The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	音声符号化法とその応用に関する研究
Author(s)	高, 正博
Citation	大阪大学, 1988, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/802
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

音声符号化法とその応用に関する研究

高　正博

音声符号化法とその応用に関する研究

高　　正　博

内容梗概

本研究は「音声符号化法とその応用」をテーマとし著者が昭和４６年より昭和６２年までの期間に於いて、日本電信電話株式会社（旧、日本電信電話公社）電気通信研究所で行った研究を総括したものである。

音声符号化は、A. H. Reevesによるパルス符号変調（Pulse Code Modulation ： ＰＣＭ）の発明（1939年）に始まり、その後の研究・開発を経て、米国および日本においてＰＣＭ－２４方式として実用化された。ＰＣＭ方式が通信網に広く適用されていくのに伴い、電話伝送コストの低減など経済的な音声通信の実現や、広帯域音声による高品質な音声通信サービスの提供が求められ、これらを可能とする高能率、高品質な音声符号化法の研究・開発が必要とされるようになった。

このような背景に基づいて、本論文では、計数形音声符号化法、適応差分符号化法、帯域分割適応差分符号化法について明らかにすると共に、その応用として符号化音声の加算方式および符号化装置のフレーム同期方式について述べている。

第１章は序論であり、研究の目的、検討課題、この研究分野における本論文の占める位置および論文の構成について述べている。

第２章では、所要素子精度が緩く大規模集積回路（ＬＳＩ）化に適した計数形符号化法について、計数クロックの制御により容易に折線圧伸ＰＣＭ符号化できる計数形音声符号化法を提案し、素子精度と特性劣化の関係を明らかにしている。また、計数形ＰＣＭ符号化法のクロック同期化方法、およびアナログ入力信号のレベル調整法をも明らかにしている。

第３章では、従来の64 kb/s ＰＣＭ符号化法の１／２のビットレートである32 kb/s で優れた音声品質を実現する適応差分符号化法（Adaptive Differential PCM ；ＡＤＰＣＭ符号化法）について、ＡＤＰＣＭ符号器を長距離伝送・中継のため縦続接続した場合に量子化雑音が累積しない変換符号化アルゴリズムを提案し、動作解析を行っている。さらに本符号化法について、演算語長規定の条件など、信号処理プロセッサ（ Digital Signal Processor ：ＤＳＰ）を用いた構成における問題点を明らかにしている。

第４章では、電話帯域信号に比較し自然性に富む広帯域(7 kHz帯域）音声を64 kb/s で高品質に符号化する方式を実現するため、広帯域音声の性質を有効に利用する帯域分割適応差分符号化法（帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法）について、その符号化特性を理論的に求

具体的な符号化アルゴリズムを提案すると共に、本符号化法の最適構成を明らかにしている。

第５章では、多地点間で高品質音声会議通信を実現するための符号化音声加算方式について、7 kHz 広帯域音声相互の加算方式、および3.4 kHz 電話帯域音声と7 kHz 広帯域音声との異種帯域音声加算方式を提案すると共に、最適な音声加算方式の設計法を明らかにし、さらに、音声加算の縦続接続数の制限条件下における音声品質特性を明らかにしている。

第６章では、音声符号化装置間のディジタル多重化伝送を行う場合に必須なフレーム同期に関して、同期復帰時間の大幅な短縮を可能とするフレーム同期方式を提案し、解析により同期復帰時間を求めると共に、フレーム同期保護と同期復帰を一体化した制御方法を新たに提案し、その同期復帰特性を示している。

第７章では、結論として、本研究の成果を総括して述べている。

以上本論文の各章を構成する研究は、すべて電子通信学会論文誌(B) 63-B巻 7号、同論文誌(B) 63-B巻 10号、同論文誌(A) J68-A巻 4号、電子情報通信学会誌(B) J70-B巻 11号、ＩＥＥＥ論文誌 Transactions on Communications 33巻 12号、同論文誌 Journal on Selected Areas in Communications 6巻 2号、日本国特許1195982号、同1206734号、同1255860号、米国特許4574383号、カナダ国特許1216069号、英国特許2131637号、等において既に発表または公告したものである。

目　次

第１章　序　論 …… 1

第２章　計数形音声符号化法 …… 4

２．１　緒　言 …… 4

２．２　計数形符号化アルゴリズム …… 5

２．２．１　圧伸ＰＣＭ符号化則 …… 5

２．２．２　計数形符号器の構成 …… 6

２．２．３　符号化アルゴリズムの提案 …… 7

２．３　素子精度と特性評価 …… 10

２．３．１　素子精度による特性劣化の解析 …… 10

２．３．２　符号化アルゴリズムの比較 …… 15

２．４　計数形符号器の適用法 …… 16

２．４．１　計数形符号器の同期化 …… 16

２．４．２　符号化則と計数クロックの関係 …… 17

２．４．３　入力レベル調整法 …… 17

２．５　計数形符号器の実験および検討 …… 18

２．６　結　言 …… 19

第３章　適応差分符号化法 …… 21

３．１　緒　言 …… 21

３．２　適応差分符号化の構成 …… 21

３．３　適応差分縦続変換符号化 …… 25

３．３．１　同期縦続符号化系 …… 25

３．３．２　同期縦続符号化特性の解析 …… 26

３．３．３　符号化アルゴリズムの提案 …… 33

３．４　同期縦続符号化特性の評価 …… 40

３．５　同期縦続符号化特性の符号誤りによる影響 …… 41

3．5．1　伝送路符号誤りの影響 …… 41
3．5．2　符号器における擾乱回復 …… 42
3．6　符号器の構成 …… 43
3．6．1　符号器の演算形式・演算語長 …… 43
3．6．2　符号器の設計 …… 49
3．7　結　言 …… 52

第4章　帯域分割適応差分符号化法 …… 54
4．1　緒　言 …… 54
4．2　帯域分割適応差分符号化の信号対量子化雑音比解析 …… 55
4．2．1　帯域分割信号の量子化 …… 55
4．2．2　2帯域分割符号化の量子化利得 …… 58
4．2．3　モデル化音声に対する量子化利得 …… 60
4．2．4　実音声に対する信号対量子化雑音比改善量 …… 61
4．3　帯域分割適応差分符号化アルゴリズム …… 63
4．3．1　基本構成 …… 63
4．3．2　最適量子化ビット数 …… 65
4．3．3　量子化ビット割り当て法 …… 67
4．3．4　符号化アルゴリズムの構成 …… 68
4．4　符号器の構成 …… 77
4．4．1　符号器の演算形式・演算語長 …… 77
4．4．2　符号器の設計 …… 79
4．5　符号化品質の評価 …… 80
4．6　結　言 …… 81

第5章　符号化音声加算方式 …… 83
5．1　緒　言 …… 83
5．2　音声加算方式の構成 …… 84
5．2．1　高品質音声会議システムにおける音声加算 …… 84
5．2．2　7kHz帯域音声相互の加算 …… 85

5．2．3　異種帯域（7 kHz／3.4 kHz)音声相互の加算 …… 88
5．3　異種帯域音声加算レベルの設計法 …… 94
5．3．1　異種帯域音声の主観音声レベル …… 94
5．3．2　音声加算レベルの設定条件 …… 96
5．3．3　加算レベルの設定値 …… 98
5．4　音声加算接続数の制限 …… 102
5．4．1　加算接続数の制限要因 …… 102
5．4．2　主観評価試験 …… 102
5．5　高品質音声会議システムの構成 …… 104
5．5．1　端末間伝送制御手順 …… 104
5．5．2　多地点間伝送制御手順 …… 106
5．6　結　言 …… 108

第6章　フレーム同期方式 …… 109
6．1　緒　言 …… 109
6．2　フレーム同期方式の分類 …… 109
6．3　同期復帰時間短縮化フレーム同期方式 …… 110
6．4　同期復帰特性 …… 114
6．4．1　同期復帰時間の解析 …… 114
6．4．2　提案方式の適用例 …… 116
6．5　同期保護時間を利用したフレーム同期方式 …… 119
6．5．1　前方保護過程の制御方法 …… 119
6．5．2　同期復帰時間の評価 …… 121
6．6　結　言 …… 124

第7章　結　論 …… 126

謝　辞 …… 128

文　献 …… 130

付録 1　自動計数補償法 …… 138

付録 2　最適量子化割り当てビット数および量子化雑音最小値の導出 …… 140

第１章　序論

音声符号化法は、1939年にA.H. Reeves によって発明されたパルス符号変調(Pulse Code Modulation：ＰＣＭ)[1] に端を発する。その後 C.E. Shannon らによる情報理論の提唱と発展[2][3]、ならびにトランジスタの発明を契機に研究・開発が急速に進められ、1961年に米国においてＰＣＭ方式の最初の実用化が行われた[4]。引続き、1965年には日本でＰＣＭ－24方式として開発が行われ[5]、符号化音声通信方式として初めて実用に供された。その後、集積回路（ＩＣ）および大規模集積回路（ＬＳＩ）技術の発展を背景に、符号器のＩＣ化が進められＰＣＭ符号化装置の小型化・経済化が図られた[6][7]。

ＰＣＭ符号化方式が通信網に適用されて行くのに伴い、電話伝送コストの低減、ディジタル移動通信・衛星通信における使用無線周波数帯域の削減、音声蓄積・応答システムにおけるメモリ容量の削減など経済的な音声通信の実現が求められた。また一方では、広帯域音声による高品質な音声通信サービスの提供が望まれるようになった。このうち、音声通信の経済化を実現するためには、音声信号に含まれる冗長性や人間の聴覚特性を利用して、音声品質をできるだけ維持したままより低いビットレートで音声を符号化する方法が要求される。また高品質な音声通信を実現するためには、ビットレートを増大させないでより高い品質を実現する符号化法が必要となる。

このような研究・開発への要請に応えるために、音声符号化法とその応用に関して解決すべき研究課題は、以下の通りである。

(1) 64 kb/s ＰＣＭ符号化に用いられる折線圧伸則の実現法として、所要素子精度が緩くＬＳＩ化に適した符号化法を明らかにする必要がある。このような目的に適した符号化法として、従来計測の分野で用いられていた計数形符号化法（いわゆる電圧・周波数変換法）について、音声符号化法への適用性とその実現法を明らかにする必要がある。

(2) 音声品質をできるだけ維持したままより低いビットレートで音声を符号化する方法として、適応差分符号化法[8](Adaptive Differential PCM, 以下ＡＤＰＣＭ符号化法と呼ぶ）が提案されている。このＡＤＰＣＭ符号化法について、従来の64 kb/s ＰＣＭ符号化法より低いビットレート、具体的にはその１／２である32 kb/s で、ほぼ同等の音声品質および非音声信号（モデム信号、等）伝送特性を実現する具体的な符号化法を確立する必要がある。

(3) 電話帯域信号に比較し自然性に富む広帯域（７kHz 帯域）音声を、高品質に符号化す

る方法を明らかにする必要がある。このためには広帯域音声の性質を分析し、この性質を有効に利用する符号化法を実現する必要がある。

(4) 高品質符号化音声を用いる音声会議システムでは、多地点間の通信を行うために、特性の優れた符号化音声加算方式を実現する必要がある。また、7 kHz 高品質符号化音声と64 kb/s ＰＣＭおよび32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化音声との間で、音声会議を可能とする音声加算法を開発する必要がある。

(5) 音声符号化装置間で音声ディジタル多重化伝送を行う場合、送受信間でフレーム同期をとる必要がある。フレーム同期方式としてこれまで幾つかの方法が提案されているが、同期復帰時間の大幅な短縮を可能とするフレーム同期方式の実現が必要とされている。

このような背景に基づいて、音声信号の符号化法として計数形音声符号化、適応差分符号化法（ＡＤＰＣＭ符号化法）、帯域分割適応差分符号化法（帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法）について研究を行うと共に、その応用として符号化音声の加算方式および符号化装置のフレーム同期方式について検討を進めた。本論文は、これらの音声符号化法とその応用に関する研究の結果をまとめたものである。

まず第２章～第４章において、音声符号化法に関する研究について論じる。

第２章では、音声の基本的な符号化方式である64 kb/s 圧伸ＰＣＭ符号化の実現法として、所要素子精度が緩くまたアナログ回路が少ないなどの特徴を有し、ＬＳＩ化の点から有効である計数形音声符号化法について述べる[9][10]。

第３章では、電話伝送コストの低減、ディジタル移動通信・衛星通信における使用無線周波数帯域の削減など、経済的な音声通信の実現に資する低ビットレートでの音声符号化法として、従来の64 kb/s ＰＣＭ符号化法の１／２のビットレートである32 kb/s でほぼ同等の音声品質および非音声信号（モデム信号、等）伝送特性を実現するＡＤＰＣＭ符号化法について述べる[11]-[13]。

第４章では、テレビ会議や音声会議において高品質な音声通信を可能とする符号化法として、電話帯域信号に比較し自然性に富む７kHz 広帯域音声を、従来のＰＣＭ符号化法と同一のビットレートである64 kb/s で高品質に符号化する帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法について述べる[14][15]。

次に第５章～第６章において、音声符号化法の応用に関する研究について論じる。

第５章では、高品質符号化音声を用いる音声会議システムにおいて、多地点間の通信を行うために必要な、特性の優れた符号化音声加算方式ついて述べる[16][17]。

第６章では、音声符号化装置で音声のディジタル多重化伝送を行う場合に必須なフレーム同期について、同期復帰時間の大幅な短縮を可能とするフレーム同期方式について述べる。[18][19]

第７章は結論であり、第２章～第６章の研究結果をまとめて述べる。

第２章　計数形音声符号化法

２．１　緒言

柔軟でかつ経済的なディジタル網を構成するためには、その基本構成要素である電話音声のＰＣＭ符号化方式をいかに実現するかが重要な課題である。従来、このＰＣＭ符号化方式の構成法には、複数のアナログ入力信号をＰＣＭ信号に変換して時分割多重化することにより、一つの符号器を時分割多重使用する方式が用いられていた。一方、最近のＬＳＩ技術の進歩はめざましく、小型化、経済化、特性の向上などを目的としてＬＳＩ化単一チャネル符号器が開発されている[7]。単一チャネル符号器の採用により、電話信号は64 kb/s（８kHz×８bit)の０次群ディジタル信号に変換された後ディジタル多重化されるため、従来のＰＡＭ多重での漏話による特性劣化がなく、また64 kb/s のインタフェースが用意できるため、データやファクシミリなどの異種情報を64 kb/s 単位で任意に多重化できるなどの利点が生じる。

現在一般的に使用されている帰還形符号化法は、逐次符号化した信号を復号化して帰還し、入力信号と比較して次の符号化ビットを決める方式であり、低速から高速までの広範囲の動作が可能であるが、反面高精度な比較電圧を各機器において用意する必要がある。一方、従来変換速度が数十ｍｓの比較的低い計測分野で用いられていた計数形符号化法は、所要素子精度が緩く、またアナログ回路が少ないなどの特徴を有する。計数形符号化法のこれらの特徴は、ＬＳＩ化に有利であるため、単一チャネル符号器への適用が注目された。しかし、音声符号化法に適用する場合、後で述べるように計数クロック周波数が高くなるなどの問題があった。

本章では、国際電信電話諮問委員会（ＣＣＩＴＴ）勧告のμ－圧伸符号化則（以下、μ－則と呼ぶ）の規則性に着目し、計数クロックのパルス幅を２のべき乗で変化させることにより直接、圧伸符号化を行う幾つかの計数形音声符号化法を提案する。これらに従来方式を加えた各種計数形音声符号法について、符号化アルゴリズムの観点より分類し、素子精度と特性劣化の関係を明確にして、ＬＳＩ化に適する符号化アルゴリズムを明らかにする。次に、０次群（64 kb/s)との同期化、およびアナログ入力信号のレベル調整について、これらの簡単な実現方法を提案する。

なおここでは、符号化則としてμ－則（主として米国、日本が使用）を対象にして符号

化法の構成を論じるが、用いた特性解析の手法および検討結果は、他の符号化則、例えばＡ－則（主として欧州各国が使用）についても適用できる。

２．２　計数形符号化アルゴリズム

２．２．１　圧伸ＰＣＭ符号化則

次節以降の内容をより理解しやすくするため、符号化則について以下に説明する。

音声振幅の広いダイナミックレンジにわたって、所要の信号対量子化雑音比を確保し、かつ符号化ビット数を低減するため、一般に圧伸符号化が使われる。ＣＣＩＴＴでは、μ－則（μ＝225 、15折線）とＡ－則（Ａ＝87.6、13折線）が勧告されており、我が国の公衆通信網では、前者のμ－則が用いられている。

μ－則とＡ－則の量子化特性[20]は正負対称であり、片極性についての量子化レベルは図２．１となる。同図において、μ－則の場合、八つの折線区間（低入力レベルよりⅠ、Ⅱ、…、Ⅷと呼ぶ）があり、どの折線区間も16の量子化レベルをもつ。また折線区間がⅠ、Ⅱ、…と変化するごとに、量子化ステップサイズが２のべき乗で増加する。

一方、Ａ－則の場合もこの２のべき乗の規則性がある。但し、Ａ－則の折線区間は七つであり、折線区間１の量子化レベル数が32である点がμ－則と異なる。また量子化特性の原点において、μ－則は mid-treadであるが、Ａ－則は mid-riserである。

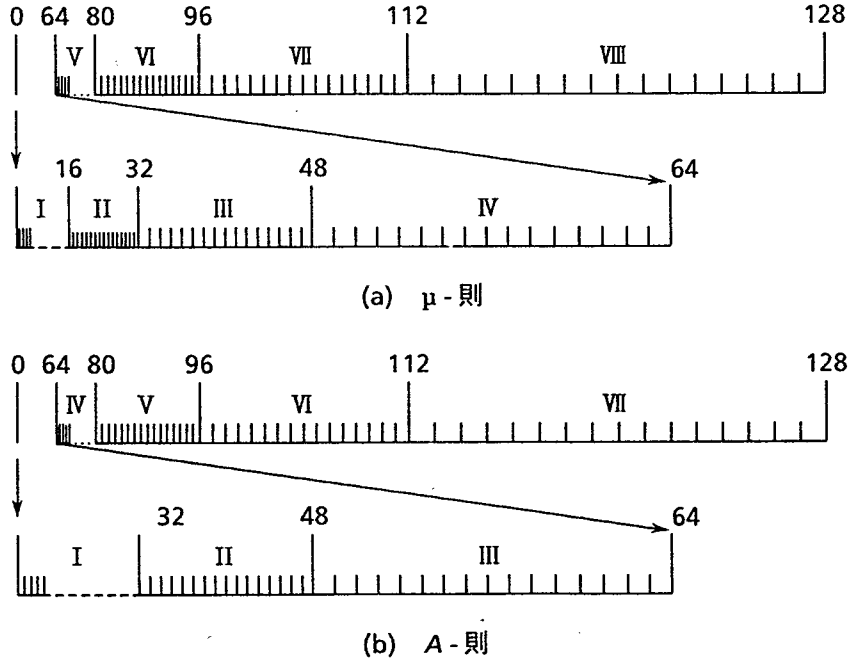


図２．１　μ－則とＡ－則の量子化レベル

2．2．2　計数形符号器の構成

計数形符号器の構成を図2．2に示す。同図は後述するタイプ4の回路形式を示している。他の形式の場合、積分傾斜制御回路の構成およびその制御方法が異なるだけであり、基本構成は図2．2と同じである。

計数形符号器の一般的な動作原理を図2．2に従って述べる。最初、積分器のコンデンサCには電荷がないものとする。まず、スイッチS1だけが一定時間閉じてアナログ入力信号が積分された後、S1を開くことにより、アナログ入力信号の積分値がコンデンサCに蓄積される。この積分値の極性が比較器により判定され、判定結果はPCM出力信号の極性ビットとなる。次に、この積分値と逆極性の基準電圧V（または－V）のスイッチS2（またはS3）を閉じる。同時に、積分傾斜制御回路のスイッチS7が閉じて基準電圧が積分され、コンデンサCの電荷が放電する。基準電圧の積分と同時に、計数クロック発生回路の計数クロックをカウンタによって計数する。一定のクロック数を計数するまでに積分器出力が0とならなければ、スイッチS7を開き、S6を閉じて計数動作を続ける。以下同様に、後に述べる符号化アルゴリズムに従って、スイッチS5、S4が順次開閉する。比較器が積分器出力の0を検出すると、カウンタの計数動作および基準電圧の積分を

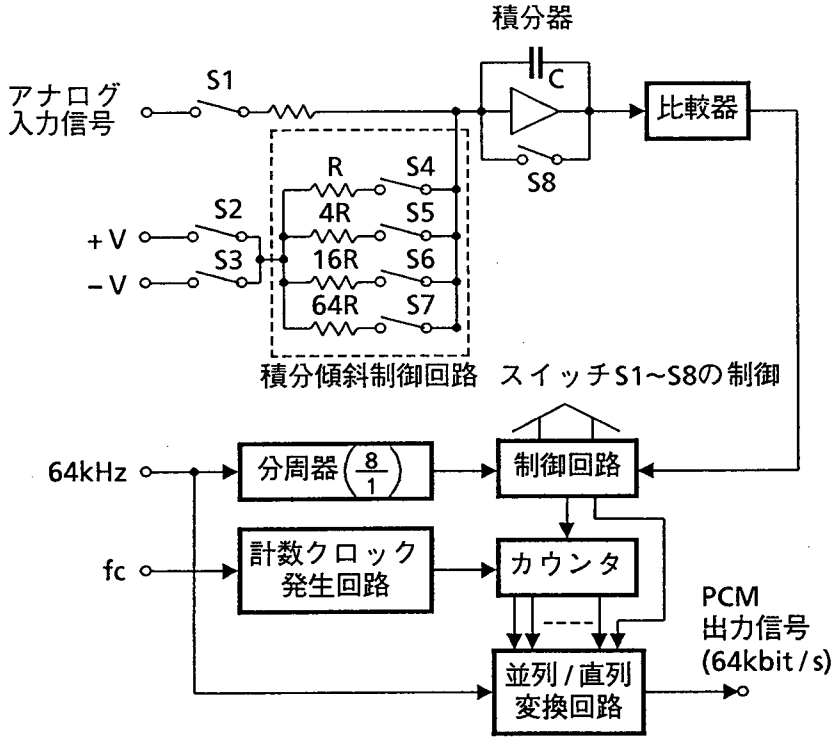


図2．2　計数形符号器（タイプ4）の構成

直ちに停止し、カウンタの計数値と前記の極性ビットを並列／直列変換して、ＰＣＭ出力信号を送出する。

2．2．3　符号化アルゴリズムの提案

図２．２の積分傾斜制御回路の構成およびその制御方法の違いにより、各種の符号化アルゴリズムが考えられる。積分傾斜制御回路を一つの抵抗にすれば、基準電圧を積分する傾斜（以下、積分傾斜と呼ぶ）が一つの最も単純な構成となる。この構成を計数形音声符号化法に適用すると、μ－則の８ビット符号化が直線13ビット符号化に相当するため、計数クロック周波数 f_c は、極性判定を図２．２と同じく瞬時に行うとして約 32 MHz(2^{12} × 8 kHz)以上になる。実際には、アナログ入力信号の積分時間および積分器のリセット時間が必要であるから、計数クロック周波数を更に高くする必要があり、特にＬＳＩ化の点で不利である。

このため、計数クロック周波数を低減する各種の符号化アルゴリズムが発表された[21]-[26]。表２．１にこれらの符号化アルゴリズムを示す。同表において、符号化アルゴリズムは積分器の出力波形と計数クロックの関係に注目して示している。ここで最大計数クロック数 N_c は、極性ビットを除く第２～第８ビットの判定に要する最大計数時間を、計数クロックの最小パルス幅 τ_1 を単位として表した値とする。ただし、符号化アルゴリズム上必要な他の処理時間も N_c に含める。例えば、タイプ１の比較電圧 V_4 の発生時間（$15\tau_1 \times 2$）、タイプ６の２のべき乗の電圧を発生させる時間($128\tau_1$)は N_c に含める。またタイプ３では、アナログ入力信号レベルが折線区間Ⅳの最大値の場合よりも、折線区間Ⅷの最大値の場合に時間が最も長くなる（N_c は $\sum_{i=1}^{8} 2^{i-1}\tau_1 = 255\tau_1$ となる）。

したがって、計数クロック周波数は f_c は、N_c を用いて次式で与えられる。

$$f_c = (N_c + \alpha)\, f_s \qquad (2.1)$$

ここで、f_s は標本化周波数８kHz 、αはアナログ入力信号の積分などに要する時間を τ_1 のクロック数で表した値である。

表２．１のなかで、タイプ１～４はここで提案する符号化アルゴリズムであり[10][24]、それらの特徴は、計数クロックのパルス幅 τ_i を２のべき乗で変化させる点にある。以下、タイプ１～７の符号化アルゴリズムを簡単に述べる。アナログ信号の積分、およびこの積分値（以下、入力信号積分値と呼ぶ）の極性判定の動作は、既に述べたので省略する。

タイプ1：入力信号積分値の極性判定後、第2ビット判定（折線区間Ⅰ～ⅣかⅤ～Ⅷかの判定）を行う。この判定結果により2種類の抵抗（16R, R）の選択を行い、積分傾斜γ、16γのいずれかにより基準電圧を積分する。計数クロックのパルス幅は、折線区間が変化する16クロックごとに2のべき乗で増加させる。なお、第2ビット判定用の比較電圧V_4は、符号化に先立ち、正負のいずれかについて基準電圧を抵抗R（積分傾斜16γ）により15τ_1の時間だけ積分し、これらの積分値を保持しておくことにより得られる。

タイプ2：タイプ1における折線区間Ⅰ～ⅣとⅤ～Ⅷの二つのモードを縦続する。このため、第2ビット判定用の比較電圧は不要であるが、計数クロック周波数がタイプ1と比較して増加する。

タイプ3：まず積分傾斜16γ（抵抗R）で積分し、このとき計数クロックとして1クロックずつそのパルス幅が2のべき乗で増加する$\tau_1, \tau_2(=2\tau_1), \cdots, \tau_8(=2^7\tau_1)$を用いて、折線区間の判定を行う。この結果がⅠ～Ⅳの場合、基準電圧の極性を変え、かつ積分傾斜γ（抵抗16R）に切り換えて引き続き積分し、折線区間内の量子化レベル判定を行う。この時、計数クロックは切換え時と同じパルス幅とする。一方、折線区間判定の結果がⅤ～Ⅷの場合、積分傾斜16γの積分を続行する。ただし、折線区間Ⅴ、Ⅵ、Ⅶ、Ⅷに対応しそれぞれパルス幅が$\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$の計数クロックに切り換えて、量子化レベルの判定を行う。

タイプ4：全折線区間を4等分割したもので、4種類の積分傾斜$4^i\gamma$（$i=0,1,2,3$）を必要とする。計数クロックは、同一の積分傾斜において2種類のパルス幅τ_1, τ_2を用いる。

タイプ5：折線区間ごとに2のべき乗で増加する8種類の積分傾斜を用い、同一のパルス幅の計数クロックにより計数する。

タイプ6：タイプ5と類似するが、8種類の積分傾斜を発生させる方法が異なる。すなわち、積分傾斜制御回路を積分器で構成し、この積分器の積分時間をパルス幅によって制御することにより、2のべき乗の電圧を発生させる。

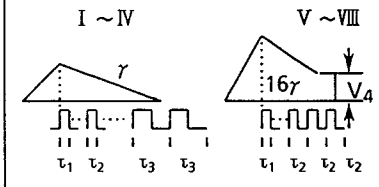
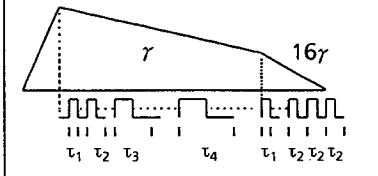
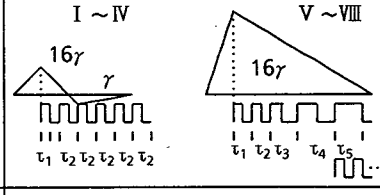
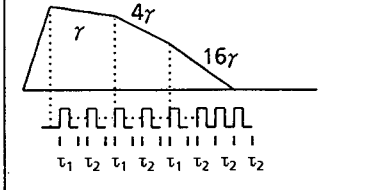
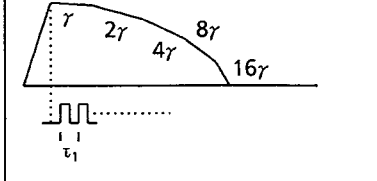
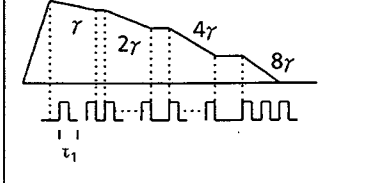
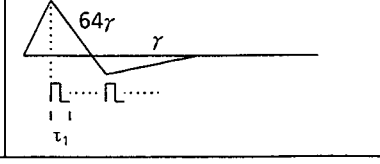
タイプ7：直線符号化した後、ディジタル圧伸する。直線符号化は、まず上位6ビットを判定し、この残留分を用いて下位6ビットを判定することにより行う。

以上の動作原理から、符号化の処理形態を2種類に分類できる。すなわち、タイプ3、7は、上位ビットを判定した後に下位ビットを判定するが、これら以外の形式は量子化特性の原点より順次判定する。したがって、

巡回形式：タイプ３，７、　非巡回形式：タイプ１，２，４，５，６

と分類できる。この処理形態の相違は素子精度と関係し、後述するように巡回形式の方が素子精度が厳しい。

表２．１　　符号化アルゴリズム

圧伸則の実現方法		符号化アルゴリズム	最大計数クロック数 Nc	抵抗の種類	積分傾斜の種類
直接圧伸	タイプ1		270	R 16R	2種類
	タイプ2		480		
	タイプ3		255		
	タイプ4		192	4^iR (i = 0,1, 2,3)	4種類
	タイプ5		128	2^iR (i = 0,1, …7)	8種類
	タイプ6		256	R	
圧伸	ディジタル タイプ7		128	R 64R	2種類

(注)　$\tau_i = 2\tau_{i-1}$

２．３　素子精度と特性評価

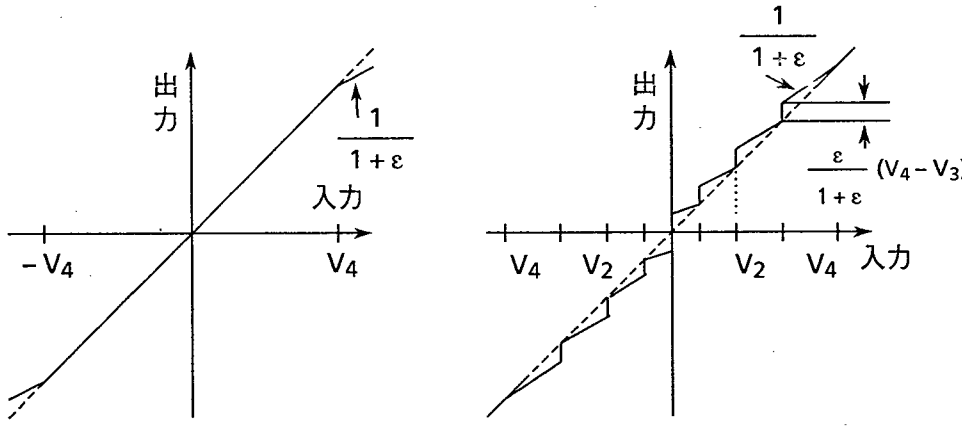
２．３．１　素子精度による特性劣化の解析

表２．１の符号化アルゴリズム形式を素子精度の面から比較する。計数形音声符号化法の劣化要因は、符号器回路設計の細部まで含むと広範囲にわたるが、ここでは、表２．１の原理的な比較を行うため、主な劣化要因として、(1)抵抗の相対精度、(2)正負の基準電圧の相対精度、(3)比較器の遅延、を対象とする。なお、以下の解析は、高速フーリエ変換を用いた計算機シミュレーションにより行った。

(1)　抵抗の相対精度

抵抗の誤差εによる量子化特性の偏移に着目して、巡回形式と非巡回形式の相違を考察する。一例を図２．３に示す。同図において、誤差がない場合にも生じる細かい量子化レベルは省略し、理想特性からの偏移のみを示す。非巡回形式の場合、抵抗の誤差εにより積分傾斜の変化する入力レベルにおいて入出力特性が曲がる。一方、巡回形式の場合、上位ビットの識別レベル点において入出力特性がステップ状に変化するため、特にこの入力レベルにおいてＳＮ比（信号電力と、信号の符号化において発生する全雑音電力との比）の劣化が著しい。ＳＮ比の特性例を図２．４に示す。同図では、ＳＮ比劣化が著しく現れる部分についてのみ示している。また、タイプ２については、ε＝４％ではほとんどＳＮ比劣化がないので、ε＝10％の場合を示した。タイプ１は、第２ビット判定用の比較電圧V_4を発生させるのに積分傾斜16τ（抵抗Ｒ）を用いるため、折線区間ⅣとⅤの変化点での入力レベルにおいて、他の形式よりもＳＮ比劣化が大きい。タイプ７は、二つの積分傾斜の変化比がタイプ３と比べて４倍大きいため、特に低入力レベルでのＳＮ比劣化が著しい。

各符号化アルゴリズム形式の比較検討を容易にするため、ＳＮ比規格（図２．４に示すＰＣＭ－24ＢのＳＮ比規格）と劣化した特性との差の最小値をＳＮ比余裕と定義する。この評価方法により、特定の入力レベルにて劣化する形式と一様に劣化する形式を同一の尺度により比較することができる。計算結果を図２．５に示す。抵抗の種類が多いタイプ４、５については、モンテカルロ法を用い、100 回の試行のなかの最悪値よりＳＮ比余裕を求めた。このときの抵抗の誤差分布は、区間（－ε、＋ε）で一様分布と仮定した。なお、タイプ６は１種類の抵抗しか用いないため、抵抗の相対精度によるＳＮ比の劣化は生じない。



(a) 非巡回形式
(タイプ2の場合)

(b) 巡回形式
(タイプ3の場合)

V_i ; 折線区間 i の識別レベルの最大値

図２．３　　抵抗の誤差がある場合の入出力特性

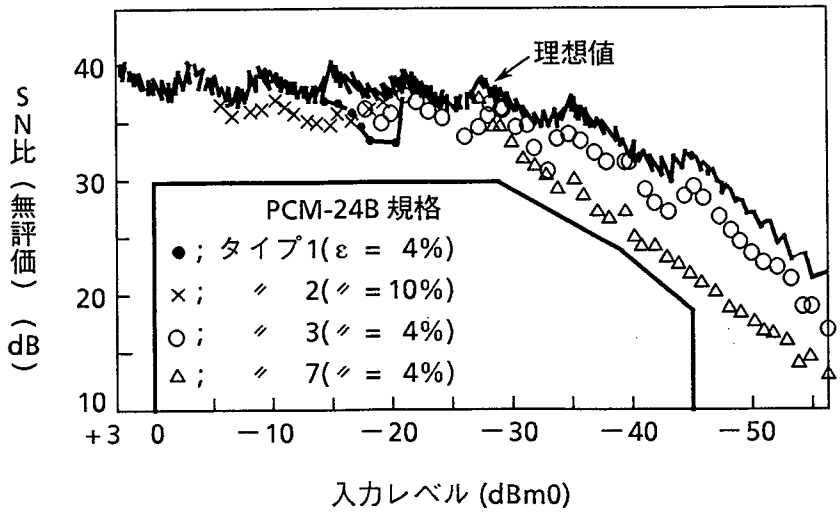


図２．４　　抵抗の誤差がある場合のＳＮ比特性

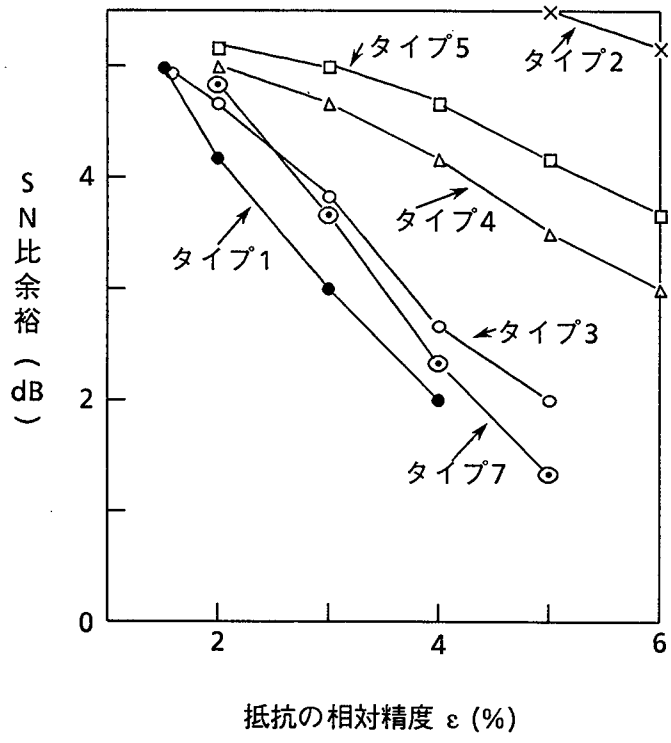


図２．５　　抵抗の相対精度とＳＮ比余裕の関係

⑵　正負の基準電圧の相対精度

タイプ１を除く非巡回形式は、符号化において正または負のいずれか一方の基準電圧しか用いないため、これらの基準電圧の相対精度による特性劣化は同じである。タイプ１は、比較電圧V_4を発生させるため、基準電圧の相対精度は非巡回形式の中で最も厳しい。一方巡回形式については、標本化周期中に正負の基準電圧を用いるため、前述の図２．３(b)と類似した非直線性を示す。正負の基準電圧の相対精度とＳＮ比余裕の関係を図２．６に示す。同図より、非巡回形式の方が基準電圧の相対精度の点でも巡回形式より優れていることがわかる。

⑶　比較器の遅延

比較器の遅延の影響も符号化アルゴリズムによって異なる。巡回形式の場合、特に上位ビットの判定終了時点において、比較器の遅延により判定誤りが生じると、著しい特性劣化を招く。しかし、この特性劣化は、付録１に示す自動計数補償法により完全に解消できる。一方、符号化終了時点における比較器の遅延については、計数クロックの計数開始時点を比較器の遅延量だけ遅らせることにより、この遅延の影響を少なくすることができる。

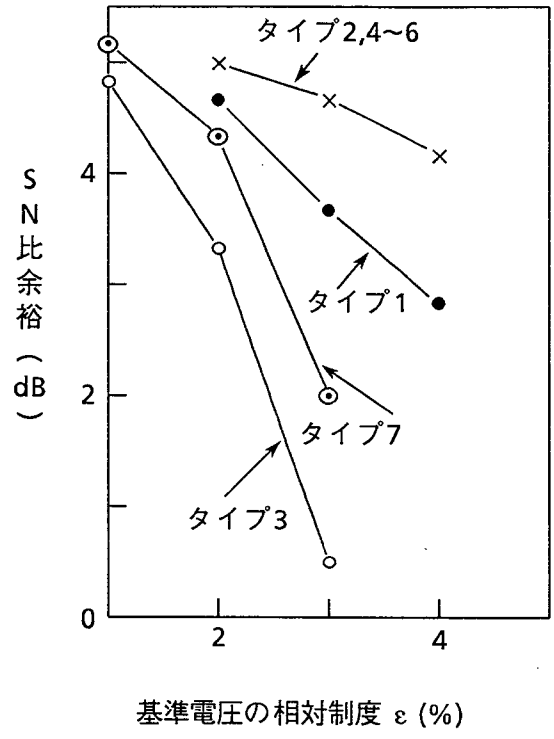


図２．６　　基準電圧の相対精度とＳＮ比余裕の関係

しかし、この方法は自動計数補償法と異なり調整の際に誤差が生じるため、この誤差による特性劣化は避けられない。

比較器の遅延τ_cが計数クロックの最小パルス幅τ_1と等しいときのＳＮ比特性および伝送損失レベル特性の計算結果の一例を図２．７、図２．８に示す。両図において、巡回形式は自動計数補償法を採用している。なお、上に述べた計数クロックの計数開始時点の調整を行う場合には、両図における遅延τ_cは、このときの調整誤差とみなすことができる。比較器の遅延による影響は、積分傾斜と計数クロックのパルス幅との相対関係に依存し、非巡回形式のなかでは、積分傾斜の変化比が大きい形式ほどＳＮ比の劣化が大きい。なお、タイプ３のＳＮ比劣化が入力レベル約－20dBm0（dBm0：符号器において過負荷余裕を考慮した基準点(0dBm0)に対する相対レベル）において大きい理由は、表２．１で示したように、μ－則符号化の処理方法が折線区間Ｖ（図２．１参照）以上で変ることによる。一方、伝送損失レベル特性については、比較器の遅延により量子化特性の原点が正負対称に増加することから、低入力レベルにおいて著しい劣化を招く。この影響は、いずれの形式についてもほぼ同じである。

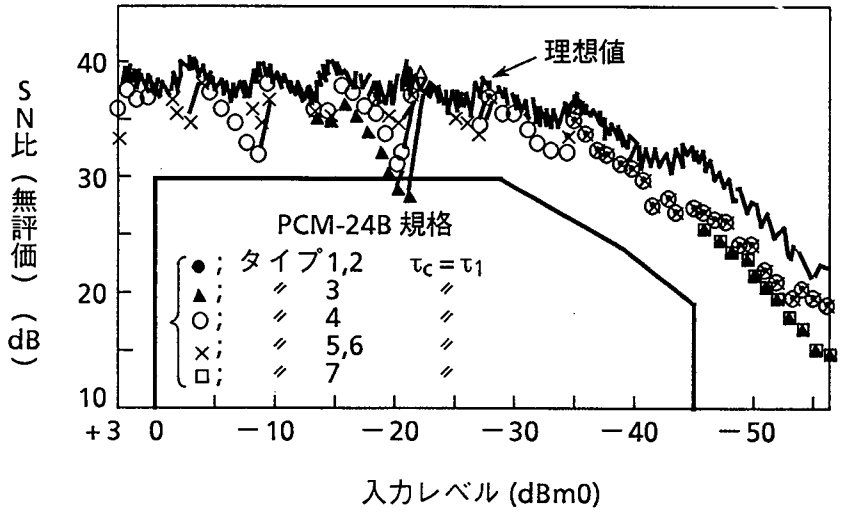


図２．７　　比較器の遅延がある場合のＳＮ比特性

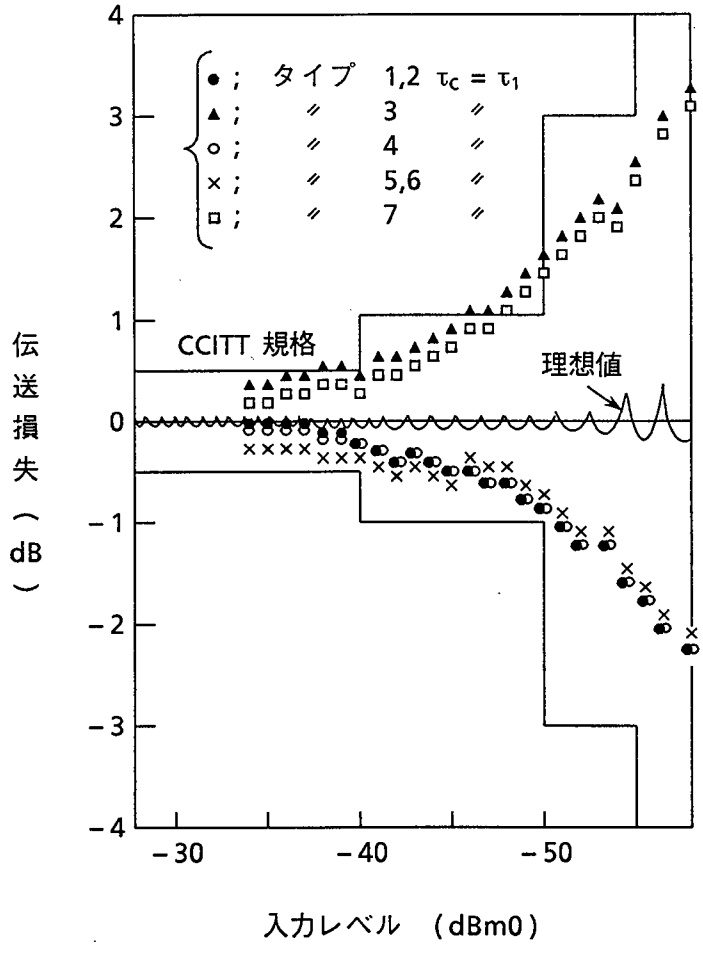


図２．８　　比較器の遅延がある場合の伝送損失レベル特性

2．3．2　符号化アルゴリズムの比較

前項の素子精度の解析結果に基づき、符号化アルゴリズムをＬＳＩ化の適合性の観点から比較検討する。ＳＮ比余裕が約５dB以上、および伝送損失レベル特性がＣＣＩＴＴ規格[27]の約１／２以下を目安にして、各アルゴリズムの所要素子精度を求めると表２．２となる。同表における計数クロック周波数は、アナログ入力信号の積分時間などの符号化以外の時間を標本化周期の約１／３（式（２．１）において、$\alpha = N_c/2$に相当する）と仮定したときの値である。

