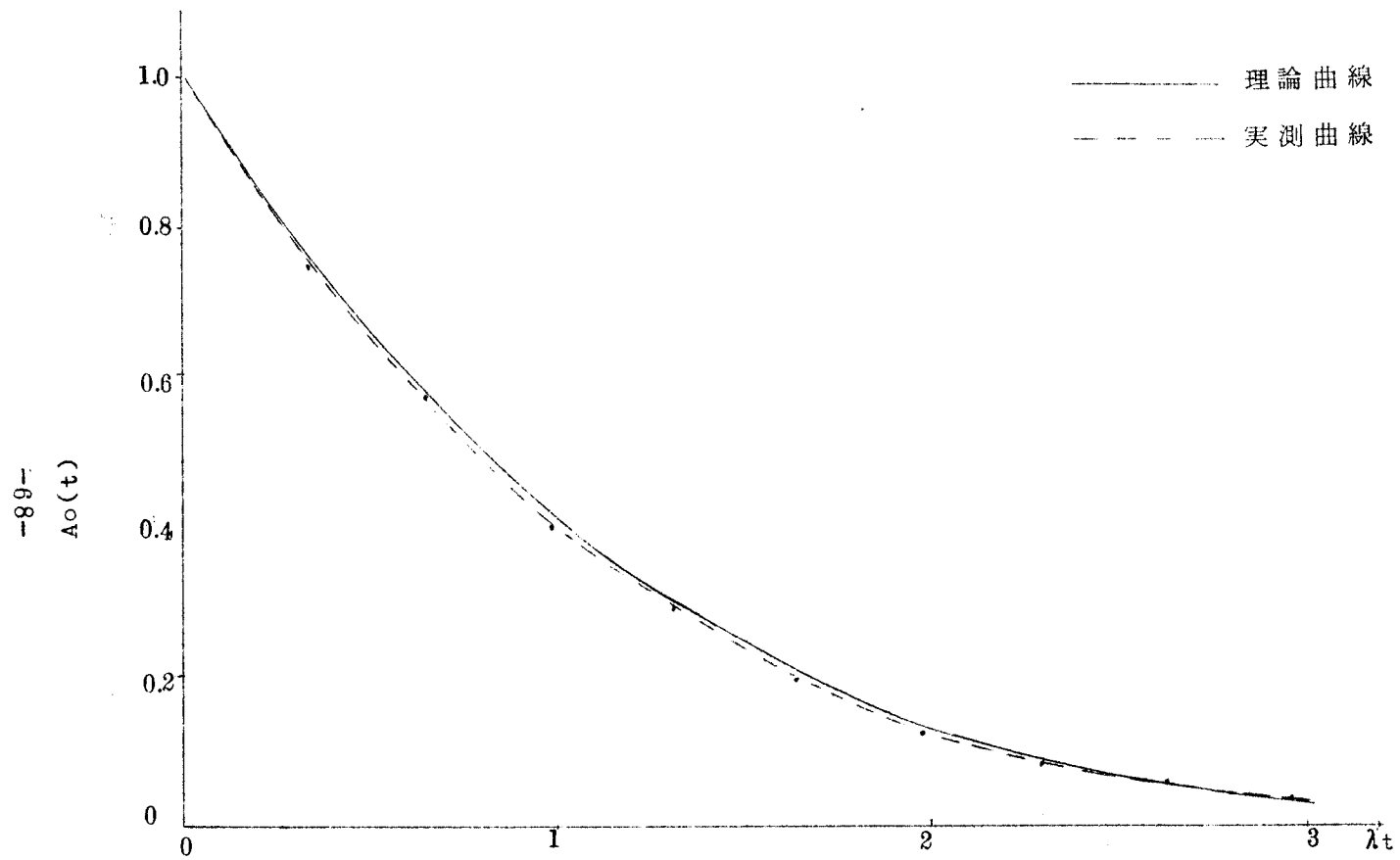


図 5.4 理論と実測による合成された分布の比較 (N = 5)

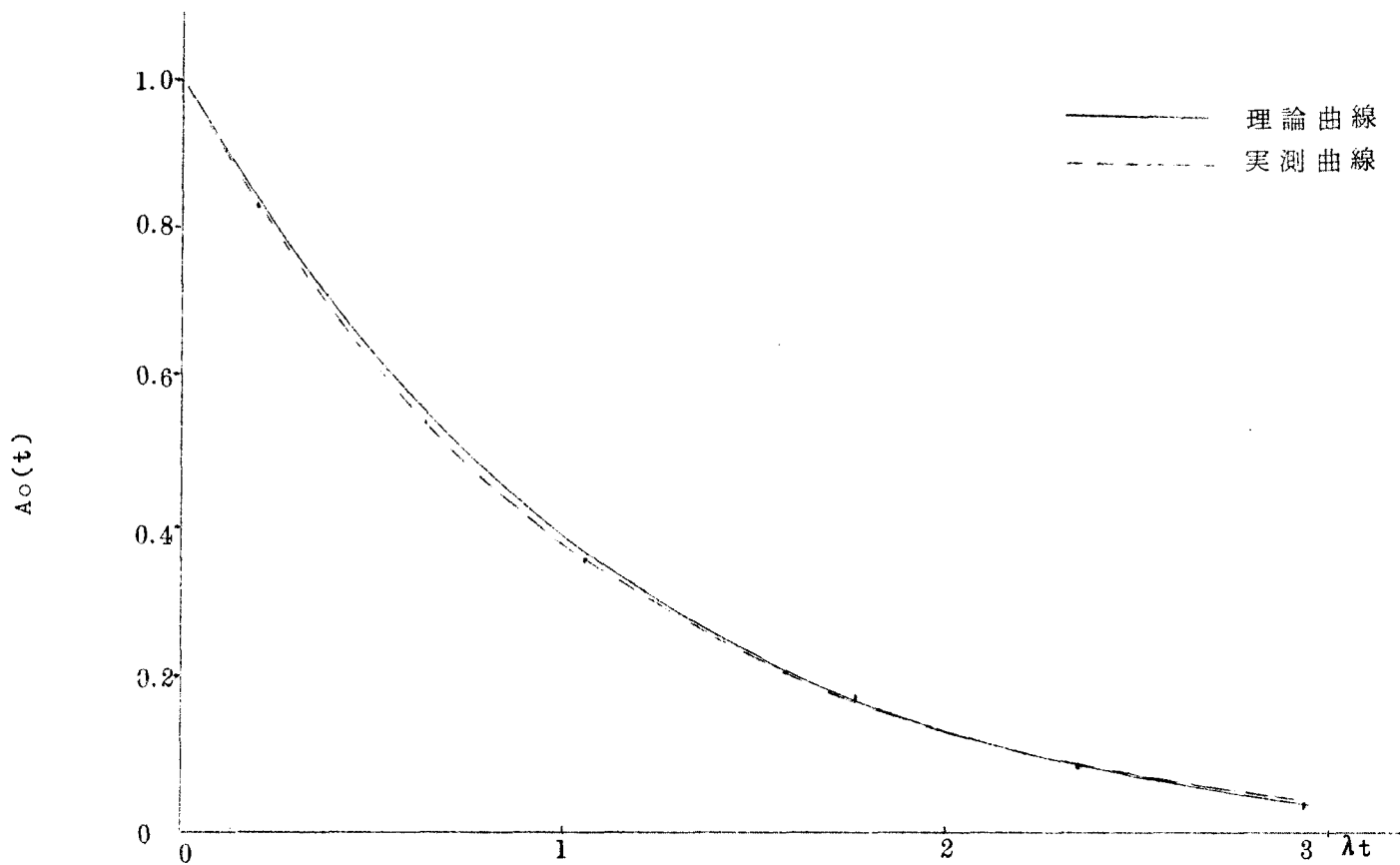


図 5.5 理論と実測による合成された分布の比較 (N = 9)