素子精度の点から、巡回形式のタイプ３、７は他の形式よりも劣る。非巡回形式のなかでは、タイプ１は、第２ビット判定用の比較電圧を発生しかつこれを保持する機能が必要であり、また所要素子精度も厳しい。一方タイプ６は、抵抗の相対精度が問題とならないが、前述したように、新たに設けた積分器の積分時間をパルス幅によって制御することにより、２のべき乗の基準電圧を発生する必要がある。この２のべき乗の基準電圧の所要精度は、タイプ５の抵抗の相対精度と同じく±２％以下が必要であり、積分時間の精度に換算すれば約７nsである。アナログスイッチの応答を含めて、この積分時間の精度を実現することは困難であると考えられる。

次に、タイプ２、４、５の比較を行う。抵抗の精度の点では、タイプ２が最も優れているが、計数クロック周波数が高い欠点がある。一方、表２．２以外の積分傾斜変化時におけるスイッチのスパイク雑音およびペデスタルによる影響[25]を考慮すると、積分傾斜の

表２．２　各符号化アルゴリズムの所要素子精度の比較

<table>
<tr><th>アルゴリズム形式</th><th>積分用抵抗の相対精度（%）</th><th>基準電圧の相対精度（%）</th><th>比較器の遅延（相対値）</th><th>積分傾斜の種類</th><th>計数クロック周波数例（MHz）</th></tr>
<tr><td>1</td><td>±1</td><td>±1</td><td rowspan="2">0.4 τ_1</td><td rowspan="3">3</td><td>3.2</td></tr>
<tr><td>2</td><td>±6</td><td>±2</td><td>5.8</td></tr>
<tr><td>3</td><td>±1</td><td>±1</td><td>0.3 τ_1</td><td>2.9（3）*</td></tr>
<tr><td>4</td><td rowspan="2">±2</td><td rowspan="3">±2</td><td rowspan="4">0.4 τ_1</td><td>4</td><td>2.3</td></tr>
<tr><td>5</td><td rowspan="2">8</td><td>1.5</td></tr>
<tr><td>6</td><td>——</td><td>3.1</td></tr>
<tr><td>7</td><td>±1</td><td>±1</td><td>2</td><td>1.5（2）*</td></tr>
</table>

＊自動計数補償法を採用した場合の値

種類は少ない方がよい。以上述べた、素子精度、計数クロック周波数、および積分傾斜の種類の項目より総合的に比較すれば、タイプ4が最も優れている。

なお、回路規模については、いずれの形式も大差ない。例えばタイプ4の場合、符号器と復号器合せて演算増幅器が4個程度、論理回路が約1,000 ゲート（2入力ＮＡＮＤ換算）である。いずれの形式もアナログ回路の規模が帰還形符号器より少ないため、ＬＳＩ化の点で有利である。

２．４　計数形符号器の適用法

計数形音声符号化法を単一チャネル符号器として、ディジタル網に適用する場合の条件について検討する。

２．４．１　計数形符号器の同期化

ここでは、計数クロックと0次群（64 kb/s)が非同期でも、符号化出力信号が0次群に同期化できる簡単な手法を明らかにする。この同期化の手法は、数MHzの計数クロックが網同期クロック発生装置から供給できない場合（例えば、ディジタル電話機）に有効な方法であり、他のＰＣＭ符号器にもこの手法が適用できる。

図２．９において、計数クロックは0次群（64 kb/s)の入力クロックと独立した発振器

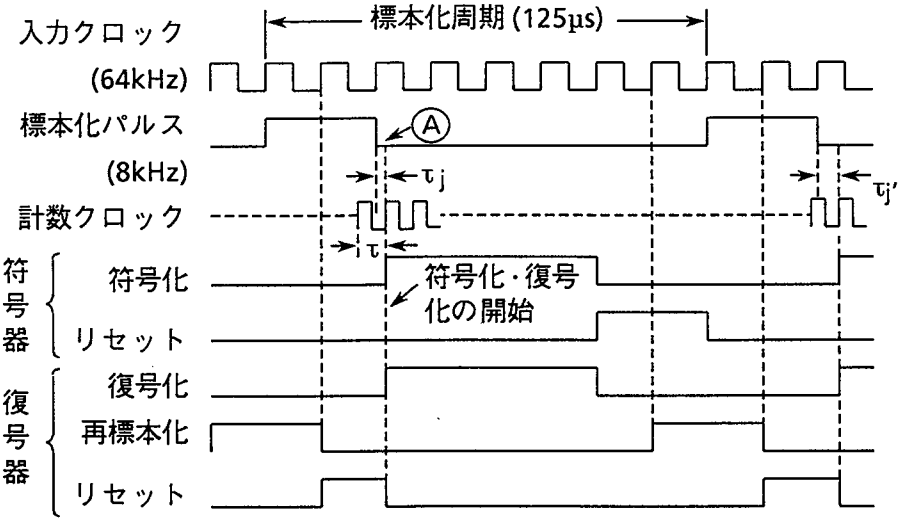


図２．９　計数形符号器のタイムチャート

により供給されているものとする。入力クロックを分周した8kHzの標本化パルスによりアナログ入力信号を積分する。この積分終了の時点Aを計数クロックにより判定し、符号化を開始する。ここで、計数クロックと標本化パルスは非同期であるため、符号化の開始時点は、Aからτ_jだけ変動するが、この変動量τ_jは最大でも計数クロック周期τであり、符号化時間にこの分の余裕をもたせておけばよい。一方復号器についても、同様の方法により、入力クロックを分周した8kHzの再標本化パルスにより積分器出力を再標本化すれば、計数クロックが0次群と非同期であることによる特性劣化は生じない。

2.4.2 符号化則と計数クロックの関係

μ－則のmid-treadの実現方式としては、①計数クロックを最初の半クロック分だけずらせて符号化を開始するか、あるいは、②アナログ入力信号の積分後、更にmid-treadの量だけあらかじめ積分するか[28]、のいずれかを用いることができる。前者は非巡回形式、後者は巡回形式に適する。

μ－則以外の符号化則として、前述したA－則を同一のLSIによって実現する場合を考える。タイプ4の場合では、積分傾斜γのとき用いる計数クロックをすべてパルス幅τ_1とし、かつmid-riserの実現のため、計数クロックを最初半クロックずらせることをやめる（計数クロックをそのまま用いる）ことにより、A－則の符号化法が実現できる。

以上述べたように、計数形音声符号化法では、計数クロックの論理操作を変更することにより、異なる符号化則に容易に対応できる利点がある。

2.4.3 入出力レベル調整法

従来のPCM符号器には、回線損失を設定するため、レベル調整回路（AV）が図2.10のA点に挿入されている。回線設定時などにはんだ付けによるストラップ切換えを行いAV値を設定しているが、単一チャネル符号器の場合、高密度実装となるため、このような方法は煩雑である。

計数形音声符号化法では、AVを図2.10のBの挿入し、図2.11に示すように積分器の積分時間をディジタル的に制御することにより簡単に実現できる。この方法は、外部制御が可能であり、また積分器による構成を用いるため、雑音の点でも優れている。図2.11のAVと図2.2の積分器を共用する場合、アナログ入力信号の積分時間がAV値に応じて異なるため、積分器の伝送損失周波数特性が変化する[26]。この影響を避けるために

は、アナログ入力信号を標本化して保持した値を、図２．11の入力信号ｘ(t)とすればよい。

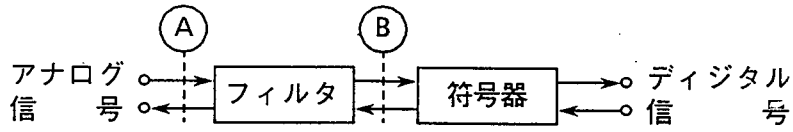
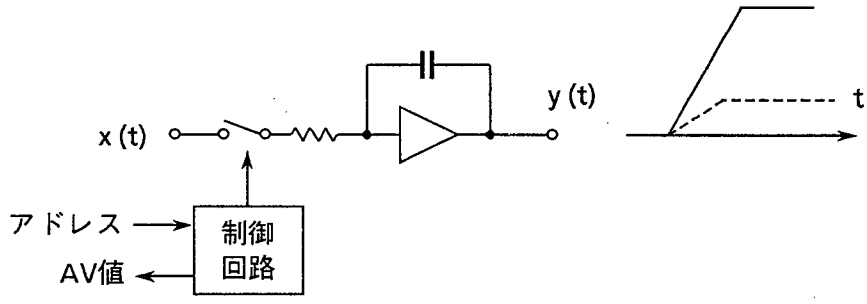


図２．１０　　レベル調整回路（ＡＶ）の挿入位置



(a)　AVの実現方法　　(b)　積分器出力 y (t)

図２．１１　　レベル調整回路（ＡＶ）の構成

２．５　計数形符号器の実験および検討

計数形音声符号化法タイプ４の動作確認を行うため、論理ＩＣ、アナログＩＣ、等の個別部品を用いて符号器を試作した。計数クロック周波数は２のべき乗の2.56 MHzを選び、標本化周波数８kHzと非同期とした。ＳＮ比特性の測定結果を図２．12に示す。低入力レベルにおいてＳＮ比が劣化しているが、規格に対して十分良好な特性を有している。

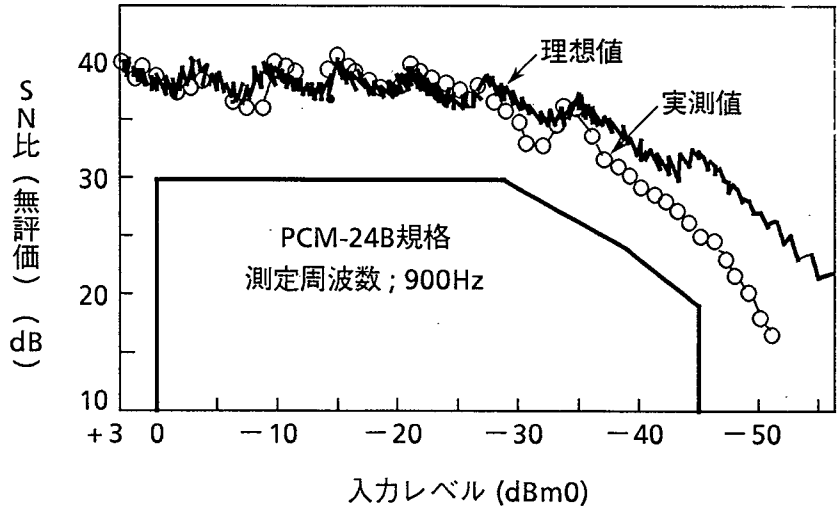


図２．１２　　試作符号器のＳＮ比特性

２．６　結言

素子精度を周波数精度に置換する計数形符号化法に着目し、計数クロックを２のべき乗で変化させることにより直接圧伸を行う符号化アルゴリズムを提案した。また、これらのアルゴリズム形式を符号化の処理形態により分類すると共に、素子精度などの面から体系化を試みた。次に、計数形音声符号化法を単一チャネル符号器として適用する場合の条件について考察した。

以上の検討結果より得られた結論を以下に述べる。

(1)　巡回形式は、上位ビット判定後下位ビットを判定するため、所要素子精度が厳しい。上位ビット判定時の比較器の遅延は、付録１の自動計数補償法により完全に解決できるが、抵抗および基準電圧は非巡回形式よりも高精度を要する。

(2)　非巡回形式のなかでは、素子精度、計数クロック周波数および設計の容易さの面から、ここで提案した表２．１のタイプ４が最も優れている。

(3)　計数クロック周波数をディジタル網内の０次群（64 kb/s)に同期化しなくても、符号化出力信号が０次群と同期化する簡単な手法を明らかにした。なお、この同期化の手法は、他のＰＣＭ符号器にも適用できる。

(4) 計数形音声符号化法に適したアナログ入力信号のレベル調整方法を提案した。

以上の検討により、計数形音声符号化法を単一チャネル符号器として適用する際の構成を明らかにした。

第３章　適応差分符号化法

３．１　緒言

近年のディジタル信号処理およびＬＳＩ技術の発展を背景に、低ビットレートにおける音声符号化法の研究が活発に行われた。具体的には、従来のＰＣＭ符号化のように標本値を直接符号化するのではなく、直前の標本値との差分値を入力信号振幅に応じて適応的に量子化する適応差分符号化法（ＡＤＰＣＭ符号化法）が研究された。この符号化法は、従来の64 kb/s ＰＣＭの１／２のビットレートである32 kb/s において、ほぼ同程度の符号化品質が得られる可能性のある最も有望な符号化法と考えられている。

この32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法において、最も重要な特性の一つが同期縦続符号化特性である。これは、64 kb/s ＰＣＭを介してＡＤＰＣＭ符号化法が縦続接続された場合にも、符号化歪（量子化雑音）が累積しない特性のことを言う。

本章では、まずＡＤＰＣＭ符号化の構成について述べる。次にＡＤＰＣＭ縦続符号化の構成、および同期縦続符号化特性について論ずる。また、この同期縦続符号化特性を実現するＡＤＰＣＭ縦続変換符号化アルゴリズムを提案し、その動作解析を行うと共に、本特性の伝送路符号誤りによる擾乱からの回復について述べる。さらにこの32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法について、演算語長規定の条件など、信号処理プロセッサ（ Digital Signal Processor ：ＤＳＰ）を用いて構成する上での問題点を明らかにする。

なお、ここで述べた32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法に関する研究成果は、国際電信電話諮問委員会（ＣＣＩＴＴ）における本符号化法の国際標準化に反映され、提案したＡＤＰＣＭ縦続変換符号化アルゴリズムがＣＣＩＴＴ勧告[29]に盛り込まれた。

３．２　適応差分符号化の構成

低ビットレートで音声を符号化するため、ＰＣＭ符号化法のように入力振幅の標本値をそのまま量子化するのではなく、前の標本値と次にきた標本値との差分値を量子化して伝送する方法が考えられる。この場合、音声波形の変化が大きいと差分値に大きな変化が生じ、誤差（量子化雑音）が大きくなってしまう。このため、次の標本値を過去のいくつかの標本値から予測し、この予測値と実際の標本値との差分値を量子化・符号化して伝送す

る差分符号化法(Differential ＰＣＭ；ＤＰＣＭ符号化法）が提案された[30][31]。

ＤＰＣＭ符号化法によって差分値の変化は小さくなるが、その中でも差分値の小さい（差分信号のレベルの低い）ところは量子化によって生じる誤差がまだ大きく、入力信号に対して相対的に大きな量子化雑音が発生してしまう。これに対して、低レベルの場合は量子化ステップ幅を小さく、高レベルのときは大きくして量子化することにより、単純なＤＰＣＭに比べ量子化雑音を少なくできる。このように、予測値と実際の標本値との差分を、そのレベルに応じて適応的に可変した量子化ステップ幅で量子化する方式が適応差分符号化法（ＡＤＰＣＭ符号化法）である[8]。このＡＤＰＣＭ符号化法の基本構成を図３．１に示す。

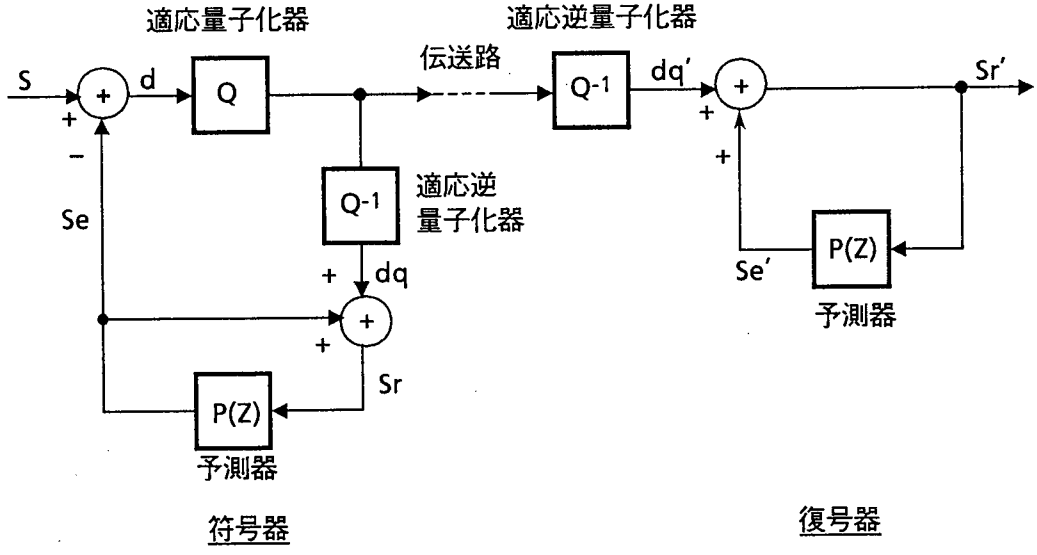


図３．１　　ＡＤＰＣＭ符号化法の基本構成

図３．１において、入力サンプル値をＳ、予測器出力S_e、入力サンプルＳとその予測値S_eとの差分信号（予測残差信号）をｄ、逆量子化器出力をd_q、S_eとd_qとの加算信号（再生信号）をS_rとする。伝送路において符号誤りがなく、予測器および逆量子化器の内部状態が符号器と復号器とで一致していると仮定すれば、復号器における逆量子化器出力d_q'、予測値S_e'は符号器のそれらに等しく、したがって再生記号S_r'は符号器におけるS_rと等しくなる。符号器における各部の信号の関係は、

$$S - S_e = d \qquad (3.1)$$

$$S_e + d_q = S_r \qquad (3.2)$$

と表わされ、量子化器と逆量子化器で発生する量子化雑音をN_qとすれば、

$$d_q = d + N_q \qquad (3.\ 3)$$

となる。以上の式（3．1）～（3．3）より、符号器の再生信号はS_rは、

$$S_r = S + N_q \qquad (3.\ 4)$$

となり、原入力信号Sに量子化雑音N_qが加算された信号となる。すなわち、再生信号は差分信号の量子化誤差の分だけ入力信号と異なる。したがって、予測がうまくいけば差分dの分散は入力Sの分散よりも少なくなり、与えられた量子化レベル数の量子化器で入力を直接量子化する場合よりも量子化誤差を小さくすることができる。

再生信号S_rのSN$_q$比（信号対量子化雑音比）は

$$\begin{aligned} SN_q\text{比} &= \frac{S}{S - S_e} \cdot \frac{S - S_e}{N_q} \\ &= G_p \cdot SN_q\text{比} \end{aligned} \qquad (3.\ 5)$$

と表わされる。式（3．5）は、原信号（S）と原信号から予測信号を差し引いた予測残差信号（$S - S_e$）との比（G_p）、および量子化器の入力信号（$S - S_e$）とその量子化雑音の比（SN$_q$比）とからなっている。G_pは差分符号化することにより得られた利得で、予測利得と呼ぶ。予測器P(Z)の構成を予測誤差の分散が最小になるようにすれば、G_pは最大になる。また、SN$_q$比は量子化器の信号対量子化雑音比であり、差分信号dの性質を知ることによりSN$_q$比を最大にすることができる。

予測器P(Z)の構成法の一つに線形予測法がある。P(Z)の構成例を図3．2に示す。予測値S_eは過去の再生信号の線形結合から成り立ち、

$$S_e(n) = \sum_{k=1}^{P} a_k \cdot S_r(n-k) \qquad (3.\ 6)$$

と表わされる。すなわち予測値S_eは、再生信号S_rを入力信号とし、式（3．7）で与えられる有限インパルス応答フィルタの出力となる。また再生信号S_rは、量子化差分信号d_qを入力信号とし、式（3．8）で与えられる伝達関数の出力として表わされる。

$$P(Z)=\sum_{k=1}^{p} a_k z^{-k} \qquad (3.7)$$

$$H(Z)=\frac{1}{1-\sum_{k=1}^{p} a_k z^{-k}}=\frac{1}{1-P(Z)} \qquad (3.8)$$

すなわち、予測符号化は式（3．9）の伝達関数を掛ける操作であり、入力信号を入力信号の短時間スペクトル包絡の逆特性（1－P(Z))をもフィルタを通すことと等価である。

$$H^{-1}(Z)=1-P(Z) \qquad (3.9)$$

一方、復号化では伝送された予測残差信号に対して、式（3．9）の逆伝達関数（式（3．8))を掛けることによって信号を復元する。

予測器のフィルタ特性を決める予測係数の算出にはいくつかあるが、代表的な手法としては、式（3．10）で与えられる予測残差信号dの分散σ^2を最小にする方法、いわゆる最小平均2乗法（Least mean square 法）[32]がある。

$$\sigma^2=E[\{S(n)-S_e(n)\}^2]$$

$$=E[\{S(n)-\sum_{k=1}^{p} a_k\cdot S(n-k)-\sum_{k=1}^{p} a_k\cdot N_q(n-k)\}^2] \qquad (3.10)$$

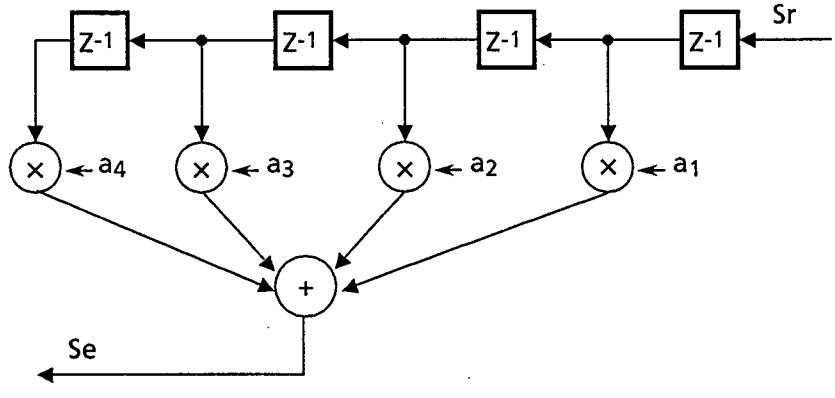


図3．2　予測器（線形予測）の構成例

以上述べたＡＤＰＣＭ符号化法は、符号化処理が比較的簡単なため、これに伴う処理遅延も少なく、64 kb/s より低いビットレートでの音声符号化法として適用性の高い符号化法である。一方符号化のビットレートは、従来の64 kb/s を単位とするディジタル回線との整合性から64 kb/s ｘ１／Ｎ（Ｎは整数）が適しており、したがってＮ＝２である32 kb/sでのＡＤＰＣＭ符号化法について、これまで検討が行われている[33]-[35]。

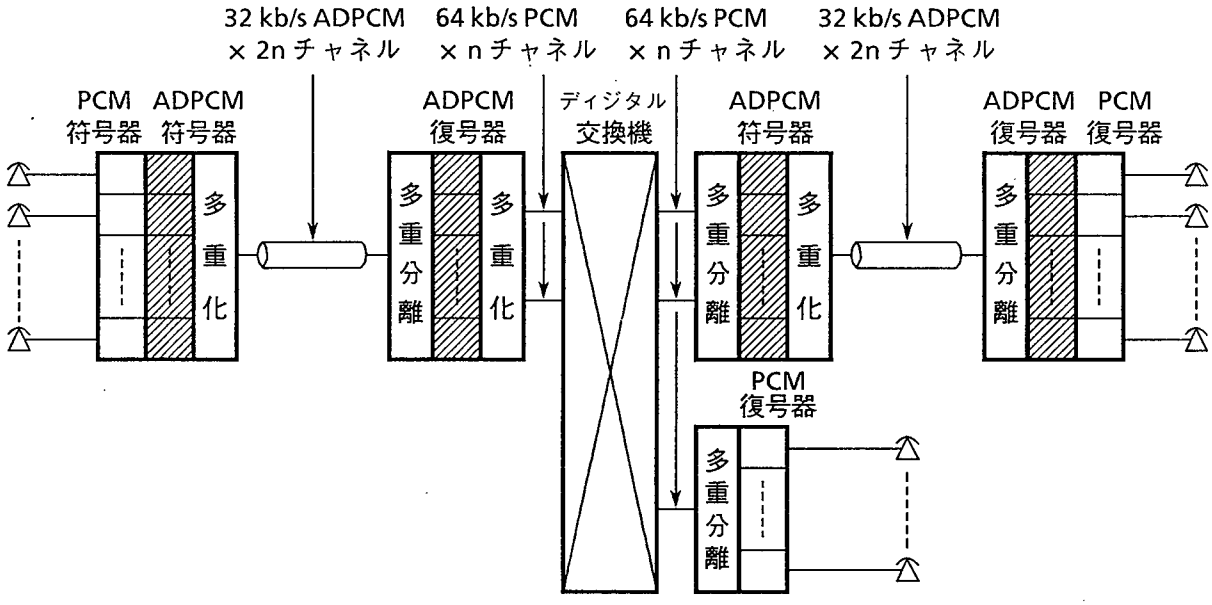
以下の各節では、32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法[36]に関して、縦続変換符号化の構成について述べると共に、同期縦続符号化特性を実現する符号化アルゴリズムの提案、および動作解析と特性評価を行う[37]。さらに、この32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号器のＤＳＰによる構成法について述べる[13]。

３．３　適応差分縦続変換符号化

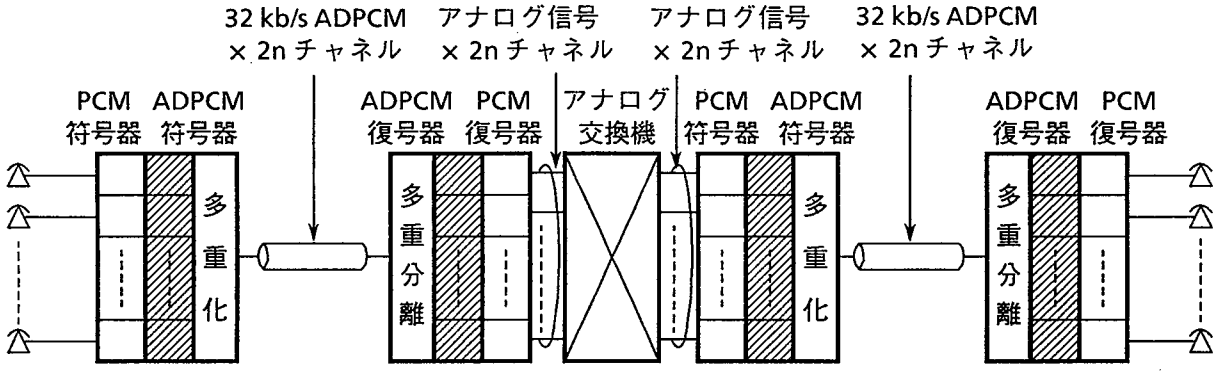
３．３．１　同期縦続符号化系

32kb/sＡＤＰＣＭ符号化法は、当初は、既存の64 kb/s ＰＣＭ符号化法と混在する形態のディジタル網に導入されると考えられる。32kb/sＡＤＰＣＭ符号化法がこのようなディジタル網の32 kb/s チャネル部分に適用された同期縦続符号化系の構成を図３．３(a)に示す。同図において、32 kb/s ＡＤＰＣＭ信号は64 kb/s ＰＣＭ信号に変換符号化され、ディジタル交換機に接続される。この変換符号化された信号はＰＣＭ端局装置で元のアナログ信号に変換することができる。一方、アナログ交換機が用いられる非同期縦続符号化系の構成を図３．３(b)に示す。非同期縦続符号化ではアナログ信号との変換を行う必要があり、これに伴う劣化が必ず生じる。

このように、32 kb/s ＡＤＰＣＭ信号と64 kb/s ＰＣＭ信号との間の変換符号化である同期縦続符号化は、経済性および符号化品質の点で優れている[38]。しかし一般的には、この同期縦続符号化によっても、多段に変換符号化を繰り返すと符号化歪は累積する。これに対して、同期縦続変換符号化アルゴリズムを用いることにより、この縦続多段接続による劣化の累積を避けることができる[39]。



（ａ）同期系



（ｂ）非同期系

図３．３　縦続符号化系の構成

３．３．２　同期縦続符号化特性の解析

最初に、定常状態における同期縦続符号化特性の定義を与える。ここで定常状態とは、伝送路符号誤りが存在しない場合のことを言う。64 kb/s と32 kb/s との間で変換符号化を行う同期縦続変換符号化系を図３．４に示す。

図３．４において32 kb/s ＡＤＰＣＭ信号（ＡＤＰＣＭ$_1$ およびＡＤＰＣＭ$_2$）は、伝

送路符号誤りがない（$ER_2 = ER_3 = ER_4 = 0$）場合に、どのような入力信号に対しても同一である時、同期縦続符号化特性が実現されていると言う。これは、符号器-1、復号器-1、符号器-2、復号器-2が、それぞれ対応する内部信号が全て等しい状態で完全に同期して動作していることを意味する。ここで、入力ＰＣＭ信号（PCM_1）上の符号誤りER_1は、この同期縦続符号化特性に何ら影響は与えない。なぜなら、ＰＣＭ符号化は瞬時圧伸符号化則を用いており、ある標本値に符号誤りがあっても他の標本値には何ら影響を及ぼさないことによる。

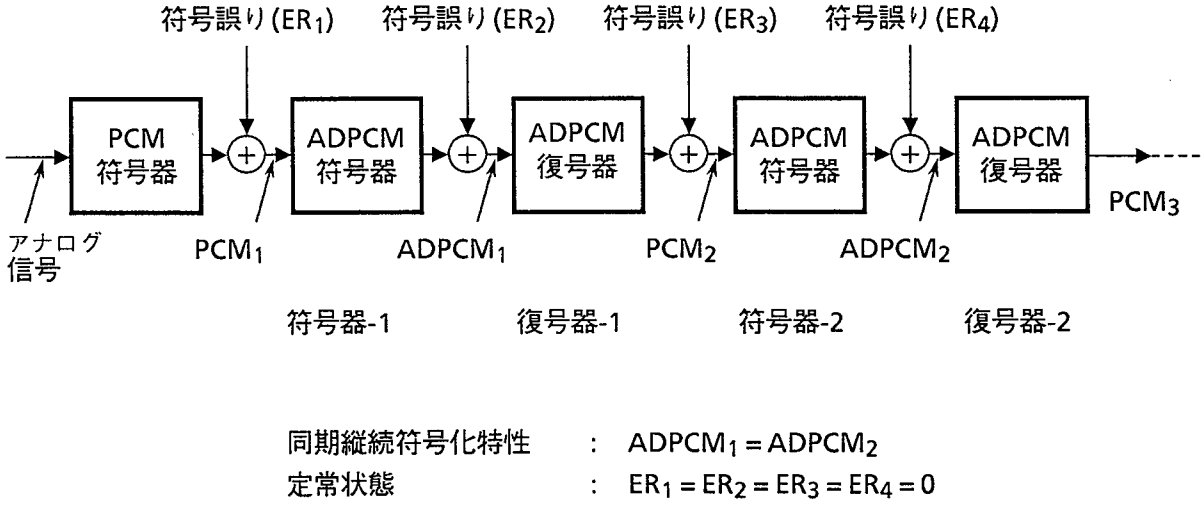
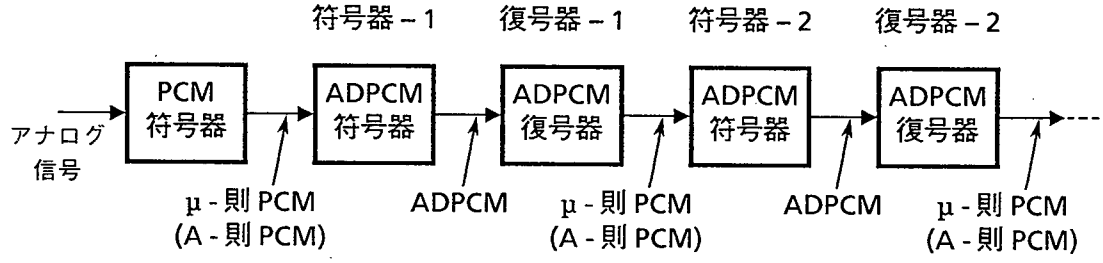


図３．４　同期縦続変換符号化系

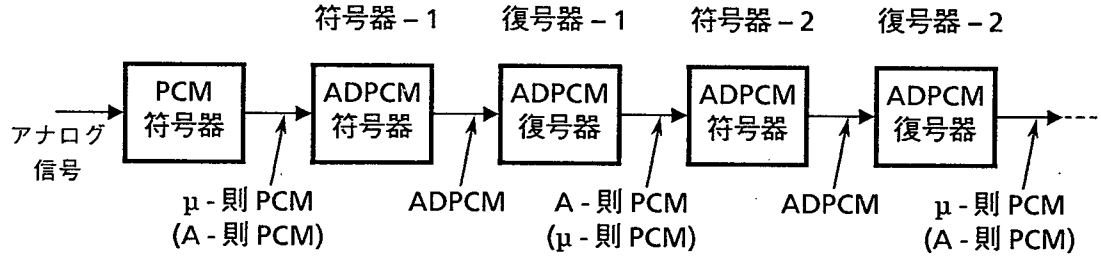
１段目のＡＤＰＣＭ信号に符号誤りER_2が存在する場合、この同期縦続符号化特性は復号器-1／符号器-2の部分で失われてしまう。また、中間のＰＣＭ信号に符号誤りER_3が発生した場合、この特性は符号器-2で失われる。伝送路符号誤りが発生した後、または交換網において呼の接続が行われた後（符号器と復号器が内部状態が異った状態で接続されるので、符号誤りによって両者の内部状態が異るのと同様の状態となる）、もし定常状態における同期縦続符号化特性が実現されていたとすると、ある時間の後に再びこの特性が回復する。これを、同期縦続符号化特性の“符号誤りからの回復能力”と呼ぶ。なお、符号誤りER_2およびER_3は復号器-2より先の符号化段の同期縦続符号化特性に何ら影響は与えない。

現在ＰＣＭ符号化則のＣＣＩＴＴ標準として、Ａ－則とμ－則の２つの方式が勧告化されている。したがって、縦続変換符号化の構成には、図３－５(a)、(b)に示す２種類が考え

られる。すなわち、いずれか一方の符号化則のみによる単一符号化則の系と、両方の符号化則が複合した系とが有り得る。同期縦続符号化特性は、A－則かμ－則のいずれかによる単一符号化則のケースにおいてのみ実現され、符号化則が複合した系ではこの特性は必ず失われる。これは、縦続に接続された符号器のそれぞれの入力信号PCM_1とPCM_2が異った符号化則でPCM符号化された信号であるため、たとえ同一レベルの信号を符号化した場合でも、両者の値が必ずしも常に同一にはならないことによる。このため、縦続接続された符号器の間では非同期動作となってしまう。



(a)　単一符号化則の系

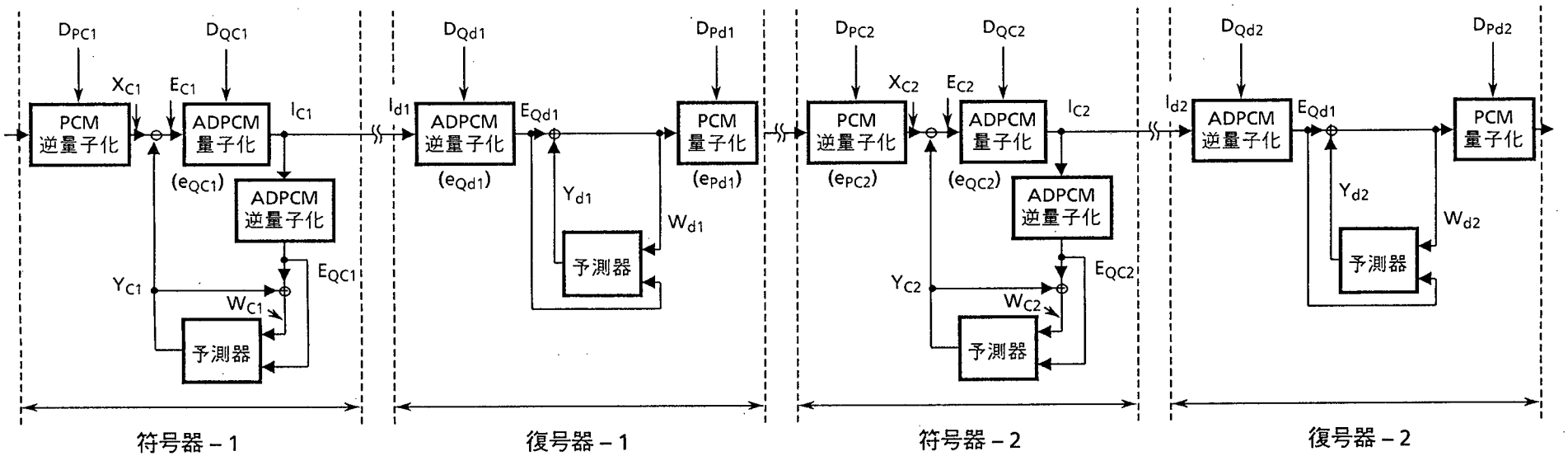


(b)　符号化則が複合した系

図３．５　　縦続変換符号化の構成（ＰＣＭ符号化則の種類による分類）

縦続に接続された２つの符号器／復号器の組の内部信号とそれらの値の関係を図３．６および図３．７に示す。定常状態に対する条件を図３．６に記す。ここで用いる内部信号の定義は以下の通りである。

添字ｎ	符号器／復号器の番号
添字ｃ	符号器における信号を示す
添字ｄ	復号器における信号を示す
添字＊	同期縦続変換符号化アルゴリズムにおける信号を示す
X_{cn}, X_{dn}	直線ＰＣＭ信号

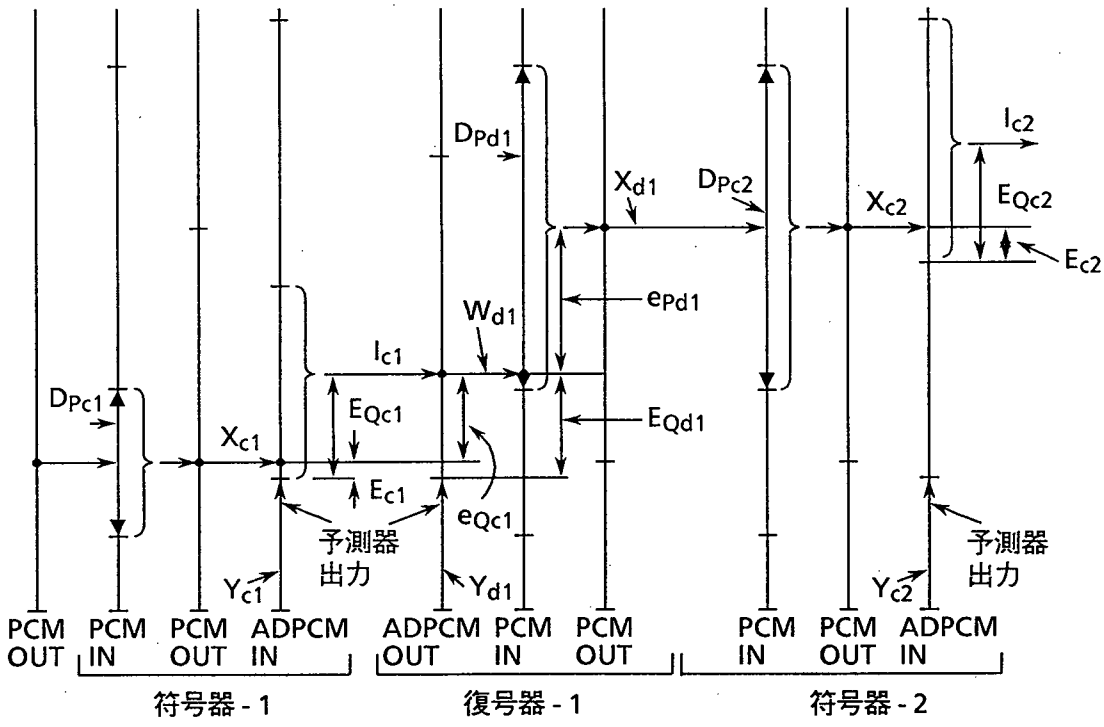


定常状態の条件　：　$Y_{c1} = Y_{d1} = Y_{c2} = Y_{d2}$
$D_{Qc1} = D_{Qd1} = D_{Qc2} = D_{Qd2}$

伝送符号誤りなし　：　$I_{c1} = I_{d1}, I_{c2} = I_{d2}$
i.e., $E_{Qc1} = E_{Qd1}, E_{Qc2} = E_{Qd2}$

図3.6　ADPCM縦続変換符号化における内部信号

Y_{cn}, Y_{dn}	予測信号
E_{cn}	差分信号
E_{acn}, E_{adn}	量子化差分信号
W_{cn}, W_{dn}	再生信号
D_d	ＡＤＰＣＭ量子化ステップ幅スケールファクタ
D_i	ＡＤＰＣＭ量子化器ステップ幅
D_{Pcn}, D_{Pdn}	ＰＣＭ量子化ステップ幅
D_{acn}, D_{adn}	ＡＤＰＣＭ量子化ステップ幅
e_{Pcn}, e_{Pdn}	ＰＣＭ量子化誤差
e_{acn}	ＡＤＰＣＭ量子化誤差
I_{cn}, I_{dn}	ＡＤＰＣＭ量子化レベル



PCM IN　：　PCM 量子化レベル
PCM OUT　：　PCM 出力レベル
ADPCM IN　：　ADPCM 量子化レベル
ADPCM OUT　：　再生信号レベル (ADPCM出力レベル)

図３．７　縦続変換符号化における内部信号の関係

復号器-1において受信したＡＤＰＣＭ信号を復号化することにより、次段の符号器-2の入力ＰＣＭ信号が得られる。この入力ＰＣＭ信号は、一般には復号器-1の受信ＡＤＰＣＭ信号レベルと異ったＡＤＰＣＭ量子化レベルに変換されることがある。この場合、符号器-2の内部信号は符号器-1のそれらとは等しくなくなる。したがって、同期縦続変換符号化系において同期縦続符号化特性を維持するためには、符号器-2において入力ＰＣＭ信号を符号器-1および復号器-1と同一のＡＤＰＣＭ量子化レベルに符号化することが必要である。