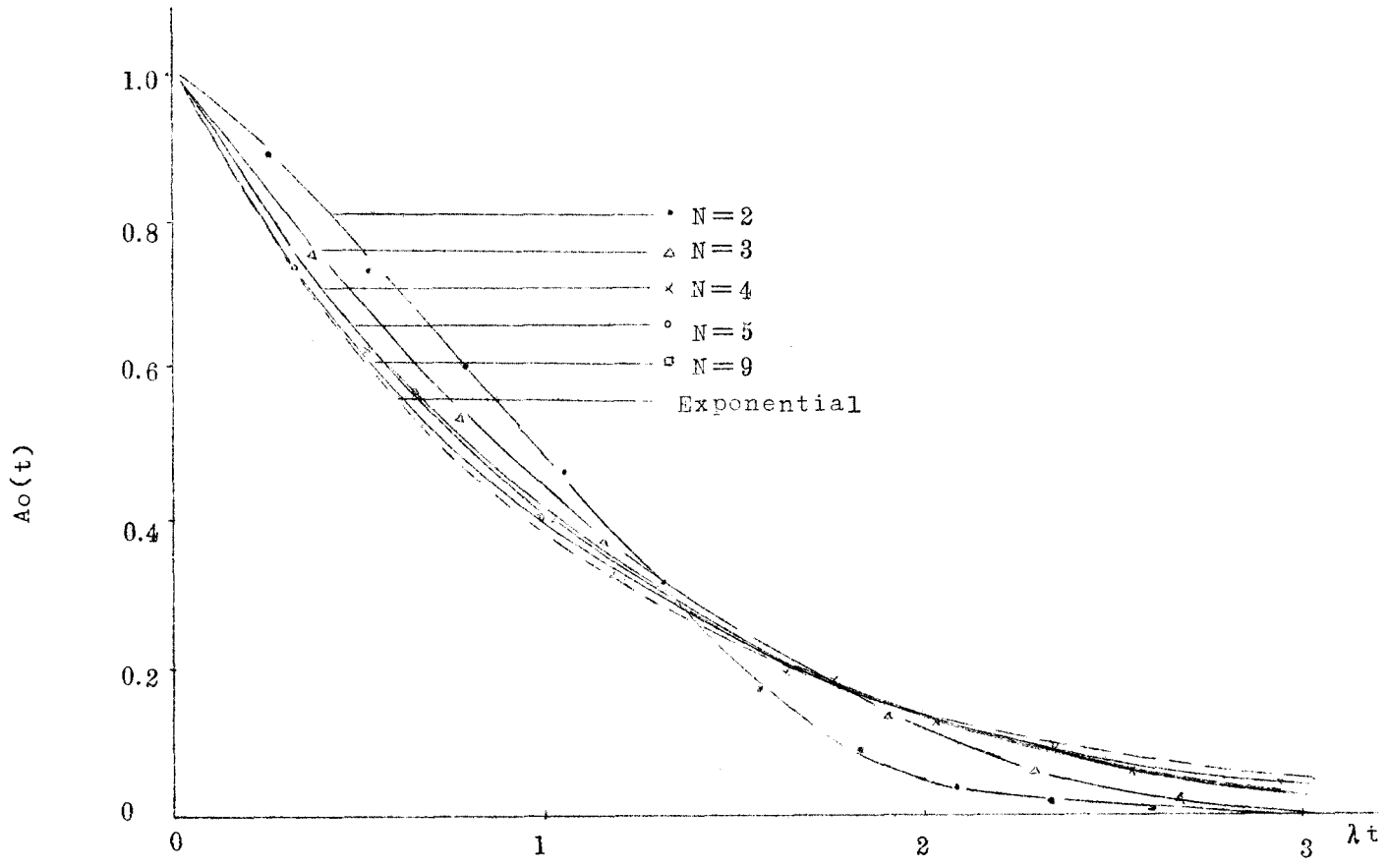


図 5.6 実測による合成分布の指数分布との比較

5.5. 結 言

キイパンチヤの打出す文字の時間々隔の分布を実測したことによつて、それを Erlang 分布と見なし得ることが判明した。また打出される文字の時間々隔の合成された分布は、組合されるテレタイプライタの台数がたかだか9台の位で位で殆んど指数分布とみなし得ることが判明した。これらの結果より、伝送線路とテレタイプライタ群の整合をとる場合のバッファの容量などの設計方法を知ることができる。また、入力のテレタイプライタの台数がある程度大きくなれば、キイパンチヤ各個人の能力の違いを無視して、全体のテレタイプライタより単位時間に打出される文字数を平均より大きく違わないとしても差支えないことが推定できる。

第 6 章 結 論

本篇においては、情報源群と伝送線路の「動的な整合」をとるダイナミック伝送方式について説明し、試作装置およびその動作の解析とシミュレーションを行い、その発展について述べると共に、より一般的な通信系への適用、プライオリティ伝送を行う場合などの設計指針、テレタイプを情報源とする場合のためのテレタイプ出力の測定などについて述べたが、ダイナミック伝送方式の有効な場合を一般的に述べると次に示す様になる。

1. 多種類の情報源よりの異つた種類の信号、しかも時間的変動がある信号の伝送が要求されている場合。
2. 過負荷のトラフィック量に対して寛容度が大きいことが要求されている場合一度通信系が確立されてからでも情報源の数を増やすことが、伝送時間の延びが許容できる範囲にあれば、可能である。
3. ある情報源からの信号をプライオリティを与えて伝送することが要求されている場合、プライオリティ伝送が可能なることによつて、この通信系は広い適応性をもつことができる。例えば、電話信号と電信々号を同じ伝送系で通信することができる。もし、このダイナミック伝送方式を、T A S I⁽¹⁹⁾と共に海底ケーブル通信に使用すれば、電話信号が伝送されない時間に電信々号を送信することによつて、100%の伝送線路の利用率を得ることが可能になる。

ダイナミック伝送方式は、情報源の種類が固定して、情報源からのトラフィックも一定である場合には有効ではない。しかし、この様に固定した情報源は殆んど存在しないし、この様な固定した情報源のみしか存在しないことは全く少いといえる。このダイナミック方式の欠点としては、もしアドレス信号

が誤つて受信されると、その誤りは二重の誤りをひきおこす。すなわち、アドレス信号が誤つたことにより、本来ならば情報を受けとるべき受信者は情報を受け取らず、その情報は他の関係のない受信者に受け取られてしまうからである。このことは、アドレス信号や情報信号の符号化に際して考慮されなければならない。

第 2 篇 三 値 信 号 通 信 方 式

第 1 章 緒 論

三値論理回路は、e値論理回路に最も近い整数値論理回路であることより、同じ情報量を表現するのに一番少いディジット数で充分であること、また二値論理に比較して演算速度が速くなること、などの特長を持つが、現状では、二値回路を用いて三値回路を構成している段階であるので、三値論理路の方が二値論理回路よりかえつて多くの素子を必要としている。したがつて、現在では三値論理回路の方がより経済的であると云う結論は得られない。しかし、演算速度は二値論理回路より高くなることは結論できる。

三値論理代数は、すでに1921年、Post (1)がn値論理代数系の一環として関数的に完全な展開定理を与えている。しかし、この展開は非常に複雑であるので、実用的でないといえる。したがつて、Post代数を基本としながら、補助的論理演算を用いて論理関数を構成する方法がとられている。(2)(3)(4) 本篇では、まずHallworthとHeath (4)が述べている基本論理である。"AND"、"OR"、"Cycling"、"Mod 3 Adder"、"Equivalence Operator"、"Carry"などの回路をトンネルダイオードを用いて構成している。が、これにより、かなり少い素子でこれらの論理回路が構成されることが示された。(5) このことが、将来の三値論理系の発展の一端を担うことを期待する。

当然この三値論理回路の電子計算機への応用を考えるべきであるが、本篇では三値信号伝送系への適用を考えた。将来予期される通信の需要増大に対してより能率的な伝送線路の利用を考えるべきであるが、三値信号による通信系は明らかに、現在の二値通信系より優れているといえる場合がある。PCM通信系

がそれである。二値 PCM 伝送系においてバイポーラ信号を使用しているが、このことは三値信号にすることによつて殆んど同じ帯域巾でより多くの情報を伝送できることを示している。

現在実用化がすすめられている PCM 通信系は短距離用で、多重回線の数も少ないが、今後伝送距離は長くなり、超多重通信も実現しなくてはならなくなる。この様な趨勢に対して採用する多重方式としては周波数分割方式 (FDM) が時分割方式 (TDM) に対して有利であるとされる。(6) 例えば、FDM-PCM では信号の性質上、直線符号化でよく、その時の量子化段階は、1000 チャンネル以上では、250 段階位でよいとされている。(7) これに対して、TDM-PCM では非直線符号化を行なわなければならない。三値で符号化するには 5 単位でよいが、もし、二値を採用するとすると、8 単位符号を使用しなければならず、広い帯域巾が要求される。

三値 PCM 系においては、三値信号の伝送に問題があるが、直流バランスの点は、微分バイポーラ信号を用いて解決しようとしている。それに対する再生中継器について示している。

第 2 章 トンネルダイオードを用いた

三値論理回路

2.1. 緒 言

トンネルダイオードの双対的単安定回路，すなわち正入力に対して正出力負入力に対して負出力を得る単安定回路を用いて，三値論理の単位回路である(4) インバータ，サイクリングゲート，Mod 3 加算器，キヤリイ回路，一致検出 $J_k(x)$ 回路 ($k = 1, 2, 3$) の構成方法について述べている。単安定回路を基本にとるゆえに，ここではダイナミック方式を採用し，単安定回路を駆動する電源は，定電流源駆動を採用している。

さらに，情報記憶回路として，直列対を用いた三値 R-S フリップ・フロップの構成についても述べている。

三値論理が，同一の情報量を表現するのに最も少ない記号で達成されるゆえに，他の論理よりもすぐれていることは周知のことである。けれども，現状では回路素子に適当なものを欠いているので，単位回路を構成する方法が複雑となつて，素子を多数必要とする欠点がある。

この三値論理回路に，トンネルダイオードを用いる試みは，いまだ行なわれていない。三値論理は，前述の特徴の他に，二値論理よりも演算速度が速いという特徴があるから，これにトンネルダイオードを用いれば，高速という点において画期的発展が期待され。

ここで述べる三値論理回路は，トンネルダイオードの数からいえば，二値論理の後藤対方式に用いられているのと同等の 2 個が大部分である。したがって素子を多数必要とする困難は，ほぼ解決されている。

2.2. 単安定回路の定電流源駆動

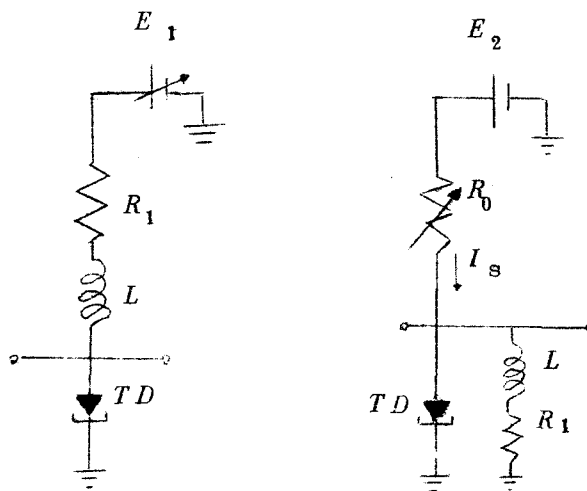
トンネルダイオード回路を駆動する方法としては、従来は定電圧源駆動が用いられていたようである。しかし、トンネルダイオードは電源の内部インピーダンスや、それを導く線路のインピーダンスなどに敏感であるので、電源とトンネルダイオード回路が分離されるのが望ましい。こういう見方をすれば、定電圧源駆動は、トンネルダイオードと直列に電源が入るので、好ましくない。一方、定電流源駆動にすれば、図 2.1.によつてわかるように、高抵抗 R_0 によつて