以下に、同期縦続変換符号化における動作を明らかにするため、まず、ＡＤＰＣＭ符号化処理の定式化を行う。

符号器-1におけるＡＤＰＣＭ量子化は式（３．11）で表される。

$$E_{ac1} = E_{c1} + e_{ac1} \qquad (3.11)$$

ここでe_{ac1}はＡＤＰＣＭ量子化誤差である。したがって、符号器-1の再生信号W_{c1}は、

$$W_{c1} = E_{ac1} + Y_{c1} \qquad (3.12)$$

符号器では次の関係が成り立つ。

$$E_{c1} = X_{c1} - Y_{c1} \qquad (3.13)$$

式（３．11）～（３．13）より、W_{c1}は次式で与えられる。

$$W_{c1} = X_{c1} - e_{ac1} \qquad (3.14)$$

32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化では、一般に図３．８に示す不均一量子化器が用いられる。

$$\xi_{i-1} D_d \leq E_{c1} < \xi_i D_d \qquad (3.15)$$

$$E_{ac1} = \eta_i D_d \qquad (3.16)$$

ここで、ξ_i（$i = 0, 1, 2, \cdots, 16$）はＡＤＰＣＭの正規化判定レベル（$\xi_0 = -\infty$, $\xi_{16} = +\infty$）、D_dはＡＤＰＣＭ量子化ステップ幅スケールファクタ、またη_iはＡＤＰＣＭ正規化出力レベルである。添字ｉはＡＤＰＣＭの量子化レベルのいずれかを示す。

ここで最小平均２乗誤差をもつ最適量子化器においては、次の関係式が成り立つ（図３．８参照）。

$$\xi_i = (\eta_i + \eta_{i+1})/2 \qquad (3.17)$$

もし不均一量子化器の可変ステップ幅が式（３．１８）で規定されるとすれば、ＡＤＰＣＭ量子化誤差は式（３．19）となる。

$$D_{i-1} = (\eta_{i-1} - \eta_i)\, D_d \qquad (3.18)$$

$$-D_i/2 \leqq e_{ac1} < D_{i+1}/2 \qquad (3.19)$$

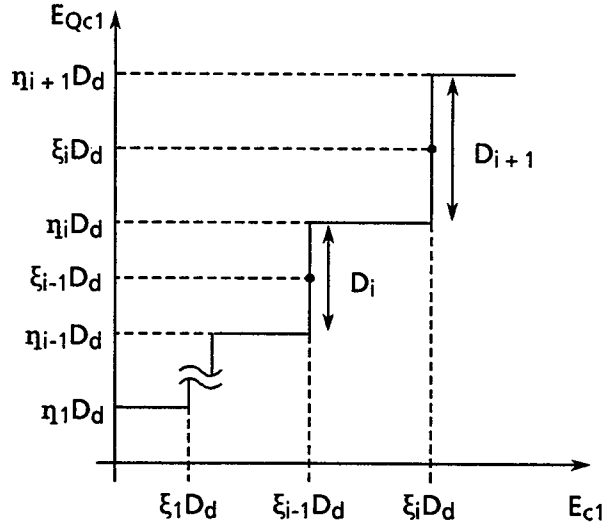


図３．８　非線形量子化特性（最小平均２乗誤差を与える最適量子化器）

ＡＤＰＣＭ復号器-1に関して、式（３．20）が成り立つ。

$$W_{d1} = E_{ad1} + Y_{d1} \qquad (3.20)$$

このＡＤＰＣＭ信号に伝送路符号誤りが加わらず、かつ、予測値Y_{c1}とY_{c2}が等しいとすれば、符号器とこれに接続される復号器の再生信号は等しくなる。

$$W_{c1} = W_{d1} = X_{c1} - e_{ac1} \qquad (3.21)$$

さらに、伝送路符号誤りがない場合に、縦続接続された符号器-2と復号器-2の内部信号が符号器-1と復号器-1のそれらに等しい時、同期縦続符号化特性が実現される条件は式（３．22）で与えられる。

$$E_{ac2} = E_{ac1} \qquad (3.22)$$

ここで復号器-1の再生信号W_{d1}のＰＣＭ量子化値がX_{d1}であるので、ＡＤＰＣＭ信号に符号誤りがない場合、そのＰＣＭ量子化誤差e_{Pd1}は次式で表わされる。

$$W_{c1}=W_{d1}=X_{d1}+e_{Pd1}. \qquad (3.23)$$

式（３．23）において、e_{Pd1}は式（３．24）を満足する。

$$-D_{Pd1}/2 \leqq e_{Pd1} < D_{Pd1}/2 \qquad (3.24)$$

ここでD_{Pd1}は復号器-1のＰＣＭ量子化ステップ幅である。ここで予測値Y_{c1}、Y_{d1}およびY_{c2}が等しいという仮定より、符号器-2の差分信号は次式で表わされる。

$$E_{c2}=X_{c2}-Y_{c2}=X_{d1}-Y_{c1} \qquad (3.25)$$

式（３．12）と（３．23）からそれぞれ導かれるY_{c1}とY_{d1}を用いて式（３．25）を書き直すと、式（３．26）が得られる。

$$E_{c2}=E_{Qc1}-e_{Pd1} \qquad (3.26)$$

式（３．26）より、ＰＣＭ量子化誤差e_{Pd1}によってＡＤＰＣＭの残差信号E_{c2}が、量子化残差信号E_{Qc1}に対応した量子化レベル（式（３．19）参照）の範囲をこえてしまうことが有り得ることがわかる。このような場合、縦続変換符号化において劣化が累積する。言い換えれば、入力ＰＣＭ信号は符号器-2において、復号器-1の受信ＡＤＰＣＭ信号レベルと異なるＡＤＰＣＭ量子化レベルに変換されることが有り得る（図３．７参照）。この場合、符号器-2の内部信号は、符号器-1および復号器-1のそれらと等しくなくなってしまう。

ここで提案する同期縦続変換符号化アルゴリズム[37][40]は、このような符号器と復号器間の非同期動作を防止する機能を有する。これにより、縦続変換符号化系において劣化が累積しないという性質（$E_{Qc2}=E_{Qc1}$）が定常状態において常に実現される。

３．３．３　符号化アルゴリズムの提案

提案する縦続変換符号化アルゴリズムはＡＤＰＣＭ復号器にのみ新たな処理を付加するものであり、そのブロック構成を図３．９に示す。

本アルゴリズムは、復号器-1において符号器-2の動作を模擬することにより、符号器-2

において復号器-1で受信したＡＤＰＣＭ信号と同一の量子化レベルに符号化されるようなＰＣＭ信号を復号器-1より出力する。なお、この方法は、一般のＡＤＰＣＭ符号化法に適用できる。以下に本アルゴリズムの動作を詳細に述べる。

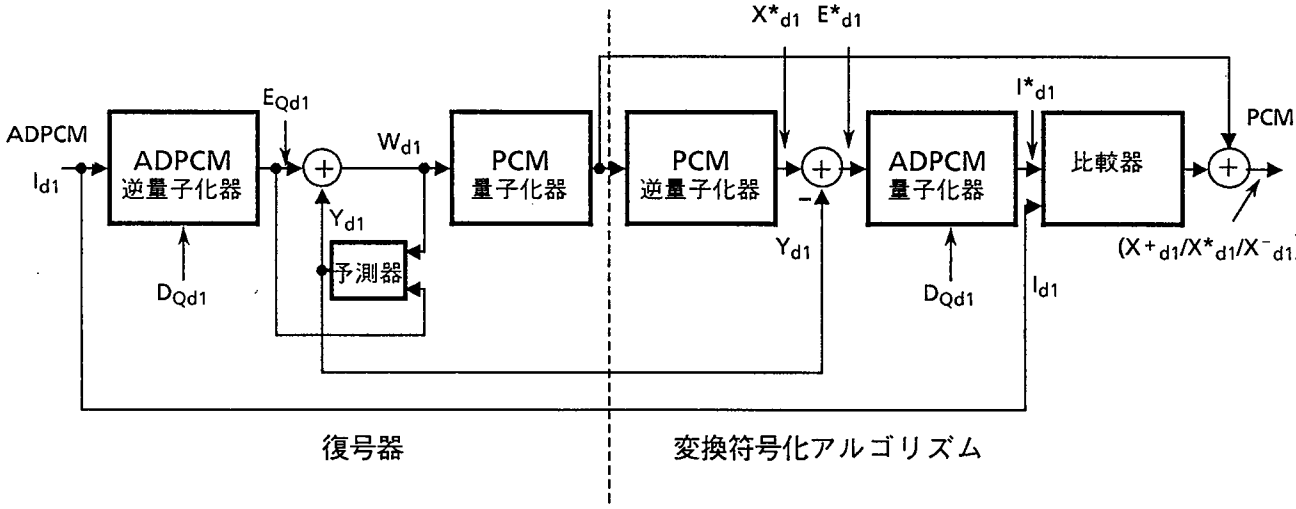


図３．９　　縦続変換符号化アルゴリズムのブロック構成

復号器-1において、再生信号W_{d1}はＰＣＭ符号化信号に変換され、さらに線形ディジタル信号X^*_{d1}に変換される。ここで添字＊は、このアルゴリズムにおいて計算される変数であることを示す。予測器出力信号Y_{d1}がこのX^*_{d1}より減算され、E^*_{d1}が得られる。そしてＡＤＰＣＭ逆量子化器のステップ幅を用いて量子化され、ＡＤＰＣＭ量子化レベルI^*_{d1}が得られる。この処理は復号器-1において符号器-2の動作を模擬したものである。このようにして、I^*_{d1}は復号器-1の入力ＡＤＰＣＭ量子化レベルI_{d1}と比較される。この比較は、E^*_{d1}をI_{d1}に対応する量子化ステップ幅の上下のしきい値E_{Hd1}およびE_{Ld1}と比較することによっても行うことができる。その結果、もしI^*_{d1}がI_{d1}と等しいならば、X^*_{d1}は出力ＰＣＭレベルとしてそのまま出力する。もしI^*_{d1}がI_{d1}と等しくないならば、出力ＰＣＭレベルは隣接するＰＣＭレベルである上下２つのＰＣＭレベルのいずれかに変えられる。すなわち、

・$I^*_{d1} < I_{d1}$ ($E^*_{d1} < E_{Ld1}$)であれば、X^*_{d1}より大きい隣接ＰＣＭ信号とする。

　または、

・$I^*_{d1} > I_{d1}$ ($E^*_{d1} \geqq E_{Hd1}$)であれば、X^*_{d1}より小さい隣接ＰＣＭ信号とする。

このように、提案したアルゴリズムは、縦続接続されたＡＤＰＣＭ符号器が同一のＡＤ

ＰＣＭ信号を発生するよう動作するもので、これにより変換符号化を多段に繰り返しても劣化が累積しなくなる。

本アルゴリズムにおいて、ＡＤＰＣＭ量子化誤差と符号器-1のＰＣＭ量子化ステップ幅との関係、およびＰＣＭ量子化誤差と復号器-1におけるＡＤＰＣＭステップ幅の関係によって、以下のいくつかのケースがおこり得る。

ケース１：

$$-D_{i+1}/2 < e_{pd1} \leqq D_i/2 \qquad (3.27)$$

式（３．19）と（３．26）より、E^*_{d1}のＡＤＰＣＭ量子化値はE_{qc1}であることがわかる。これはまた、図３．10に示すケース１のダイアグラムによっても理解できる。

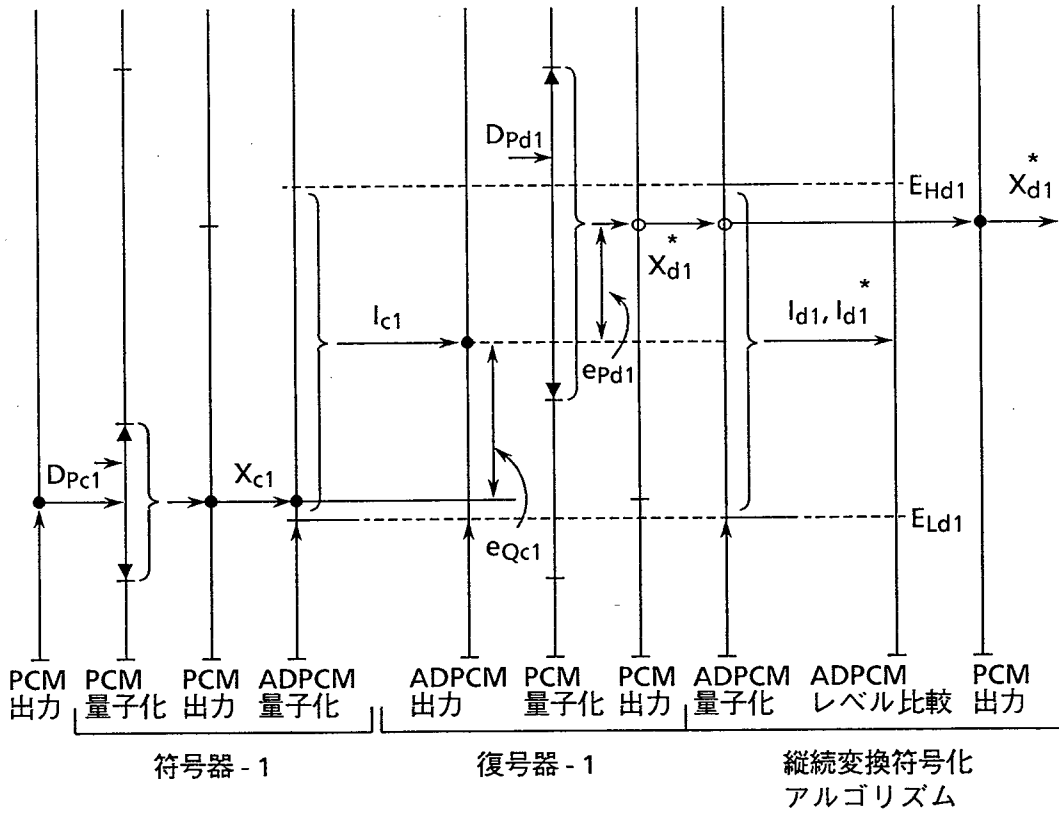


図３．１０　ケース１（$-D_{i+1}/2 < e_{pd1} \leqq D_i/2$）

ケース２：

$$-D_{Pc1}/2 < e_{qc1} \leqq D_{Pc1}/2 \qquad (3.28)$$

ここでD_{Pc1}は入力ＰＣＭ信号X_{c1}に対するＰＣＭ量子化ステップ幅である。式（３．21）

を用いて次式が導かれる。

$$X_{c1} - D_{Pc1}/2 \leqq W_{d1} < X_{c1} + D_{Pc1}/2 \qquad (3.29)$$

これは、W_{d1}のＰＣＭ量子化値であるX^*_{d1}がX_{c1}に等しいことを意味している。ケース２のダイヤグラムを図３．11に示す。このケース２は、初段のＡＤＰＣＭ符号器が歪を発生しない（$e_{Pd1} = -e_{Qc1}$）という、ケース１の特殊な場合である。

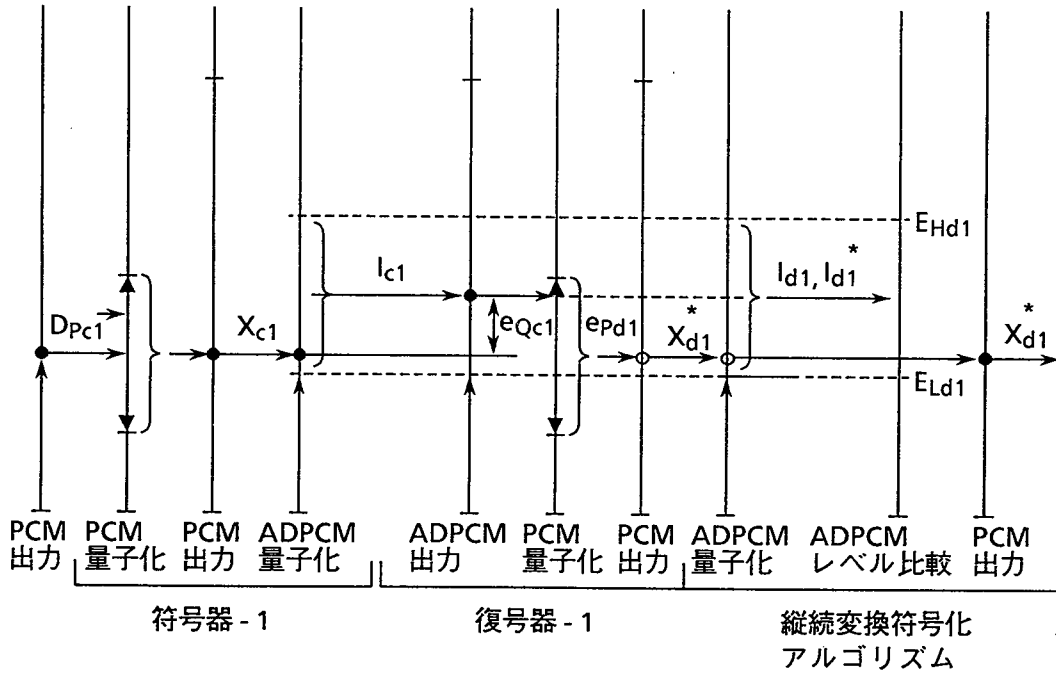


図３．１１　ケース２（$-D_{Pc1}/2 < e_{Qc1} \leqq D_{Pc1}/2$）

これらのケースでは、得られるＡＤＰＣＭ量子化レベルI^*_{d1}はI_{d1}およびI_{c1}に等しい。したがって、復号器-1において出力ＰＣＭレベルを変えることなく、同期縦続符号化特性が維持される。

以下のケースでは、復号器-1においてＡＤＰＣＭ量子化レベルI^*_{d1}はI_{d1}と異なる。

<u>ケース３</u>：

$$-D_{Pd1}/2 \leqq e_{Pd1} \leqq -D_{i+1}/2$$

$$-D_i/2 \leqq e_{Qc1} \leqq -D_{Pc1}/2 \qquad (3.30)$$

こでD_{Pd1}はW_{d1}に対するＰＣＭ量子化ステップ幅である。

ケース４：

$$D_i / 2 < e_{Pd1} < D_{Pd1} / 2$$

$$D_{Pc1} / 2 < e_{Qc1} < D_{i+1} / 2 \qquad (3.31)$$

ケース３（図３．12参照）は、X^*_{d1}がX_{c1}より大きい場合に対応するのに対し、ケース４はX^*_{d1}がX_{c1}より小さい場合に対応する。

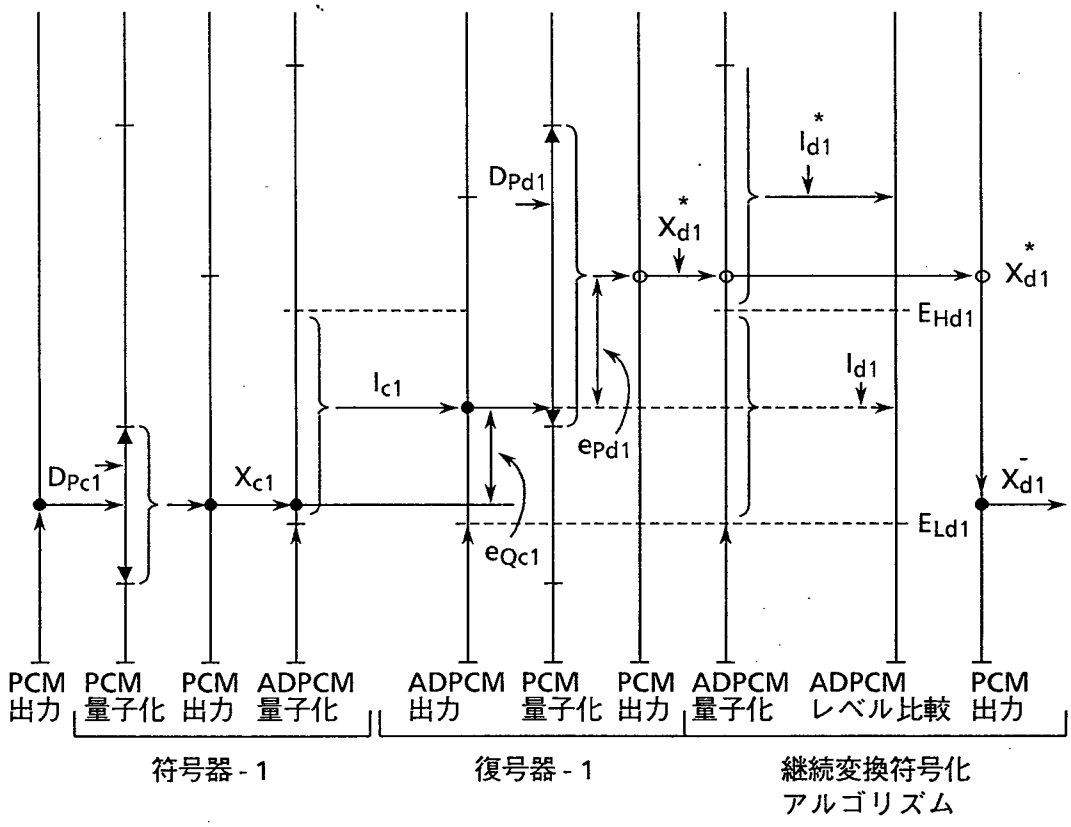


図３．１２　ケース３（$D_{Pd1} = 2D_{Pc1}$：D_{Pd1}はＰＣＭ折線区間(ｋ)の量子化ステップ幅であり、D_{Pc1}はそれより１つ大きなＰＣＭ折線区間(ｋ＋１)の量子化ステップ幅）

ここで、32 kb/s ＡＤＰＣＭにおいてX^*_{d1}とX_{c1}は常に２つの連続する（隣接する）ＰＣＭレベルであることが示される。例としてケース３について調べる。式（３．30）より、

$$D_{i+1} \leqq D_{Pd1} \qquad (3.32)$$

である。また、式（３．21）と（３．23）よりX^*_{d1}とX_{c1}との差分は式（３．33）で表される。

$$X^*_{d1} - X_{c1} = -e_{Pd1} - e_{ac1} \qquad (3.33)$$

これは図3．12からも得られる。さらに、式（3．30）と（3．33）を用いて、次の関係式が導かれる。

$$D_{Pc1}/2 + D_{i+1}/2 \leqq X^*_{d1} - X_{c1}$$
$$= e_{Pd1} - e_{ac1} < D_{Pd1}/2 + D_i/2 \qquad (3.34)$$

ここで32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法に用いられる、最小歪を与える不均一量子化器[41]の場合は、式（3．35）の条件を満足する。

$$D_i < 1.5D_{i+1}. \qquad (3.35)$$

式（3．32）～（3．35）より、式（3．36）が結論される。

$$X^*_{d1} - X_{c1} < 1.25D_{Pd1} \qquad (3.36)$$

これは、X^*_{d1}がX_{c1}より大きい最も隣接したＰＣＭレベルであることを示している。

ここで、前述したように提案したアルゴリズムは、X^*_{d1}がX_{c1}より大きいＰＣＭレベルである（ケース３）場合は、X^*_{d1}を１ＰＣＭレベルだけ小さいX^-_{d1}（$=X_{c1}$）に置き替える。また、X^*_{d1}がX_{c1}より小さいＰＣＭレベルである（ケース４）場合、X^*_{d1}は１ＰＣＭレベル大きいX^+_{d1}（$=X_{c1}$）に置き替えられる。上に述べたように、X^*_{d1}とX_{c1}は隣接する１ＰＣＭレベル内にあることから、本アルゴリズムによって、同期変換符号化特性が維持される（$E_{ac2} = E_{ac1}$ が満足される）ことが示される。

以下に示す他のケースが考えられる。

<u>ケース３'</u>：

$$-D_{Pd1}/2 \leqq e_{Pd1} \leqq -D_{i+1}/2$$
$$D_{Pc1}/2 < e_{ac1} < D_{i+1}/2 \qquad (3.37)$$

<u>ケース４'</u>：

$$D_i/2 < e_{Pd1} < D_{Pd1}/2$$
$$-D_i/2 \leqq e_{ac1} \leqq -D_{Pc1}/2 \qquad (3.38)$$

しかし、これらのケースは次のような理由から有り得ない。例えばケース３' について調

べると、ＡＤＰＣＭ量子化雑音は正の値であることから、式（３．21）より$W_{c1}<X_{c1}$が得られる。したがって、再生信号W_{d1}のＰＣＭ量子化値X^*_{d1}はX_{c1}に等しいか小さくなければいけない。すなわち、$X^*_{d1}-X_{c1}\leqq 0$となる（図３．12参照）。一方、式（３．33）と式（３．37）を用いて次式が得られる。

$$0<X^*_{d1}-X_{c1}<D_{Pd1}/2-D_{Pc1}/2 \qquad (3.39)$$

式（３．39）は上に述べたX^*_{d1}とX_{c1}との関係と矛盾する。ケース４’についても同様に考えられる。したがってケース３’およびケース４’は有り得ないと結論される。

以上のケースはＡＤＰＣＭ量子化器が飽和（過負荷）しない条件下のものである。最後のケース（ケース５）は、このＡＤＰＣＭ量子化器が過負荷する条件に対するものである。

ケース５：

ケース５のダイヤグラムを図３．13に示す。ここで初段ＡＤＰＣＭ信号が正の過負荷状態であるとすると、このアルゴリズムは出力ＰＣＭレベルをX_{c1}に等しいか大きくする。言い換えれば、E^*_{d1}が下位しきい値レベルE_{Ld1}より小さい場合、出力ＰＣＭレベルはX^*_{d1}より１ＰＣＭレベルだけ大きいX^+_{d1}となる。一方、最大しきい値E_{Hmax}はとり得る

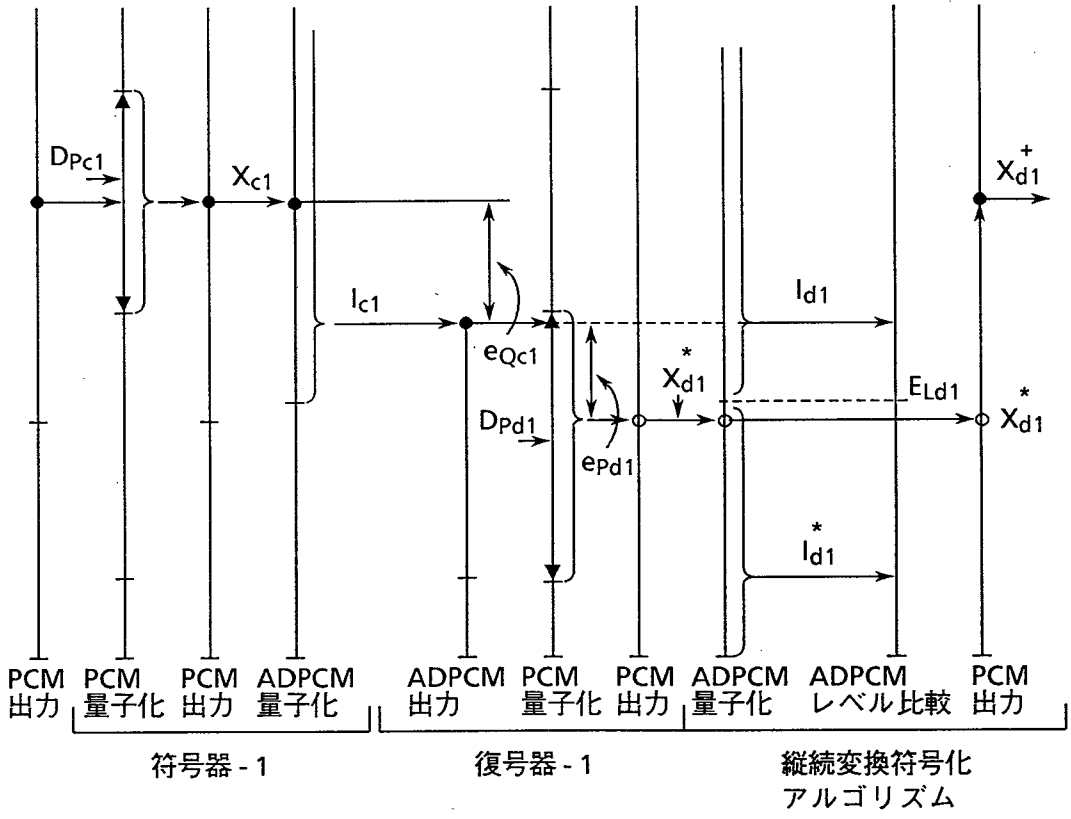


図３．１３　ケース５（正の過負荷状態）

最大の値に選ばれていることから、X^*_{d1}はE_{Hmax}をこえることはできない。したがってX^*_{d1}は隣接する小さいＰＣＭレベルには置き替えられない。このようにして次段の変換符号化では、同様に正の過負荷状態となる。負の過負荷のケースについても同様に考えられる。したがって、この同期縦続変換符号化アルゴリズムは、出力ＰＣＭレベルを入力ＰＣＭレベルに近い値に変え、過負荷歪をより小さくするよう動作する。

以上述べた同期縦続変換符号化アルゴリズムは、ＣＣＩＴＴにおける32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法の国際標準化に反映され、勧告（Ｇ．７２１）に盛り込まれている[37]。

３．４　同期縦続符号化特性の評価

提案した縦続変換符号化アルゴリズムを適用することにより、定常状態において32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法の同期縦続符号化特性が実現されることを、ハードウエアを用いて実験により確認した。平均オピニオン評価（Mean Opinion Score：ＭＯＳ）による音声品質およびＳＮ$_q$比（信号対量子化雑音比）特性の実験結果を、それぞれ図３．14と図３．15に示す。これらの結果は、縦続変換符号化の段数に関係なく、量子化雑音による劣化の累積が生じていないことを示している。

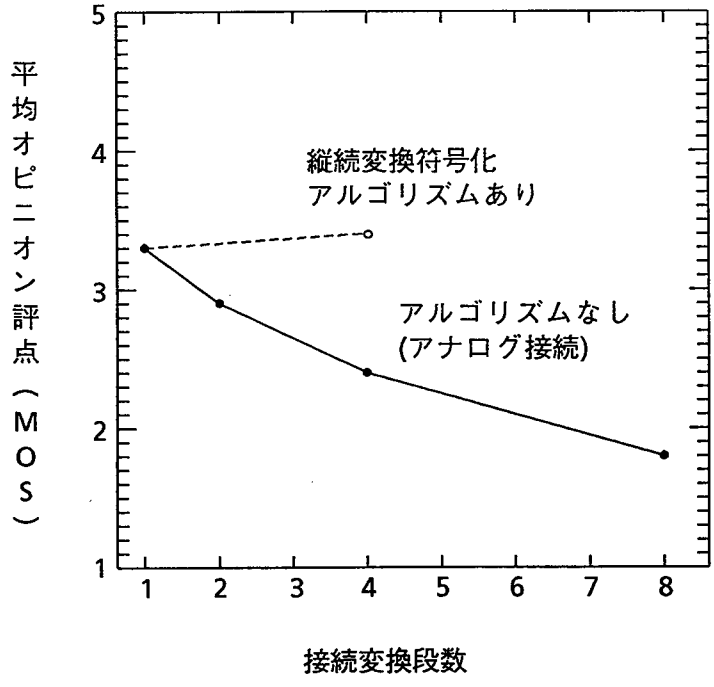


図３．１４　縦続変換符号化アルゴリズムの音声品質の主観評価結果（リニアマイク使用）

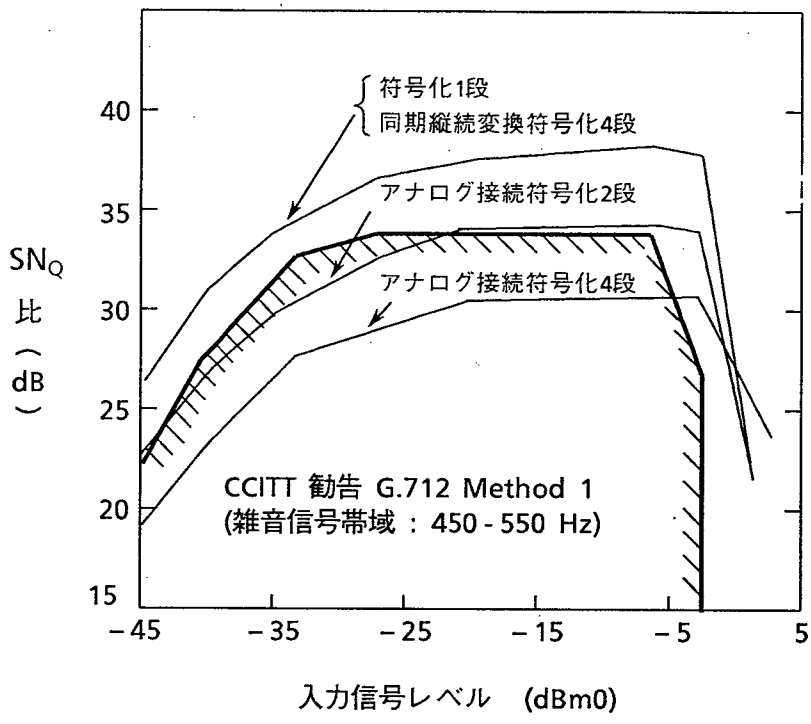


図３．１５　同期縦続変換符号化のＳＮ$_a$ 比特性

３．５　同期縦続符号化特性の符号誤りによる影響

３．５．１　伝送路符号誤りの影響

前節までで、定常状態－すなわち伝送路符号誤りがない場合には、同期変換符号化特性が実現できることを示した。また、初段のＡＤＰＣＭ信号と中間のＰＣＭ信号に符号誤りが発生した場合は、同期変換符号化特性が一時的に失われることを述べた。同様な問題は、交換網において電話回線が接続された時点や、装置の電源が投入された時のように、ＡＤＰＣＭ符号器の初期状態において起きる。

初段のＡＤＰＣＭ信号に符号誤りＥＲ$_2$ が存在する場合、復号器-1のステップ幅Ｄ$_{adi}$は符号器-1のＤ$_{aci}$と異なり、それぞれの予測値Ｙ$_{di}$も異なる（図３．６参照）。しかし、このようなステップ幅への伝送符号誤りの影響は、符号誤りがなくなった後に量子化器ステップ幅の適応化アルゴリズムのリーク機能により解消する。一方予測器出力における符号誤りの影響は、予測器係数適応化のリーク動作によって解消される[36][42]。これは、

予測値Y_{d1}はある時間後に必ずY_{c1}に等しくなることを意味している。

ここで同期縦続変換符号化アルゴリズムを適用した場合、本アルゴリズムは復号器-1において、入力ＡＤＰＣＭ信号に符号誤りが存在する場合も同様に動作する。これは、入力ＡＤＰＣＭ信号に符号誤りがある場合、このアルゴリズムが復号器-1の出力ＰＣＭをX^*_{d1}より大きいかまたは小さい隣接するＰＣＭレベルに不必要に変えてしまうことがあり得ることを意味している。このため、同期縦続符号化特性の回復により長い時間を要したり、またある特定の信号に対しては、同期縦続符号化特性が回復しないことが有り得る。

３．５．２　符号器における擾乱回復

上に述べたように、入力ＡＤＰＣＭ信号に符号誤りがある場合、復号器-1の出力ＰＣＭ信号は同期縦続変換符号化アルゴリズムによって不適切なレベルに置き替えられることが有り得る。したがって、同期変換符号化特性の符号誤りに対する回復能力は、符号器-2が復号器-1との同期状態に戻るかどうかに依存する。

もし中間のＰＣＭ信号に符号誤りＥＲ$_3$が生じたら、符号器-2は符号器-1／復号器-1と非同期となる。この符号誤りが無くなった後、符号器-2が復号器-1に同期化するかどうかによって、同期変換符号化特性の回復が左右される。これは、初段のＡＤＰＣＭ信号に符号誤りが存在する場合と同様の問題である。

16ビットＤＳＰ（ディジタル信号処理）ＬＳＩによって実現した32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号器を用いて、この同期縦続符号化特性の実験を行った。その結果、あるしきい値レベル以上の広帯域平坦雑音、ＣＣＩＴＴ勧告V.27 bisモデム信号を除く全てのモデム信号、および音声信号の大部分に対して、符号誤りによる擾乱から同期縦続符号化特性が回復した。しかし、正弦波信号、狭帯域ガウス雑音およびV.27 bisモデム信号については、この符号誤り回復能力は観測されなかった。

このように、符号器への入力信号の種類によっては、同期縦続符号化特性が符号誤りによる擾乱から回復しないのは、符号誤りによって生じた符号器-2と復号器-1の予測器の間の状態不一致が、これらの信号については解消しないためと考えられる。さらに詳細には、巡回形構成をもつ符号器の零予測器と非巡回形構成の復号器零予測器が非同期動作に陥ってしまうことによると考えられる。この同期縦続符号化特性の符号誤りに対する回復能力についてより明確化するため、今後の検討が必要である。

3．6　符号器の構成

3．6．1　符号器の演算形式・演算語長

以上述べた32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法を符号器として実現するためには、その詳細な構成を規定しなければならない。ＡＤＰＣＭ符号化法はディジタル信号処理により実現されるため、符号化処理の演算過程を決める必要がある。ここで、この演算過程における演算語長を制限した場合、符号化特性の劣化を生じる可能性がある。このような、演算語長制限による特性劣化を分析すると、以下のようにまとめられる[43]。

① 予測係数の適応化過程における演算語長および予測係数語長の制限 —— 予測精度の低下により予測利得が減少し、SN_a 比（信号対量子化雑音比）の低下を招く。

② 予測器（ディジタルフィルタ）の演算語長制限 —— まるめ雑音を発生する。

③ 量子化器の適応化過程における演算語長制限 —— 量子化ステップ幅等の計算に伴うまるめ誤差により、量子化器における識別レベル点が変動し、量子化雑音の増大を招く。

④ 符号器と復号器の演算語長の相違 —— 符号器と復号器の演算結果における誤差が異なることによって両者の内部信号の値（予測係数、量子化ステップ幅等）にずれを生じ、SN_a 比の低下を招く。

以下に、32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法の語長制限による特性劣化要因①、②、③について、品質劣化を定量的に明らかにすると共に、所要演算語長を求める。

図３．16にＡＤＰＣＭ符号器の構成を示す。各機能ブロックの内部演算について簡単に説明する。

(1) 量子化器

非線形量子化テーブルとステップ幅との積を計算し、その値と予測残差信号とを比較して量子化コードを出力する。

(2) 逆量子化器

量子化コードに対応する逆量子化テーブル値とステップサイズとの積を計算する。

(3) ステップ幅適応化部

ステップ幅のリーク機能（β乗演算）を積和演算で実行するために対数領域に変換し、次式によってステップ幅を計算する。

$$\log_2\Delta(n+1)=\beta\log_2\Delta(n)+\log_2 M(I(n)) \qquad (3.40)$$

なお、対数逆変換にはＲＯＭテーブルを用いる。

⑷　零予測器、および

⑸　極予測器

零予測次数６次、極予測次数２次とし、

$$S_e(n) = \sum_{i=1}^{2} a_i(n-1)\ r(n-i) + \sum_{j=1}^{6} b_j(n-1)\ d_q(n-j) \qquad (3.41)$$

の積和演算によって予測値を計算する。

⑹　零予測係数適応化部

グラジエント法による零予測係数の逐次更新を以下の簡略式で行う。

$$b_i(n) = (1-\delta_b)\ b_i(n-1) + C_b\ \mathrm{sgn}\{d_q(n)\}\ \mathrm{sgn}\{d_q(n-i)\}$$

$$(\delta_b = 2^{-8},\ C_b = 2^{-7}) \qquad (3.42)$$

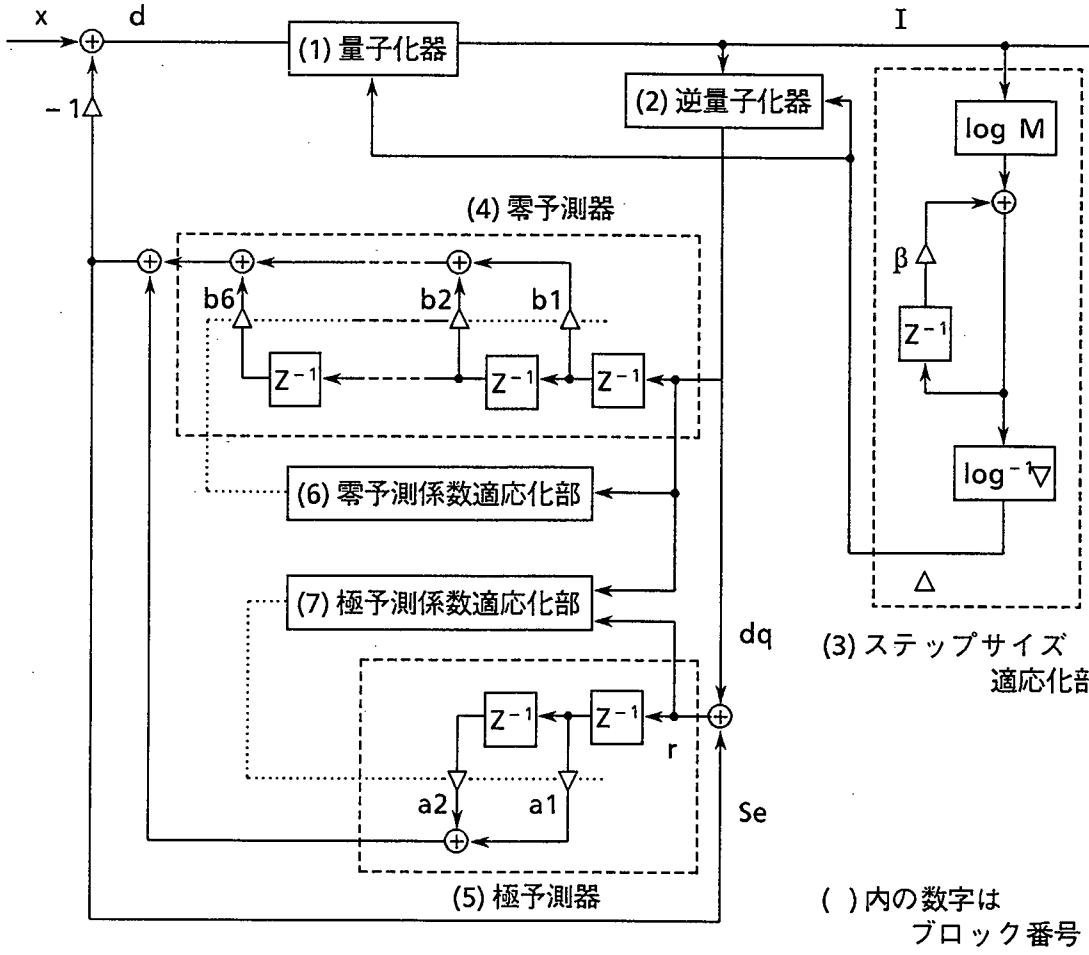


図３．１６　　ＡＤＰＣＭ符号器の構成

(7) 極予測係数適応化部

グラジエント法による極予測係数の逐次更新を以下の簡略式で行う。

$$a_i(n) = (1-\delta_{ai})\ a_i(n-1) + C_a\ \mathrm{sgn}\{d_q(n)\}\ \mathrm{sgn}\{r(n-i)\}$$

$$(\delta_{a1} = 2^{-9},\ \delta_{a2} = 2^{-8},\ C_a = 2^{-7}) \qquad (3.43)$$

予測係数適応化部の構成を図3．17に示す。

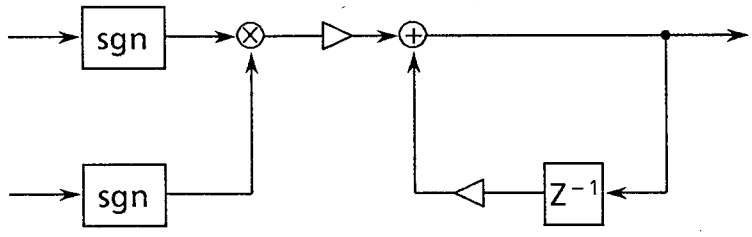


図3．17　予測係数適応化部の構成

上述した演算語長制限による特性劣化について、上に述べた各機能ブロックを対象に、演算語長を可変して特性劣化を計算機シミュレーションによって求め、その原因の分析を行う[43][44]。

ＡＤＰＣＭ符号器の内部信号の振幅は入力信号に伴って変化し、ある振幅分布（ダイナミックレンジ）を有している。一定の語長で表現できるダイナミックレンジは有限であるので、振幅分布によっては信号のオーバフロー（上位ビットの欠落）が生じる。このオーバフローによる演算誤差は大きいため、各内部信号に適したスケーリング（信号を有限語長で表現する場合、最上位桁をどのビット位置に対応させるかを設定すること）を行う必要がある。ここでの計算機シミュレーションにおいては、それぞれの機能ブロックごとに最適スケーリング値を設定している。

(1) 予測器

予測器内部で発生する丸め雑音の影響を量子化器と分離するため、量子化、逆量子化を行わず、入力信号をそのまま予測器に入力した場合の予測利得で評価する。図3．18は予測器内のある特定ブロック内の演算語長を減少させ、その他のブロックの演算を16ビット固定小数点で行った時の予測利得特性を示している。極予測器（ブロック5）による劣化

が零予測器（ブロック４）より大きいのは、丸め雑音がフィードバックループを形成して累積することによる。一方、予測係数適応化部（ブロック６、７）は、予測係数の修正量C_a（C_b）を表現できる語長以下では適応化が停止する。従って、ブロック６、ブロック７の語長を短縮した時の予測利得の飽和値は、それぞれ極予測器、零予測器単独での動作時の予測利得に相当する。

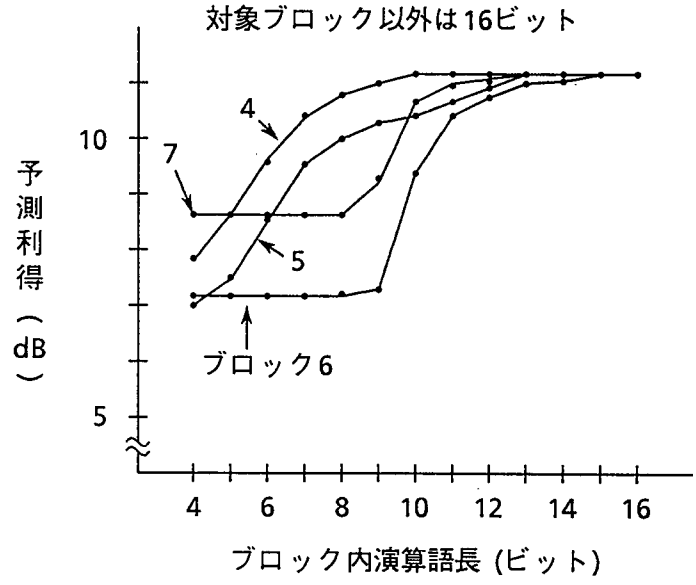


図３．１８　ブロック内演算語長と予測利得（量子化無し）

⑵　量子化器

量子化における有限語長演算に伴う劣化を評価するために、固定予測係数（特定音声に対する予測計数の平均値）の予測器を用いる。図３．19は、図３．18と同様にある特定ブロックのみ演算語長を短縮した場合のセグメンタルＳＮ比[45]（短時間の信号対量子化雑音比を長時間の音声区間で平均化した値）特性である。この中で、量子化器（ブロック１）の演算精度が特性劣化の最も大きな原因となっている。これは、量子化器で生ずる丸め雑音によって識別レベルが変動し、ステップ幅の大きさに相当する量子化雑音が生じているからである。また、ステップ幅適応化部（ブロック３）は対数逆変換テーブルで精度が決まるので、有限語長演算による劣化は少ない。

⑶　総合特性

図３．20に、ＡＤＰＣＭアルゴリズムの全ブロックを適応動作させ、１ブロックのみの演算語長を制限したセグメンタルＳＮ比特性を示す。同図には、さらに、全ブロックを語

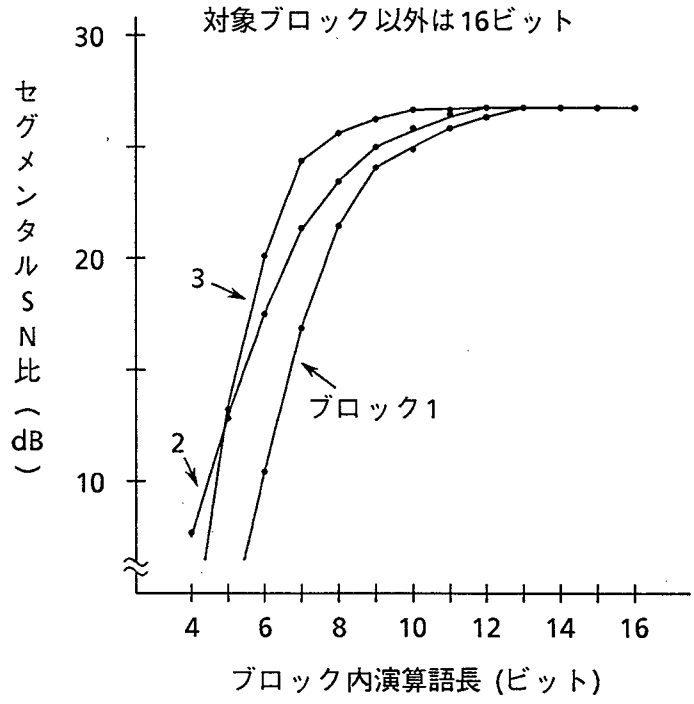


図３．１９　ブロック内演算語長とセグメンタルＳＮ比（固定予測）

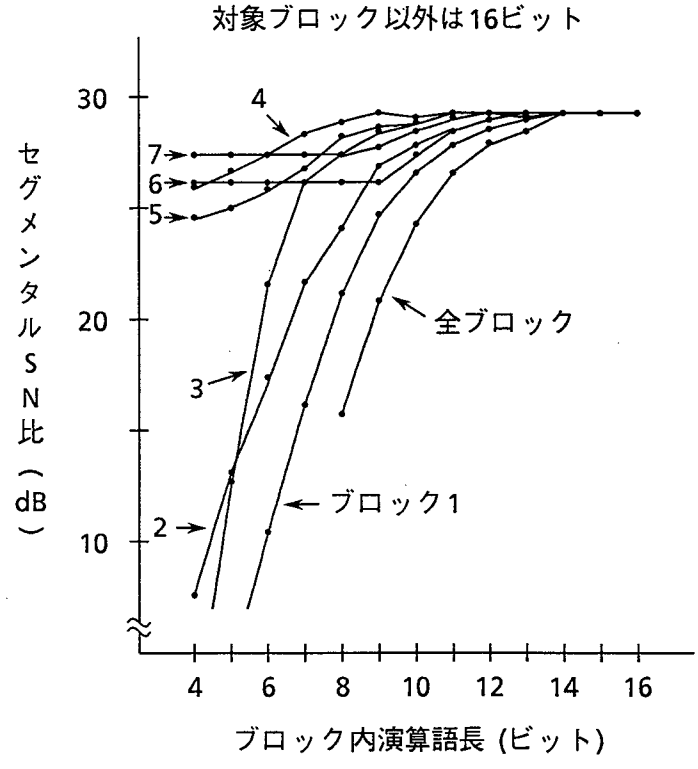


図３．２０　ブロック内演算語長とセグメンタルＳＮ比（適応予測）

長制限した場合の特性も示しており、全ブロックの演算語長を14ビットより短縮すると特性劣化が生じ始める。

図３．20の結果から、ＡＤＰＣＭ符号化法を固定少数点演算で特性劣化なく実現するためには、14ビット以上の演算語長が必要である。ただし、これは短時間（約４秒）の音声信号に対して最適なスケーリング設定を行った結果であるり、入力信号レベの変動、内部信号の入力信号依存性を考慮し、アンダーフロー、オーバーフローによる劣化を防止するための余裕を見込めば、16～18ビットの演算語長が必要となると考えられる。

次に、特性劣化要因④である演算語長の異なる符号器と復号器の対向特性劣化について考察する。演算語長の異なる符号器と復号器と対向させた場合のセグメンタルＳＮ比特性を図３．21に示す。同図より１ビットの演算語長の違いでも著しい特性劣化が生ずることがわかる。図３．21から明らかなように、符号器と復号器の演算語長が同一であれば15ビットと16ビットにおける特性に差異はないので、語長不一致時の劣化要因は、符号器と復号器の演算結果の不一致による誤差の累積に基づくものと考えられる。

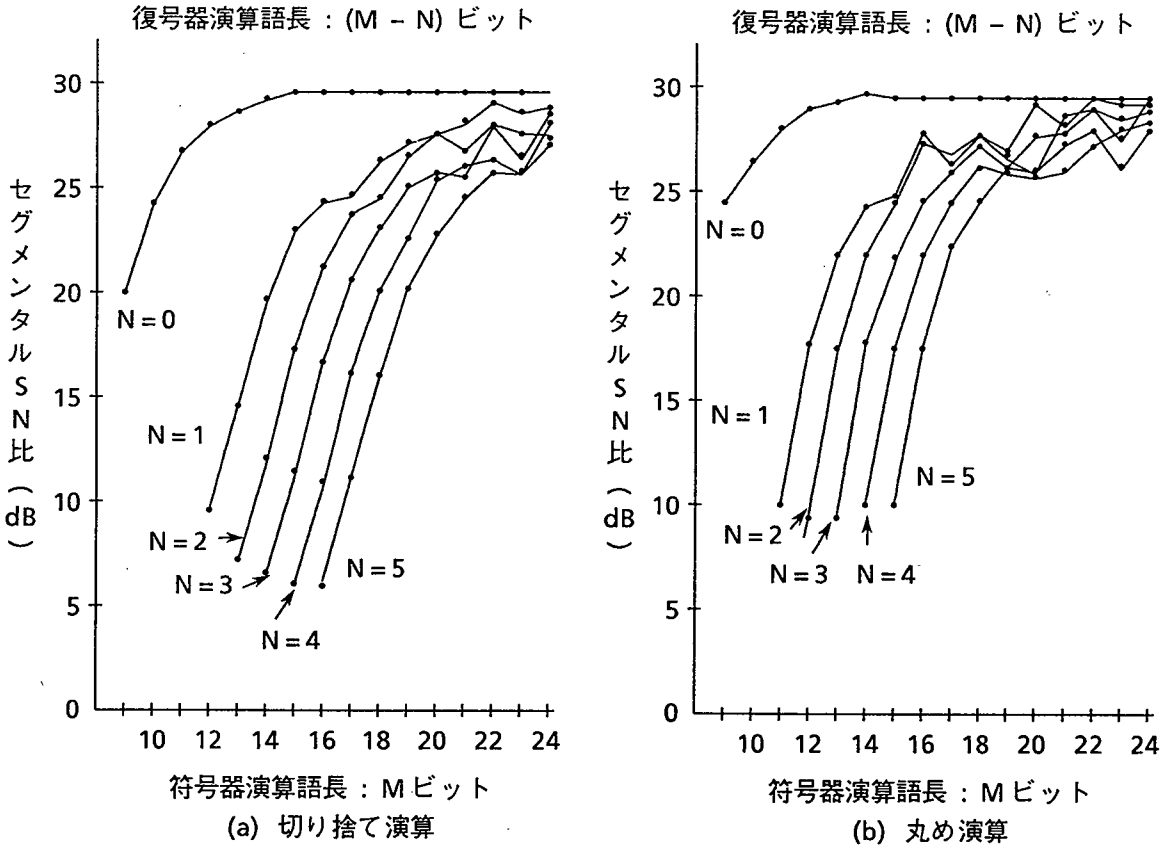


図３．２１　演算語長の異なる符号器と復号器の対向特性

図３．22は、符号器あるいは復号器の特定の１ブロックのみ15ビット、他は16ビット演算を行った場合のセグメンタルＳＮ比特性である。図３．22によれば、予測係数適応化部（ブロック６、７）の演算語長が異なると特に大きい劣化が生じており、予測器の伝達関数の不一致による劣化が起きていることが明らかである。極予測係数a_iの適応化は、式（３．43）よりd_qと再生信号ｒの符号を用いて行われる。ｒは予測器出力S_eに依存するので、符号器－復号器間でS_eが不一致すると、ｒの符号が不一致する可能性がある。この不一致が生ずると、a_iの修正制御が符号器と復号器で正負逆となるため、式（３．43）から明らかなように不一致量は$2C_a$となる。これより、極予測係数適応化部の演算の不一致が特性劣化の支配的要因であると考えられる。

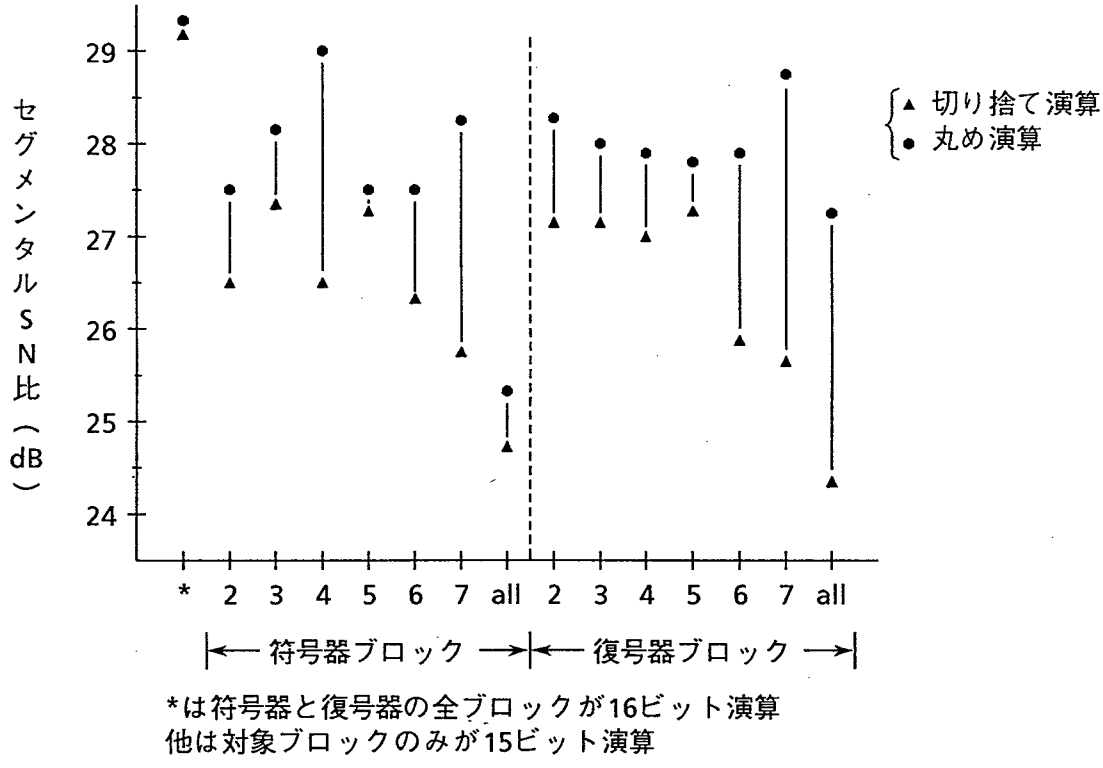


図３．２２　　ブロック内演算語長不一致時のセグメンタルＳＮ比特性

以上の検討結果から、所期の特性を有するＡＤＰＣＭ符号器を実現するためには、演算形式・演算語長までの詳細なレベルのアルゴリズム仕様を決める必要があると結論される。

３．６．２．　符号器の設計

ＣＣＩＴＴにおける32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法の国際標準化において、本符号化法の

構成を決定した後に演算形式・演算語長などの詳細な仕様が検討された。この際に、前項の検討結果に基づき、符号器として本来の品質を実現するためには符号化アルゴリズムの全ての機能ブロックに対して演算語長を決定する必要があることが認識された。その結果、各ブロックに対して符号化音声の品質劣化が生じない範囲で最小の演算語長を設定することとなり、それぞれ内部信号のデータ形式と語長が規定された[29][46]。以下に、このような詳細アルゴリズム現定によるＣＣＩＴＴ標準32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号器を汎用の信号処理プロセッサ（ＤＳＰ）を用いて実現した例を示す[13]。

ＤＳＰとしてはＭＢ8764[47]を使用した。その主要諸元を表３．１に示す。本ＤＳＰはデータテーブル領域をもつ１ｋワードの命令用ＲＯＭと、128ワード×16ビットのＲＡＭ２セクションを有している。その最大命令サイクルは10 MHzであることから、８kHz サンプリングされた信号に対して1,250 ダイナミックステップと1,000 スタティック・ステップが実行可能である。また、26ビットアキュムレータをもつ16ビット×16ビットの固定小数点乗算器を有し、全ての演算は16ビットデータ長で実行される。

表３．１　　ＭＢ8764　ＤＳＰの主要緒元

乗算器	16ビット×16ビット＋26ビット→26ビット 10 M operation / sec (積和演算回数/秒)
RAM	16ビット×128ワード × 2　(内部) 16ビット×1,024ワード　　(外部)
ROM	24ビット×1,024ワード　　(内部) 24ビット×1,024ワード　　(外部)
演算形式	16 ビット固定小数点演算 2' s complement (2の補数)
I/O	16 ビット並列 DMA (ダイナミックメモリアクセス) 可能

前述したようにＣＣＩＴＴ標準方式は、演算語長までの内部演算処理が全て現定されているため、符号器をＤＳＰで実現する場合には、この詳細に規定された符号化法を正確に実現することが必要である。例えば、浮動小数点演算を行う適応極予測器および零予測器を固定小数点演算形式のＭＢ8764で実現するためには、特別の処理が必要である。これらの予測器では仮数部６ビット、指数部４ビットの乗算が用いられており、これは固定小数

点演算では22ビットのデータフォーマットに相当する。これを26ビットのアキュムレータを有する16ビット固定小数点乗算器で実現するために、指数部分を抽出しこれに伴ってビットシフトを施した後乗算を行うようにしている。

このような処理を含む32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化に必要な演算規模を表３．２に示す。符号器の最大ダイナミックステップ数は1,134 であり、復号器のそれは1,207 である。上述の極予測器および零予測器に用いられる浮動小数点演算に、全処理量の48%が使用されている。使用したＭＢ8764ＤＳＰチップの能力を考慮すると、符号器および復号器はそれぞれ１チップで実現可能である。図３．23に試作したこれらの符号器ボート（送受１チャネル分搭載）の写真を示す。

表３．２　　ＡＤＰＣＭ符号化処理に必要な演算量

ブロック	処理サイクル(最大)	プログラムステップ	メモリ(ワード)	
			ROM	RAM
量子化	97	71	56	10
逆量子化	46	39	40	11
適応速度制御	50	42	8	9
ステップ幅適応化	87	77	8	15
予測	543	143	80	41
予測係数更新	276	142	32	41
入出力部	35	30	128	9
合計	1,134	544	288	78

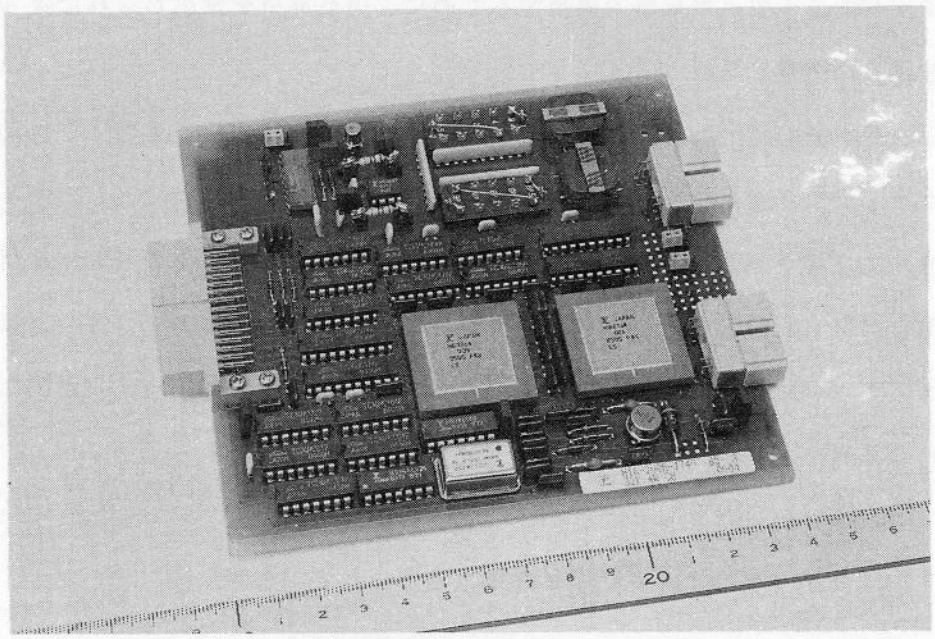


図３．２３　試作符号器ボート（送受１チャネル分搭載）の写真

３．７　結言

本章では、適応差分符号化法（ＡＤＰＣＭ符号化法）の構成、および同期縦続変換符号化系とその特性について述べた。さらに、このＡＤＰＣＭ符号化法において、符号誤りがない定常状態において量子化雑音が累積しないＡＤＰＣＭ縦続変換符号化アルゴリズムを提案し、その動作特性について解析を行った。これにより、提案した同期縦続変換符号化アルゴリズムは、定常状態において縦続変換符号化の段数に関係なく量子化雑音の累積を生じないことを明らかにした。この同期縦続符号化特性は、32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法を通信網に適用する場合、縦続接続時の符号化品質を劣化させないことから、非常に有効な方法である。

ここで述べた32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法をＤＳＰによって実現するため、演算形式や演算語長などの符号化処理の詳細規定を明らかにした。さらに、汎用ＤＳＰ　ＬＳＩを用いて符号器の設計および試作を行い、上述の同期縦続符号化特性が実現されていることを確認すると共に、符号化特性を明らかにした。

ここで述べたＡＤＰＣＭ符号化法の研究成果は、ＣＣＩＴＴにおける標準化検討に反映

され、提案した同期縦続変換符号化アルゴリズムはＣＣＩＴＴ標準方式に採用された[37]。さらに、ＡＤＰＣＭ符号化法の演算語長に関する検討結果により、演算形式および演算語長などの詳細アルゴリズムを規定する必要があることを明らかにし、これに基づき標準方式の勧告（ＣＣＩＴＴ勧告Ｇ．７２１）[29]が作成された。このように本研究の成果は、32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法の国際標準化に大きく貢献した。

さらに、ここで検討した32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法を音声専用回線の中継系ディジタル化を目指した高能率音声符号化装置[48][49]に適用すると共に、高速ディジタル専用線を用いた企業内通信システムにおいて音声回線の経済化を図るため、マルチメディア多重化装置[50]に用いる32 kb/s 高能率音声符号器[51]-[53]にも適用している。

第４章　帯域分割適応差分符号化法

４．１　緒言

音声信号を能率よくディジタル信号に変換して伝送することを目的とする高能率符号化法の研究が進展するのに伴い、ビットレートを増大させないでより高い音声品質を実現する符号化法が要請された。具体的には、音声のほとんどの成分が含まれる約７kHz(実際の伝送帯域としては0.05～7 kHz を対象とする）までの広帯域信号を、従来のＰＣＭ符号化法のビットレートである64 kb/s で符号化する方法（以下、64kb/s広帯域音声符号化法と呼ぶ）が望まれた。本符号化法を用いることにより、自然性に優れた音声品質を実現でき、しかも64kb/sを単位とするディジタル通信網との整合性に優れた高品質な音声伝送が可能となる。そのため、テレビ会議用の音声やサービス総合ディジタル通信網（Integrated Services Digital Networks:ＩＳＤＮ）における拡声電話等への適用が期待されている[54]。

７kHz 帯域を有する音声信号を対象とした高能率符号化法の一つに、帯域分割と適応予測を用いた符号化法がある[55]-[59]。これらの符号化法は、広帯域信号のスペクトラムの偏りという冗長性を利用して高能率に符号化することをねらいとしているため、符号化法の実現には音声信号の持つ冗長性の定量的把握が必要となる。しかるに、従来は、このような広帯域音声信号の持つ冗長性、その冗長性と帯域分割および適応予測による特性改善効果との関係、特性限界等、符号化法に関する基本的問題について、必ずしも十分に検討が行われていなかった。

本章では、次の順序にしたがって、７kHz 帯域音声信号を帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法によって符号化することの有効性を明らかにする。先ず、帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化によって得られる信号対量子化雑音比を、帯域分割信号の電力、ピークファクタ、偏自己相関関数（PARtial auto-CORrelation：ＰＡＲＣＯＲ）係数[60]を用いて定式化して、特性改善の限界値とその条件を考察する。次に、音声信号のスペクトラムの偏りを定量的に分析することにより、７kHz 帯域音声信号に対する帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化の有効性を検証し、最適な量子化割り当てビット数を導く。さらに、このような検討結果に基づいて帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の構成を提案し、符号化アルゴリズムの詳細構成を検討すると共に、その品質を主観評価実験によって明らかにする。

なお、ここでの研究成果は、ＣＣＩＴＴにおける64 kb/s 広帯域音声符号化法の標準化

検討に反映され、提案した帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法がＣＣＩＴＴ勧告[61]に盛り込まれた[15]。

４．２　帯域分割適応差分符号化の信号対量子化雑音比解析

本節では、帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化による特性向上の効果を解析的に明らかにする。そのため、理想帯域分割フィルタを用いた帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法のＳＮq 比（信号対量子化雑音比）を、帯域分割信号からの直接求めることができる物理定数（帯域分割信号の電力、ピークファクタ、ＰＡＲＣＯＲ係数）を用いて定式化する。さらに、ＳＮq 比を最大とする最適量子化ビット割り当て法を導き、２帯域分割における適応ビット割り当ての効果と音声に対するＳＮq 比改善量を示す。

４．２．１　帯域分割信号の量子化

図４．１に示す信号のＭ帯域分割において、ｉ番目の帯域の全帯域に対する帯域幅比率をw_iとし、かつバンドギャップがないと仮定すると、式（４．１）が成立する。

$$\sum_{i=1}^{M} w_i = 1 \qquad (4.1)$$

帯域分割符号化において、信号ｙ(ｎ)(ｎ＝１～Ｎ：この信号系列の集合をフレームと称する）を入力し、各帯域信号$y_i(n)$を線形予測した後の予測残差信号$d_i(n)$（ｎ＝１～w_i Ｎ）をN_iビットで量子化すると、量子化雑音$e_i(n)$は式（４．２）で表される。

$$\begin{aligned} e_i(n) &= (d_{max} / 2^{N_i-1})\, q_i(n) \\ &= (|d_i(n)| / 2^{N_i-1})\, q_i(n) / f_i(n) \qquad (4.2) \end{aligned}$$

ここで、d_{max}，$q_i(n)$，$f_i(n)$は以下で定義される。

d_{max}　：　量子化最大値（ステップ幅と2^{N_i-1}との積）

$q_i(n)$　：　量子化ステップ幅で正規化された量子化雑音の確率密度関数

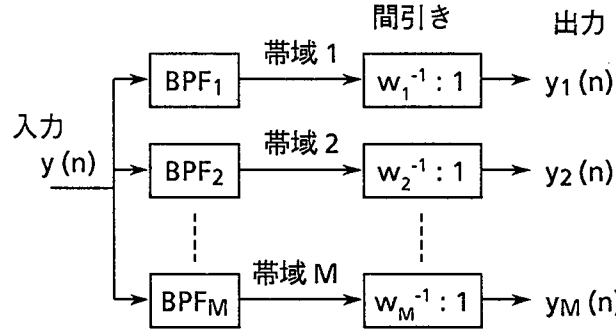
$f_i(n)$　：　量子化最大値で正規化された予測残差信号振幅の確率密度関数

$$(f_i(n) = |d_i(n)| / d_{max})$$

したがって、全帯域の１フレーム内量子化雑音電力E_fは式（４．３）で表される。

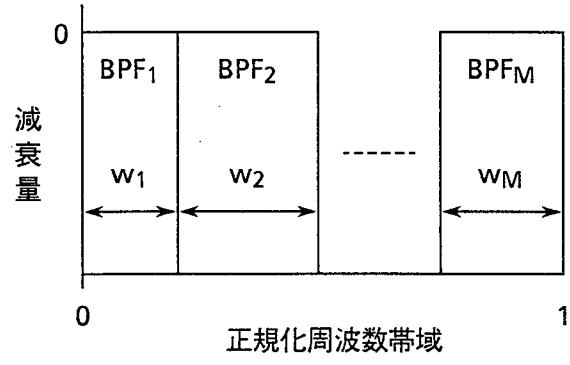
$$E_f = \sum_{i=1}^{M} \frac{1}{w^i \, 2^{2(N_i-1)}} \sum_{n=1}^{w_i N} \{d_i(n)\}^2 \{Q_i(n)\}^2 \qquad (4.3)$$

$$(Q_i(n) = q_i(n) / f_i(n))$$



BPF$_i$: 帯域通過フィルタ (i)

(a) 帯域分割と間引き



(b) 帯域通過フィルタの配置

図４．１　　信号のＭ帯域分割

E_fを最小とするN_iと、その最小値$E_{f,min}$を求めるとそれぞれ式（４．４）、式（４．５）となる（導出法は付録２に示す）。

$$N_i = \bar{N} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{E_i / w_i}{\prod_{j=1}^{M} (E_j / W_j)^{w_j}} \qquad (4.4)$$

$$E_{f,min} = \prod_{j=1}^{M} (E_j / W_j)^{w_j} / 2^{2(\bar{N}-1)} \qquad (4.5)$$

ここで、

$$E_i = \sum_{n=1}^{w_i N} \{d_i(n)\}^2 \{Q_i(n)\}^2 / w_i \qquad (4.6)$$

$\overline{N}$：フレーム内の平均量子化ビット数

式（4．2）における$f_i(n)$と$q_i(n)$とは、通常の音声に対して定常な信号となると考えられる。この定常性を仮定して、$f_i(n)$と$q_i(n)$の1フレーム内の2乗平均値をそれぞれ$\overline{f_i^2}$、$\overline{q_i^2}$とおき、式（4．2）を書き換えれば、

$$\sum_{n=1}^{w_i N} \{e_i(n)\}^2 = \frac{\overline{q_i^2} / \overline{f_i^2}}{2^{2(N_i-1)}} \sum_{n=1}^{w_i N} \{d_i(n)\}^2 \qquad (4.7)$$

となる。f_iの定義から、$\overline{f_i^2}$は量子化器入力信号のピークファクタを表している。

一方、予測残差信号$d_i(n)$の1フレーム内の電力総和は、i番目の帯域信号のj次PARCOR係数k_{ij}により、

$$\sum_{n=1}^{w_i N} \{d_i(n)\}^2 = \prod_{j=1}^{m_i} (1-k^2_{ij}) \sum_{n=1}^{w_i N} \{y_i(n)\}^2 \qquad (4.8)$$

となる。ここで、m_iはPARCOR分析次数である。式（4．2）と式（4．7）、式（4．8）を用いて式（4．6）を書き直すと、

$$E_i = Q_i \prod_{j=1}^{m_i} (1-k^2_{ij})\, p_i \qquad (4.9)$$

$$\left(Q_i = \overline{q_i^2} / \overline{f_i^2},\ p_i = \sum_{n=1}^{w_i N} \{y_i(n)\}^2 / w_i\right)$$

となる。定常信号に対する最適量子化ビット数N_i、量子化雑音の最小値$E_{f,min}$を求めるため、式（4．9）を式（4．4）および式（4．5）に代入するとそれぞれ式（4.10)、式（4．11）となる。ただし、各帯域の量子化ビット数N_iは実際の符号器では整数値となるが、ここで求めた$E_{f,min}$はN_iとして実数を仮定しているので理論的最小値を与える。

$$N_i = \overline{N} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{Q_i \prod_{i=1}^{m_i} (1-k^2_{ji}) \quad (p_i / w_i)}{\prod_{j=1}^{M} Q_j^{w_j} \prod_{j=1}^{M} \{\prod_{l=1}^{m_j} (1-k^2_{jl})\}^{w_j} \prod_{j=1}^{M} (p_i / w_j)^{w_j}} \qquad (4.10)$$

$$E_{f,min} = \frac{1}{2^{2(\bar{N}-1)}} \prod_{j=1}^{M} Q_j^{w_j} \prod_{j-1}^{M} \{ \prod_{l=1}^{m_j} (1-k^2_{jl}) \}^{w_j} \prod_{j=1}^{M} (p_i / w_j)^{w_j} \tag{4.11}$$

式（4．11）から、帯域分割を行う符号化法のＳＮ$_Q$ 比（Ｓ／Ｎ$_{sub}$）が求まる。さらにＭ＝１、ｗ$_1$ ＝１とおくことにより帯域分割を行わない符号化法のＳＮ$_Q$ 比（Ｓ／Ｎ$_{full}$）が求まる。これより帯域域分割によるＳＮ$_Q$ 比改善量（Ｓ／Ｎ$_{gain}$）は、

$$S/N_{gain} = S/N_{sub} - S/N_{full}$$

が導出される。以上から、Ｓ／Ｎ$_{gain}$は以下の３つの項に分離することができる。

$$S/N_{gain} = Q_{eff} + Q_{gain} + P_{gain} \tag{4.12}$$

$$Q_{eff} = 10 \log_{10} \{ Q / \prod_{i=1}^{M} Q_i^{w_j} \} \tag{4.13}$$

$$Q_{gain} = 10 \log_{10} \{ \sum_{i=1}^{M} w_i (p_i / w_i) \prod_{i=1}^{M} (p_i / w_i)^{w_j} \} \tag{4.14}$$

$$P_{gain} = 10 \log_{10} [\prod_{l=1}^{m} (1-k^2_l) / \prod_{I=1}^{M} (\prod_{J=1}^{m_i} (1-k^2_{il}) \}^{w_j}] \tag{4.15}$$

ただし、Ｑ，ｍ，ｋ$_l$ はＭ＝１，ｗ$_1$＝１におけるＱ$_1$，ｍ$_1$，ｋ$_{1l}$である。一般に符号化のＳＮ$_Q$ 比は、量子化器のＳＮ$_Q$ 比と予測器の予測利得との和で表される。式（4．13）のＱ$_{eff}$ は帯域分割を行わない場合と行う場合の量子化器ＳＮ$_Q$ 比、式（4．15）のＰ$_{gain}$は両者の予測利得の比を表している。一方、式（4．14）のＱ$_{gain}$は帯域内信号電力に応じて帯域間で適応ビット割り当てを行うことによるＳＮ$_Q$ 比改善量を表しており、帯域分割符号化を特徴付けるものである。

4．2．2　２帯域分割符号化の量子化利得

本項では、帯域分割符号化における帯域間での適応ビット割り当ての効果を示すため、適応予測を行わない２帯域分割符号化を一つの例として、式（4．14）で表される２帯域分割符号化の量子化利得Ｑ$_{gain}$を定量的に評価する。

式（4．14）を２帯域分割符号化に適用すれば、

$$Q_{gain} = 10 \log_{10} \{ w_1^{w_1} w_2^{w_2} (\gamma^{w_1} + \gamma^{-w_2}) \} \tag{4.16}$$

（$\gamma = p_2 / p_1$ ：帯域間信号電力比）

である。一方、低周波数帯域と高周波数帯域の割り当てビット数N_1，N_2は正の値であるから、式（4．10）より、

$$\left.\begin{aligned} N_1 &= \overline{N} + (w_2/2)\log_2(w_2/w_1\gamma) \geqq 0 \\ N_2 &= \overline{N} + (w_1/2)\log_2(w_1\gamma/w_2) \geqq 0 \end{aligned}\right\} \qquad (4.17)$$

でなければならない。ただし、ここでは適応予測を行わないことから$k_{ij}=0$であり、さらに$Q_{eff}=0$を仮定している（この近似が成り立つことは4．2．4節で述べる）。式（4．17）を解いて、帯域間信号電力比rの範囲を求めると式（4．18）が得られる。

$$\frac{w_2}{w_1}\,2^{-2\overline{N}/w_1} \leqq \gamma \leqq \frac{w_2}{w_1}\,2^{2\overline{N}/w_2} \qquad (4.18)$$

式（4．18）の範囲を逸脱する信号に対しては、割り当てビット数が負となるため式（4.16）が適用できない。

式（4．16）で与えられるQ_{gain}を$\log_2\gamma$の関数として計算した結果を図4．2に示す。

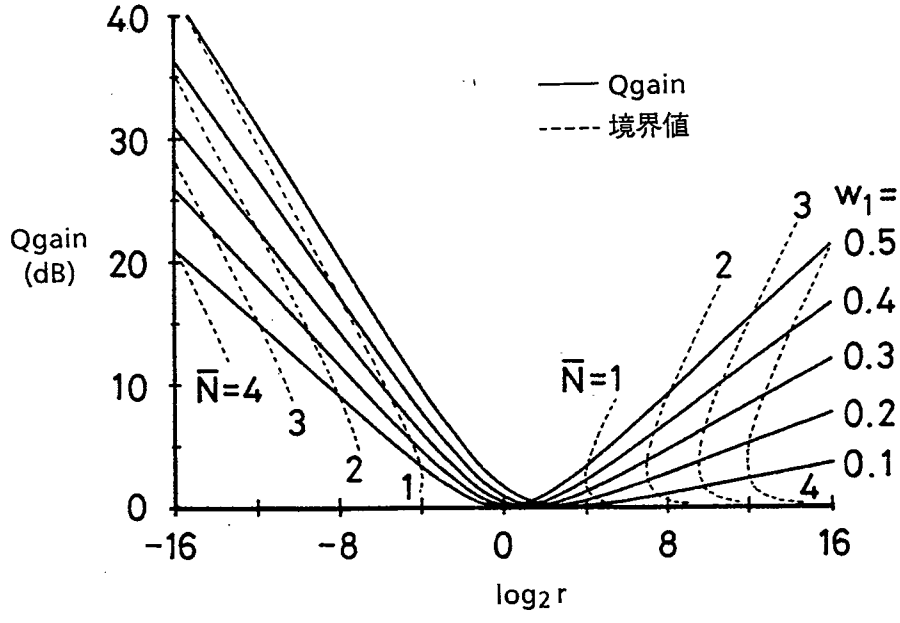


図4．2　　2帯域分割によるQ_{gain}

また式（4．18）で与えられる$\log_2\gamma$の境界値を、平均量子化ビット数$\overline{N}$が1～4の場合について同図に示す。式（4．16）のQ_{gain}は、$\log_2\gamma$の絶対値がこの境界値より小さい領域で成り立つ。

図4．2から、帯域を2分割したとき、帯域間の電力の差が大きい（$\log_2\gamma$の絶対値が大きい）ほどQ_{gain}は大きいことが示される。特に、低域と高域の帯域幅比率w_1，w_2と帯域間信号電力比γとの間に、

$$w_1 < w_2 \text{ かつ } \gamma < 1 \quad \text{または} \quad w_1 > w_2 \text{ かつ } \gamma > 1$$

が成り立つ信号に対しては帯域分割の効果が著しい。

4．2．3　モデル化音声に対する量子化利得

本項では、音声の長時間平均スペクトラムに対する2帯域分割の量子化利得Q_{gain}を求める。

音声の長時間平均スペクトラムは800 Hzまではほぼ平坦で、800 Hz以上は－10dB/octで減衰することが知られている[62]。従って、音声スペクトラムS(f)のモデルとして、式（4．19）を仮定することができる。

$$S(f) = \begin{cases} 1 & (f \leqq 0.8) \\ 10^{3-1/\log_{10}2}\ f^{-1/\log_{10}2} & (f > 0.8) \end{cases} \qquad (4.19)$$

ただし、fの単位は（kHz)である。

帯域B(kHz)の信号を、w_1，w_2の帯域幅比率で2帯域分割すると、低域信号電力p_1と高域信号電力p_2の比γは式（4．20）で与えられる。

$$\gamma = \frac{p_2}{p_1} = \int_0^{w_1 B} S(f)\,df \Big/ \int_{w_1 B}^{B} S(f)\,df \qquad (4.20)$$

式（4．19）の電力スペクトラムを仮定し、帯域Bが4 kHzと8 kHzの場合について、w_1を変化させて求めた$\log_2\gamma$とQ_{gain}との関係を図4．3に示す。ただし、S(f)の成分はそれぞれ3.4 kHz, 7 kHzまでとする。7 kHz帯域音声は3.4 kHz帯域音声に比べて電力スペクトラムの偏りが大きく、高いQ_{gain}が得られる。また、最大のQ_{gain}が得られる最適帯域幅比率は信号帯域に依存し、3.4 kHz帯域音声信号に対しw_1＝0.4～0.5（最大Q_{gain}は約5.0 dB)、7 kHz帯域音声信号に対しw_1＝0.3～0.4（最大Q_{gain}は約9.2 dB）である。

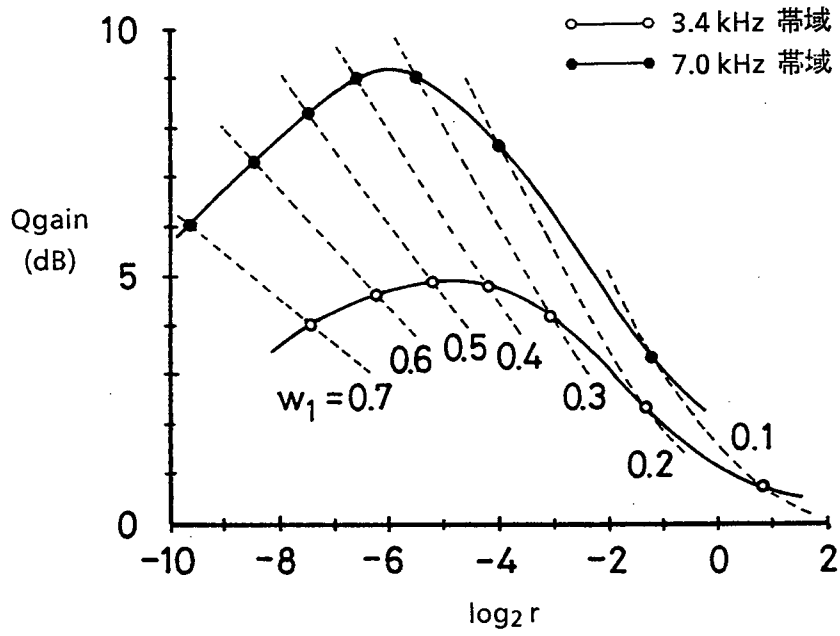


図４．３　　モデル化音声のＱ$_{gain}$

４．２．４　実音声に対する信号対量子化雑音比改善量

前項の結果から、７kHz 帯域音声信号に対する帯域分割符号化の有効性が明らかとなった。ここでは式（４．12）に基づいて、実際の音声信号に対して帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化を行うことによるＳＮ$_a$ 比改善量（Ｓ／Ｎ$_{gain}$）を明らかにする。

式（４．13）のＱ$_{eff}$ は量子化最大値ｄ$_{max}$（式（４．２）参照）に対する量子化器の入力信号振幅の比で決まるため、ｄ$_{max}$の設定方法、すなわち量子化ステップ幅の適応化則に依存する。ここでは、ｄ$_{max}$ を量子化器入力信号の最大振幅値に設定し、女性音声の場合を例にして、このＱ$_{eff}$を求めた結果を図４．５に示す。ただし、帯域分割方法は図４．４に従った。図４．５から、Ｑ$_{eff}$ の値は極めて小さく、７分割程度の帯域分割を行っても各帯域信号の量子化器のＳＮ$_a$ 比はほとんど変化しないことがわかる。次に、式（４．14）のＱ$_{gain}$と式（４．15）のＰ$_{gain}$およびＳ／Ｎ$_{gain}$を、８人の音声（男女各４名）に対して求めた結果を図４．６に示す。帯域分割によってＰ$_{gain}$は負となるが、Ｑ$_{gain}$の利得向上によりＳ／Ｎ$_{gain}$は正となる。同図から、以下の結論が導かれる。