回路と電源は、ほとんど完全に分離される。これら双方間の変換は、等価変換であるのでトンネルダイオードの動作を略述するのに便利な特性曲線図は、全く変化しない。さらに

電源の変動率の及ぼす影響は両者において同等であるゆえに、総合的には定電流源駆動の方がすぐれている。(8) バイアスは、図 2.1.において、高抵抗 R_0 を変化することによつて簡単に変化することができる。

2.3. 双対的単安定回路

トンネルダイオードによつて、入力のパルス幅に応じたパルス幅の出力を得ることは困難である。したがつて、パルス幅が回路定数で決定される単安定回路が多く論理回路に用いられる。単安定回路は負荷線の位置によつて、



(a) 定電圧源駆動 (b) 定電流源駆動

図 2.1. 電源の等価変換

図 2. 2. のように 2 つに分けられる。(9)

図 2. 2. において、負荷線 P の状態にある回路に正のトリガを加えると、動作点は A → B → C → D → 安定点とループを描いて一周するしたがって、電圧波形は図 2. 3(a) のようになる。これ

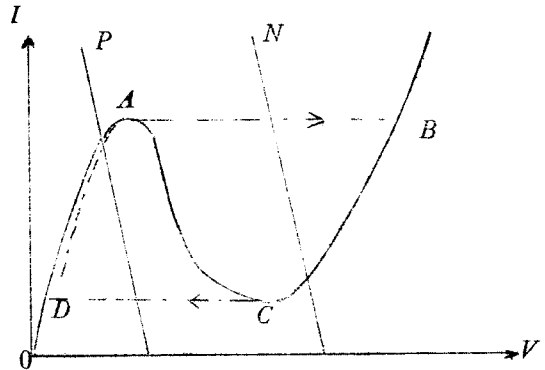


図 2. 2. 単安定回路の負荷線状況

を P 形の単安定回路と呼ぶことにする。

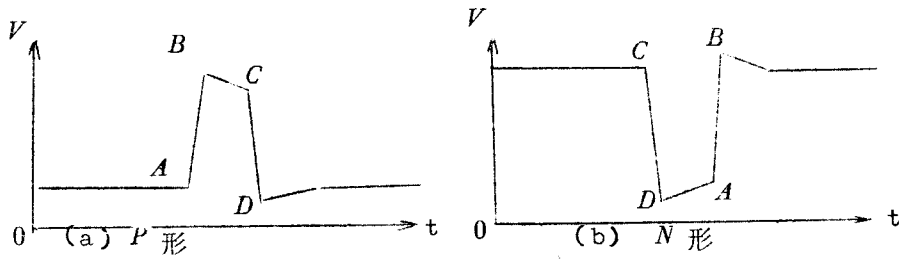


図 2. 3. 双対的単安定回路の電圧波形

一方、負荷線 N の状態にある回路に負のトリガを加えると、動作点は C → D → A → B → 安定点と一周し、図 2. 3(b) のパルスを出力として放出する。これを N 形の単安定回路と呼ぶ。P 形と N 形の単安定回路はただバイアス電流を変化させるだけで得られる。

この基本回路の出力を 図 2. 2. のように、コンデンサを通せば、直流分が除去され、P 形は正のパルス、N 形は負のパルスを発生することになる。表 1 に双対的単安定回路の入力と出力の関係を示す。P 形に負、N 形に正のトリガが加わ

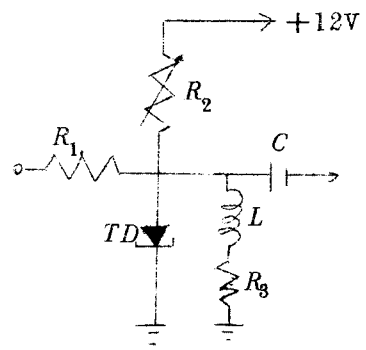


図 2. 4. 双対的単安定回路の基本回路

図 2.5. (a), (b)に示されているように，P形回路の出力ではパルスの前縁が急で後縁がなだらかになつていて，N形回路の出力波形は逆に前縁が拡がり後縁が急になつている。このことは演算速度の低下をもたらす可能性があるが，N形回路の出力波形をP形の場合と同様前縁を急に後縁をなだらかにした回路とP形回路とを組み合わせることによつて演算速度を高めることができる。このようなN形回路は，図 2.4.に示した双対回路が正電源のみによつて構成されているのに対して，負の電源が要求されるが，図 2.6.に示す回

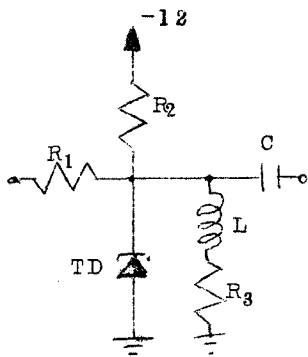


図 2.6. N形単安定回路

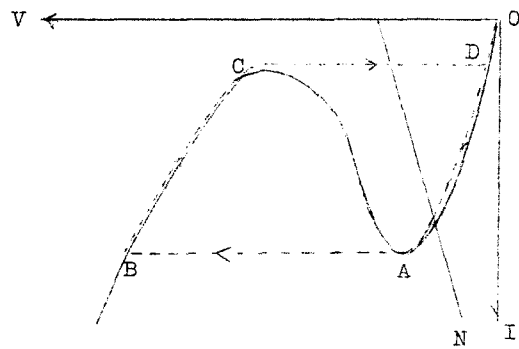


図 2.7. N形単安定回路の負荷線状況

路で実現される。この場合は，図 2.7.で示される負荷線を持つ回路に負のトリガを加えると，動作点はA → B → C → D → 安定点とループを描いて一周する。したがつて電圧波形は図 2.8.で示されるようになる。

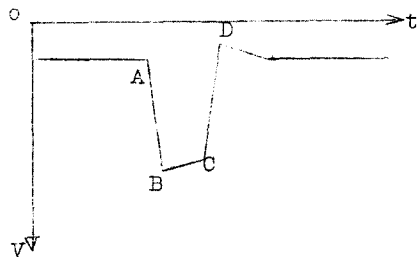


図 2.8. N形単安定回路の出力波形

2.4. 真理値の回路表現，ダイナミック方式

基本回路が以上のように，正負のパルスを作り出すので，三値論理の真理値 1,2,3と数値 0,1,2とパルスの対応を表2のように決める。(10) これは，トンネルダイオードを閾値論理で用いるのに便利な対応である。ところで，単安定回路としているので，パルス幅は回路定数で決定される。したがって，これを論理回路に用いるには，

表 2. 真理値，数値，パルスの対応

真理値	1	2	3
数 値	0	1	2
パルス	正のパルス	零	負のパルス




ダイナミック方式にせざるを得ない。ダイナミック方式においては，クロックパ

ルスと情報信号の同期が非常に重要な事柄であるが，ここでは，これらが完全に満足されているものとしている。さらに，情報信号である正のパルス，負のパルスの高さも同一であるという前提を置いている。後者には，ある程度の偏差が許されるので，大して重要な要因とはならないが，これにはトンネルダイオードの不均一性が含まれることになるので，トンネルダイオードの特性がそろっていることが必要である。

2.5. インバータ，三値信号増幅回路

インバータは否定論理回路である。表3に示す入力出力関係を与えるものである。これは簡単にパルストランスによつて実現される。

表 3. インバータの入出力関係

入 力		出 力	
真理値	パルス	真理値	パルス
1		3	
2	-	2	-
3		1	

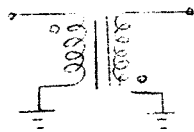


図 2.9 インバータ

信号に減衰を伴う場合には、信号を増幅する必要があるが、三値信号増幅回路は、P形、N形の単安定回路を並列に接続することによって、図 2.1 0 のように構成される。 R_1, R_2 は回路を分離するための抵抗、 BD_1, BD_2 は入出力間に方向性を与えるための逆方向ダイオードである。入力のパルスがその立上りにおいて、逆極性の方向に大きなオーバーシュートを有する場合には、入力回路に逆方向ダイオードを用いる必要がある。けれども、これが微小ならば、トンネルダイオードの値論理によって、誤動作を防ぐことができる。

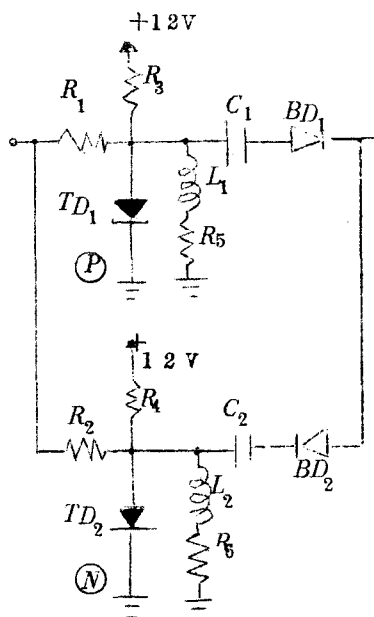


図 2.1 0 三値信号増幅回路

2.6. サイクリングゲート

サイクリングゲートは、ポスト代数の基本となる論理であつて、表 4 に示すような入力出力関係をもっている。

この入力出力関係を満足する回路は、図 2.1.1.のように構成される。この

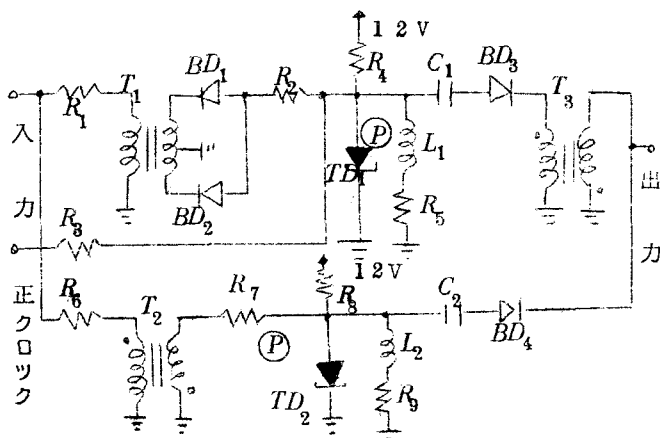


図 2.11. サイクリングゲート

表 4. サイクリングゲートの入出力関係

入 力		出 力	
真理地	パルス	真理地	パルス
1		2	—
2	—	3	
3		1	

回路の動作をつぎにのべる。

TD_1 は P 形の単安定回路である。入力のある方のパルスは、 T_1 と BD_1 、 BD_2 によつて全て負のパルスに轉換される。この負のパルスが存在すれば正のクロックが入つても、 TD_1 がセットされない。入力にパルスが存在しなければ、 TD_1 は正クロックによつてトリガされ、正パルスを作り出し、これは T_3 によつて反転され負のパルスとして出力となる。一方、 TD_2 も P 形であつて、 T_2 で反転された正パルスによつてトリガされる。

2.7. Mod 3 加算器

Mod 3 加算器は、2つの入力 A、B の信号に対応する数値の Mod 3 の和を出力に与えるもので、表 5 に入力と出力の関係を示している。表 5 には数値のパルスの対応によつて入出力関係を示している。アナログ和は、入力パルスの和であつて、絶対的な大きさを示しているわけではなく、相対的な大きさを表示している。

Mod 3 加算器の回路図を図 2.1 2. に示す。図 2.1 2. において、 TD_1 は P 形であつて、表 5 の e, f 行の入力関係によつてのみ動作する。この単安定回路で得られるパルス幅を、 TD_3 のパルス幅より狭くする。 TD_1 によつて得られたパルスは、 R_6 、 C_2 の積分回路で積分され、遅延される。 TD_3 は N 形で、このバイアスを深くすれば、f なる入力関係によつてのみ動作するようになることができる。

TD_3 によつて得られたパルスによつて、 TD_1 のパルスを制御する。したがつて、 TD_2 は TD_1 が動作するときのみ、すなわち e 行の入力関係のときのみ正の出力を与える。 TD_4 は P 形で、バイアスを深くして、a 行によつてのみ正の出力を与えるようにする。 TD_5 は N 形で、負クロックによつてトリガされるが、入力に信号パルスがあれば、 T_2 、 BD_4 、 BD_5 によつ

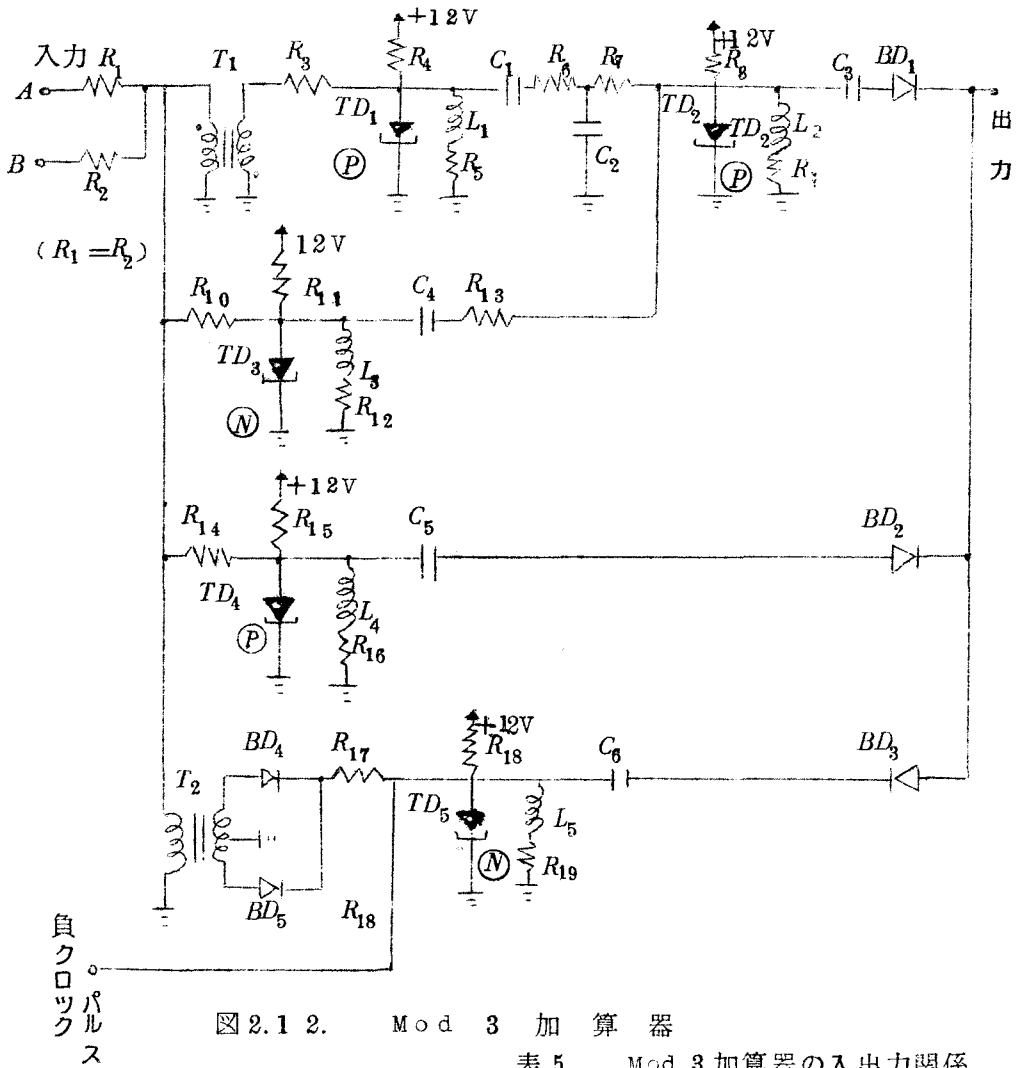


図 2.1 2. Mod 3 加算器

表 5. Mod 3 加算器の入出力関係

て得られる正のパルスによつて負クロックはゲートされる。以上によつて、所望の動作が得られる。BD₁、BD₂、BD₃ は方向性を与えるための逆方向ダイオードである。入力によつて四つの単位回路を駆動しているが

	入 力		アナログ和	出 力
	A	B		
a	0	0		0
b	0	1		1
c	0	2	—	2
d	1	1	—	2
e	1	2		0
f	2	2		1

これは充分動作すると考えられる。

2.8. キヤリイ回路

キヤリイ回路は、けた上げ回路であつて、入力 A、B の数値の和のけた上げを出力に与える回路である。これは三値論理代数には直接の演算としてあらわれないが、構成に用いて回路を簡単にする有用性がある。

表 6 に、キヤリイ回路の入出力関係を示す。また図 2.1 3. にこの回路図を示す。

この回路の動作はアナログ和の負のパルスを検出して、これによってクロックを制御すればよい。すなわち、 TD_1 の N 形単

安定回路によって、

R_1 と R_2 で作られたアナログ和の負のパルスを検出し、この出力パルスを R_6 なる信号分離の抵抗を通して TD_2 の P 形単安定回路に加える。 TD_2 は正クロックによつてトリガされるが、 TD_1 からの負パルスがくれば、クロックはゲートされ TD_2 はトリガされない。したがつて、表 6 の動作が図 2.1 3. の回路によつて得られる。

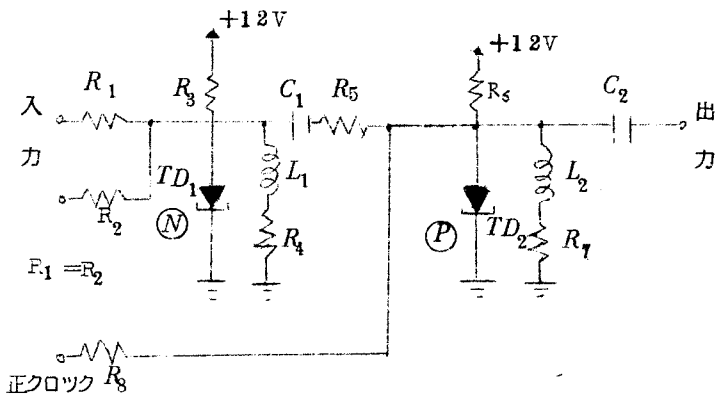


図 2.1 3. キヤリイ回路

表 6. キヤリイ回路の入出力関係

	入 力		アナログ和	出 力
	A	B		
a	0 	0 		0
b	0 	1 		0
c	0 	2 	-	0
d	1 	1 	-	0
e	1 	2 		1
f	2 	2 		1