(1)　帯域分割信号はスペクトラムが平坦化されているため、帯域分割と適応予測とは

SN_q 比改善量（S/N_{gain}）について互いに相殺効果がある。

(2) 7 kHz 帯域音声信号のS/N_{gain}は、3.4 kHz 帯域音声信号のS/N_{gain}より約3 dB高く、最も簡単な2分割でも理想的には約5 dBの改善効果がある。

(3) 帯域分割によるS/N_{gain}は帯域分割数の増加に対して飽和する。

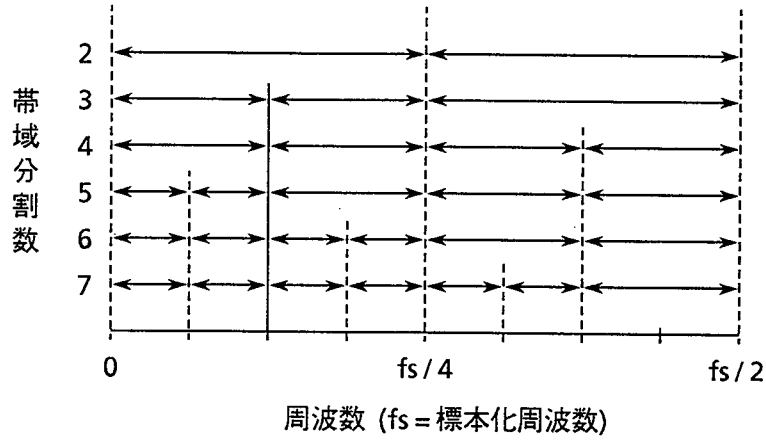


図4．4　帯域分割方法

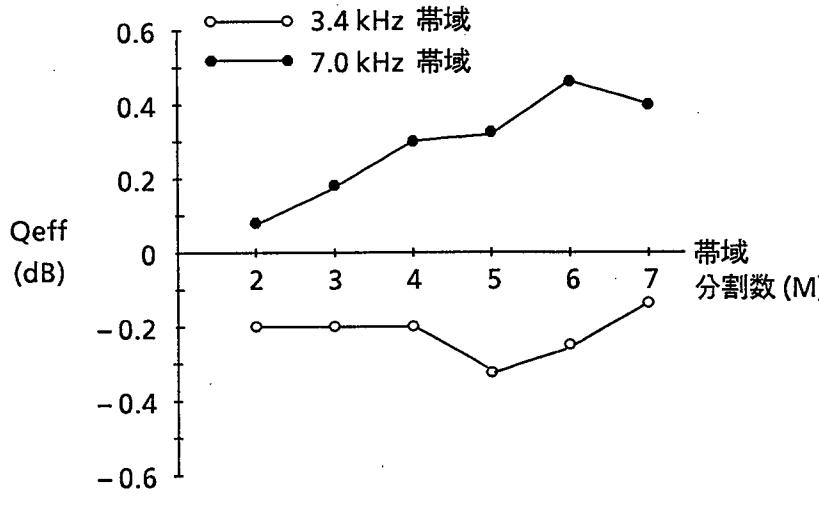


図4．5　帯域分割数とQ_{eff}

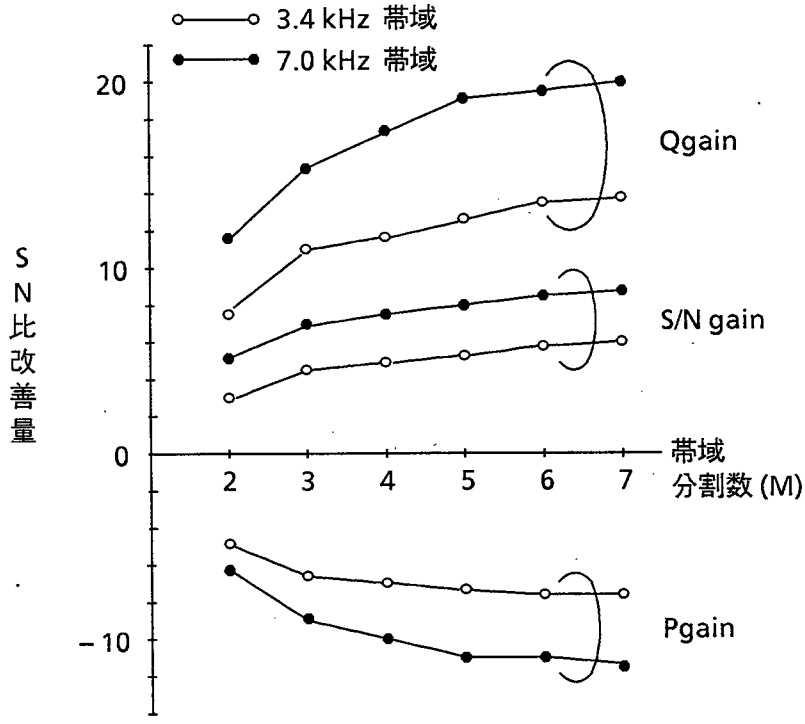


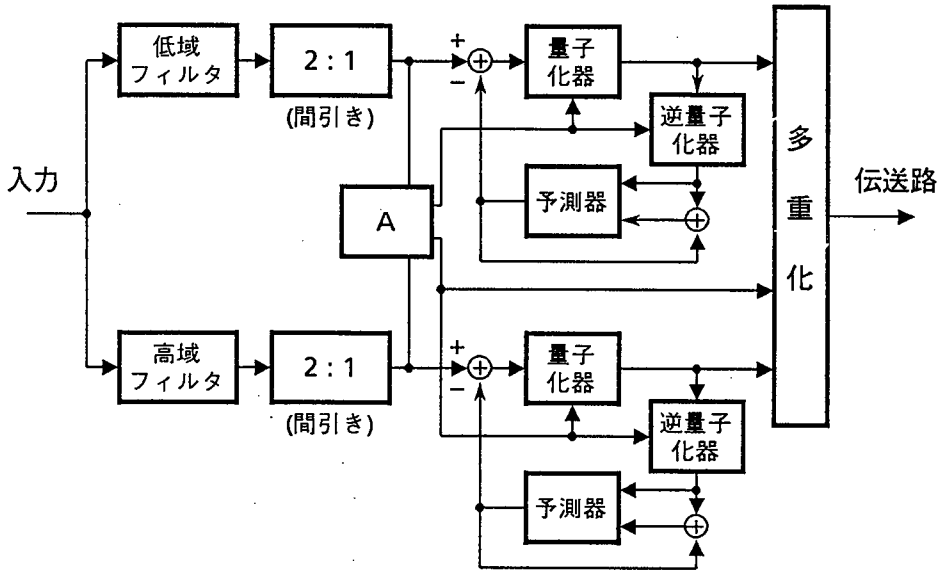
図４．６　帯域分割数とQ_{gain}，P_{gain}，S/N_{gain}

４．３　帯域分割適応差分符号化アルゴリズム

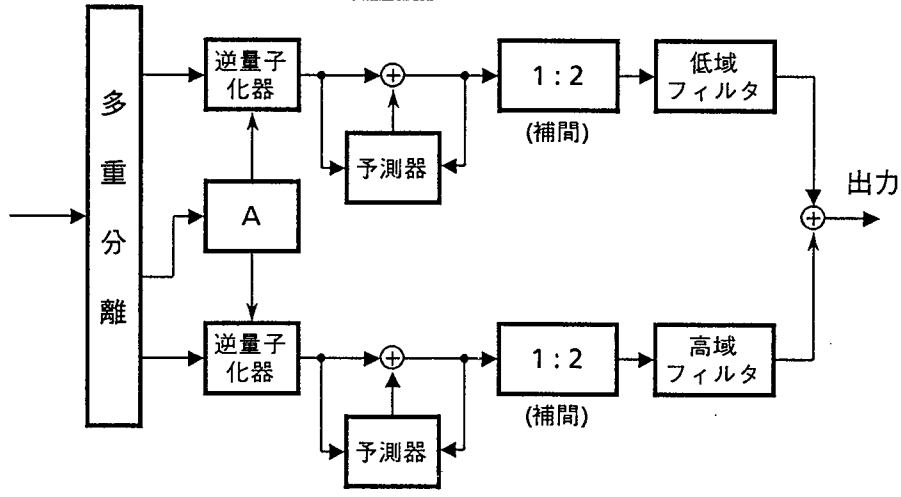
７kHz 帯域信号を分析した結果に基づき、２帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化の有効性を明らかにした。これをもとにして、ここでは７kHz 帯域音声信号を64 kb/s で符号化するアルゴリズムを提案する[63]。

４．３．１　基本構成

図４．７に64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法のブロック構成を示す。帯域分割符号化では、低域信号と高域信号に対する量子化ビット数の割り当て方法によって、(a)適応ビット割り当て、(b)固定ビット割り当て、がある。この２つの方法の特徴を表４．１に示す。適応ビット割り当ては信号に対する適応性の点で優れているが、ビット割り当て情報等のサイド情報をフレームを組んで伝送する必要があるため、構成が複雑となり、しかも符号化処理遅延を伴う。そこで以下において、音声信号に対する割り当てビット数の取り得る変化範囲を求め、このような範囲内では、符号化品質の点から固定ビット割り当て方式が優れていることを示す。



符号器



復号器

A：適応ビット割り当て制御

図４．７　64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法のブロック構成
（固定ビット割り当ての場合はＡの機能が不要）

表４．１　固定ビット割り当てと適応ビット割り当ての比較

	ビット数算出演算	フレーム構成	符号化処理遅延時間*)	信号に対する適応性
固定ﾋﾞｯﾄ割り当て	行わない	必要としない	無　し	制約される
適応ﾋﾞｯﾄ割り当て	フレーム毎に行う	必要である	少なくとも１ﾌﾚｰﾑの遅延がある	制約されない

*）但し、帯域分割フィルタに伴う遅延時間は除く。

4．3．2　最適量子化ビット数

本項では、7 kHz 帯域音声信号を2帯域分割した場合の最適量子化ビット数を明らかにする。

2帯域分割（$w_1 = w_2 = 0.5$ の等分割）を行うと、低域量子化ビット数N_1、高域量子化ビット数N_2、帯域間信号電力比γとの間には、式（4．17）より、

$$\Delta N = N_2 - N_1 = \log_2 \sqrt{\gamma} \qquad (4.21)$$

の関係がある。また、N_1，N_2と平均量子化ビット数$\overline{N}$との間には、式（4．22）の関係が成り立つ。

$$N_1 + N_2 = 2\overline{N} \qquad (4.22)$$

式（4．21）、式（4．22）をN_1，N_2について解くと、式（4．23）を得る。

$$\left.\begin{aligned} N_1 &= \overline{N} - \Delta N / 2 \\ N_2 &= \overline{N} + \Delta N / 2 \end{aligned}\right\} \qquad (4.23)$$

64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法では$\overline{N} = 4$であり、N_1，N_2が整数となるためにはΔNは偶数でなければならない。

いま、帯域間信号電力比γの分布関数$F(z)$を、

$$F(z) = n\{\log_2 \sqrt{\gamma} < z\} / n\{\log_2 \sqrt{\gamma} < \infty\} \qquad (4.24)$$

（n｛　｝：｛　｝内の条件を満たすフレーム数）

で定義することにより、図4．8に示すような$F(z)$が得られたと仮定する。式（4．21）より、$F(z)$はΔNの分布関係と考えることができる。したがって、最適量子化ビット数の差がΔNであるフレームの全フレームに対する割合$h(\Delta N)$は、ΔNが偶数という条件から、

$$h(\Delta N) = F(\Delta N + 1) - F(\Delta N - 1) \qquad (4.25)$$

によって求まる。

図4．9は、7 kHz 帯域の音声信号（男女各6名）を帯域2分割（等分割幅）し、各帯域信号を線形予測した予測残差信号に対して$F(z)$を求めた結果である。図4．9に示され

るように、音声信号については△N（＝z）が－6以下、2以上となることはほとんどない。また、△N＝－4でh（△N）が最大となる。従って、$\overline{N}$＝4の条件での適応ビット割り当て方式における低域と高域の割り当てビット数N_1, N_2は高々、

（N_1, N_2）＝（3，5），（4，4），（5，3），（6，2）

の4通りの組合せを考えるだけで十分である。このうち（6，2）ビットの頻度が最も高いことから、固定ビット割り当て方式の場合、割り当てビット数の最適値は（N_1, N_2）＝（6，2）である。

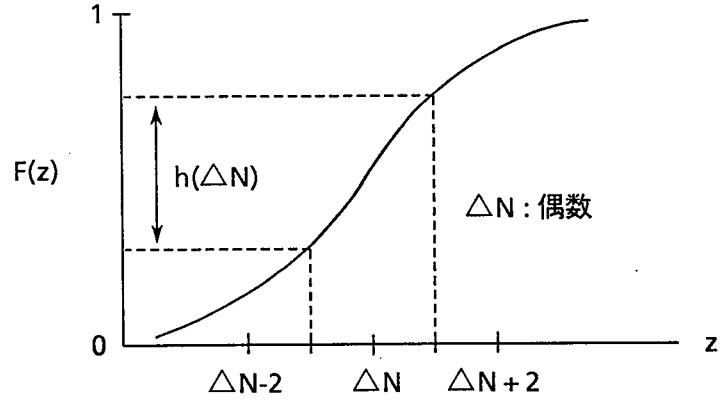


図4．8　γの分布関数F（z）の例

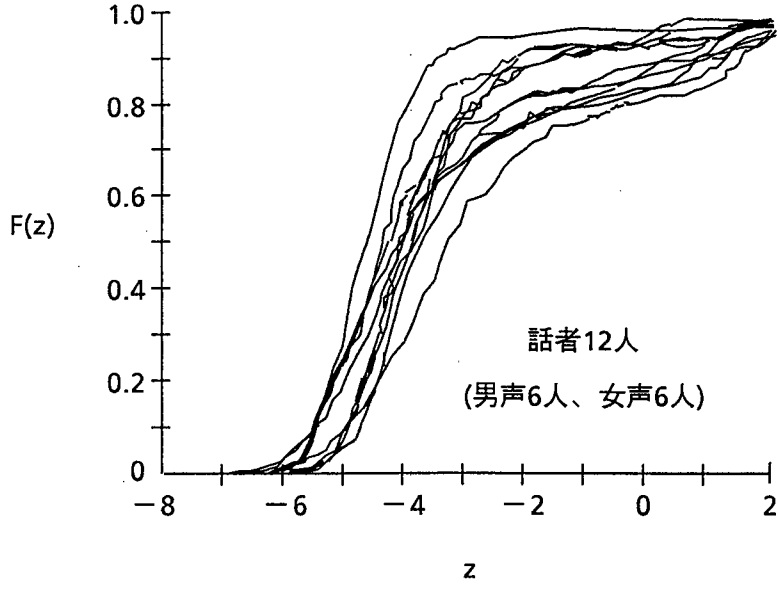


図4．9　音声信号に対するγの分布関数F（z）

4．3．3　量子化ビット割り当て法

音声信号に対して適応ビット割り当てと固定ビット割り当ての特性比較を行い、両者の量子化ビット割り当て法の優劣を明らかにする。

最初に、適応ビット割り当て法に要するサイド情報量を算出する[64]。N_f (sec) のフレームを構成し、（n＋1）／（2n＋1）の多数決検出を行うことによって割り当てビット数を判定する場合、1フレーム内にkビットの割り当てビット数情報を2n＋1回送出することになる。この場合割り当てビット数情報が誤る確率P_eは、伝送路符号誤り率をεとして、

$$P_e = \sum_{i=n+1}^{2n+1} {}_{2n+1}C_i \{1-(1-\varepsilon)^k\}^i \{(1-\varepsilon)^k\}^{2n+1-i} \tag{4.26}$$

である。ここで、ε<<1とすれば、P_eは式（4．27）に簡略化される。

$$P_e = {}_{2n+1}C_{n+1}(k\varepsilon)^{n+1} \tag{4.27}$$

これより、割り当てビット数の誤りは平均N_f／P_e (sec)に1回起こることになる。前項の結果から、割り当てビット数は高々4状態可変で十分である。このとき例えば、N_f＝8msec, ε＝10^{-5}, 割り当てビット数2状態可変（N_1＝5，6）で3回多数決検出を行うと、k＝1，n＝1より約 309日に1度のサイド情報の誤りが起こる。また、4状態可変（N_1＝3，4，5，6）の時にはk＝2，n＝1より約77日に1度の誤りとなる。従って、それぞれの場合に少なくとも3回多数決検出を行えば、実用上問題のない程度に割り当てビット数情報の誤り率を抑えることが可能である。

図4．10に、サイド情報をすべてアウトスロット伝送（別伝送）した場合のセグメンタルSN比（S／N_{seg}）[45]を基準として、多数決検出回数に対する音声のS／N_{seg}劣化量を示す。同じく図4．10に、N_1＝5または6ビット固定の場合のS／N_{seg}劣化量を示す。上述したように適応ビット割り当て方式では少なくとも3回の多数決検出回数が必要が必要であり、このとき、サイド情報用にその分の符号化ビット数が流用され符号化ビットが欠落することによるS／N_{seg}劣化量は、低域6ビットの固定ビット割り当て方式のS／N_{seg}劣化量とほぼ等しい。従って、音声信号に対しては固定ビット割り当て方式(N_1＝6、N_2＝2）が符号化品質、ハードウェア規模、伝送路符号誤り耐性の点から優れていると言える。

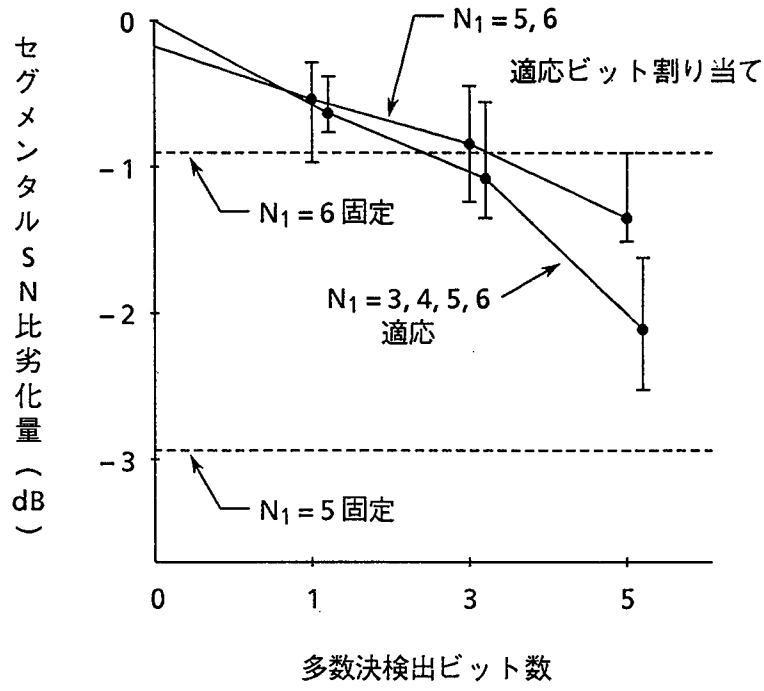


図４．１０　符号化ビット欠落によるセグメンタルＳＮ比劣化量

４．３．４　符号化アルゴリズムの構成

提案した64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法について、符号化アルゴリズム各部の詳細構成について述べる。なお、これらは標準化の過程において検討したものであり、その結果はＣＣＩＴＴにおける本符号化法の標準化検討に反映された[15]。

7 kHz 高品質符号化音声を用いた通信サービスを想定した場合、64 kb/s ディジタル１回線で7 kHz 帯域の高品質音声と同時に音声補完情報（電子黒板、高速ファクシミリ、等）を伝送可能とすることが望ましい。これを実現するためには、64 kb/s だけでなく56 kb/s および48 kb/s のビットレートにおける帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化を可能とすることが必要である。このため、上に述べた帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法において、低域信号をＡＤＰＣＭ符号化する際に、６ビットで量子化した信号のうち予測器にフィードバックする信号を上位４ビットとし、下位１ビットないしは２ビットを削除（高域および低域信号の合計のビットレートが56 kb/s ないしは48 kb/s となる）して、そのビット位置に音声補完情報を埋め込んで伝送できるようにしている。なお詳細については、下記の⑸逆量子化器の項で述べる。

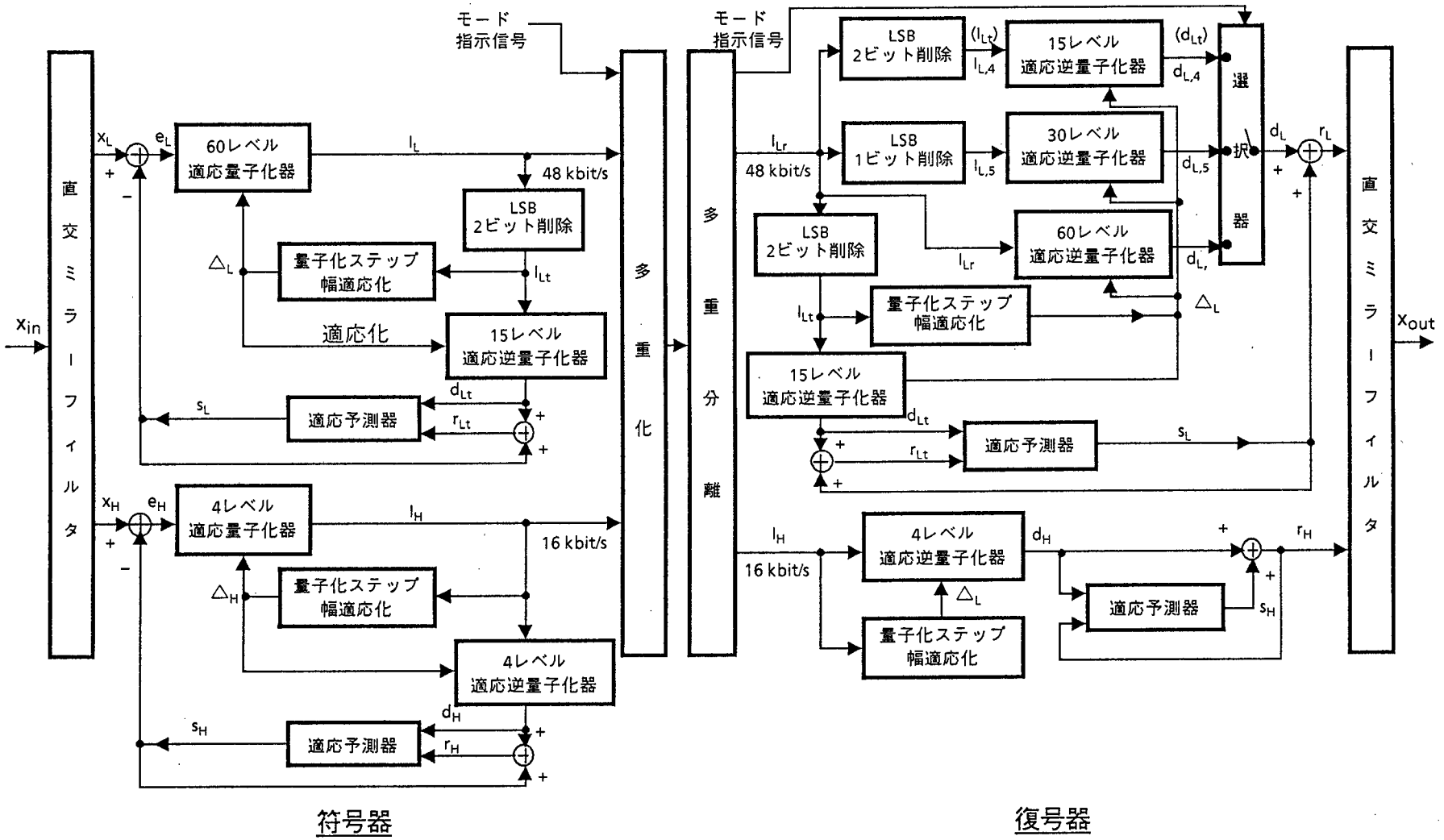


図4.11　64 kb/s帯域分割ADPCM符号化法ブロック構成

表４．２に64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の主要諸元を示す。また、帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法のブロック構成を図４．11に示し、各ブロックについて特徴的な点を述べる。

以下の記述では、添字(j) は現時刻の16 kHzサンプリング間隔の値に対応し、添字(j-1)がその１つ前の値に対応する。また、添字(n) は現時刻の８kHz サンプリング間隔の値に対応し、添字(n-1) がその１つ前の値に対応する。各ブロック内でのみ用いられる内部変数にはサンプリングのタイミングを表す添字を付けていない。

表４．２　64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の主要諸元

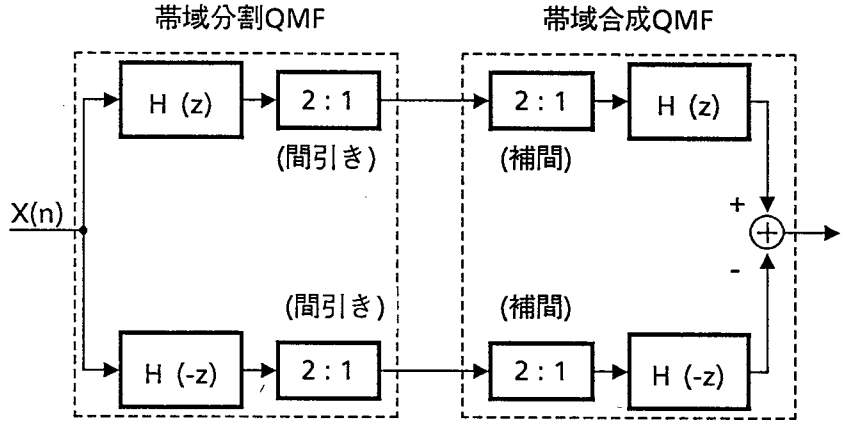
標本化周波数			16 kHz
符号化速度			64 kb/s
帯域分割フィルタ	構成		直交ミラーフィルタ(ＱＭＦ)
	分割数		２分割
	分割周波数		０～４，４～８kHz
	次数		24次
符号復号器	標本化周波数		８kHz
	量子化器	量子化割り当てビット数	低域６ビット（予測器へは上位４ビットをフィードバック） 高域２ビット
		量子化特性	非線形（ラプラス分布）
		ステップ幅適応化則	Goodman, Wilkinson の方法[65]
	予測器	構成	極２次＋零６次
		係数適応化則	最急降下法による逐次適応

(1)帯域分割・合成フィルタ

帯域分割・合成フィルタには、帯域分割信号の低域変換処理（間引き・補間）に伴って生ずる折り返し成分を打ち消すことができる直交ミラーフィルタ（Quadrature Mirror Filter, 以下ＱＭＦと呼ぶ)[66]を用いた。

送信ＱＭＦ（帯域分割用）は、２つの直線位相の非巡回形ディジタルフィルタで構成され、入力信号を低域（０～４kHz)と高域（４～８kHz)に帯域分割する。ＱＭＦによる帯域

分割・合成の原理を図４．12に示す。また、本符号化アルゴリズムで用いた24次のＱＭＦの構成を図４．13に示す。タップ数24次は、大きな信号遅延を生じないで適切なフィルタ特性を得るために選んでいる。



H (z) ： 低域通過フィルタ伝達関数
H (-z) ： 高域通過フィルタ伝達関数

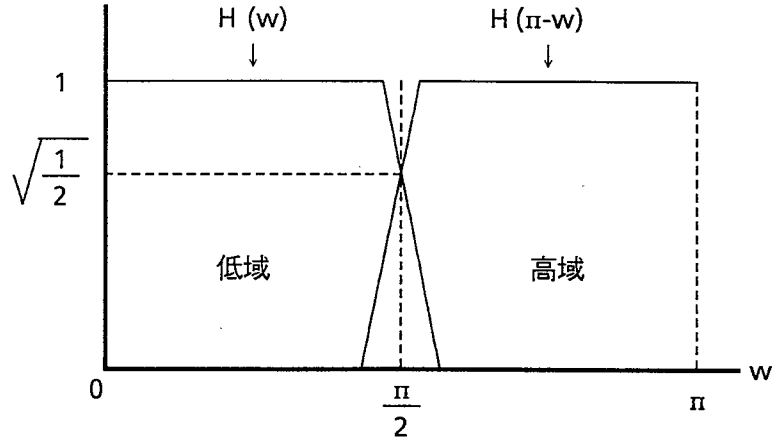


図４．１２　　ＱＭＦによる帯域分割・合成の原理

帯域分割出力信号 x_L と x_H は、以下に示す積和演算によって求められる。

$$x_L(n) = x_A + x_B \qquad (4.28)$$

$$x_H(n) = x_A - x_B \qquad (4.29)$$

ここで、x_A および x_B は以下のように計算される。

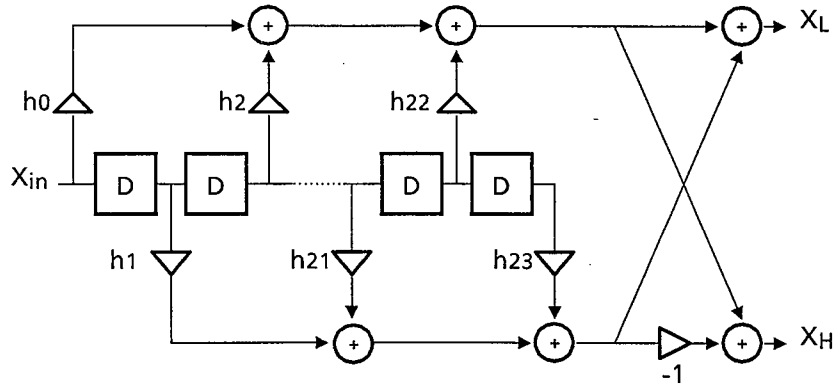
$$x_A = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{in}(j-2i) \tag{4.30}$$

$$x_B = \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{in}(j-2i-1) \tag{4.31}$$

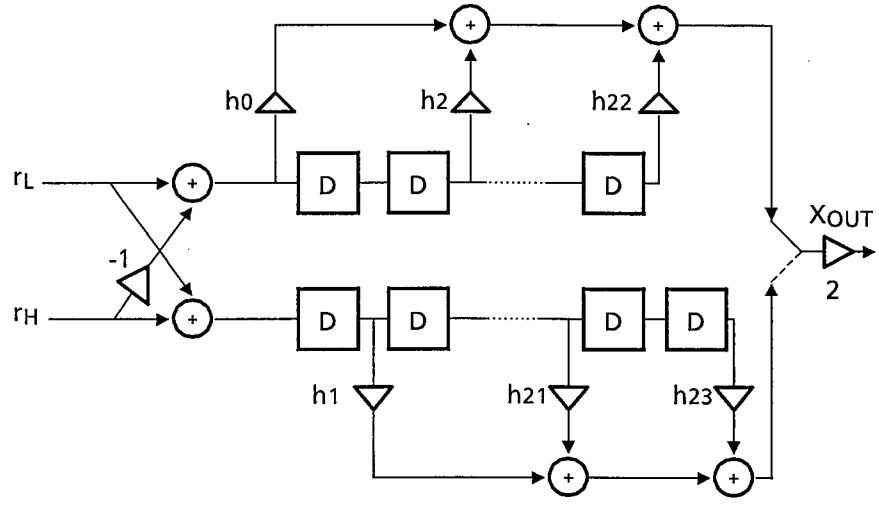
受信ＱＭＦ（帯域合成用）は、送信ＱＭＦと同様のタップ数24次で同一の係数を有し、低域と高域の再生信号 $r_L(n)$、$r_H(n)$ から出力信号 $x_{out}(j)$ を以下に示す積和演算によって計算する。

$$x_{out}(j) = 2\sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot \{r_L(n-i) - r_H(n-i)\} \tag{4.32}$$

$$x_{out}(j+1) = 2\sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot \{r_L(n-i) + r_H(n-i)\} \tag{4.33}$$



(a) 送信 (帯域分割)



(b) 受信 (帯域合成)

D:遅延素子

図４．１３　ＱＭＦの構成

⑵量子化器（符号器）

量子化器については、ラプラス分布信号に対して量子化雑音が最小となる非線形量子化器を用いた。1～5ビットのラプラス非線形量子化器は文献(67)で論じられているが、本帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法では6ビット量子化器を用いるので、同文献付録に示されている方法に従って6ビット量子化特性を算出した。

量子化器の量子化ステップ幅は、伝送路符号誤りに対する耐力を強くするため、1サンプル前の量子化ステップ幅にリーク定数のべき乗計算をした値を用いる。ここで、ディジタル信号処理では直接べき乗計算を行えないので、変数を対数領域に変換して乗算を行い、後に線形領域に変換する。具体的には次式に基づいて、低域および高域信号に対する対数領域の量子化ステップ幅$\nabla L(n)$および$\nabla H(n)$の適応化を行う。

$$\nabla L(n) = \beta \cdot \nabla L(n-1) + W_L(I_{Lt}(n-1)) \qquad (4.34)$$

$$\nabla H(n) = \beta \cdot \nabla H(n-1) + W_H(I_H(n-1)) \qquad (4.35)$$

ここで、$W_L(\cdot)$と$W_H(\cdot)$はそれぞれ低域および高域信号に対する対数領域のステップ幅乗数であり、βはリーク定数（127/128)である。これらのパラメータは、7kHz帯域音声および音楽に対して最適化している。

次に、2のべき乗の近似関数に対数領域のステップ幅を代入して、線形領域のステップ幅を計算する。

$$\Delta L(n) = 2^{(\nabla L(n)+2)} \cdot \Delta_{min} \qquad (4.36)$$

$$\Delta H(n) = 2^{(\nabla H(n))} \cdot \Delta_{min} \qquad (4.37)$$

ここで、Δ_{min}は14ビットＡ／Ｄ変換器の量子化ステップサイズの半分に等しい。

⑶逆量子化器（符号器）

低域ＡＤＰＣＭ符号化における量子化器の出力信号I_Lは、逆量子化器に入力される際に下位2ビットが削除されて4ビットの信号I_{Lt}となる。I_{Lt}は量子化幅ΔLの適応化（式（4．34）、（4．36））と15レベルの逆量子化において用いられ、量子化差分信号d_{Lt}が求められる。この量子化差分信号に予測信号s_L（下記⑷参照）を加えて低域再生信号r_{Lt}が作られる。

一方、高域ＡＤＰＣＭ符号化においては、4レベル（2ビット）量子化器の出力信号I_H

が量子化幅△Hの適応化（式（4．35）、（4．37））に用いられ、さらにI_Hと△Hが4レベルの逆量子化器に入力され、量子化差分信号d_Hが求められる。この量子化差分信号に予測信号s_H（下記(4)参照）を加えて低域再生信号r_Hが作られる。

ここで低域ＡＤＰＣＭ符号器において、予測器に入力される量子化差分信号を求めるために、量子化器出力の6ビット符号の替わりに4ビットの符号を用いるのは、下位1ビットまたは2ビットにデータ信号を挿入した時に、適応予測器のフィードバックループにこのデータ信号が流入するのを防ぐことによって、符号器と復号器との間で動作のミスマッチによる品質劣化をなくするためである[68]。

(4)予測器（符号器および復号器）

予測器は、低域および高域ともに、予測特性と安定性制御の点で優れている極2次、零6次予測器[36]を用いた。2次極予測器（係数値$a_{L,i}$と$a_{H,i}$）、は量子化再生信号$r_{Lt}(n)$と$r_H(n)$を用いて、それぞれ低域および高域の極予測値を算出する。一方、6次零予測器（係数値$b_{L,i}$と$b_{H,i}$）は量子化差分信号$d_{Lt}(n)$と$d_H(n)$を用いて、それぞれ低域および高域の零予測値を求める。

最初に、極予測器の出力信号が式（4．38）、式（4．39）にしたがって求められる。

$$s_{Lp}(n)=\sum_{i=1}^{2} a_{L,i}(n-1)\cdot r_{Lt}(n-i) \qquad (4.38)$$

$$s_{Hp}(n)=\sum_{i=1}^{2} a_{H,i}(n-1)\cdot r_{H}(n-i) \qquad (4.39)$$

同様に、零予測器の出力信号が式（4．40）、式（4．41）に従って求められる。

$$s_{Lz}(n)=\sum_{i=1}^{6} b_{L,i}(n-1)\ d_{Lt}(n-i) \qquad (4.40)$$

$$s_{Hz}(n)=\sum_{i=1}^{6} b_{H,i}(n-1)\ d_{H}(n-i) \qquad (4.41)$$

次に、極予測器の出力と零予測器の出力を加えて、低域および高域の予測値を計算する。

$$s_L(n)=s_{Lp}(n)+s_{Lz}(n) \qquad (4.42)$$

$$s_H(n)=s_{Hp}(n)+s_{Hz}(n) \qquad (4.43)$$

2次極予測器で用いる極予測係数$a_{L,1}$、$a_{L,2}$、$a_{H,1}$、$a_{H,2}$は、簡易化された最急降下法（サンプル毎に自乗誤差が最小となるよう修正量を算出する方法）によって更新される。

$$a_{L,1}(n) = (1-2^{-8})a_{L,1}(n-1) + 3\cdot 2^{-8}\cdot p_A \quad (4.44)$$

$$a_{L,2}(n) = (1-2^{-7})a_{L,2}(n-1) + 2^{-7}\cdot p_B - 2^{-7}\cdot f\cdot p_A \quad (4.45)$$

ここで、

$$p_A = \mathrm{sgn2}(p_{Lt}(n))\cdot \mathrm{sgn2}(p_{Lt}(n-1)) \quad (4.46)$$

$$p_B = \mathrm{sgn2}(p_{Lt}(n))\cdot \mathrm{sgn2}(p_{Lt}(n-2)) \quad (4.47)$$

$$\mathrm{sgn2}(q) = \begin{cases} +1, & q \geqq 0 \\ -1, & q < 0 \end{cases} \quad (4.48)$$

$$f = \begin{cases} 4a_{L,1}(n-1), & |a_{L,1}| \leqq 1/2 \\ 2\,\mathrm{sgn}(a_{L,1}(n-1)), & |a_{L,1}| > 1/2 \end{cases} \quad (4.49)$$

である。さらに、次式に示される極予測器の安定条件が適用される。

$$|a_{L,2}| \leqq 0.75 \quad (4.50)$$

$$|a_{L,1}| \leqq 1-2^{-4}-a_{L,2} \quad (4.51)$$

$a_{L,1}(n)$、$a_{L,2}(n)$、$p_{Lt}(n)$ をそれぞれ $a_{H,1}(n)$、$a_{H,2}(n)$、$p_H(n)$ に置き換えることによって、高域極予測器係数の $a_{H,1}$ と $a_{H,2}$ が同様に計算される。

6次の零予測係数も同様に、簡易化された最急降下法を用いて更新される。

$$b_{L,i}(n) = (1-2^{-8})\,b_{L,i}(n-1) + 2^{-7}\mathrm{sgn3}(d_{Lt}(n))\cdot \mathrm{sgn2}(d_{Lt}(n-i)) \quad (4.52)$$

$$(i = 1, 2, \ldots, 6)$$

ここで、

$$\mathrm{sgn3}(q) = \begin{cases} +1, & q > 0 \\ 0, & q = 0 \\ -1, & q < 0 \end{cases} \quad (4.53)$$

であり、$b_{L,i}(n)$ は必然的に±2以内に制限される。

sgn3(q)において $q=0$ の時に $\mathrm{sgn3}(q)=0$ とするのは、量子化差分信号 d_{Lt} が有限語長演算により零となるか、または逆量子化器出力が0となった場合に、零予測器係数 $b_{L,i}$ が+2に近ずき不安定状態に陥るのを避けるためである。

$b_{L,i}(n)$ 、$d_{Lt}(n)$ をそれぞれ $b_{H,i}(n)$ 、$d_H(n)$ に置き換えることによって、高域零予測器係数の $b_{H,i}$ が同様に計算される。

(5)逆量子化器（復号器）

本符号化アルゴリズムでは、前述したように低域符号化信号の下位１ビットないしは２ビットに音声補完情報などの補助データを埋め込んで伝送できる。この場合、復号器へは下位１ビット中に動作モード指示信号を挿入して復号器へ通知する。ここで、下位１ビットまたは２ビットに補助データ信号が埋め込まれている場合をそれぞれモード２（56 kb/s 符号化）およびモード３（48 kb/s 符号化）と呼ぶ。なお64 kb/s で符号化されている場合をモード１という。復号器の低域ＡＤＰＣＭではこの動作モード指示信号にしたがって、入力信号 I_{Lr} から削除される下位ビット数、および各モードで使用される逆量子化器を表４．３に示されるように決定する。

モード１で動作している場合は、低域ＡＤＰＣＭ符号化信号 I_{Lr} が60レベル逆量子化器に入力され、量子化差分信号 $d_{L,6}$ が求められる。モード２またはモード３で動作している場合は、低域ＡＤＰＣＭ信号６ビットのうち下位１ビットあるいは２ビットが削除された信号を用いて、それぞれ30レベルあるいは15レベルの逆量子化器により、量子化差分信号 $d_{L,5}$ または $d_{L,4}$ が求められる。この動作モードに応じたいずれかの量子化差分信号と適応予測器からの予測信号とが加算されて、低域再生信号 r_L が得られる。

一方、高域ＡＤＰＣＭ復号化においては、符号器の高域逆量子化器と同様な動作により、高域再生信号 r_H が得られる。

表４．３　　低域ＡＤＰＣＭ復号化の動作モード

動作モード	選択される量子化差分信号	使用される逆量子化器	入力信号 I_{Lr} から削除される下位ビット数
モード１	$d_{L,6}$	60 レベル	0
モード２	$d_{L,5}$	30 レベル	1
モード３	$d_{L,4}$	15 レベル	2

４．４　符号器の構成

４．４．１　符号器の演算形式・演算語長

以上述べた64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法を信号処理プロセッサ（ＤＳＰ）によって実現するため、符号器の構成法を検討した[13]。

符号器をＤＳＰで構成する場合、最も重要な仕様はその演算形式と所要演算語長である。すでに商品化されているＤＳＰ　ＬＳＩの演算形式としては、固定小数点演算形式と浮動小数点演算形式のものがある。ここで、64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の実現に際してできるだけ多くのＤＳＰ　ＬＳＩが適用できるようにするため、現時点で多数を占める固定小数点演算形式のＤＳＰを想定することとした。

次に、固定小数点演算ＤＳＰで符号器を実現する場合の所要演算語長について検討した。64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法は帯域分割・合成用のＱＭＦと低域および高域ＡＤＰＣＭ符号化部から成り、それぞれは所要演算語長に対する条件が異なる。すなわち、低域／高域ＡＤＰＣＭ符号化部については、第３章でのべた32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法の演算語長に対する条件の議論より、符号器の対向性を保証するためには全ての符号化演算処理に対して演算語長を一義的に決める必要があると考えられる。一方、帯域分割・合成用ＱＭＦについは、このような対向性の問題は無く、所望のフィルタ特性を実現するために最小限の語長を決めればよい。

低域および高域ＡＤＰＣＭ符号部について、符号器と復号器を固定小数点の有限語長で実現した場合のセグメンタルＳＮ比を図４．14に示す。図中でＭ＝０は符号器と復号器の演算語長が同一の場合で、Ｍ＝１は符号器の語長が１ビット長い場合、Ｍ＝－１は逆に復号器の語長が１ビット長い場合である。この結果より、符号器と復号器で演算語長が異なる場合の対向特性は大きく劣化することがわかる。したがって、上にのべたように符号器および復号器の全ての演算処理に対して、演算語長を一義的に決める必要があることがわかる。さらに、低域および高域ＡＤＰＣＭ符号部の所要演算語長は、図４．14から有限語長演算による特性劣化を生じさせないため、さらに市販の固定小数点ＤＳＰ　ＬＳＩは大多数が16ビットであることを考慮し、16ビットとするのが適切であると結論した。