2.9. 一致検出 $J_k(x)$ 回路

一致検出 $J_k(x)$ 回路は、 $k=x$ するとき真理値 1 を、 $k \neq x$ のときに真理値 3 を出力に与える回路である。ただし x は入力情報であつて、真理値をあらわすものとしている。順次 $J_1(x)$ 、 $J_2(x)$ 、 $J_3(x)$ 演算回路についてのべることにする。

(i) $J_1(x)$ 演算回路

この回路は $x=1$ すなわち入力に正のパルスがあれば、出力は正のパルス、 $x \neq 1$ すなわち入力为零または負のパルスであれば出力は負のパルスである回路である。この関係を表 7 に、またこれの実現回路を図 2.1 4 に示す。

表 7. $J_1(x)$ 回路の入出力関係

入 力 x		出 力 $J_1(x)$	
真理値	パルス	真理値	パルス
1		1	
2	—	3	
3		3	

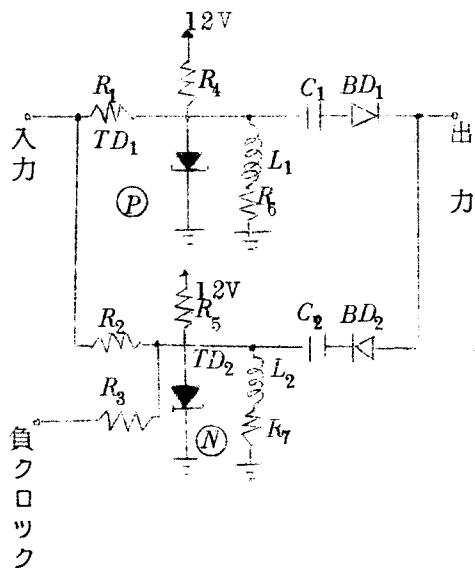


図 2.1 4. $J_1(x)$ 演算回路





この回路は、三値信号増幅回路に類似するもので、正パルスによつて TD_1 の P 形単安定回路がトリガされ、正のパルスを出力に出すとともにこの正のパルスは TD_2 の N 形単安定回路に加わる負クロックをゲートする。

入力に負のパルスがくれば、これは TD_2 をトリガして出力に負のパルスを与える。入力に信号パルスがこなければ、 TD_2 は負のクロックによってトリガされ、出力に負のパルスを与える。 BD_1, BD_2 は入力・出力間の方向性を与える回路である。

(ii) $J_2(x)$ 演算回路

$J_2(x)$ 演算回路は $x=2$ すなわち入力にパルスがこないとき出力に正のパルス、 $x \neq 2$ すなわち入力に正または負のパルスがきたときは、負のパルスを出力回路である。この関係を表 8 に示し、これを実現する回路図を 図 2.15. に示す。

表 8. $J_2(x)$ 回路の入出力関係

入力 (x)		出力 $J_2(x)$	
真理値	パルス	真理値	パルス
1		3	
2	-	1	
3		3	

入力に加えられるパルスは BD_1 BD_2 によつて全て負のパルスとなり、このパルスは TD_1 の N 形単安定回路をトリガして負のパルスを出力に与える。一方またこの負のパルスは TD_2 の P 形単安定回路に加えられる。正クロックをゲートして、 TD_2 をトリガさせない。入力に信号パルスがこなければ、正クロックは TD_2 をトリガして出力に正のパルスを与える。

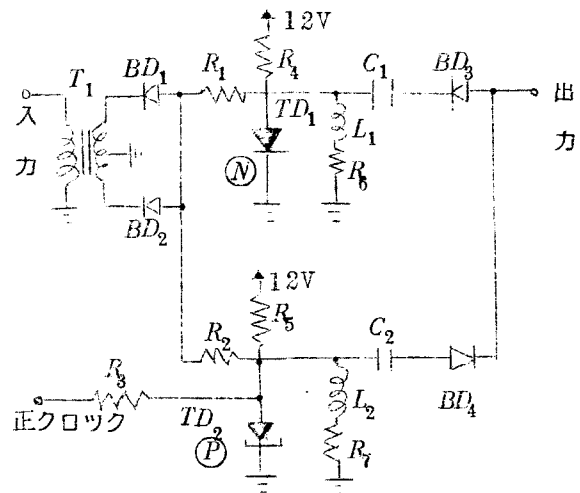


図 2.15. $J_2(x)$ 演算回路

(iii) $J_3(x)$ 演算回路






この回路は $x = 3$ すなわち入力に負のパルスがくれば正のパルス， $x \neq 3$ すなわち入力に正のパルスまたは零がきたときは負のパルスを出力に与える回路である。この関係を表 9 に示す。

ところで， $J_3(x)$ と $J_1(x)$ にはつぎのような関係がある。

$$J_3(x) = J_1(\bar{x}) \quad (\text{但し } \bar{x} \text{ は } x \text{ の否定})$$

三値インバータはパルストランスによつて簡単に実現されるから， $J_3(x)$ 回路は図 2.16 のように構成できる。

表 9. $J_3(x)$ 回路の入出力関係

入 力 x		出力 $J_3(x)$	
真理値	パルス	真理値	パルス
1		3	
2	-	3	
3		1	

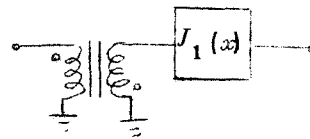


図 2.16. $J_3(x)$ 演算回路

2.10. AND・OR 回路

三値論理関数を構成するには，以上に述べた論理に加えて，AND，OR 回路が必要である。これは，二値論理の AND，OR をそれぞれ拡張したものであつて，AND 回路は入力の最低値，OR 回路は入力の最高値を出力に与えるものである。これをトンネルダイオードによつて構成する方法は，まだ開発されておらず，少々時間遅れが存在するが，二値のダイオード論理回路によつてこの論理を行なう。トンネルダイオードは低レベル素子であるから通常のダイオードを逆方向ダイオードに置き換える必要がある。三値論理においては，二値論理におけるよりも縦続に対する条件がきびしくなつて，タ

イオードゲートのみが多段縦続は困難となる。

2.11. 三安定回路（三値フリツフ・フロツフ）

デジタル回路においては，論理回路と，情報記憶回路が必要である。三値論理における記憶回路には，当然三安定回路が必要である。トンネルダイオードによる三安定回路は，従来スケーラ回路として用いられていた概念を採用し，これに適当な補助的考えを追加して構成することができる。

トンネルダイオードを2個直列に接続して，その外側の端子から見た静特性は，図2.17.のように，2つのピークをもつようになる。この基本回路を三値フリツフ・フロツフとするには，この静特性を電圧軸の負の方向に移動さ

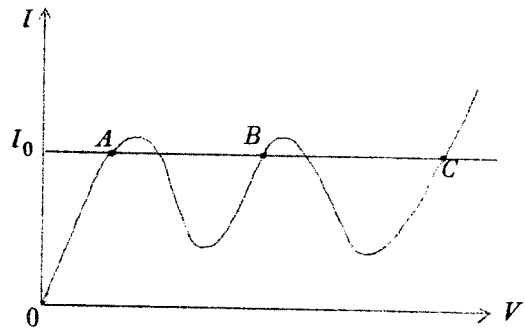


図 2.17. 直列対の静特性

せ，負荷線を傾けることによつて達成することができる。この状態を示したのが，図2.18である。

図2.18.において，通常はBの安定点にある回路に， $(I_1 - I_0)$ より大きい入力電流を加えると，安定点は山を越えてCに達する。またBの安定点にある回路に $|I_0 - I_2|$ より絶対値の大きい負のパルスを加えると，安定点

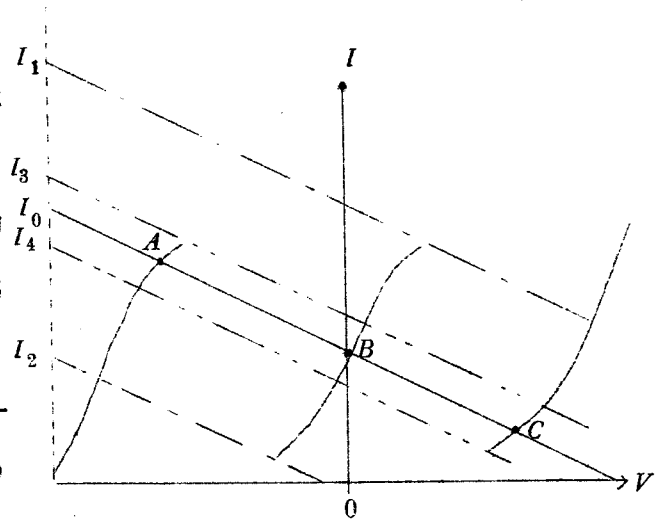


図 2.18. 三値フリツフフロツフの負荷線状況

は谷を越えてAに達する。入力がないれば、Bにとどまっつていて、回路は0ポルトを保持する。このようにして、セツトすることができる。したがつて

$$2 I_0 = I_1 + I_2 \quad (1)$$

を満足するように I_0 を選ぶ必要がある。

リセツトは図 2.19. に示すように、正負一對のパルスで行なうことができる。Aの安定点に回路状態があれば、リセツトパルスの $(I_3 - I_0)$ より大きい正の部分によつてB点にもどされる。Bにある回路にリセツトパルスの負のパルスが加わつても、その大きさ I_{rn} を