次に、帯域分割・合成用ＱＭＦについて、入力音声信号のレベルをパラメータとして、演算語長に対するセグメンタルＳＮ比を求めた。図４．15に示す結果をより、ＱＭＦの有限語長演算によって特性劣化を及ばさない最小演算語長として、マージンを含めて24ビッ

トとするのが適切である。

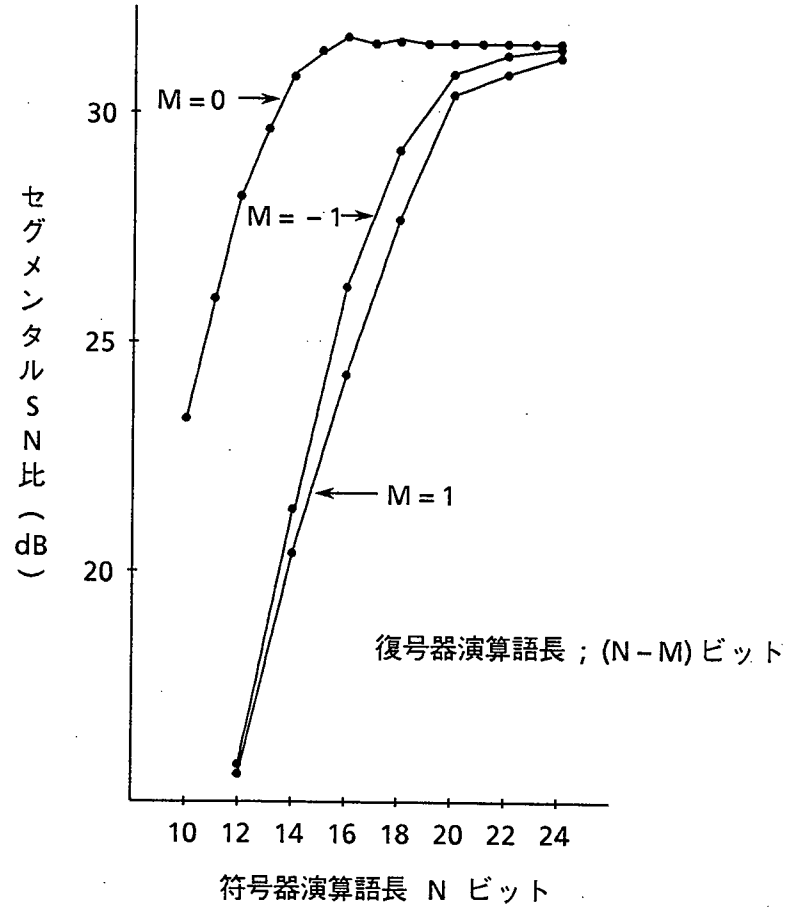


図４．１４　符号器の演算語長とセグメンタルＳＮ比との関係

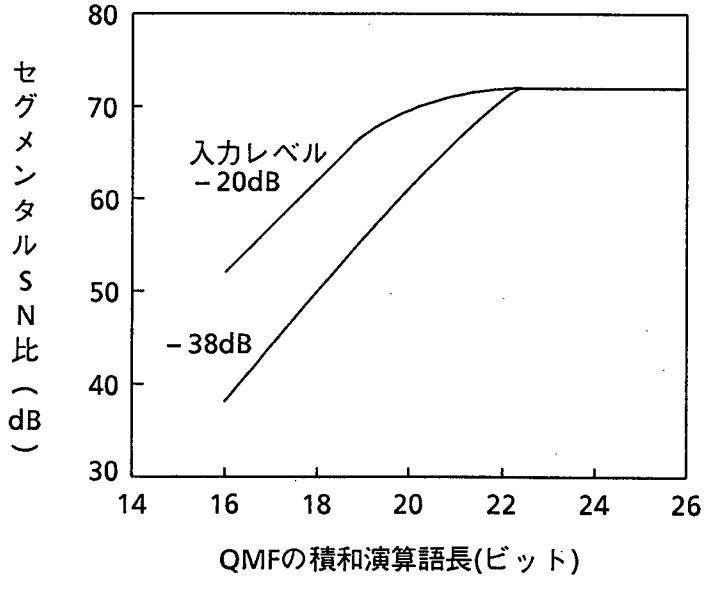


図４．１５　ＱＭＦの演算語長とセグメンタルＳＮ比との関係

4．4．2　符号器の設計

64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号器は、入力信号をＡ／ＤおよびＤ／Ａ変換するオーディオ部と線形ＰＣＭ信号を帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化する符号化部とに大別できる。本符号化法は７kHz 広帯域音声および音楽を含むオーディオ信号の対象とすることから、オーディオ部[69],[70]は50 Hz ～７kHz 帯域、16 kHzサンプリングの14ビット線形量子化特性を諸元とした。

符号化部の実現に当たっては、16ビット固定小数点演算形式のＤＳＰ　ＬＳＩであるＭＢ87064[71]を用いた。本ＤＳＰはＭＢ8764をベースとして、64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号器に必要な16ビット固定小数点切り捨て演算（ＡＤＰＣＭ符号化部）と24ビット以上の固定小数点丸め演算（ＱＭＦ部）の切り換え、およびオーバフロー制御（演算結果がオーバフローした場合に最大値にクリップする）を加えたものである。

64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法を実現するために必要な処理サイクル数とプログラムステップ数を表４．４に示す。使用するＤＳＰ　ＬＳＩの最大処理サイクル数（1,250サイクル）と最大プログラムステップ数（1,024 ステップ）を考慮すると、表４．４より、本符号化法はＤＳＰ　ＬＳＩ２チップ（符号器、復号器に各１チップ）で実現できることがわかる。図４．16に試作した符号器パッケージの写真を示す。

表４．４　64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号器のプログラム規模の内訳

ブロック	処理サイクル (最大)	プログラムステップ	メモリ (ワード)	
			ROM	RAM
初期化	1	1	–	–
量子化	217	118	97	14
逆量子化	22	18	19	4
ステップ幅適応化	100	84	62	5
予測	622	308	–	74
帯域分割・合成	73	72	–	44
モード制御	102	134	8	3
合計	1,137	735	186	144

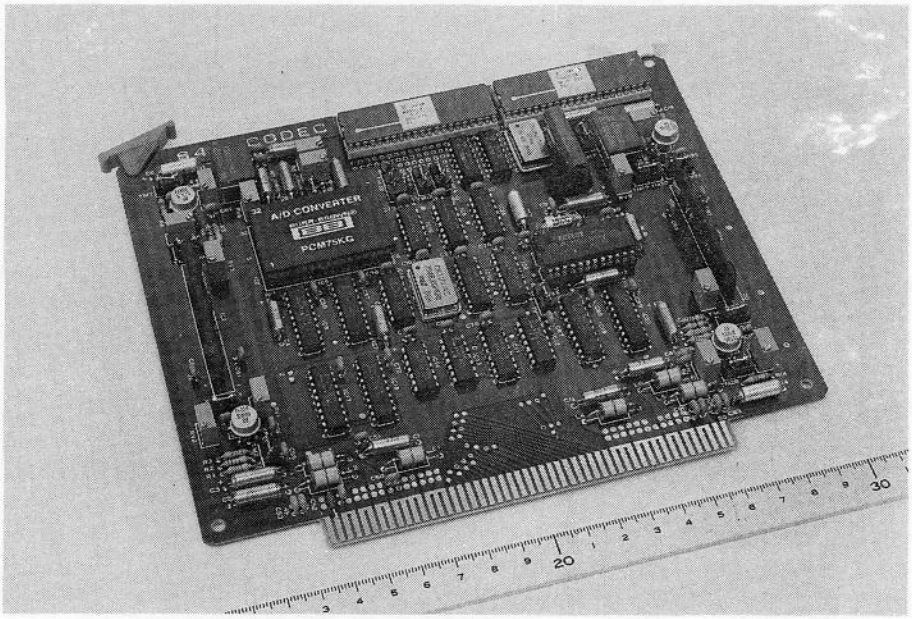


図４．１６　試作符号器の写真

４．５　符号化品質の評価

以上の検討結果に基づく64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の品質を明らかにするため、およびＣＣＩＴＴ勧告を作成するためのデータを得るため、符号化品質の主観評価実験を行った。評価用のサンプルとして７ヵ国語の音声信号を用い、さらに各国共通の音楽信号についても主観評価を実施した。音声サンプルは各言語について男声および女声各２種類（計４種類）、音楽は４種類である。また、被験者は男女各９名であり、受聴はスピーカを使用した。

主観評価実験においては、各音声、音楽の原音（14ビット直線ＰＣＭ）および符号化処理を施したサンプルに対して各被験者が５段階のオピニオン評価（会議音声として非常に良い＝５、良い＝４、普通＝３、悪い＝２、非常に悪い＝１）を行い、その平均オピニオン評価値（ＭＯＳ値：３．４節〔p.42〕参照）を求めた。なお、受聴試験は各国において、それぞれの音声と共通の音楽について自国の被験者により実施された。その結果を図４．17に示す。なお、帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法をそれぞれ56kb/s、48kb/sで行った場合の結果についても示す。これより、以下の結論が得られる。

(1) 64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化音声および音楽は、共に原音に近い品質である。

(2) 56 kb/s での符号化音声および音楽の品質は若干劣化するが、まだ良好な(“良い”に近い）品質を有する。48 kb/s では劣化が検知され、“普通”の品質となっている。

(3)符号化処理を４段縦続に繰り返した時（ＱＭＦを介さずに各帯域を復号化出力をそれぞれ次段の符号器にディジタル的に接続）の品質は、１段の符号化品質にくらべ余り大きく劣化しない（ＭＯＳ値で０．２程度）。

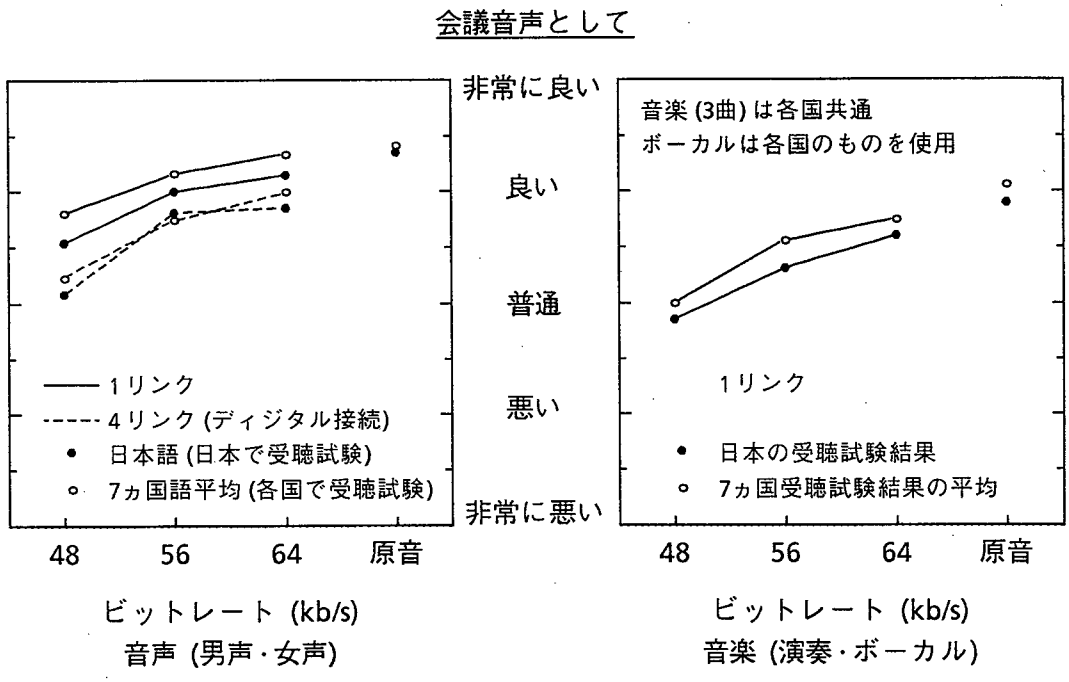


図４．１７　64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の品質の主観評価結果

４．６　結言

本章では、帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の符号化特性を理論的に明らかにし、この結果を基に、7 kHz広帯域音声信号を符号化速度64 kb/s で高品質に符号化するアルゴリズムを提案した。さらに、この符号化法の信号処理プロセッサ（ＤＳＰ）による構成法を明らかにし、音声および音楽信号に対する品質の主観評価結果を示した。主な結論は以下のとおりである。

(1) 7 kHz 帯域音声信号を２帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化すると、帯域分割を行わないＡＤＰＣＭ符号化に比べて約５dBのＳＮ$_q$比改善効果がある。

(2) 7 kHz 帯域音声信号に対する2帯域分割符号化において、量子化ビット数固定割り当て法（低域6ビット、高域2ビット）は、符号化信号の最下位ビットを一部欠落させてサイド情報を送る適応ビット割り当て法に比較し、符号化品質、処理遅延時間、ハードウェア規模等の点で優れている。

(3)これらの結果に基づき、64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法を提案し、ＤＳＰで実現するための詳細なアルゴリズム構成を明らかにした。

(4) 本符号化法による符号器を試作し、音声および音楽信号の品質を主観評価した結果、共に原音に近い優れた特性を有することが明らかとなった。

以上のように、本研究により7 kHz広帯域音声および音楽を優れた品質で符号化する帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法を明らかにした。なお、ＣＣＩＴＴにおける64 kb/s 広帯域音声符号化法の標準化[72]において、ここで述べた帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法を提案し、他の提案方式との品質評価試験の結果最も優れていることが明らかとなった[73][74]。この結果に基づき、本符号化法が国際標準に反映されるなど、64kb/s帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法[15][75]の勧告化（ＣＣＩＴＴ勧告Ｇ．７２２[61]）に大きく寄与した。

この64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法は、次章で述べる高品質音声会議システムに適用される[76]と共に、1.5 Mb/sテレビ会議システムの音声チャネル部[77]-[79] および企業内通信システムに使用するマルチメディア多重化装置用高品質音声符号器[51][51]として適用され、高品質音声通信サービスの提供に大きく貢献している。

第５章　符号化音声加算方式

５．１　緒言

電話サービスの高度化の一つとして、複数地点間での音声通信を可能とする電話会議通信システムがすでに開発されている[80][81]。しかし本システムは、一般の電話を用いた0.3～3.4 kHz 帯域信号による音声会議であるため、話者の識別や臨場感等の品質面では十分とは言い難い。このため、マイクとスピーカを用いた高品質な音声伝送を行う会議システムが望まれる。一方、テレビ会議システムにおいては、従来このような高品質な会議音声が提供されている。しかし、この会議音声のディジタル伝送には384 kb/s(15 kHz 帯域）符号化方式または192 kb/s(7 kHz帯域）符号化方式[82][83]が適用されており、画像信号の高圧縮符号化によるビットレート低減に伴って音声信号に対しても高能率符号化が望まれている。さらに、これらの独立した電話会議およびテレビ会議システムの統合（接続）を可能とし、さらに他のデータ情報も同時に伝送するマルチメディア音声通信会議システスの構築が要望されている。

このような要求に応えるため、テレビ会議や音声会議等において自然性に優れた広帯域音声および音楽を高品質かつ高能率にディジタル伝送する音声符号化法が必要となる。具体的には、音声信号成分の大部分が含まれ、かつ中波音声放送（ＡＭ放送）プログラム伝送の帯域規格にも合致している7 kHz 帯域信号を、ディジタル網の基本ビットレートである64 kb/s に高品質符号化する方式が望まれる。64 kb/s の符号化ビットレートは、ディジタル網との整合性の点からシステム構築上種々の利点を持つと考えられる。さらに、この高品質音声符号化法は、マルチメディア音声通信会議を実現するために必要な補助データ情報が同時に伝送できることが望まれる。

ＣＣＩＴＴでは、マルチメディア音声通信会議等の適用領域を対象に、このような7 kHz帯域音声に対する64 kb/s 高品質音声符号化方式の国際標準化を進め、ＣＣＩＴＴ勧告G.722 として完成させた[61]。

このような状況を背景に、ここでは新たに、64 kb/s 高品質音声を用いた音声通信会議システムを実現するための技術上の問題を検討し、音声加算方式の構成法および設計条件等を明らかにする。

具体的には、7 kHz 帯域音声相互の音声加算方式、および7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 電話帯域音声との異種帯域音声加算方式の構成について述べると共に、異種帯域音声加算方式におけるレベル設定法を明らかにする。また、音声加算の縦続接続数（会議参加地点数）の制限条件を検討し、その特性を明らかにする。さらに、多地点間でのマルチメディアによる高品質音声会議システムを実現するために必要な伝送制御手順について述べる。

５．２　音声加算方式の構成

5．2．1　高品質音声会議システムにおける音声加算

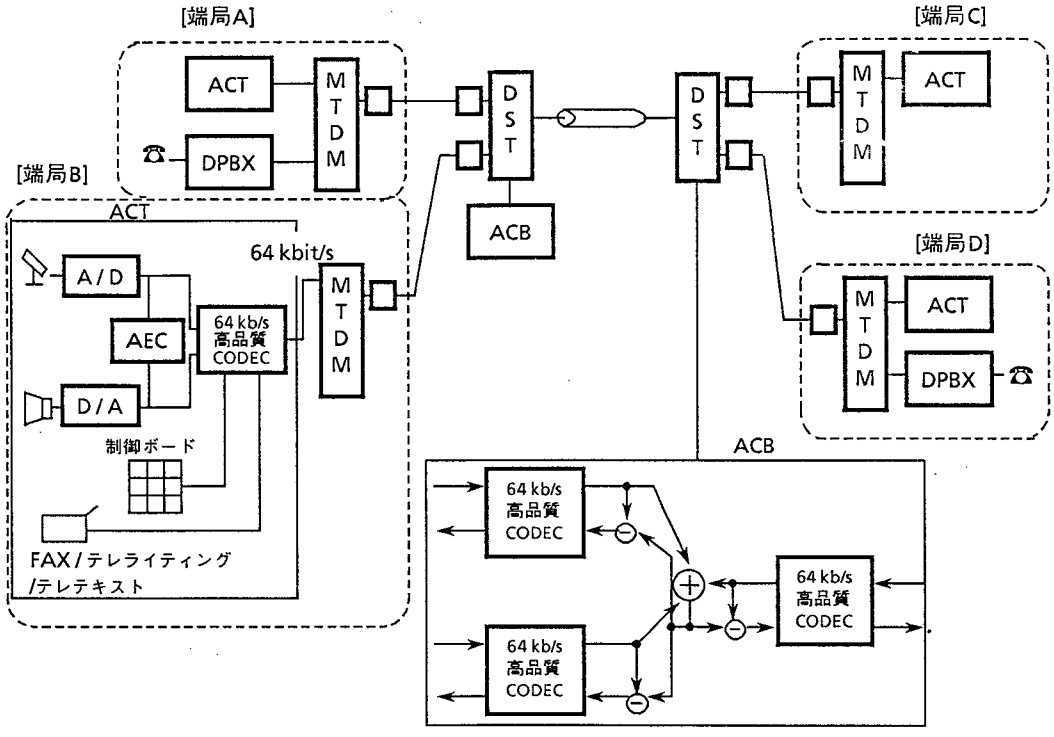
音声通信会議では、一般に３ヵ所以上の参加者による多地点間通信の形態をとる。このような音声通信会議システムは、当初はビジネスユースとして企業内通信システムに導入されると考えられる[84]。図５．１にこのような適用領域を対象とした多地点間音声会議システムの構成を示す[54]。音声会議端末（ＡＣＴ）は7 kHz 帯域音声信号の符号・復号化を行う64 kb/s 高品質音声符号器を有する。本符号器にはＣＣＩＴＴで標準化が行われた64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法を適用する。またＡＣＴは、7 kHz 帯域の音響エコーキャンセラ[85]を有し、スピーカからマイクへの廻り込みによるハウリングを防止する。音声ブリッジ（ＡＣＢ）は7 kHz 帯域および3.4 kHz 電話音声を任意に加算・分配する。さらに、補助データ信号を分配する機能を有する。

このような音声通信会議システムにおける技術的な課題は、音声ブリッジ（ＡＣＢ）における音声加算方式の構成法である。具体的には、64 kb/s(7 kHz 帯域）高品質音声符号器端末に既存の3.4 kHz 電話帯域符号器端末が加わった多地点間音声通信の形態が想定され、次の２つのケースが考えられる。

(1)7 kHz 帯域音声信号間の加算（64 kb/s 高品質音声符号器端末相互での多地点間通信）

(2)7 kHz 帯域音声信号と3.4 kHz 電話帯域音声信号との加算（64 kb/s 高品質音声符号器端末と3.4 kHz 電話帯域符号器端末とが混在した多地点間通信）

以下に、それぞれの場合について、望ましい音声加算方式の構成を明らかにする。



AEC　:音響エコーキャンセラ
CODEC　:帯域分割ADPCM符号器

ACT　:音声会議端末
ACB　:音声ブリッジ
MTDM　:マルチメディア多重化装置
DST　:ディジタル同期端局
DPBX　:ディジタルPBX

図５．１　多地点間音声会議システムの構成

５．２．２　７ｋＨｚ帯域音声相互の加算

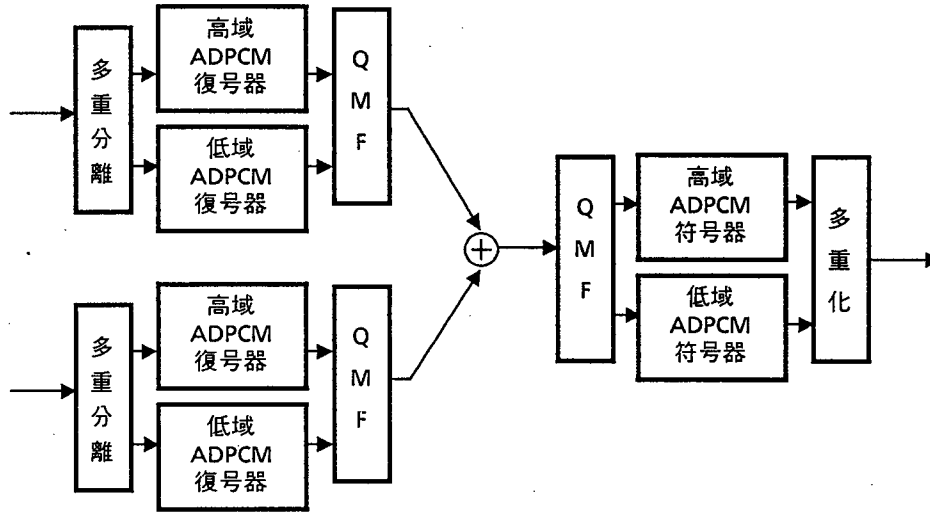
帯域分割符号化された7 kHz 帯域ディジタル信号の間の音声加算方式としては、図５．２に示すように、

（Ａ）ＱＭＦ(Quadrature Mirror Filter)[66]により帯域合成した後の信号（16 kHzサンプリング）を加算、

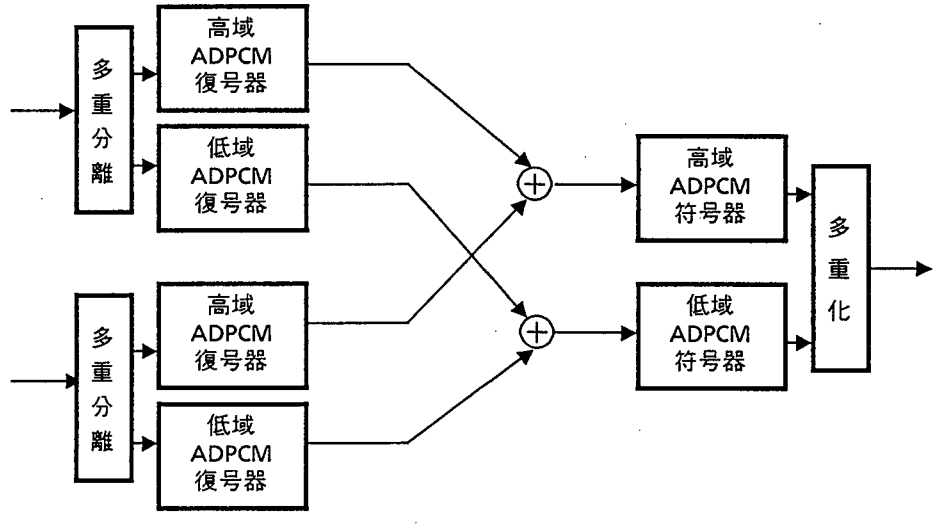
（Ｂ）復号化された各帯域出力信号（8 kHz サンプリング）を加算、

の２種類が考えられる。両者を比較すると、表５．１のようにまとめられる。同表から、方式（Ａ）では音声加算を行う毎にＱＭＦを介するのに対し、方式（Ｂ）は音声加算を分割された各帯域毎に行うためＱＭＦが不要であり、したがってアルゴリズム規模が小さく、

かつ処理遅延時間が短い。さらに、（B）ではＱＭＦをバイパスし次段の符号器にディジタル接続されるため、加算後の音声品質の点でも有利であると考えられる。両者について、音声加算を行う毎に符号器が縦続接続されることによる音声品質の劣化の差異を評価するため、ＱＭＦを介する場合とバイパスする場合の多段縦続接続における音声品質の主観評価試験を行った。符号化ビットレート64、56、48 kb/s （それぞれをモード１，２，３



加算方式(A) (帯域合成して加算)



加算方式(B) (各帯域毎に加算)

図５．２　　７ｋＨｚ帯域音声加算方式

と呼ぶ。詳細は５．５節参照）について、男声・女声に対する平均オピニオン評点（ＭＯＳ値）を図５．３に示す。同図より，方式(B) が音声品質上も優れていることがわかる。

表５．１　7 kHz 帯域音声加算方式の比較

項目	方式（Ａ）	方式（Ｂ）
サンプリング周波数	16 kHz	8 kHz
加算回路	１回路（16 kHz動作）	２回路（8 kHz 動作）
ＱＭＦ	必要	不要
処理遅延量	大（1.44 msec）	小（0.25 msec）
品質	劣る（図５．３）	優れている（図５．３）
評価	×	○

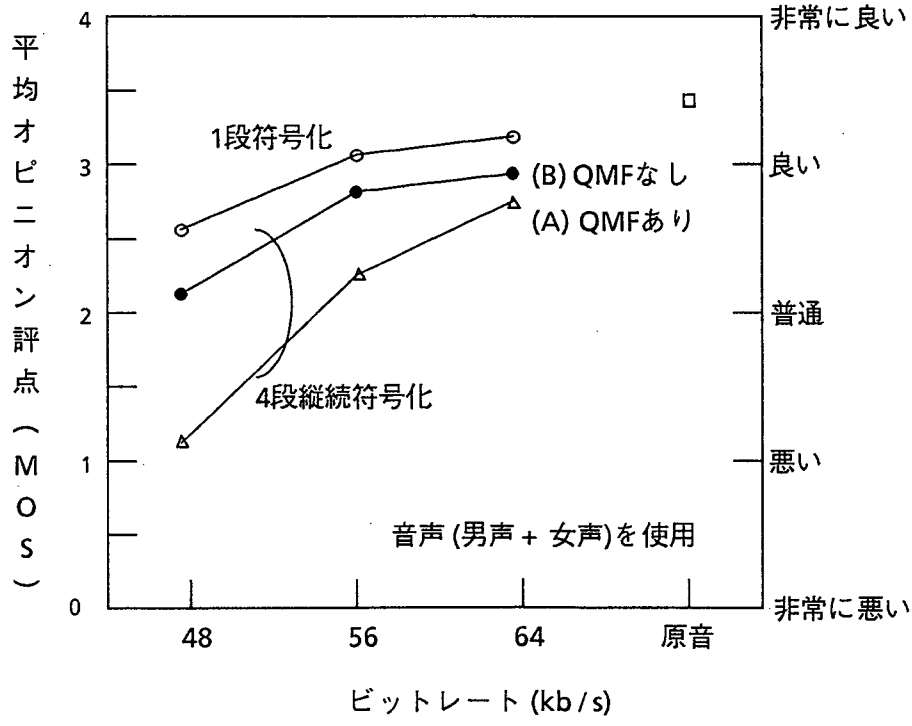


図５．３　縦続接続における音声品質

5．2．3　異種帯域（7kHz／3．4kHz）音声相互の加算

3.4 kHz 帯域の音声符号化法として現在64 kb/s ＰＣＭ方式が広く用いられており、異種帯域音声加算としては、このＰＣＭ方式による3.4 kHz 帯域ディジタル音声と、7 kHz 帯域ディジタル音声との加算が一般的と考えられる。しかし、このＰＣＭ方式以外の3.4 kHz 帯域音声符号化法として、例えば、32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法または16 kb/s 音声符号化法を用いた符号器端末からの3.4 kHz 帯域ディジタル音声と、7 kHz 帯域ディジタル音声との加算が想定される。ここで、32 kb/s および16 kb/s 符号化法は64 kb/s 圧伸ＰＣＭ信号との変換符号化（トランスコーディング）形式として構成される。すなわち、Ａ／ＤおよびＤ／Ａ変換器として64 kb/s ＰＣＭ符号器が用いられており、アナログ音声信号を一旦 64 kb/s圧伸ＰＣＭ信号に変換した後、それぞれ32 kb/s ないしは16 kb/s ディジタル音声に変換符号化している。したがって、いずれの場合も、64 kb/s ＰＣＭ信号となった3.4 kHz 帯域ディジタル音声の段階で7 kHz 帯域ディジタル音声との異種帯域音声加算を行えばよいことから、このＰＣＭ信号との音声加算構成が適用できる。

3.4 kHz 帯域64 kb/s 圧伸ＰＣＭ信号の音声加算は、線形ＰＣＭ信号の段階で行うのが一般的であり、このため圧伸ＰＣＭを線形ＰＣＭに変換する。この3.4 kHz 帯域の線形ＰＣＭ信号を帯域分割符号化された7 kHz 帯域ディジタル信号と加算する方法として次の３方式が考えられる。

（Ⅰ）16 kHzサンプリング周波数にアップサンプリング(7 kHz帯域に変換）して加算（図５．４）

（Ⅱ）帯域分割ディジタル信号の低域信号に加算（図５．５）

（Ⅲ）ＱＭＦにより折り返しキャンセル用の高域信号を発生させて各帯域毎に加算[86]（図５．６）

なお図５．４～図５．６において、通常の構成では図５．２の例のように、加算信号はさらに符号化されて伝送され、別の地点で復号化された後にＱＭＦにより帯域合成されるが、ここでは簡単のため途中の符号・復号化処理を省略し、直接出力される（図５．４）か、またはＱＭＦにより帯域合成されて出力される（図５．５、図５．６）場合を想定する。

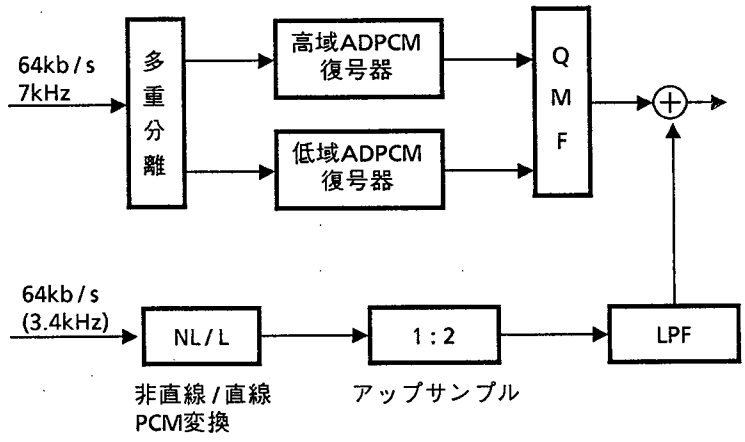


図５．４　　７ｋＨｚ帯域／３．４ｋＨｚ帯域音声加算方式（Ⅰ）

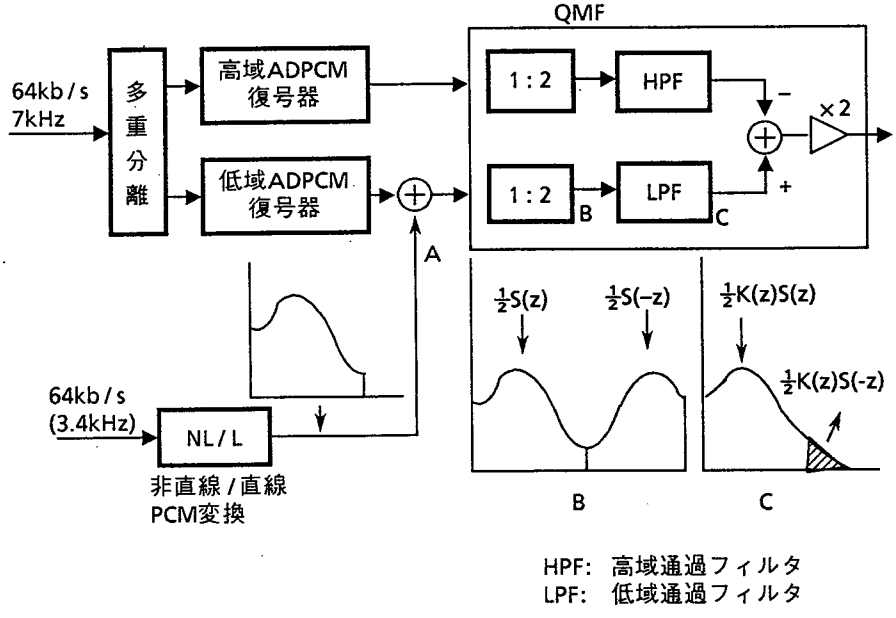


図５．５　　７ｋＨｚ帯域／３．４ｋＨｚ帯域音声加算方式（Ⅱ）

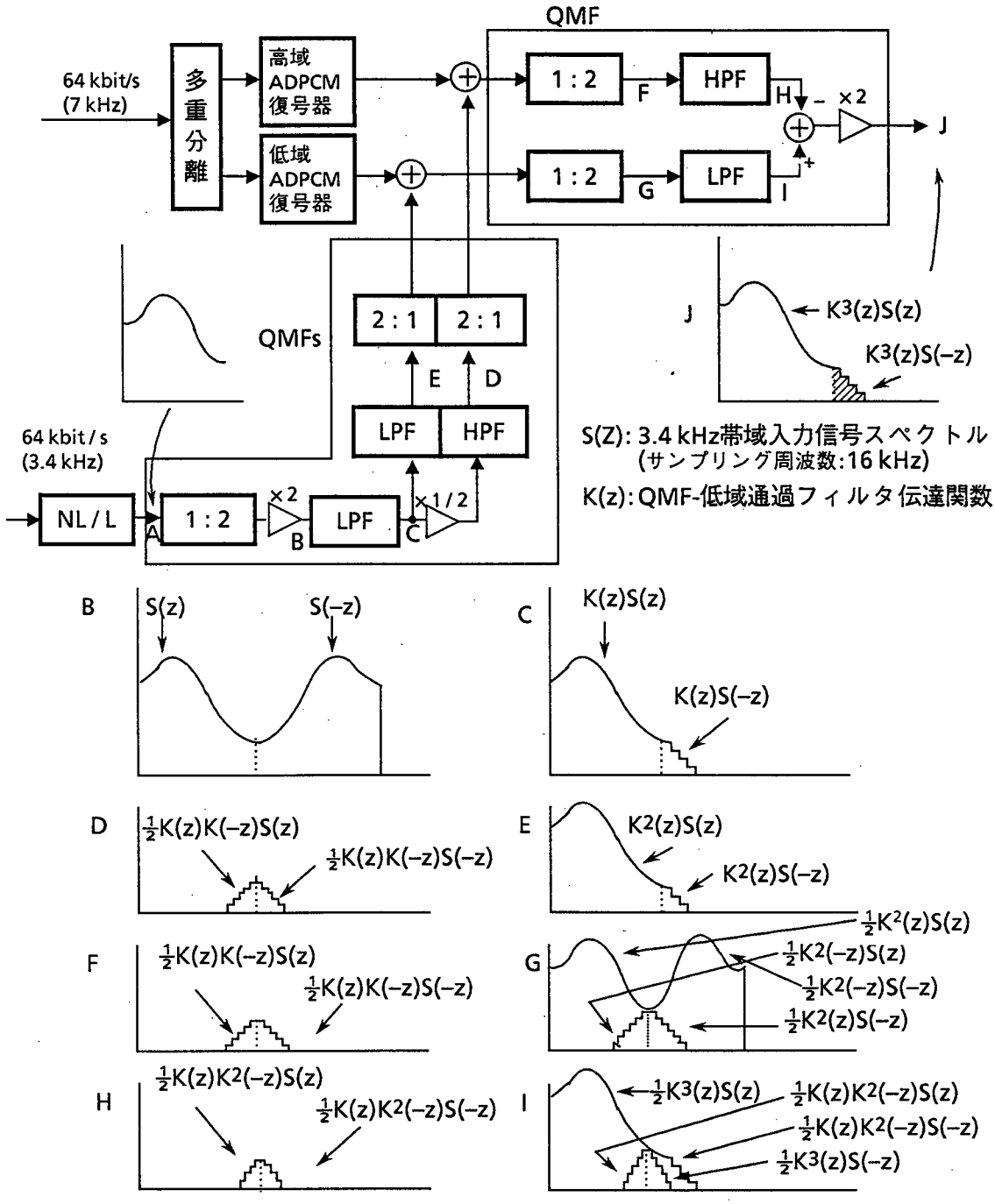


図５．６　　７ｋＨｚ帯域／３．４ｋＨｚ帯域音声加算方式（Ⅲ）

方式（Ⅰ）は５．２．１項に述べた7 kHz 帯域信号間の音声加算の検討結果から、品質劣化および遅延の増加が生じることから望ましくない。方式（Ⅱ）、（Ⅲ）については、7 kHz 帯域出力に含まれる3.4 kHz 帯域音声信号の折返し雑音の点から、ＱＭＦに必要となる特性要求条件が異なる。このような観点から両方式について比較する。

方式（Ⅱ）について、3.4 kHz 帯域信号が音声加算された後のスペクトルを図５．５（Ｂ），（Ｃ）の各点について図中に示す。ここでＫ(z)はＱＭＦの低域通過フィルタ伝達関数であり、Ｓ(z)は広帯域化された音声信号の低域成分（3.4 kHz 帯域音声信号成分）、Ｓ(-z) はその折り返し高域成分である。ＱＭＦを通過し帯域合成された信号には、図５．５に示すように元の信号にない成分Ｋ(z)Ｓ(-z) が加わり折り返し雑音となる。この雑音成分が知覚されないようにするためには、ＱＭＦの帯域外減衰量を十分確保する必要があり、ＱＭＦの次数（タップ数）を大きくする必要がある。

一方、方式（Ⅲ）において、3.4 kHz 帯域信号が音声加算されＱＭＦで帯域合成されるまでの各部のスペクトルは、図５．６中に示すようになる。したがって、最終出力はＩ点とＨ点の信号の差分の２倍（２ x（Ｉ－Ｈ））となり、そのスペクトルＹ(z)は式（５．１）となる。

$$
\begin{aligned}
Y(z) = {} & K^3(z)S(z) + K^3(z)S(-z) \\
& \underline{+K(z)K^2(-z)S(z) + K(z)K^2(-z)S(-z)} \\
& \underline{-K(z)K^2(-z)S(z) - K(z)K^2(-z)S(-z)} \\
= {} & K^3(z)\{S(z) + S(-z)\} \qquad (5.1)
\end{aligned}
$$

図５．６および式（５．１）より、Ｓ(z)またはＳ(-z) を含む折り返し成分のうち、ＱＭＦの高域通過フィルタ（ＨＰＦ）または低域通過フィルタ（ＬＰＦ）２段分の減衰を受けた成分（式（５．１）で下線を引いた部分）は全てキャンセルされる。結局、元の3.4 kHz 帯域音声信号Ｓ(z)はＱＭＦ ＬＰＦの通過帯域となって減衰せず、折り返し成分はＱＭＦのＬＰＦ３段分の減衰を受けて十分抑圧されたＫ³(z)Ｓ(-z) のみとなる。

方式（Ⅱ）(Ⅲ）の優劣を決定する要因は、７kHz帯域出力に含まれる3.4 kHz 電話帯域信号の折り返し雑音が十分抑圧されるかどうかによる。そこでこの折り返し雑音が受聴されるかどうかを、主観評価実験により調べた。なお方式（Ⅱ）については、ＱＭＦのタップ数として、64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法のＣＣＩＴＴ勧告Ｇ．７２２[61]に規定されている24タップと、さらに大きな折り返し雑音減衰量が得られる32タップについて実験を行った。25種類の音声サンプルについて方式（Ⅱ）(Ⅲ）のシミュレーション結果を受聴し、折り返し雑音が検知できるかどうか判定した結果を図５．７に示す。同図より、折返し雑音が検知されないためには、方式（Ⅱ）では32タップ以上のＱＭＦが必要となる。しかし、64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の勧告Ｇ．７２２におけるＱＭＦの規定に

は、処理遅延量をできるだけ少なくしかも所要のフィルタ特性が実現できるタップ数として24タップが選ばれている。ここで符号器が対向するためにはＱＭＦのタップ数は同一とする必要がある。したがって、3.4 kHz ディジタル信号の音声加算の要求条件から、全ての符号器のＱＭＦを32タップ以上とすることになり適切ではない。これに対し、方式（Ⅲ）は折り返し雑音が十分抑圧され受聴されない。

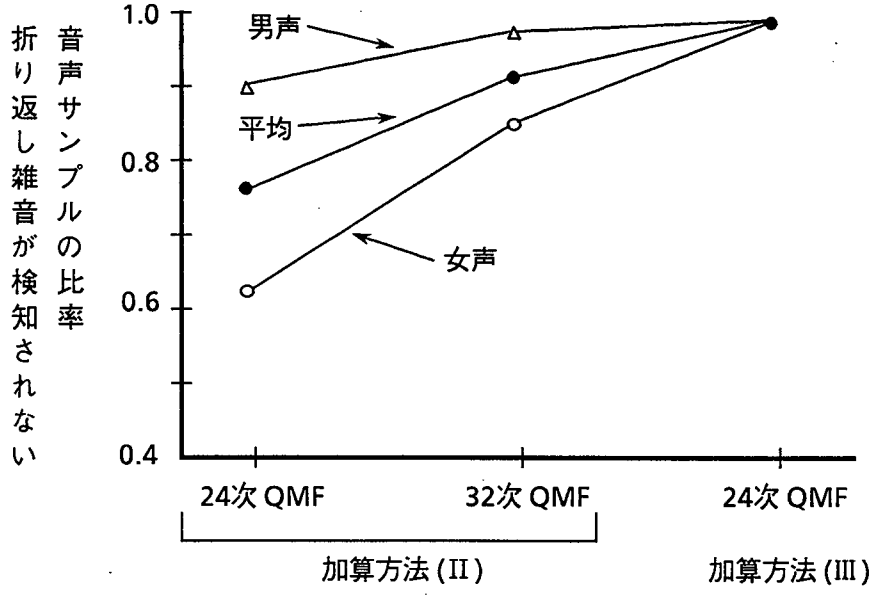


図５．７　各音声加算方式における折り返し雑音の検地

表５．２　異種帯域音声加算方式の比較

項目	方式（Ⅰ）	方式（Ⅱ）	方式（Ⅲ）
サンプリング周波数	16 kHz	8 kHz	8 kHz
帯域変換フィルタ	必要	不要	QMF が必要
加算回路	１回路（16 kHz）	２回路（8 kHz）	２回路（8 kHz）
品質	ＱＭＦ多段接続による品質劣化，遅延量の増大有り．	折り返し雑音を抑圧するために，32タップ以上のＱＭＦが必要．	折り返し雑音が検知されない．
評価	×	×	○