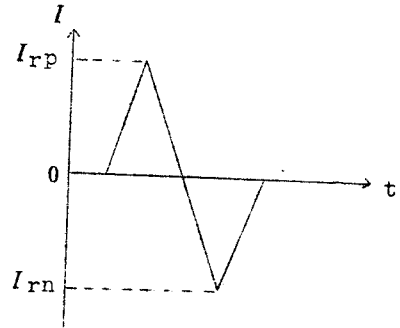


図 2.19. リセツトパルス

$$(I_2 - I_0) < I_{rn} < (I_4 - I_0) \quad (2)$$

に選んでおけば、回路はセツトされない。

一方Cに安定点があれば、リセツトパルスの負のパルスによつてリセツトすることができる。負荷線を傾斜させた目的は、AをBにリセツトする場合に再びリセツトの負パルスによつてBからAにセツトされるのを防止するため、セツトパルスとリセツトパルスの大きさに差をつけるにある。セツトに必要なパルスの大きさを I_{sp}, I_{sn} とすれば、セツトパルス、リセツトパルスに対して、つぎの必要条件が成立する。

$$I_{sp} > (I_1 - I_0) \quad (3)$$

$$I_{sn} < (I_2 - I_0) \quad (4)$$

$$(I_3 - I_0) < I_{rp} < (I_1 - I_0) \quad (5)$$

$$(I_2 - I_0) < I_{rn} < (I_4 - I_0) \quad (2)$$

リセツトパルスは矩形波を微分することによつて得られる。

2.1 2. 回路のトランスレス化および高速化

これまで述べた回路では、確実に動作させることを目的としたため、インバータをトランスによつて構成したが、このために回路の高速化にある程度の拘束を与えることになつた。トンネルダイオードを用いた論理回路は本来高速化とトランスレス化が主眼になつているが、インバータをトランスを使用せずに構成できれば、これまでに示した全回路とトランスを使用せずに構成することが可能になる。

インバータは図 2.22 に示される回路で実現される。(1) この回路の

TD₁ の負荷線状態は図 2.23 に示される。ここにおいて TD₁ の電流 (I_1) の山は低くなければならぬ。 $(I_B - I_2)$ は TD₂ と R_L によつて構成される実効的な負荷線を示している。また A 点、B 点は、TD₁ の高電圧側正抵抗領域で負荷線と交わる安定点である。

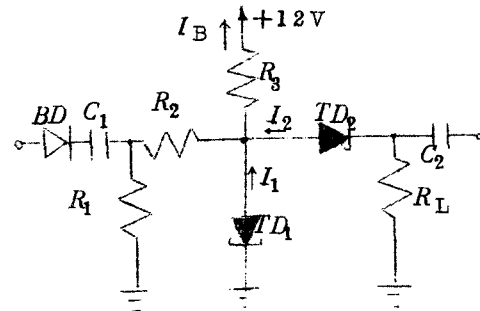


図 2.22. インバータ

定常状態では動作点は安定点 A にあり、正の入力パルスが得られると、それを微分し、前縁によつて安定点 B に移る。

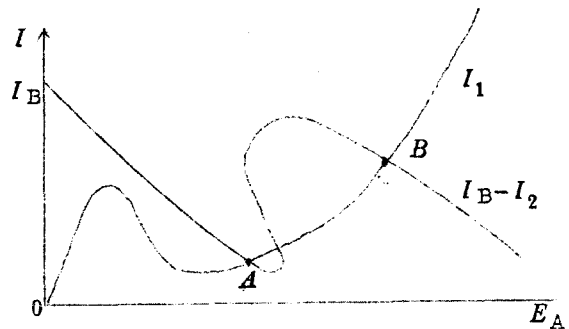


図 2.23. インバータの負荷線状況

つぎに入力パルスの微分され

た後縁によつて動作点は B より A に戻る。TD₁ に流れる電流 I_1 は動作点が A にある場合は小で、B 点にある場合は大である。 $I_1 = I_B - I_2$ であり I_B は一定であるから、動作点が A にある場合は I_2 は大で、B にある場合

には小である。したがって正のトリガにより R_L の両端電圧は下り、負のトリガによつて上る。これによつて正の入力パルスに対して負の出力パルスを得る。負の入力パルスに対して正の出力パルスを得る回路は図 2.2 2 に示される回路の TD_1 、 TD_2 、 BD および電源を逆にすることによつて得られる。インバータの入力の極性が一定であればこれらの双対的回路の一方を入力回路の BD を省いてよいが、極性が一定でなければ図 2.2 4. に示すように両回路を並列にしなければならない。

この回路を採用することによつて、これまで本稿で示した諸回路をトランスを使用しないで実現することができる。これによつて高速化は見込まれるが、回路の構成にあつて TD の特性の偏差に対する要求が他の回路に比べてかなりきびしくなる難点がぎる。

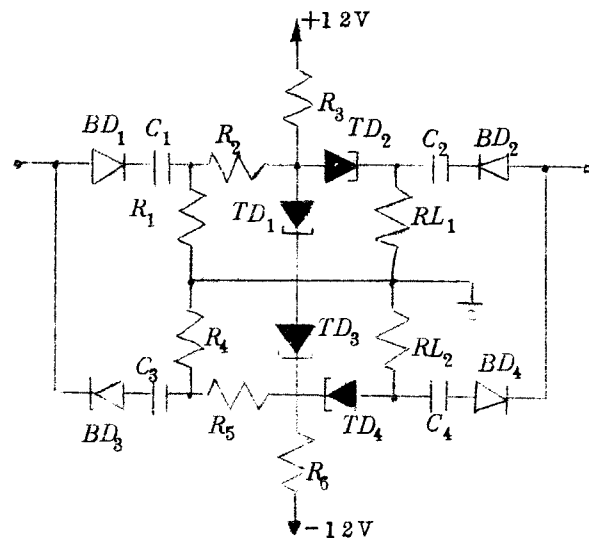


図 2.2 4. 三値インバータ

2.1 3. 結 言

トンネルダイオードを用いた三値論理回路の構成についての基本的なものについてのべた。トンネルダイオードの数に関しては、ほとんど二値に用いられている後藤対形式の 2 個と同等である。問題は同期をとることであるがこれは何も三値論理特有の問題ではない。さらにトンネルダイオードの不均一性（許容偏差）の及ぼす影響についても検討する必要がある。また超高速化を考えると、ここに示した回路に更に変更を行なわなければならない。

第 3 章 トンネルダイオードを用いた 三値 P C M 端局装置および 三値信号再生中継器

3. 1. 緒 言

二値信号と比較して、三値信号の方が通信系においても多方面にわたって有利な点があるにもかかわらず、三値回路の構成上の複雑さ、伝送の困難さのため実用化には至っていない。三値 P C M に関しては、本田⁽¹²⁾、尾佐竹⁽¹³⁾などによつて研究がなされているが、将来予見される高速化を考えると、超高速化の可能性を持つ通信系の開発が望まれる。これに対し、第 2 章で述べたトンネルダイオードを用いた三値論理回路を用いて前述の困難さが克服される可能性を得る。三値信号を伝送するにあつては、直流バランスをとることが最も重要な問題であるが、これは微分パルスを送送することによつて解決が得られる微分三値信号の伝送方式は、二値の微分パイポラ伝送系⁽¹⁴⁾を多少変更して行なわれる。これらの事より、現在の二値 P C M 系より能率のよい伝送系が得られる。

高速三値 P C M を採用する場合には、FDM-PCM、TDM-PCM、FDM-TDM-PCM などが考えられるが、FDM-PCM あるいは FDM-TDM-PCM が将来有利であると思われる処から、FDM-PCM 装置について主に述べる。再生中継器については殆んど端局装置によつて変更の必要がなく、代表的なものについて述べている。

3. 2. トンネルダイオードを用いた三値 P C M 端局装置。

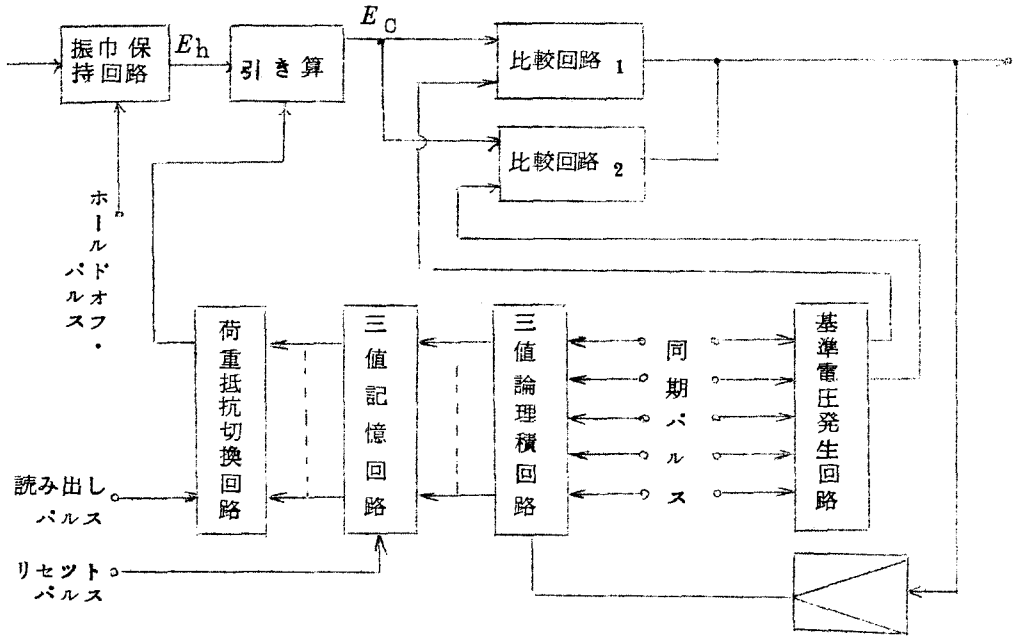
電話の P C M 伝送係において 1 0 0 0 チャンネル以上の多重通信を考えると、FDM-PCM は TDM-PCM に比較して周波数帯域は僅かに広いが、いろい