以上の検討結果から、3方式を比較すると表5．2のようにまとめられる。これより、方式（Ⅲ）が優れていると結論できる。本方式による7 kHz 帯域音声相互および7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 帯域音声相互の加算方式の全体構成を図5．8に示す。

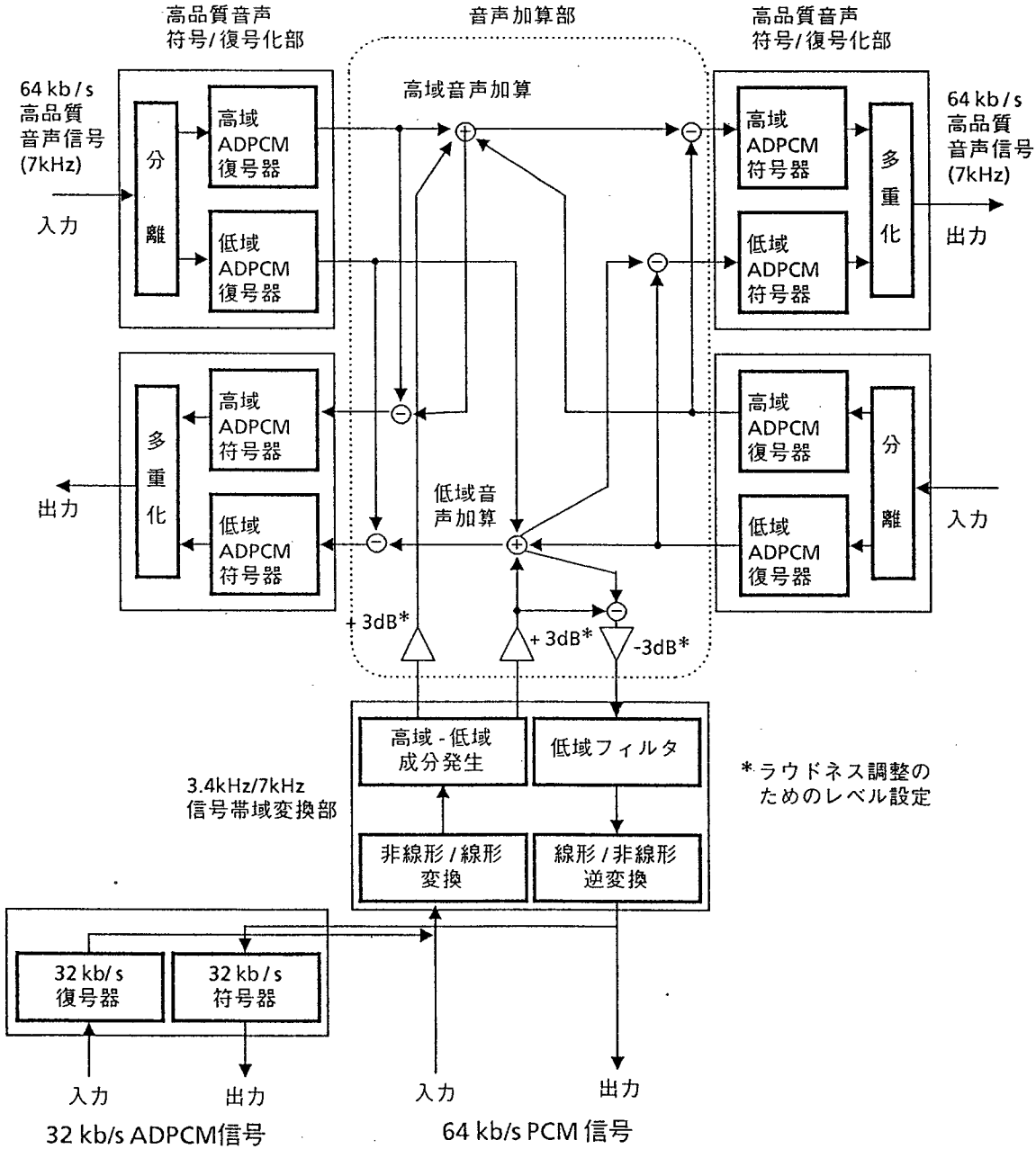


図5．8　音声加算方式の構成

5．3　異種帯域音声加算レベルの設計法

5．3．1　異種帯域音声の主観音声レベル

方式（Ⅲ）による異種帯域音声加算において、7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 電話帯域音声とのレベル設定条件（両音声のレベルの大小関係）の設定が問題となる。

音声信号は発声レベルが同一でも伝送帯域の相違（3.4 kHz/7 kHz)により、その平均パワーが異なる。この3.4 kHz 帯域音声と7 kHz 帯域音声の信号帯域の差によるパワー差を定量的に求めた結果を表5．3に示す。同表から3.4 ～7 kHz までの高域成分による音声パワーの差は約0.1 dBであり、この高域成分の有無によるパワー差はほとんどない。一方、0.3 ～3.4 kHz と0.05～7 kHz 帯域音声のパワーの差は平均1.64 dB であり、300 Hz以下の低域成分の有無によるパワーの差が大きいことがわかる。

表5．3　3．4ｋＨｚ帯域音声と7ｋＨｚ帯域音声とのパワー差

音声サンプル	音声ＡとＢとのパワー差	音声ＡとＣとのパワー差
女声1	0.18 dB	0.75 dB
女声2	0.12 dB	0.52 dB
女声3	0.05 dB	1.17 dB
女声4	0.06 dB	3.17 dB
女声5	0.12 dB	0.95 dB
男声1	0.12 dB	1.63 dB
男声2	0.10 dB	2.37 dB
男声3	0.04 dB	1.71 dB
男声4	0.06 dB	2.55 dB
男声5	0.08 dB	1.56 dB
パワー差平均	0.10 dB	1.64 dB

音声Ａ：　0.05～7 kHz 帯域音声
音声Ｂ：　0.05～3.4 kHz 帯域音声
音声Ｃ：　0.3 ～3.4 kHz 帯域音声

次に、これらの異種帯域音声はたとえ両者の平均パワーを等しくても（すなわち0.3 ～3.4 kHz 帯域音声パワーを 1.64 dB増幅しても）、聴覚の周波数感度特性により、ラウドネス（人間が感じる主観的な音の大きさ）が異なると考えられる。したがって、3.4 kHz 帯域音声と7 kHz 帯域音声を加算した場合に、これらの受聴音声レベルが等しく感じられるように、それぞれのレベル設定を行う必要がある。このためには、3.4 kHz 帯域と7 kHz 帯域の差がラウドネスに与える影響を把握しなければならない。これについては従来検討が行われておらず、今回主観評価試験に基づき、ラウドネスの観点から望ましい異種帯域音声間のレベル設定条件を明らかにする。

まず、図５．９に示す主観評価系を用いて、0.3 ～3.4 kHz 帯域音声と0.05～7 kHz 帯域音声のラウドネスの相違を測定した。具体的には、0.3 ～3.4 kHz に帯域制限した音声サンプルに対して試験者が可変減衰器ATT1の減衰量を変えて、被験者に7 kHz と3.4 kHz 帯域の両音声が主観的に等しく感じられるよう0.3 ～3.4 kHz 帯域音声のレベル（可変減衰器ATT2の減衰量）を調整させる。このような受聴試験を、男声、女声各２サンプルについて10名の被験者（男性）により行った。表５．４に実験結果を示す。これより、発声者

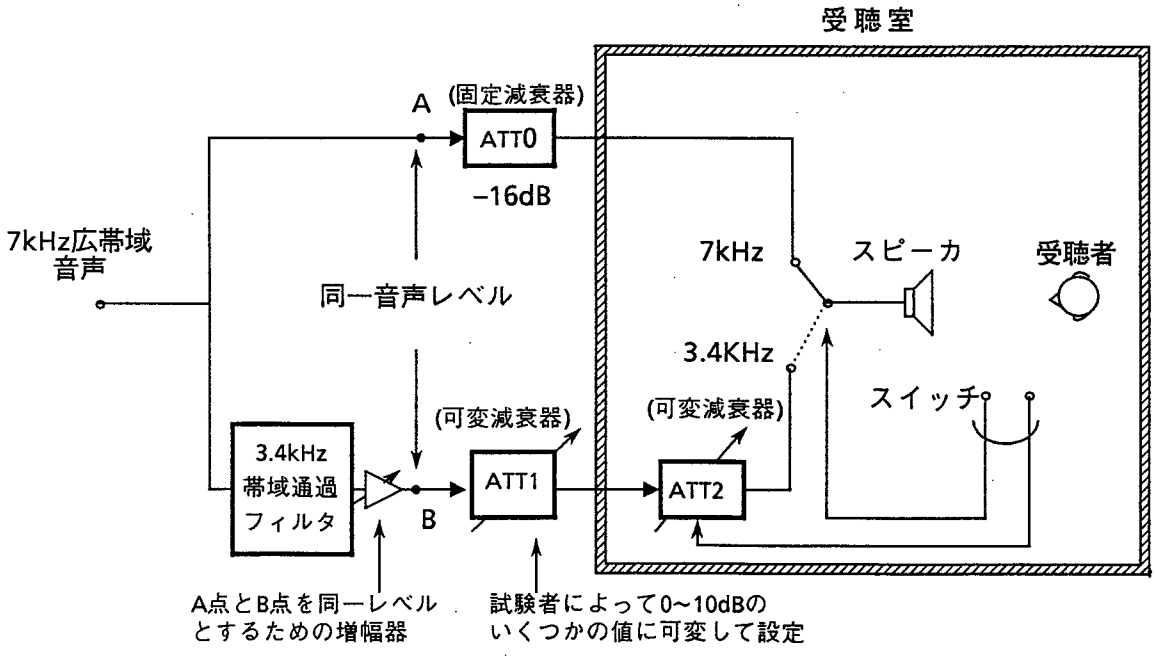


図５．９　　ラウドネス評価試験系

（音声サンプル）によって１dB程度の差はあるが、3.4 kHz 帯域音声は7 kHz 帯域音声に対してその音声レベルを平均 3.85 dB高くすれば、両者のラウドネスは等しくなることがわかる。

表５．４　３．４ｋＨｚ帯域音声と７ｋＨｚ帯域音声のラウドネス差

音声サンプル	ATT0 固定値	ATT1 + ATT2				ATT0－平均値ａ
		最大値Ma	最小値Mi	平均値ａ	標準偏差σ	
女声１	16.00	15.00	8.00	12.02	1.58	3.98
女声２	16.00	15.00	8.00	11.52	1.34	4.48
男声１	16.00	15.00	7.00	12.62	1.64	3.38
男声２	16.00	17.00	10.00	12.45	1.47	3.35
全体	16.00	17.00	7.00	12.15	1.57	3.85

ATT0 ： 7kHz帯域音声レベル固定減衰量
ATT1 ： 3.4kHz帯域音声レベル可変減衰量（試験者設定）
ATT2 ： 3.4kHz帯域音声レベル可変減衰量（被験者設定）

５．３．２　音声加算レベルの設定条件

以上の結果に基づき、7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 帯域音声との加算におけるレベル設定法を明らかにする。両帯域音声信号の加算における各部のレベルの関係を図５．10に示す。

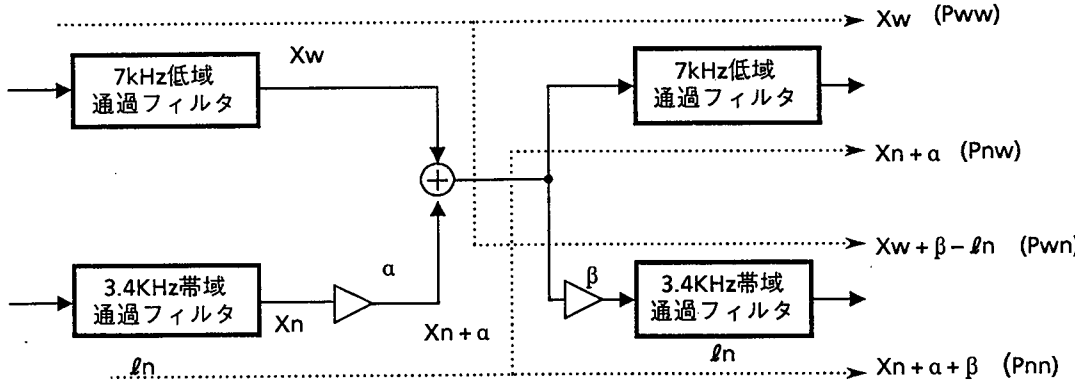


図５．１０　異種帯域音声加算における各部のレベル

ここで、

x_w ：7 kHz 帯域音声入力信号パワー (dB)

x_n ：3.4 kHz 帯域音声入力信号パワー (dB)

l_n ：7 kHz 帯域音声を3.4 kHz 帯域に制限した場合のパワー減少量 (dB)

α ：送信側3.4 kHz 帯域入力に対するパワー調整量 (dB)

β ：受信側3.4 kHz 帯域出力に対するパワー調整量 (dB)

である。したがって、それぞれの出力音声のレベルは以下のようになる。

(a)7 kHz 帯域入力音声の7 kHz 帯域出力パワー：

$$P_{ww} = x_w \qquad (5.\ 2)$$

(b)3.4 kHz 帯域入力音声の7 kHz 帯域出力パワー：

$$P_{nw} = x_n + \alpha \qquad (5.\ 3)$$

(c)7 kHz 帯域入力音声の3.4 kHz 帯域出力パワー：

$$P_{wn} = x_w + \beta - l_n \qquad (5.\ 4)$$

(d)3.4 kHz 帯域入力音声の3.4 kHz 帯域出力パワー：

$$P_{nn} = x_n + \alpha + \beta \qquad (5.\ 5)$$

ここでαの値を決定するために、以下の条件を設ける。

条件(1)：異種帯域音声のラウドネスを一致させるための条件。

$$P_{nw} = P_{ww} + \gamma \qquad (5.\ 6)$$

条件(2)：3.4 kHz 帯域音声相互のレベル一致条件。

$$P_{wn} = P_{nn} = x_n + \alpha + \beta \qquad (5.\ 7)$$

条件(3)：3.4 kHz 帯域入出力音声のレベル一致条件。

$$P_{nn} = x_n \qquad (5.\ 8)$$

条件(4)：7 kHz 帯域入力音声を3.4 kHz 帯域に制限した場合の両者のパワー条件。

$$x_w = x_n + l_n \qquad (5.\ 9)$$

式（5．2）～（5．3）および式（5．6）～（5．9）から、α、βの満たすべき条件は次の様になる。

$$\alpha = x_w - x_n + \gamma = \gamma + l_n \qquad (5.\ 10)$$

$$\alpha = x_w - x_n - l_n = 0 \qquad (5.\ 11)$$

$$\alpha = -\beta \qquad (5.\ 12)$$

以上より、3.4 kHz 帯域端末における音声レベル調整量αをパラメータとして、P_{nw}、P_{wn}、P_{nn}、P_{ww}を図示すると図5．11のように表される。図5．11および上記の関係式に基づき、パラメータαの設定条件を考察する。条件(1)より、7 kHz 帯域出力における7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 帯域音声のラウドネスを等しくするためには、$\alpha=\gamma+l_n$とする必要がある。また、条件(2)の3.4 kHz 帯域出力における両帯域音声のパワーを等しくするためには、$\alpha=0$に設定する必要がある。ここで、l_nとγの値は上に述べたように実験的に求められ、それぞれl_nは約1.64 dB 、γは約 3.85 dBである。したがって、条件(3)（$\alpha=-\beta$）は成立するが、条件(1)と(2)を同時に満足するαの値は存在しない。

以上から、現実的な設計法としては、$0<\alpha<\gamma+l_n$の範囲で妥当なαの値を設定することになる。このためには、7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 帯域音声のパワーがラウドネス一致点からずれた場合のラウドネスに与える影響を考慮して、いずれかに偏らない適切なαの値を選ばなければならない。

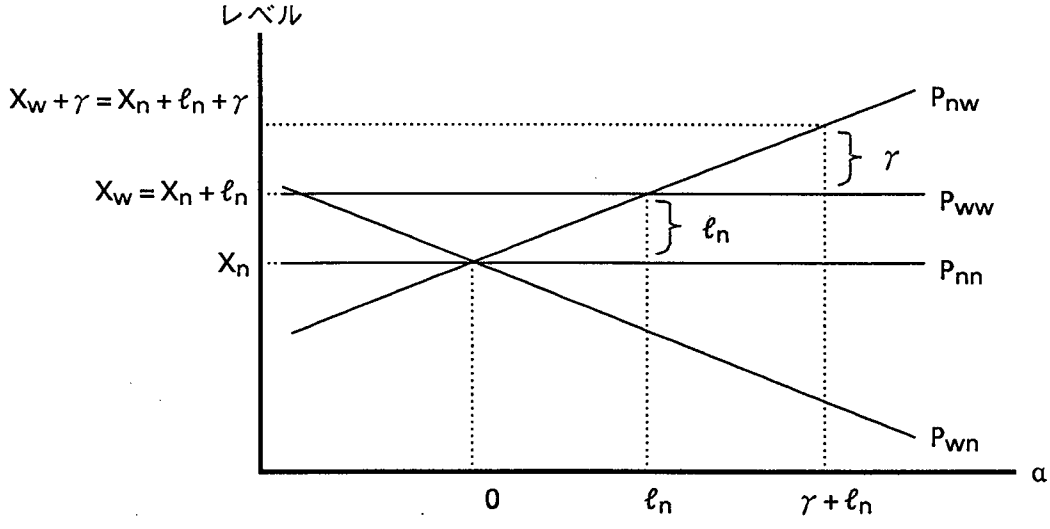


図5．11　　レベル調整量αと各帯域出力レベルとの関係

5．3．3　加算レベルの設定値

種々のパワーを持つ3.4 kHz 帯域音声と7 kHz 帯域音声の対を3.4 kHz 帯域出力および7 kHz 帯域出力として受聴した時に、それぞれのラウドネスに差があると感じる割合を求め、この分布から最適なαの値を決定する。すなわち、P_{nn}とP_{wn}の音声レベルの差を感じる割合、およびP_{nw}とP_{ww}の音声レベルの差を感じる割合の分布から、両方の場合とも

レベル差を感じる人の割合が一方に偏らないαを最適な値とする。これはαを0に近くしていくと3.4 kHz 帯域出力音声の間ではラウドネスの差がなくなる反面、3.4 kHz と7 kHz 帯域出力音声間のラウドネスの差が大きくなり、αを大きくして$\gamma+1_n$に近くすると逆に3.4 kHz 帯域出力音声間のラウドネスの差が大きくなるため、両方に対してバランスしたαの値が最適であるとの考え方による。

具体的な実験方法として、図５．12に示した主観評価実験系を用い、同一レベルの7 kHz 帯域音声Ａおよび3.4 kHz 帯域音声Ｂを入力して可変減衰器（ATT1）により音声Ｂのレベルを可変して、被験者にレベル差を感じるかどうかを判定させる（実験Ⅰ）。また、3.4 kHz 帯域音声ＣおよびＤを入力し、同様の実験を行う（実験Ⅱ）。ここで実際の音声会議における状況を想定し、試験音声ＡとＢおよびＣとＤは異なる話者音声とする（それぞれ男声と男声、男声と女声、女声と女声の３つの音声サンプルの組みを使用）。被験者は男女各８名を用いた。回答は、音声Ａ（およびＣ）が大きい／音声Ｂ（およびＤ）が大きい／両者は同じ、のいずれかを選択させた。実験結果を表５．５に示す。

実験Ⅰ、Ⅱの結果を分析すると、音声ＡとＢ（および、ＣとＤ）が同じとは一度も回答しなかった被験者がおり、これは両者のレベルが同程度の大きさと感じた時でもＡあるいはＢ（および、ＣあるいはＤ）をランダムに回答していたと考えるのが妥当である。この

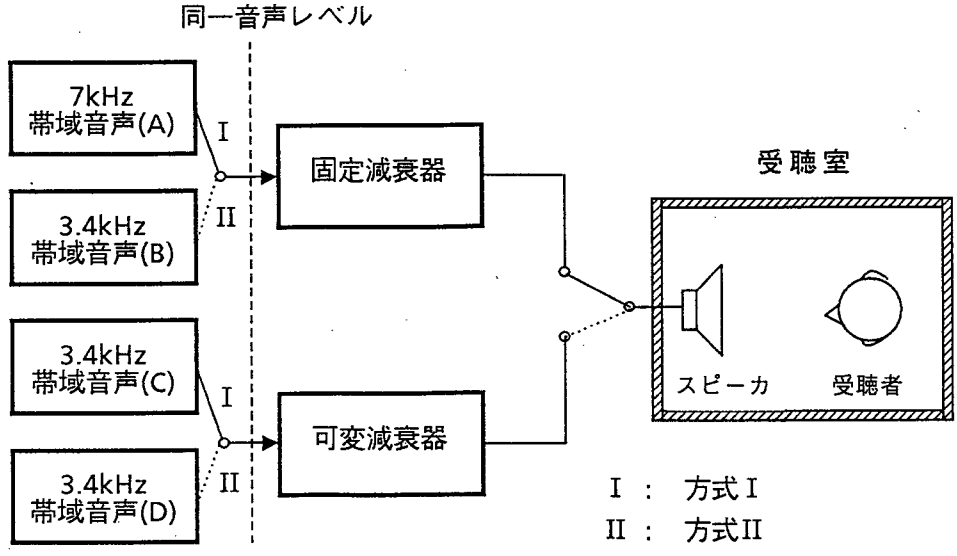


図５．１２　異なる音声に対するラウドネス分布試験方法

表５．５　ラウドネス評価実験結果

音声ＡとＢ（又はＣとＤ）の相対レベル	音声Ａ対Ｂ			音声Ｃ対Ｄ		
	Ａが大	同じ	Ｂが大	Ｃが大	同じ	Ｄが大
＋12 dB	0	2	46	－	－	－
＋11 dB	0	0	48	－	－	－
＋10 dB	3	2	43	－	－	－
＋ 9 dB	1	1	46	－	－	－
＋ 8 dB	5	6	37	－	－	－
＋ 7 dB	1	6	41	－	－	－
＋ 6 dB	9	19	20	0	10	38
＋ 5 dB	12	12	24	2	3	43
＋ 4 dB	26	13	9	1	5	42
＋ 3 dB	24	18	6	6	16	26
＋ 2 dB	42	4	2	6	20	22
＋ 1 dB	37	8	3	14	20	14
0 dB	43	5	0	13	20	15
－ 1 dB	44	2	2	29	12	7
－ 2 dB	45	3	0	28	13	7
－ 3 dB	48	0	0	36	9	3
－ 4 dB	47	1	0	43	5	0
－ 5 dB	47	1	0	42	6	0
－ 6 dB	48	0	0	411	5	2

注1)音声Ａ対Ｂ：　7 kHz帯域音声対 3.4 kHz帯域音声
　　音声Ｃ対Ｄ：　3.4 kHz帯域音声対 3.4 kHz帯域音声
注2)相対レベルは、音声Ｂ（Ｄ）＞音声Ａ（Ｃ）の場合＋、逆の場合－と表現。

ような場合を考慮すると、Ａ（およびＣ）の選択に対して－１点、Ｂ（およびＤ）の選択に対して＋１点、同じとの回答に対して０点を与えて、重み付けした平均値によりラウドネスの感じ方の選択比率を求めるのが適切であると考えられる。このようなデータ処理の方法により求めた結果を図５．13に示す。これより、上述したαの最適値設計法である、P_{nn}とP_{wn}、およびP_{nw}とP_{ww}の間でラウドネスの差を感じた人の偏りがバランスするαの値を求めと、

$$\alpha = 3.0 \text{〔dB〕}$$

となる。この時、選択比率の中心値50%からの偏りはほぼ等しく、それぞれ約＋32%および－32%となる。また、3.4 kHz 帯域音声と7 kHz 帯域音声の加算における各音声のパワーの関係は図５．14に示したようになる。

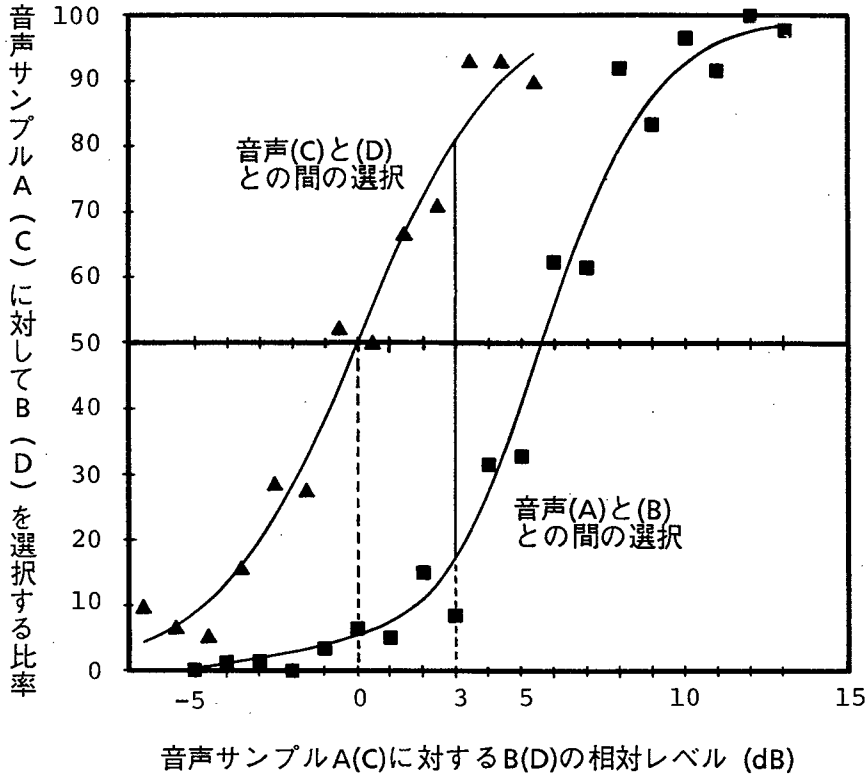


図５．１３　　音声Ａ（およびＣ）と音声Ｂ（およびＤ）の相対レベル差と重み付け選択比率

（７ｋＨｚ帯域音声Ａ，３．４ｋＨｚ帯域音声Ｃの相対レベルを０ｄＢとする．）

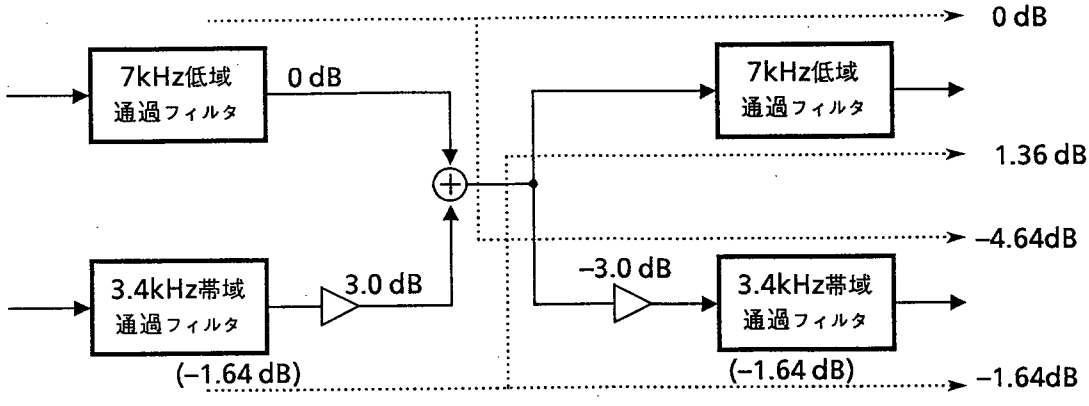


図５．１４　　音声加算方式における各部のパワー

5．4　音声加算接続数の制限

5．4．1　加算接続数の制限要因

音声会議において参加する地点の数が増加すると、符号器の量子化雑音が累積して音声品質が劣化し、会議を行う上で障害となる。これは、各地点において音声加算のために復号化－音声加算－符号化の処理を行うため、符号器の縦続接続が起き量子化雑音が相加するためである。したがって、ここでは7 kHz 帯域音声による多地点間会議における音声加算接続数の制限を、音声品質の点から明らかにする。

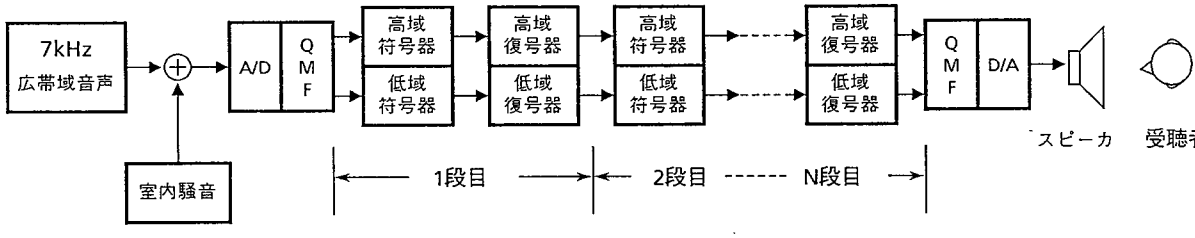


図5．15　会議音声加算接続数の主観評価試験系

各地点において会議に参加する（音声加算される）チャネルから、会議室の室内騒音が加わる。このため、従来の電話帯域(0.3～3.4 kHz)の音声会議システムでは、発声話者のチャネルのみを音声加算する加算制御方式が用いられている[80]。7 kHz 帯域音声の加算においても同様の制御方式を用いれば、音声会議地点数の増加による品質劣化要因として、図5．15に示すように1人の話者音声（室内騒音が加わった音声）が多段接続（符号器が多段縦続接続）された場合に生じる総合的な品質劣化が、音声加算接続数の制限要因となる。

5．4．2　主観評価試験

図5．15の実験系（5．2．1項で述べた各帯域毎に音声加算を行う方式を適用）を用いて、加算接続数を増加した時の符号化音声品質の主観評価試験を行った。ここでは、会議室内騒音として原音にホス雑音（室内騒音にスペクトル形状を合わせた雑音）を加え、その雑音レベルを実測値を参考にＳＮ比25 dB および35 dB とした。なお、受聴室の室内

騒音は加えていないため、最も厳しい受聴条件下での評価実験と言える。

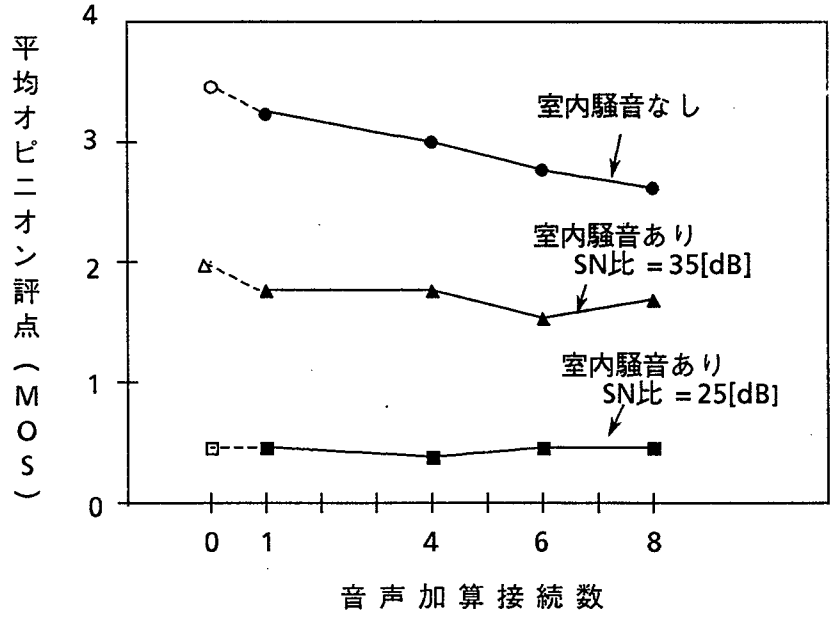


図５．１６　　室内騒音下での加算接続音声に対する平均オピニオン評点

図５．16に示すオピニオン評価結果より、以下の結論が得られる。

(1)室内騒音が無視できる会議室で発声された音声品質は、変換符号化接続段数（会議参加地点数）の増加に伴って劣化し、１段（地点数２）と８段（地点数９）とではＭＯＳ値で約 0.8劣化する。

(2)室内騒音が大きくない場合（ＳＮ比＝35 dB)には、符号化音声のＭＯＳ値は、符号化を行わない室内騒音のみの音声のＭＯＳ値に比べ約 0.3劣化する。ただし、多段接続による品質劣化は室内騒音に埋もれてしまい、ＭＯＳ値はほぼ一定となる。

(3)室内騒音が大きい場合（ＳＮ比＝25 dB)には、符号化による劣化は１段の場合でも室内騒音に埋もれてしまい、さらに接続数を増加しても室内騒音で決まるほぼ一定のＭＯＳ値となる。

以上の結果から、音声加算接続数の増加に伴う符号化音声の品質劣化は少なく、かつ室内騒音が加わった場合は接続数に関係なく室内騒音で決まるＭＯＳ値となる。したがって、符号化法と音声加算方式の特性による多段接続品質からは会議地点数は厳しく制限されないと考えられ、この点からも、ここで述べた音声加算方式は優れていると結論できる。

５．５　高品質音声会議システムの構成

以上の各節では、高品質音声会議システムを構成するための音声加算方式について述べた。本節では、多地点間でのマルチメディアによる高品質音声会議システムを実現するために必要な伝送制御手順について述べる。

５．５．１　端末間伝送制御手順

音声会議通信システムでは音声以外に会議の進行を助けるための補助的な情報として、ファクシミリやテレライティング等のデータ信号を、音声と同時に64 kb/s 回線１チャネル内で伝送できることが望まれる。前章で述べた64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法は、このような補助データの同時伝送を可能とするよう、64 kb/s 符号化（モード１と呼ぶ）だけでなく56 kb/s および48 kb/s での符号化モード（モード２およびモード３と呼ぶ）を有しており[15]、それぞれモード２、モード３の場合には、残りの8 kb/sおよび16kb/sは補助データに割り当てられる。したがって、これらの３種類の符号化動作モードを切り換えるための方法を規定する必要がある。

64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の動作モードを送信側（符号器）と受信側（復号器）間で同期的に切り換えるための伝送制御手順が、本符号化法のＣＣＩＴＴ標準化の過程で検討され、ＣＣＩＴＴ勧告草案Ｇ．７２ｙ[87]として作成された。本勧告草案では、64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化８ビットワードの第８ビット目（最下位ビット）を用いた制御信号用のフレームを規定している。さらに、上記のモード１，２，３に加え、従来の64 kb/s ＰＣＭ符号化法をモード０とし、これらのうち通信（対向）可能なモードをいくつ持つかによって端末のタイプを定義している。この伝送制御信号用フレーム構成を図５．17に、また伝送モードとその内容を表５．６に示す。図５．17のフレーム構成において、ＦＡＳはフレーム同期信号であり、80オクテットで１フレームを構成し、さらに16フレームで１マルチフレームを構成している。ＢＡＳは端末タイプの種別や動作モードの種類を相手端末に通知する信号（動作モード指定信号）であり、８ビットで構成されている。ＡＣはユーザが使用できる6.4 kb/sのデータチャネルである。

端末制御手順は、①通信開始時やモード１からの他モードへの遷移に先立って受信端末のフレーム同期を確立する手順、②端末タイプの種別を互いに認識し合う手順、③ＢＡＳで指定したモードに遷移する手順、からなり、これらの３種類の基本手順を組合せ、送信

側（符号器）と受信側（復号器）間でのモード切り換え制御を行っている[87]。

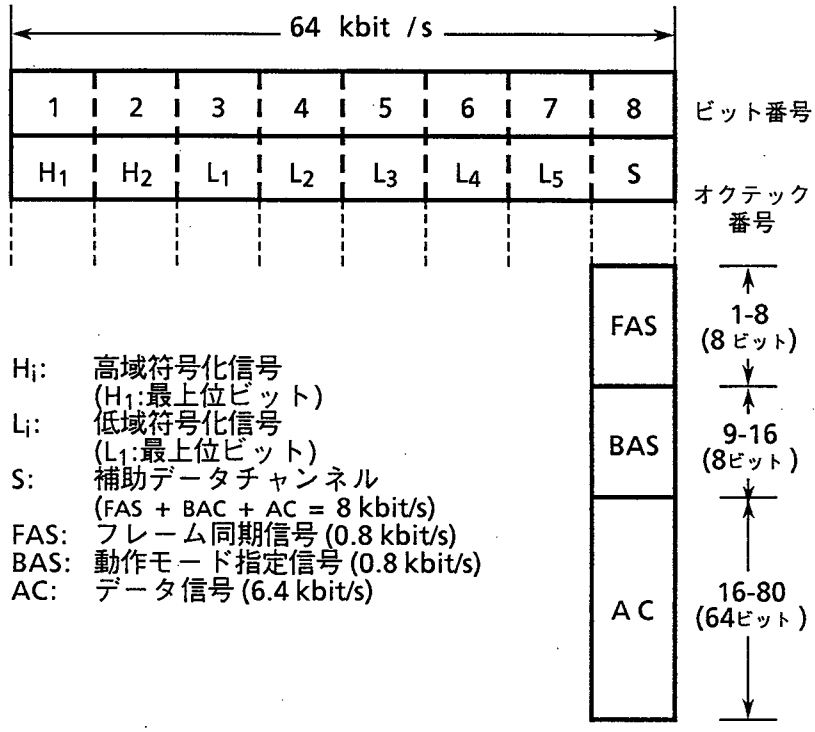


図５．１７　伝送制御信号用フレーム構成

表５．６　伝送モードとその内容

動作モード	音声		データ伝送速度	会議端末の種類			備考
	音声帯域	伝送速度		タイプ1	タイプ2	タイプ3	
モード０	電話帯域	64 kb/s	——	↕	↕	↕	電話音声 0.3-3.4kHz
モード１	高品質音声		——				
モード２		56 kb/s	6.4kb/s				高品質音声 0.05-7kHz
モード３		48 kb/s	(6.4+8)* /14.4kb/s				

＊第７ビット目と第８ビット目を別々に使用.
↔ は各端末タイプがとり得るモードを示す.