るな有利な点を持っている。⁽⁹⁾まず超多重が簡単に得られること，現在の超多重通信系と比較的整合しやすいこと，直線符号化で充分であること⁽⁷⁾，などである。

本田氏らの符号化装置⁽¹²⁾は，送り出しパルス繰返し周波数の2倍のクロックパルス周波数を必要としているが，本節で述べる符号化装置では⁽¹⁵⁾，各ビット時の比較弁別操作において， $2 \cdot 3^n$ と， 3^n の二つの基準電圧を用いて標本を同時に比較弁別する方法を採用している。これによつて，高いクロックパルスを必要としなくなる反面，基準電圧発生回路を特別に設けなければならないし，比較弁別回路も二回路用意しなければならないが，多重化するチャンネル数が増加することより，二倍のクロックパルスを使用するよりも有利であると考えられる。

以上の考えに基づいて示されたのが図 3.1 図 3.2 に示す FDM-PCM 符号化および復号装置のブロック図である。ここにおいてまず最初の段階として 960 チャンネル，伝送帯域巾 60 Kc - 4028 Kc の多重を考えた。したがつて標準化周波数 10 Mc，符号化単位数 6，（情報 5，信号 1），伝送パルス繰返し周波数 60 Mc で，符号器は直線逐時比較型，復号器は第一種加重抵抗型を用いた。

三値信号の形としては，Vacca⁽¹⁰⁾によつて提案された符号形式を用いることにした。すなわち，0 の数値を表わすのに正のパルスを，1 の数値を表わすのに零電位を，2 の数値を表わすのに負のパルスを用いる。この組合せは偶然に起る符号誤りの確率の最も小さいものであると考えられており，伝送途中の符号誤りによる情報の損失ならびに S/N 此の劣化を軽減している。



比較器 1 : $2 \cdot 3^n \leq E_c$ で負のパルス出力
 比較器 2 : $3^n > E_c$ で正のパルス出力

図 3.1 三値 FDM-PCM 符号化装置

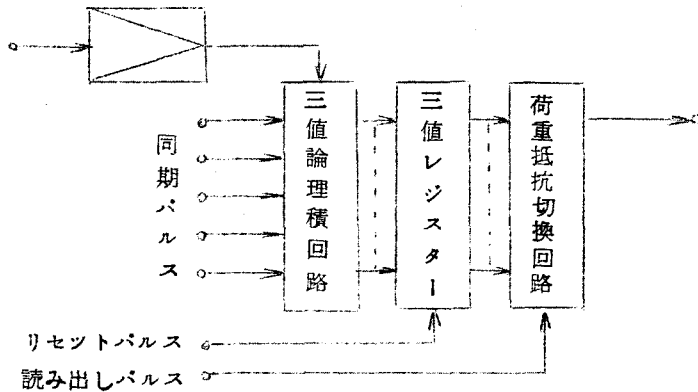


図 3.2 三値 FDM-PCM 復号装置

振巾保持回路に加えられた PAM パルスは、一標本期間 (100 ns) だけ振巾を保持され、最初のテイット時、すなわち 3^4 の桁、は D → A 変換器 (局部復号器) の出力はないから、保持されている電圧がそのまま E_c として、 $2 \cdot 3^4$ と 3^4 との二つの基準電圧で同時に比較弁別される。 $2 \cdot 3^4 \leq E_c$ 、ならば負のパルス、 $3^4 > E_c$ 、ならば正のパルス、 $3^4 \leq E_c <$

$2 \cdot 3^k$, ならば零電位となる。これが 3^k の桁の信号となる。この信号は伝送線路へ送り出されると同時に帰還回路を通つて記憶回路へ入る。次のクロックパルスで記憶回路に入っている符号の状態に対応した復号化電圧を発生させて、その電圧を保持電圧 E_h から引算回路によつて引く、その差の電圧が E_c' となり、 E_c' を $2 \cdot 3^3$ と 3^3 の基準電圧で比較弁別し、これによつて 3^3 の桁の信号を発生させる。この過程を繰返すことによつて三値 PCM 信号を送り出す。

情報記憶回路としては、第 2 章、2.11 に示した三安定回路を使用すればよい。比較弁別回路としては⁽⁹⁾、トンネルダイオードを対回路として用いれば振巾弁別回路として利用することができる。これは図 3.3 に示されるがトリガ感度が高いために、比較弁別における誤差を小さくすることが可能である。

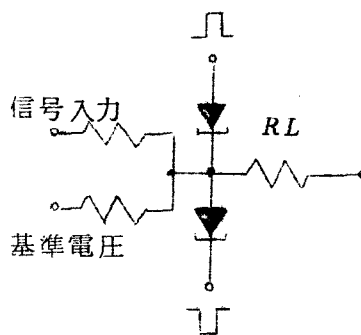


図 3.3 比較回路

5 ティット TDM-PCM 方式としてここに示した方式を使用する場合には、量子化段階の多い事に着目し、瞬時圧伸を行つて量子化段階数を 243

から減らし、あまつた信号パターンを同期などに使用し同期をより確実にすることが可能になる。現在の FDM 多重方式をいくつか TDM して、FDM-TDM-PCM として超多重方式にすることなどの可能性がこのトンネルダイオードを用いた三値 PCM 方式によつて得られると考えられる。

3.3 トンネルダイオードを用いた三値信号再生中継器。

三値信号伝送にあつて重要な点は直流バランスをとることであるが、これは三値信号パルスの微分波形を伝送することによつてある程度解決されて

いる。このような伝送信号に対する再生中継器は⁽¹⁴⁾、二値パイポーラ信号の再生中継方式に簡単な変更を加えることによつて実現させることができるが⁽¹⁵⁾ 図 3.4 にブロックダイアグラムを示す。この装置は前節に述べた三値 P C

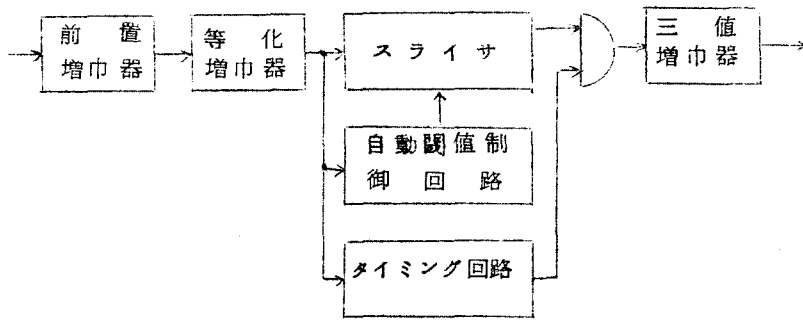


図 3.4 三値信号再生中継器

M方式の中継器であるから、信号パルス(60 MC, duty factor 50%)を微分して伝送するので中継器のタイミングパルスは120 MCとなる。前置増巾器としては、トンネルダイオードによる "Cascading Matched Amplifier"⁽⁹⁾を用いる。等化増巾器も同様の回路で実現される。

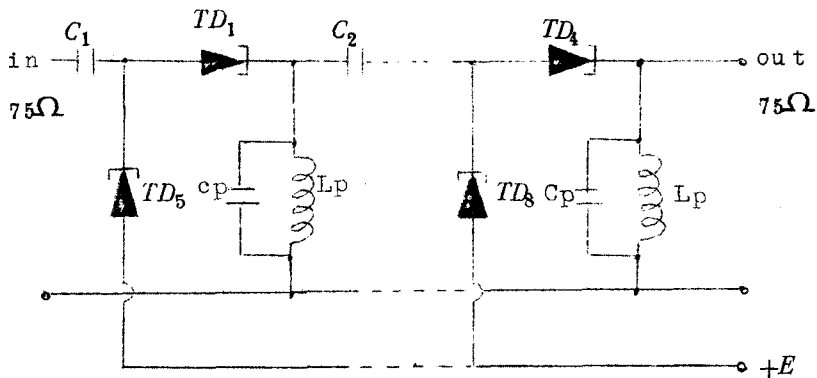


図 3.5 増 巾 器

この回路は図 3.5 に示されている。自動閾値制御回路は、信号振巾が変動しても、このレベル変動に対して常に閾値電圧を、正側、負側とも、信号振巾

の $1/2$ に保つために、信号を整流、平滑し差動増巾器に加えて入力信号の $1/2$ の振幅を持つ制御電圧を発生する。この回路は平均的な入力信号レベルに対してバイアスを発生するため、短いレベル変動には応答しない。

受信端局において、微分パルスからもとの三値信号にするためには、三値フリッツフロツプを受信された信号でトリガすればよい。この時、フリッツフロツプが正常な状態から働きはじめなかつたりした場合、また伝送中何らかの原因で、信号が抜け、再びそれが回復した場合、はじめは誤った波形が再生され、同じ極性の信号、あるいは零電位の信号が連続すれば誤ったままであるが、逆極性の信号が入ると、その信号の前縁の微分波形ではフリッツフロツプの状態は変化せず後縁の微分波形で必ず零電位に戻るので、次のテイト時からは正確な信号が得られる。今、正、負および零電位の信号の出る確率をそれぞれ $1/3$ であるとすると、同じ極性の信号あるいは零電位の信号が n 個連続する確率は $(2/3)^n$ であり、 $(n+1)$ 個目の信号が逆極性の信号になる確率は $1/3$ である、したがって、 $(n+1)$ 番目の信号で正常に戻る確率は $\frac{1}{3} (2/3)^n$ となる。この様に受信々号でパルスが脱落することによつて起つた誤りの連続を自動的に正常に戻そうとする場合は、かなり誤りが連続するが、音声のPCM信号の様に冗長さの大きいものでは大きな影響は考えられない。もちろん、モニタ回路を附加すれば、この誤りの連続を防ぐことができる。

3.4. 結言

トンネルダイオードを用いた三値PCM端局装置と再生中継器について述べたが、将来の通信需要の増加に対処するためにも有効であると思われる。現在のPCMは近距離回線用であるが、これに対して、長距離の超多重通信方式に採用されれば、よく特長を発揮できるものと期待される。

第 4 章 結 論

本篇においては、トンネルダイオードを用いた三値信号通信方式について、その基本となる三値論理回路について述べ、三値論理回路を使用した三値 PCM 伝送系について述べた。もちろん、この三値論理回路はここに示した通信系への応用ばかりではなく、電子計算機への適用が考えられる。三値電子計算機の実現を阻む大きな原因の一つは、適当な論理回路用の素子が得られないと云うことである。三値論理回路用の素子としてのトンネルダイオードは、最近になつて着目されはじめているが、⁽¹⁷⁾ 一個のトンネルダイオードは本質的には二値素子として使用されるものであるため、論理の構成にあつて、トンネルダイオードを用いた二値論理と三値論理の比較討は当然なされるべきで、三値論理は演算速度が早いと云う利点があるが、絶対的には、二値に対して有利であるとはいえないと思われる。

これに対して、三値信号を情報の伝送に使用する場合はすでに述べた様に比較的明白な利点がある。三値符号系に対しては、いろいろ研究がなされているが、⁽¹⁸⁾ ここに述べた三値の音声の PCM 通信系のみならず、三値データ通信系が採用されれば、ますます重大な研究課題になると思われる。

結 論

第1篇，第2篇を通じて，より高能率の通信系の確立に寄与すべく努力した各篇の結論においては，それぞれ得た成果，今後の問題などについて述べたので，ここでは両篇の総括的に問題についてのべる。

通信系の設計にあたっては，本論文で述べた通信工学的解析および構成が非常に重要であることは当然であるが，通信系が全世界に拡大され，通信量も，通信の種類も増大すれば，通信が非常に人間的なものであることを考慮して，もつと組織工学的研究をなし，政治的，経済的および技術的な条件について充分知らなければならない。このことより，非常に広い視野を持って通信系を設計をする組織工学的手法が確立されるべきである。

謝

辞

本研究に関して、直接、懇切なる御指導をいただき、励ましていただいた笠原芳郎教授に衷心より御礼申しあげる。

大学院修士および博士課程において、御教示御指導いただいた通信工学教室熊谷三郎教授、青柳健次教授、板倉清保教授、電子工学教室、管田栄治教授、喜田村善一教授、宮脇一男教授、尾崎弘教授、寺田正純教授、産業科学研究所園田忍名誉教授、加藤金正教授、松尾幸人教授、基礎工学部、藤沢和男教授、ならびに牧本利夫教授に対して心から深謝する。

また研究の課程において終始、適切な御助言、御討論いただいた手塚慶一助教授に心から感謝の意を表する。

第1篇、第3章および第4章において計算機の利用に関して種々の御教示を頂いた城憲三教授、牧之内三郎教授ならびに安井裕氏に厚く感謝する。また三菱電機研究所の方々、ことに首藤勝氏にはシミュレーションの遂行にあたっていろいろ御教示下さったことを感謝する。

筆者の所属している笠原研究室の大学院学生、凌瞬堂氏、笠原正雄氏、豊田順一氏、真田英彦氏、本学卒業生、長船正明氏、長岡良富氏、などの方々には種々の面で御協力いただいたことを心より感謝する。

第 1 篇 文 献

- (1) R.J. Filipowsky and E.H.Scherer, "Digital data transmission of the future," IRE Trans.on C.S.vol.CS-9,pp. 88-96:March,1961.
- (2) 笠原,手塚,仲西,長谷川:「非同期パルス多重通信方式の一試案」電気関係学会関西支部連合大会論文集 昭36-10
- (3) 笠原,手塚,長谷川:「デジタルデータ伝送方式の一試案」信学会通信方式研専門委員会資料 昭37. 1月20日
- (4) 笠原,手塚,長谷川,八杉,長船:「デジタルデータ伝送方式の一試案」電気四学会連合大会論文集 昭37-4
- (5) 笠原,手塚,長谷川,長船,「デジタルデータの非同期多重伝送方式」信学会全国大会論文集 昭37-11.
- (6) 笠原,手塚,長谷川,「試作デジタルデータ伝送装置」信学会通信方式研専門委員会資料 昭38. 1月19日
- (7) 笠原,手塚,豊田,長谷川,「非同期時分割多重通信方式における待合せ時間の計算機による検討」信学会全国大会論文集 昭37-11
- (8) 笠原,手塚,豊田,長谷川,「非同期データ伝送方式のシミュレーション」電気四学会連合大会論文集 昭38-4
- (9) 笠原,手塚,真田,長谷川,岩本,「ダイナミックデータ伝送方式の解析」信学会通信方式研専門委員会資料 昭39. 1月23日
- (10) 笠原,手塚,真田,長谷川,岩本,「データのダイナミック伝送方式の解析」電気四学会連合大会論文集,昭39-4.
- (11) 笠原,手塚,長谷川,真田 「多種情報のダイナミック伝送方式」信学会

全国大会論文集 昭38-11

- (12) 笠原・手塚・長谷川・真田。「電信々号のダイナミック伝送方式」電気四学会連合大会論文集 昭39-4
- (13) T.Hasegawa,Y.Tezuka and Y.Kasahara: "Digital data dynamic transmission Systems," IEEE Trans. on Communication Technology, Sept,1964
- (14) M.V.Mathews: "Extremal coding for speech transmission," IRE Trans. on IT,vol.IT-5, pp.129-136: Sept,1959
- (15) P.M.Morse: "Queues, inventories and maintenance," Operations Research Society of America Publications in Operations Research No.1, John Wiley & Sons, 1959.
- (16) 長谷川:「ダイナミックスケジューリング,需要変動に対する最適計画法」関西OR協会研究セミナー資料,1964,7.30
- (17) ア・ヤ・ヒンチン:「待合せ理論入門」森村訳
広川書店 東京 1962
- (18) E.F.O'Neill: "TASI:Time Assignment Speech Interpolation," Bell Labs Rec., vol.37,pp.83-87, March,1959

第 2 篇 文 献

- (1) Emil L. Post: "Introduction to a general theory of elementary propositions". Amer. Journal of Mathematics, 1921, Vol. 43, pp. 163-185
- (2) Donald L. Webb: "Generation of any N-valued logic by one binary operation". Proc. of the National Academy of Science, 1935, vol. 21, pp. 252-254.
- (3) D. J. Morris and W. Alexander: "An introduction to the ternary code number systems,"
Electronic Engineering, Sept., 1960, pp. 554-557
- (4) R. P. Hallworth and F. G. Heath: "Semiconductor circuits for ternary logic," The Institute of Electrical Engineers Monograph, No. 482E, Nov, 1961 PP. 219-225.
- (5) 長谷川, 長岡, 手塚, 笠原: 「トンネルダイオードを用いた三値論理回路
信学誌, 47巻, 10号, 1964. 10, PP 58~64
- (6) 似鳥: 「周波数分割多重PCM方式」電子技術, 6巻2号, 1963. 2
PP 40~42
- (7) G. Bosse: "Code modulation fuer die Tragerfrequenztechnik", V. D. E-Fachberichte, Bd 19 (1956)
- (8) B. E. Sear: "Constant-current design of tunnel diode logic circuits," IEEE Trans on C.T., Vol. CT-10, March, 1963
PP. 48-52
- (9) S. P. Gentile: "Tunnel diodes," D. Van Nostrand Co, Prin-

ceton, 1962

- (10) R. Vacca 'A three valued system of logic and its applications to base three digital circuits,' Information processing, Proc. of the International Conference of Information Processing, UNESCO PARIS, 15~20, June, 1959, Pp. 407~414.
- (11) 文 献 (9) 240~242頁
- (12) 本田, 大平, 雨宮: 「三値信号PCM端局」 電気四学会連合大会論文集 21, 1588, (昭39-4)
- (13) 尾佐竹, 秋山, 桐沢: 「3進PCM直交変調方式」 電気四学会連合大会論文集 21, 1583 (昭39-4)
- (14) 川島: 「時分割多重PCM方式」 電子技術, 6巻 2号 1964-2 pp 36~39.
- (15) 長谷川, 池田, 手塚, 笠原, 「トンネルダイオードを用いた三値PCM端局装置」 信学会全国大会, S7-18, .昭39-11
- (16) 池田, 長谷川, 手塚, 笠原, 「トンネルダイオードを用いた三値PCM再生中継器」 電気関係学会連合大会関西支部 昭39-11
- (17) 例えば, Forrest Salter: "A ternary memory element using a tunnel diode," IEEE Trans. on E.C. Vol. EC-13, No 2, April, 1964, pp 155-156.
- (18) 例えば, 三根, 渡辺: 「多値誤り訂正および検出符号について」 防衛大学校和文紀要(理工学編)第1巻第5号別冊(昭38-12)