5．5．2　多地点間伝送制御手順

上述のＣＣＩＴＴ勧告草案Ｇ．７２ｙに規定された伝送制御手順は、対向する端末間のいわゆるポイント対ポイントでの制御手順であり、音声会議における一般的な形態である多地点間の伝送制御手順は明らかではない。ここでは、本勧告草案の制御手順をベースに、多地点間の伝送制御手順に拡張するべく検討を行った[17]。なお多地点間高品質音声会議システムは、当初は企業内および企業間での専用システムとして導入されると考えられることから、ディジタル専用線によるシステム構成[84]を前提とした。

多地点間音声会議通信システムにおける伝送制御手順について、以下の内容を基本的な考え方とした。

（１）多地点間通信を可能とする伝送制御手順は、通常、会議に加わる地点数の増加とともにその処理量が増大し、処理時間も長くなって遅延を増加させる。このため、制御手順はできるだけ簡単なことが望ましい。

（２）多地点間通信機能をつかさどるノード装置（ノード点に設置され、複数端末からの音声の加算・分配、補助データの分配、制御信号の伝達等を行う．Multipoint Conference Unit：ＭＣＵと呼ぶ．）は、いずれのタイプの端末とも対向することから、最も高機能なタイプ２端末であると共に、勧告草案Ｇ．７２ｙの制御手順を持つ必要がある。

（３）多地点間での通信形態においては、いずれの端末からでも、補助データを送出するための動作モード変更を起動できる必要がある。この場合、複数端末が同時に制御手順を開始することによる衝突を避けるための制御は行わない。これは、音声チャネルを用いて会議参加者が事前に話し会うことによって、補助データを伝送する端末を決めることが可能であること、さらに、制御手順の簡単化のためである。

（４）補助データを伝送するために動作モードの変更を行おうとする端末（マスターの端末）は、これを指示するＢＡＳ信号を送出する。ノード装置（ＭＣＵ）はこのＢＡＳ信号を他の全ての端末に一方向に伝達するような処理を行えばよい。

（５）一般的に、補助データはマスターの端末から残りの全ての端末に同時放送的に伝送される。したがって、ノード装置（ＭＣＵ）ではマスターの端末からの補助データを一方向に分配するだけでよい。

このような考えに基づいて、多地点間での高品質音声会議システムに適用する伝送制御手順を設定した。以下に主な点を示す。

（ａ）ノード装置（ＭＣＵ）は64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号器の受信部と送信部が、音

声加算のための直線ＰＣＭ信号のインタフェースを介してデイジタル的に接続され、それぞれに勧告草案Ｇ．７２ｙの制御手順機能を有する。

（ｂ）音声会議端末ＡからＦＡＳ信号およびＢＡＳ信号を受信した場合、図５．18に示すように、ノード装置Ａ（ＭＣＵ$_A$）はＦＡＳ信号およびＢＡＳ信号を送り返して共通の動作モードを設定する初期化手順を実行する（①－②）と共に、次段のノード装置Ｂ（ＭＣＵ$_B$）にＢＡＳ信号を伝達する（③）。これに従ってＭＣＵ$_B$は、接続された端末との間で初期動作モードの設定の手順を実施する（④－⑤、⑥－⑦、⑧）。

（ｃ）64 kb/s ＰＣＭ符号器（モード０）が接続されている場合、ノード装置（図５．18ではＭＣＵ$_B$）からのＢＡＳ信号に対して応答がない。これに基づいてノード装置は動作モードをモード０とする。なおこの64 kb/s ＰＣＭ符号器端末は補助データ信号を受信できないが、これは音声会話によって他の会議参加端末に知らせることができる。

（ｄ）音声会議の途中に動作モードを変更したい場合は、会議参加者の間で会話によってどの端末から補助データを送るかを決定し、その結果マスターとなる端末からＢＡＳ信号を送出する。そして上記（ｂ）に示したと同様の制御手順により、多地点の会議端末間で動作モードの切り換えを行い、マスターの端末から補助データ信号を伝送する。このような手順により、多地点間のモード切り換え制御が簡単に行なえる。

以上述べた多地点間伝送制御手順を適用することにより、伝送制御信号用の別チャネルを必要とせずに、64 kb/s ディジタル１回線で高品質音声と補助データとのマルチメディアによる多地点間高品質音声会議システム[88][89]が実現できるため、非常に有効な方法であると考えられる。

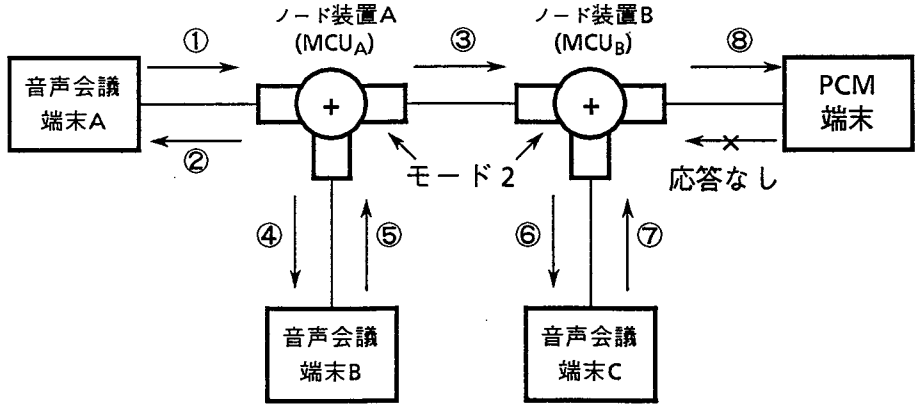


図５．１８　　多地点間伝送制御手順

5．6　結言

64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法を適用した7 kHz 帯域音声相互、および7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 電話帯域との異種符号化音声による多地点間音声会議通信システムを実現する上で、重要な技術的課題である音声加算方式について検討結果を述べた。主な結論を以下に示す。

(1)7 kHz 帯域音声相互の加算は、帯域分割符号化された各帯域毎にそれぞれ加算する方式が規模および品質の点で優れている。

(2)7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 帯域符号化法（64 kb/sＰＣＭ符号化法、 32 kb/sＡＤＰＣＭ符号化法、等）による音声との加算方式として、3.4 kHz 帯域音声に対してＱＭＦにより高域成分（4-8 kHz)を発生させ、7 kHz 帯域音声と各帯域毎に加算する構成を明らかにした。本方式は、64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法との整合性および品質の点で優れている。

(3)7 kHz 帯域音声と3.4 kHz 帯域音声との加算方式において、加算出力における両帯域音声のラウドネス（人間が感じる主観的な音の大きさ）を等しくすることは原理的にできない。このため具体的な設計法として、いずれの帯域音声出力においても加算音声間のラウドネスに若干差が感じられるものの、その差異の程度が両帯域音声出力の一方に偏らない、最適なレベル設定法を明らかにした。

(4)本章で述べた音声加算方式では、会議参加地点数（加算接続数）の増加による符号化品質の劣化が室内騒音にマスクされることを示し、接続段数の制限は、参加会議室の室内騒音の増加による品質劣化などの他の要因によって決まることを明らかにした。

(5)高品質音声と補助データとのマルチメディアによる多地点間の音声会議通信を可能とする伝送制御手順を明らかにした。

以上の検討結果により、64 kb/s 帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法と音声加算方式を適用した音声通信会議システムの実現が可能となった。これらの成果は、高速ディジタル専用線を用いた多地点間高品質音声会議システムの開発に反映された[90][91]。

第６章　フレーム同期方式

６．１　緒言

音声符号化装置等のディジタル伝送装置に用いられるフレーム同期は、時分割多重化されたディジタル信号を正しく分離するために必須の機能である。そのため、比較的早い時期からフレーム同期に関する研究が活発に行われた。具体的には、フレーム同期方式の構成と同期復帰時間の検討[92]に始まり、さらに、ディジタル伝送方式の高速化に伴いフレーム同期回路高速化の技術[93][94]などが研究された。これらの検討では、同期復帰時間はフレーム構成によって決まるものと考え、フレーム同期方式としては回路規模の減少や動作速度などが重要な条件となっていた。

これに対して、伝送装置の特性向上を図るため、フレーム同期復帰特性の向上が求められるようになった。さらに、ＬＳＩ技術の著しい進歩により、回路規模の条件はあまり重要ではなくなってきた。このようなことから、回路規模より特性向上を重視し、同期復帰時間の短縮を実現するフレーム同期方式を検討することが必要とされていた。

このような状況を背景に、ここでは同期復帰特性の向上を可能とするフレーム同期方式に関する検討結果について述べる。具体的には、同期復帰特性の大幅な向上に加え、フレーム構成に対する適用上の制約が少なく、また動作速度の制限が緩和されるなどの特徴をもつ相関検出形遅延集中シフト方式を提案する。この相関検出形遅延集中シフト方式について構成と動作原理を述べ、同期復帰特性を明らかにすると共に、本方式の適用例を示す。さらに、本方式において前方保護時に相関メモリ制御を行うことにより、同期復帰時間をより一層短縮する方法を示し、その短縮効果を定量的に明らかにする。

６．２　フレーム同期方式の分類

これまで同期復帰時間の短縮を目的として、次のようなフレーム同期方式が検討された。

(1) 多点監視方式[95]

(2) 交番パターン検出方式[96]（ＰＣＭ 1次群フレーム同期方式）

(3) 相関レジスタ付交番パターン検出方式[97]（米国ＡＴ＆Ｔ社によるＰＣＭ符号化装置フレーム同期方式）

多点監視方式は、メモリ（遅延回路）を用いて複数フレームのフレーム同期符号を同時に検出することにより同期復帰時間が短縮される。交番パターン検出方式は、1フレーム前のフレームパルス位置以降のデータを記憶して交番パターン（フレームごと1、0繰返しパターン）の検出を行うことにより、また相関レジスタ付交番パターン検出方式は、交番パターン検出方式において多フレームにわたる交番パターン検出結果の論理積を記憶する相関レジスタを付加することにより、それぞれ同期復帰時間の短縮を図っている。

さらに、同期復帰時間の短縮をねらいとした新しいフレーム同期方式として、相関検出形同期方式[98]、フレーム分割検索方式[99]、全ビット相関検出方式[99]などが提案されている。

以上の各方式に関し、交番パターン検出方式および相関レジスタ付交番パターン検出方式は、フレーム同期符号が1、0、…の交番パターンを有するフレーム構成にしか適用できないという制約がある。また、多点監視方式、フレーム分割検索方式、および全ビット相関検出方式は、大きな容量のメモリを必要とする。さらに相関検出形同期方式は、フレーム同期符号集中配置のフレーム構成に対しては大容量のメモリを用いないと同期復帰時間の短縮効果がないなど、それぞれに問題があった。

6．3　同期復帰時間短縮化フレーム同期方式

本節では、上に述べた従来のフレーム同期方式に対して、メモリ容量に対する同期復帰時間短縮化の効果（短縮率）が大きく、さらにフレーム構成に対する制約が少ないなどの特徴をもつフレーム同期方式を提案する[100][101]。本方式は、過去のフレーム同期符号検出結果を累積記憶する相関メモリを設けて、フレーム同期符号の相関検出を行う方式であり、相関検出形遅延集中シフト方式と呼ぶ。以下に動作原理および構成を述べる。本方式の動作フロー（同期保護過程は含まない）を図6．1に、ブロック構成を図6．2に、タイムチャートを図6．3に示す。

相関検出形遅延集中シフト方式の中心をなすのは、フレーム同期符号の相関検出の手段と、遅延集中シフト[93]によるシフト制御の2点である。それぞれについて以下に述べる。

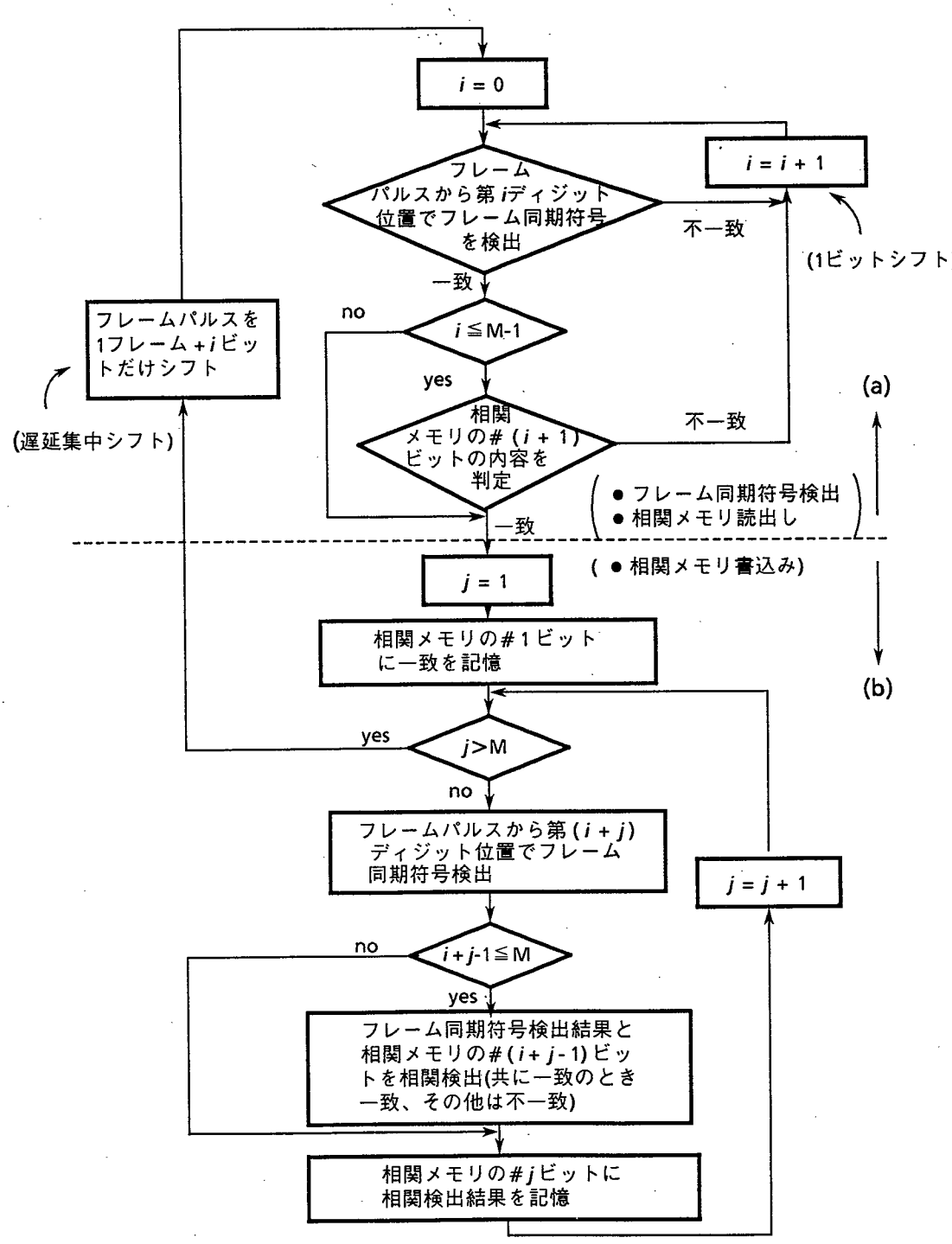
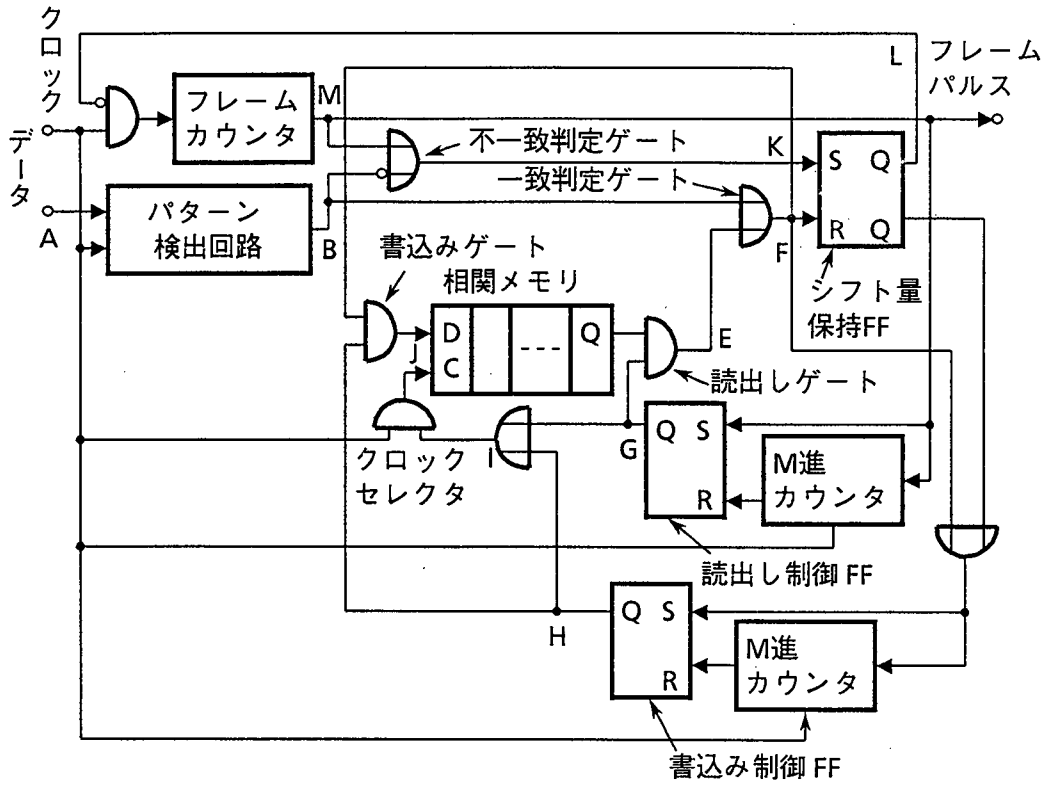


図６．１　　相関検出形遅延集中シフト方式の動作フロー

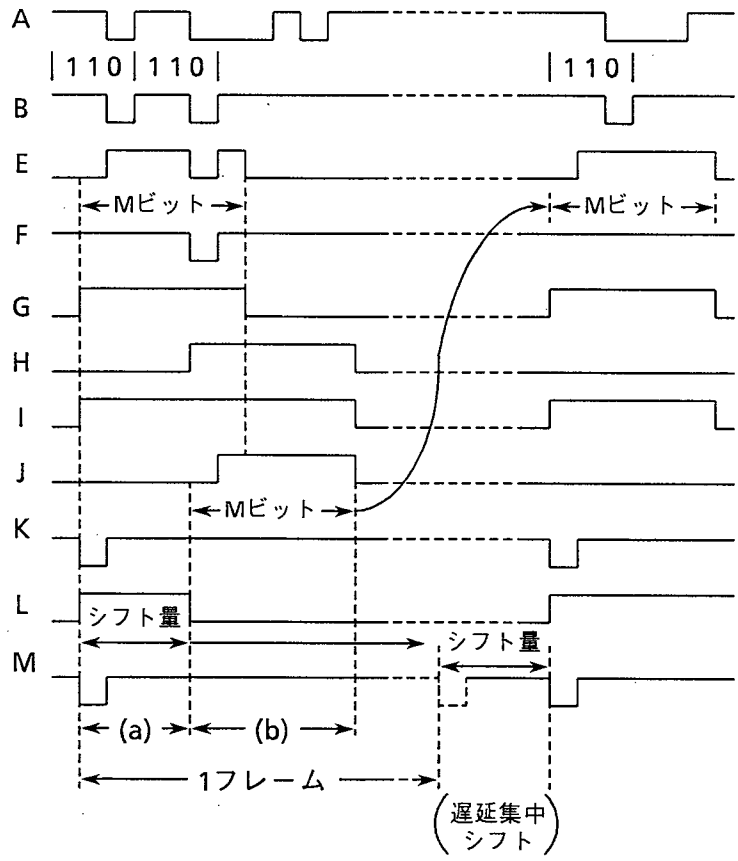


FF：フリップフロップ

図６．２　　相関検出形遅延集中シフト方式のブロック構成

相関検出は、各ディジット位置について、現フレームでのフレーム同期符号の検出結果と相関メモリ各ビットの記憶内容との間で論理積をとり、そのディジット位置がフレーム同期符号位置かどうかの判定を行うものである。ここで相関メモリには前フレームまでの検出結果として、各ディジット位置について過去のフレームでの一致／不一致判定結果に対して次々と論理積をとった結果が記憶されている。この相関メモリの記憶内容が相関検出するディジット位置に応じて順次読み出される。相関メモリをＭビットとすると、相関検出するのはフレームパルス位置からＭビットまでの範囲である。このため、フレームパルス位置からの不一致検出がＭビットの範囲を越えると相関メモリの記憶情報はなくなり、現フレームでのフレーム同期符号の検出結果だけにより一致／不一致を判定する（従来のフレーム同期符号検出方法と同じとなる）。図６．１の動作フローおよび図６．３のタイムチャートの(a)の部分が上に述べたフレーム同期符号の検査期間に対応する。

フレーム同期符号の検出において一致と判定されると、相関メモリへの書込み動作に移る。一致検出箇所がフレームパルス位置からＭビット以内の場合は、読み出されずに残っ



フレーム同期符号：110
相関メモリビット数 (*M*)：6 bit
の場合

図6．3　相関検出形遅延集中シフト方式のタイムチャート

ている相関メモリの各ビットに対応するディジット位置について、その記憶内容と現フレームでの検出結果との累積相関（両者の論理積）をとった結果がフィードバックされて相関メモリに書き込まれる。相関メモリにこの累積相関結果が書き込まれた後、残りの相関メモリの各ビットには、引き続いてその次のディジット位置から現フレームでの検出結果がそのまま書き込まれる。また、上に述べた連続不一致検出がMビットを越えた場合は、最初から現フレームの検出結果が書き込まれる。このようにして、相関メモリへの書込みがフレーム同期符号の一致検出位置以降のMビットについて行われる。以上の期間は図6．1および図6．3の(b)の部分に相当する。

次に、フレーム同期符号の不一致検出に基づく遅延集中シフト制御について述べる。フレームパルス位置が不一致の場合、その後連続して発生した不一致のビット数は、一致検出後次のフレームのフレームパルス発生時点までの間にフレームカウンタにフィードバッ

クされ、そのビット数だけクロックが阻止される。その結果次フレームのフレームパルス位置がシフトし、一致検出位置から１フレーム先のディジット位置にフレームパルスが発生する。

本方式では、フレーム同期符号の相関検出を行うため、フレーム同期符号のビット数を増大するのと等価な効果が生じる。したがって、擬似同期確率（フレーム同期位置以外で一致検出される確率）は低減し、同期復帰時間が短縮する。なお、相関メモリビット数Ｍを増大すれば擬似同期確率が減少するディジット位置が多くなり、同期復帰時間は更に短縮する。ただし、ビット数増大の上限は、前に述べた動作原理から明らかなように、対象とするフレーム構成の１フレーム長である（ここではフレーム同期符号の配置間隔を１フレームと呼ぶ）。

また本方式は、遅延集中シフト制御を行うためシフト制御ループの遅延時間の制限を、１ビット周期から１フレーム周期にまで緩和できる。このためシフト制御ループの遅延が動作速度の制限とはならない。さらに、フレーム同期符号の一致／不一致判定に相関メモリの記憶情報を用いる点以外は従来の汎用的なフレーム同期方式と基本的には同じであるため、フレーム構成のいかんにかかわらず適用でき、同様に同期復帰時間の短縮が可能である。

フレーム同期回路のＬＳＩ化を考えた場合、フレーム同期方式としてはクリティカルパス（遅延時間による動作速度制限を与えるパス）がなく、汎用性の高い構成であることが必要である。本方式はこれらの条件を満足していることから、ＬＳＩ化に適していると言える。

６．４　同期復帰特性

６．４．１　同期復帰時間の解析

相関検出形遅延集中シフト方式の同期復帰過程において、フレーム同期位置と判定する確率（一致検出確率）は、相関メモリに記憶された前フレームまでの累積相関結果に依存する。したがって、本方式の同期復帰過程をシグナルフローグラフで表現しようとすると、そのディジット位置にシフトするまでに一致／不一致が時系列的にどのように発生したかを表す必要がある。これは簡単なシグナルフローでは表現できないため、同期復帰時間の解析は極めて困難であると考えられる。

しかし、本方式において相関メモリのビット数を１フレーム長とした場合は同期復帰過程のモデル化が可能となり、以下に示すように同期復帰時間の理論式を求めることができる。これに対し相関メモリビット数Ｍが任意の場合は解析は困難であると考えられるので、６．４．２節で述べるように、具体的な適用例について計算機シミュレーションおよび実験によって同期復帰時間を求める。

相関メモリビット数Ｍが１フレーム長の場合、同期復帰（ハンチング）開始時点からｎフレーム経過後までに同期復帰する確率Ｐ（ｎ）は、同期はずれ位置（フレーム同期位置から１ビット遅れた最悪位相を仮定）からフレーム同期位置までの１フレームに対応する相関メモリの各ビットにおいて、フレーム同期位置以外はすべて不一致となる確率として求められ、式（６．１）で表される。

$$P(n) = (1 - q^{n})^{L-1} \qquad (6.1)$$

ただし、ｑ：フレーム同期符号の一致確率

Ｌ：フレーム長＝相関メモリビット数

式（６．１）でｑは、データ列がマーク率１／２のランダム信号とすると

$$q = \left(\frac{1}{2}\right)^{r} \qquad (6.2)$$

ただし、ｒ：フレーム同期符号ビット数

で与えられる。ここで、式（６．１）では同期はずれ時の相関メモリ１フレームの全ビットは一致状態である（ハンチング開始時の相関メモリの初期状態はすべて一致状態である）としている。ただし、この相関メモリの初期状態は前方保護時における相関メモリの制御方式によって決まるが、詳細については次節で述べる。

式（６．１）からｎフレーム経過後に初めて同期復帰する確率Ｑ（ｎ）は式（６．３）となる。

$$Q(n) = P(n) - P(n-1) \qquad (6.3)$$

ただし、$n \geqq 1$，$P(0) = 0$

式（６．１）、（６．３）を用いて最悪位相からの平均同期復帰時間（最悪平均同期復帰時間と呼ぶ）N_f（フレーム）は式（６．４）で求められる。

$$N_f = \sum_{n=1}^{\infty} n\,Q(n) = \sum_{n=1}^{\infty} n\,\{(1-q^n)^{L-1} - (1-q^{n-1})^{L-1}\} \qquad (6.4)$$

ここで、ＰＣＭ１次群方式のようにフレーム同期符号が交番パターン（Ｆ，$\overline{\text{Ｆ}}$パターン）の場合、最悪平均同期復帰時間N_{fa}（フレーム）は式（６．５）で求められる。

$$N_{fa} = N_f + \sum_{n=1}^{\infty} n\,\{P_a(n) - P_a(n-1)\} \qquad (6.5)$$

ここで$P_a(n)$は式（６．６）で与えられる。

$$P_a(n) = \prod_{i=1}^{L-1} (1 - q_{a,i} \cdot q^n) \qquad (6.6)$$

式（６．５）の物理的意味は、Ｆパターンを最悪位相からハンチングするとした場合、同期はずれ位置から$\overline{\text{Ｆ}}$パターン位置までの１フレームをシフトするに要する時間がN_fであり、その後$\overline{\text{Ｆ}}$パターン位置からＦパターン位置までシフトするための平均時間が第２項である。なお、$\overline{\text{Ｆ}}$パターンを最悪位相からハンチングする場合も同様である。ここで$P_a(n)$は、前半１フレームのハンチング終了時における相関メモリの第ｉビットが一致状態である確率$q_{a,i}$を初期状態とし、その後ｎフレーム経過するまでに同期復帰する確率である。この初期状態を与える確率$q_{a,i}$は、前半１フレームのハンチングにおいて擬似同期がどのように発生したか（擬似同期の発生間隔と回数）によって一義的に決まる。これらを一般的な形で与えるのは困難であるため、ここでは前半１フレームのハンチング中の平均擬似同期発生回数（〔N_f〕，〔　〕：ガウス記号）と平均シフト量（（Ｌ－１）／〔N_f〕）を用い、同期復帰時間の平均値を近似的に求める。その結果式（６．６）は、

$$P_a(n) = \prod_{j=0}^{[N_f]} (1 - q^j \cdot q^n)^{\frac{L-1}{[N_f]}} \qquad (6.7)$$

となる。式（６．５）と式（６．７）を用いてフレーム同期符号が交番パターンの場合の最悪平均同期復帰時間N_{fa}が計算できる。次項で具体的な適用例について、ここで得られた近似式を用いて計算を行う。

６．４．２　提案方式の適用例

ＰＣＭ１次群方式（ＰＣＭ－24Ｂ方式）[96]、ディジタルデータ網（ＤＤＮ）１次群方式[102]およびＰＣＭ２次群方式[103]について、相関検出形遅延集中シフト方式を適用

した場合の同期復帰時間を求める。これらの方式のフレーム構成を表６．１に示す。相関メモリビット数が１フレーム長の場合は計算機シミュレーション、実験および前節の理論式によって、また相関メモリが１フレーム長未満の場合は、シミュレーションと実験によって同期復帰時間を求める。なお、シミュレーションでは、図６．１の動作フローを実行することにより同期復帰動作を模擬した。

適用例の３方式について、相関メモリビット数に対する最悪平均同期復帰時間をシミュレーションによって求めた結果を図６．４に示す。３方式のうちＰＣＭ１次群方式については、回路を試作して実験を行った。相関メモリビット数に対する最悪平均同期復帰時間の実験値を図６．４に併せて示す。図６．４で実験値とシミュレーション値とはよく一致している。これから分るように、提案したフレーム同期方式はいずれのフレーム構成に対しても同期復帰時間の短縮効果がある。また、フレーム同期符号のビット数が少ない場合ほど（最小１ビット）、同期復帰時間の短縮比率が大きい。図６．４において、相関メモリビット数Ｍを増大するとＰＣＭ２次群方式の最悪平均同期復帰時間がＤＤＭ１群方式のそれより小さくなる。これはフレーム長およびビットレートの相違の影響によるものであり、相関メモリビット数および最悪平均同期復帰時間をフレームを基準に正規化して書き直すと図６．５のようになる。同図の結果は、相関メモリによる同期復帰時間の短縮を図った場合にも、フレーム長が短い程、またフレーム同期符号ビット数が多い程同期復帰時間は短いという基本的性質は維持されていることを示している。

表６．１　　適用方式のフレーム構成

方　式	フ　レ　ー　ム　構　成	適用装置
PCM 1次群 方式	$F(1)$　$\bar{F}(0)$ 386	PCM - 24B
DDN 1次群 方式	F　$\bar{F}$ 193 F : 00101　$\bar{F}$: 11010	0 - 1 MUX
PCM 2次群 方式	$\bar{F}(0)$　$F(1)$ 147 294	DM12 MUX

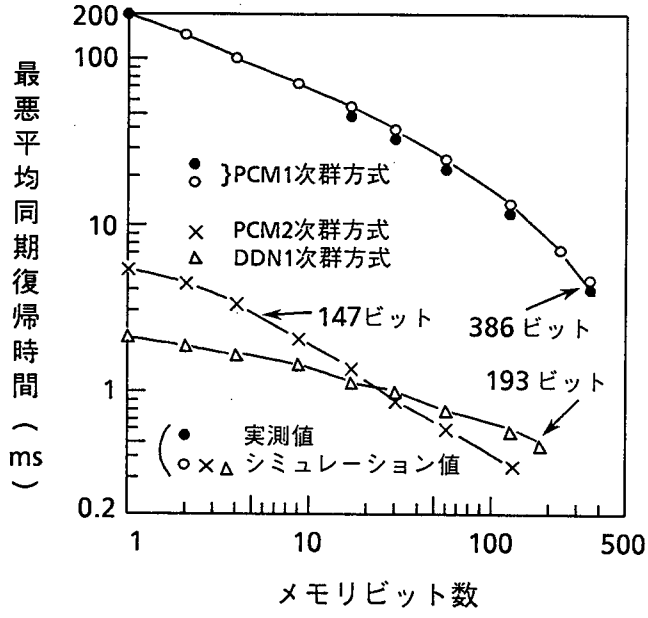


図６．４　　相関メモリビット数に対する最悪平均同期復帰時間

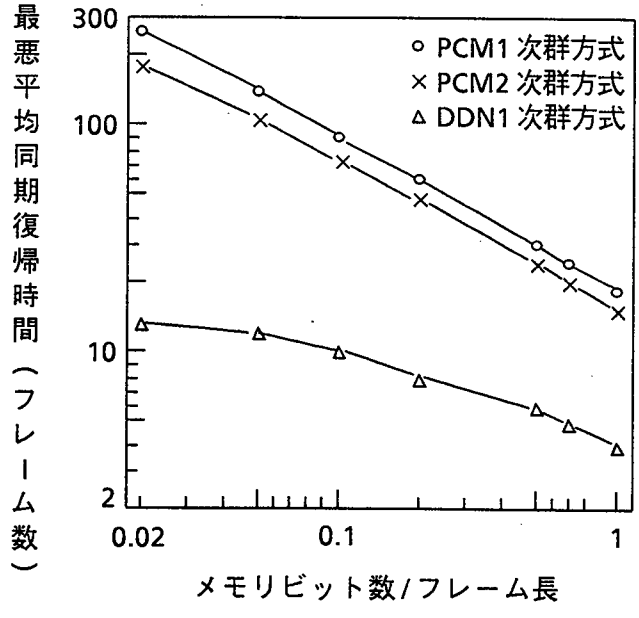


図６．５　　（メモリビット数／フレーム長）に対する最悪平均同期復帰時間（フレーム数）

相関メモリが１フレーム長の場合は、前節の結果を用いて理論値を求めることができる。適用例の３方式はフレーム同期符号が交番パターン形式であり、したがって、式（６．５）、（６．７）を用いて最悪平均同期復帰時間が計算できる。計算結果をシミュレーション値

と対比して表6．2に示す。表6．2で両者の値は比較的よく一致している。

以上の結果から、相関検出形遅延集中シフト方式において相関メモリを最大1フレーム長にまで増大することにより、例えば、PCM1次群方式の最悪平均同期復帰時間を従来の100 msから5 ms程度にまで短縮できることがわかる。

表6．2　相関メモリ1フレームの場合の最悪平均同期復帰時間

方　式	最悪平均同期復帰時間	
	ｼﾐｭﾚｰｼｮﾝ値	理論値
PCM1次群方式	4.74 msec	4.42 msec
DDN1次群方式	0.55 msec	0.53 msec
PCM2次群方式	0.38 msec	0.35 msec

ただし、前方保護時のメモリ制御（Ⅳ）（6．5節参照）

6．5　同期保護時間を利用したフレーム同期方式

6．5．1　前方保護過程の制御方法

相関検出形遅延集中シフト方式において、ハンチングの点からは無駄時間である前方保護時間（同期外れであることを確認する時間）を利用することにより、同期復帰時間をさらに短縮することが可能である[104]。すなわち、前方保護時にも相関メモリにフレーム同期符号の一致／不一致検出結果を記憶し、この記憶内容をハンチング時に利用することにより同期復帰時間の短縮を図ることができる。ここでは相関メモリの具体的な制御方法として、下記（Ⅰ）、（Ⅱ）[18]、（Ⅲ）[18]、（Ⅳ）[18]を検討した。このうち（Ⅰ）の制御方法が同期復帰時間短縮の点で最も効果的であると考えられるが、この点を定量的に明らかにするため、各制御方法について比較を行う。図6．6に（Ⅰ）～（Ⅳ）のタイムチャートを示し、各制御方法の概要を以下に述べる。

（Ⅰ）同期はずれ発生（前方保護開始）時点で相関メモリの全ビットの内容を一致状態（図6．6では低レベル）にセットし、それ以降相関メモリの内容と現フレームでのフ

レーム同期符号検出結果との間で次々と累積相関（論理積）をとり相関メモリに書き込む方法。

（Ⅱ）同期引込み時から引き続いて累積相関をとり相関メモリに書き込む方法（ハンチング開始時には相関メモリの全ビットは不一致状態になっていると考えられる）。

（Ⅲ）前フレームと現フレームとの間だけで相関検出を行い相関メモリに書き込む方法。

（Ⅳ）相関メモリの内容を一致状態にセットしておく方法。

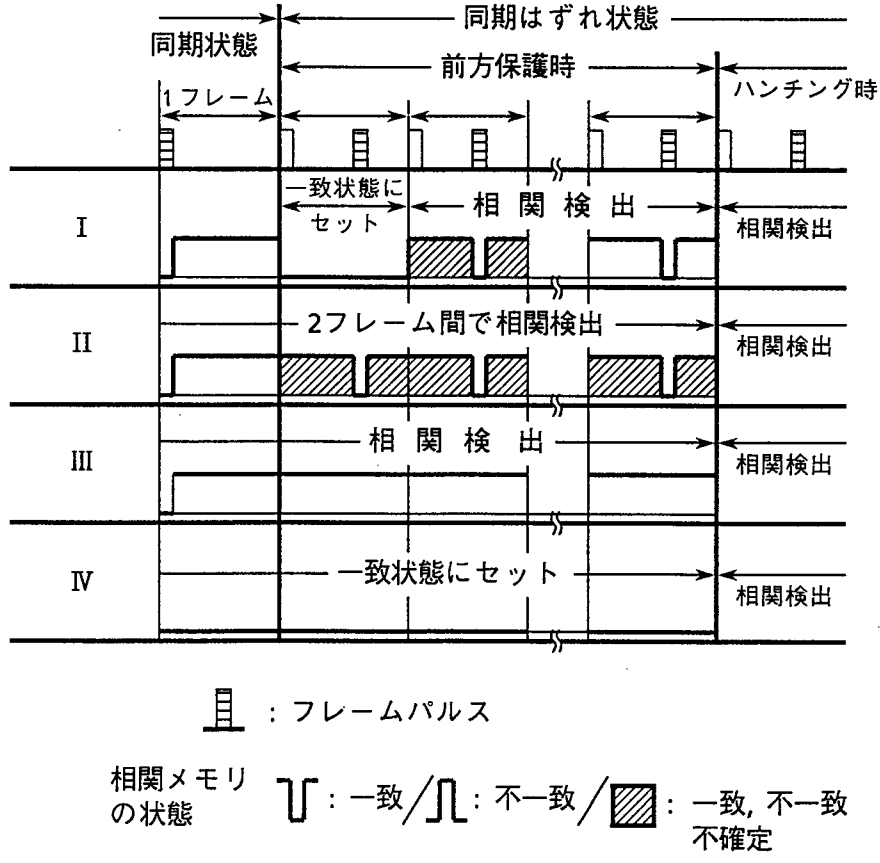


図６．６　　前方保護過程の制御方法

（Ⅰ）と（Ⅲ）との相違は、フレーム同期符号検出結果の累積相関検出を同期はずれ発生時点から開始する（制御方法（Ⅰ））か、同期引込み時点から開始し、途中の同期はずれ発生と無関係に連続して行う（制御方法（Ⅲ））かにある。ここで同期はずれの発生時点は、同期保護回路の不一致計数カウンタの計数値が０の状態（同期状態）において初めて不一致を検出した時点とする。もしこの不一致検出がフレーム同期符号の符号誤りによるものであれば、同期はずれには至らない。従って、不一致計数カウンタは同期状態にも

どるため、相関メモリに書き込まれた相関検出結果はクリアされることになる。

6．5．2　同期復帰時間の評価

以上述べた4案の制御方法について、PCM1次群方式を例に相関メモリビット数に対する最悪平均同期復帰時間の関係をシミュレーションにより求めた。結果を表6．3に示す。同表より相関メモリビット数が小さい場合は、上記（Ⅰ）～（Ⅳ）の制御方法に有意差はない。しかし、相関メモリビット数が大きい場合は、（Ⅰ）の方法が最も改善効果が大きいことが確認できる。

表6．3　各制御方法の最悪平均同期復帰時間

相関メモリビット数 / 相関メモリ制御方法	32	64	128	256	386
Ⅰ	25.00	14.80	8.53	4.47	2.74 (2.75)
Ⅱ	25.91	15.82	9.71	6.00	4.50 (4.20)
Ⅲ	26.06	15.94	9.98	6.49	5.00 (4.67)
Ⅳ	25.94	16.06	10.01	6.30	4.74 (4.42)

ただし、単位： msec,（　）：理論値
（Ⅰ）（Ⅱ）の場合、前方保護期間 3.0msec

ここで、相関メモリをその最大値である1フレーム長とした場合は、前節で求めた理論式を用いて各制御方法の最悪平均同期復帰時間を求めることができる。すなわち、各制御方法に応じてハンチング開始時点における相関メモリの初期状態（一致状態である確率 $q_{0,i}$）を与えることによって、同期復帰時間の理論式に前方保護時の制御方法の条件を含ませることができる。したがって、前方保護時に相関メモリ制御を行った場合の最悪平均同期復帰時間は、フレーム同期符号が交番パターンの場合式（6．8）で与えられる。

$$N_{fa}=N_{fc}+\sum_{n=1}^{\infty} n\ \{P_a(n)-P_a(n-1)\} \qquad (6.8)$$

ただし、

$$N_{fc}=\sum_{n=1}^{\infty} n\{(1-q_{o,i}\cdot q^{n})^{L-1}-(1-q_{o,i}\cdot q^{n-1})^{L-1}\}$$

$$P_{a}(n)=\prod_{j=0}^{[N_{fc}]}(1-q^{j}\cdot q^{n})^{\frac{L-1}{[N_{fc}]}}$$

なお、フレーム同期符号が単一パターンの場合の最悪平均同期復帰時間はN_{fc}となる。

各相関メモリの制御方法（Ⅰ）～（Ⅳ）について、相関メモリの第ｉビットの初期状態を与える一致確率$q_{o,i}$はそれぞれ以下のようになる。

$$\left.\begin{array}{ll}(\mathrm{I}) & q_{o,i}=q^{[T_s/\tau_f]} \\ (\mathrm{II}) & q_{o,i}=q \\ (\mathrm{III}) & q_{o,i}=1、かつN_{fc}に1フレーム加算 \\ (\mathrm{IV}) & q_{o,i}=1\end{array}\right\} \qquad (6.9)$$

ただし、q：フレーム同期符号の一致確率

T_s：前方保護時間

τ_f：フレーム周期

〔　〕：ガウス記号

ＰＣＭ１次群方式について、式（６．８）、式（６．９）を用いて最悪平均同期復帰時間を求めた結果を表６．３に併せて示した。

表６．３の結果は、ハンチング開始時点での相関メモリの状態、すなわち式（６．９）で表される初期状態に対応して説明できる。ここで同期復帰時間が最小となるのは、ハンチング開始時点においてフレーム同期位置の相関メモリビットだけが一致で、その他のメモリビットがすべて不一致となる場合である。（Ⅱ）の場合はフレーム同期位置以外にも一致箇所が多く存在するため、相関メモリの全ビットが一致状態である（Ⅳ）に比べ擬似同期確率があまり減少せず、同期復帰時間短縮の度合いが小さい。また、（Ⅲ）の場合は最悪位相を考えると、相関メモリビット数分だけシフトした後に（Ⅳ）の状態となって２フレーム分のハンチングが開始されるため、（Ⅳ）の場合よりも同期復帰時間が大きくなる。これに対し（Ⅰ）の場合には、相関メモリの初期状態は上述の同期復帰時間最小の場合に近づき、最もよい特性を示す。（Ⅰ）の相関メモリ制御方法を試作回路で実現し、シミュレーションおよび計算結果と同様の特性が得られることを確認した。試作回路を用い

た実験により求めた最悪同期復帰時間の分布を図６．７に示す。

相関メモリ制御方法（Ｉ）において、前方保護時間の大小と最悪平均同期復帰時間の短縮効果との関係をシミュレーションにより求めた。結果を表６．４に示す。同表より、前方保護時間 3.0ms程度で同期復帰時間はほぼ一定となり、前方保護時間を増加してもそれ以上の改善効果はないことがわかる。この結果から、ＰＣＭ１次群方式において、相関メモリを１フレーム長（386 ビット）とし（Ｉ）の相関メモリ制御を行った場合、前方保護時間(3.0 ms)中に相関メモリの相関検出結果が収束する（フレーム同期位置のみ一致状態

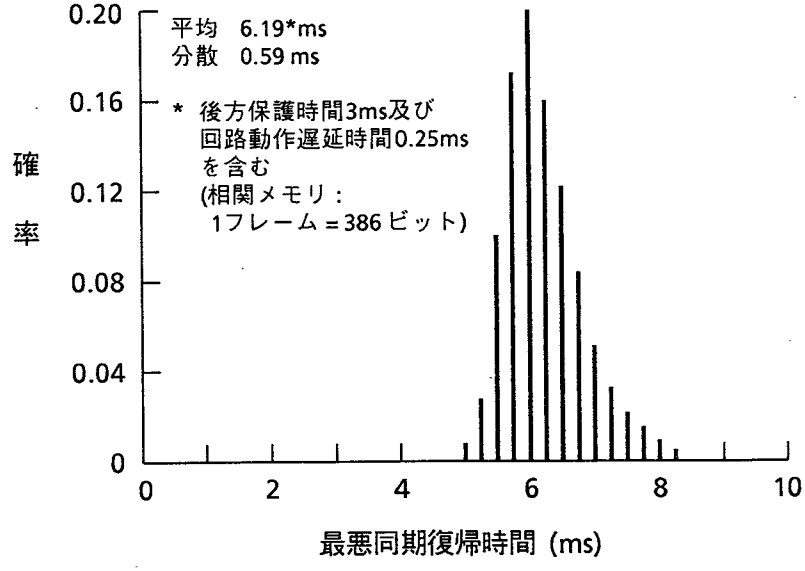


図６．７　　ＰＣＭ１次群方式の最悪同期復帰時間の分布

表６．４　　前方保護時間に対する最悪平均同期復帰時間

相関メモリビット数 ＼ 前方保護時間	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
32	25.00	24.96	25.03	25.00	25.07	24.80
64	14.83	14.83	14.87	14.80	14.81	14.76
128	8.68	8.57	8.65	8.53	8.46	8.57
256	4.93	4.59	4.51	4.47	4.49	4.41
386	3.30	2.96	2.85	2.74	2.76	2.70

ただし、単位：msec、前方保護時のメモリ制御：（Ｉ）

となる）と言える。したがって、前方保護時の相関メモリ制御方法（Ｉ）では、相関メモリの相関検出結果が収束するまで前方保護時間を十分長くすれば、ハンチング開始時点でフレーム同期位置以外はすべて不一致となるため、同期復帰時間はそのフレーム構成から決まる限界の値、すなわち同期はずれ位置からフレーム同期位置までのシフトに要する１フレーム分の時間となる。

以上の議論は、フレーム同期符号が単一パターンのフレーム構成にのみ当てはまる。ＰＣＭ１次群方式のようにフレーム同期符号が１フレームごと交番パターンである場合は、相関メモリ制御方法（Ｉ）によっても同期復帰時間は限界値である１フレーム（0.25 ms）とはならない。これは、交番パターンのフレーム同期符号Ｆ、$\overline{F}$を固定した順序で交互に検出するため、Ｆ、$\overline{F}$を逆相で検出した場合に不一致と判定してしまうことによる。これに対し、フレーム同期符号Ｆ、$\overline{F}$を同時に検出し交番パターンかどうかによって一致／不一致を判定する交番パターン検出回路を用いることによって、上述の問題点は解決する。交番パターン検出回路を用いることによって、ＰＣＭ１次群方式の最悪平均同期復帰時間はシミュレーション値で0.27msとなり、ほぼ、フレーム構成から決まる限界の値0.25msにまで短縮できることを確認した。

以上述べた前方保護時の相関メモリ制御（Ｉ）は、他の制御方法に比べ回路規模をほとんど増加させずに同期復帰時間を改善できるため、極めて有効な方法である。

６．６　結言

本章では、同期復帰時間を大幅に短縮できるフレーム同期方式として、相関検出形遅延集中シフト方式を提案し、その構成と動作原理を述べた。本方式の同期復帰特性を明らかにするため、相関メモリビット数が１フレーム長の場合について最悪平均同期復帰時間の理論式を求めた。また、具体的な適用例として、ＰＣＭ１次群方式、ＤＤＮ１次群方式およびＰＣＭ２次群方式について、相関メモリビット数に対する最悪平均同期復帰時間をシミュレーションおよび実験により求めた。さらに、前方保護時に相関メモリを制御することによって同期復帰時間をより一層短縮する制御方法を検討し、ＰＣＭ１次群方式について同期復帰時間の短縮効果を定量的に明らかにした。

ここで提案した相関メモリ制御方法を適用することにより、フレーム同期符号が単一パターンの場合、最悪平均同期復帰時間をそのフレーム構成から決まる限界の値にまで短縮

できる。またフレーム同期符号が交番パターンの場合は、交番パターン検出回路を用いることにより最悪平均同期復帰時間を同様にその限界値にまで短縮できる。このように相関検出遅延集中シフト方式は、フレーム構成を何ら変更せずに同期復帰時間の大幅な短縮が可能であり、フレーム同期復帰時間の短縮化に対する要求を容易に実現できる。さらに本方式は、汎用性、遅延時間によるクリティカルパスの条件などの点でＬＳＩ化にも適するなど、極めて有効なフレーム同期方式であると考えられる。

第７章　結　論

ディジタル通信網さらには将来のサービス総合ディジタル通信網（ＩＳＤＮ）における音声通信サービスの経済化および高品質化に資することをねらいとして、音声符号化とその応用に関して研究を行った。研究成果を要約すると以下のようになる。

所要素子精度が緩く大規模集積回路（ＬＳＩ）化に適した計数形音声符号化法について、

(1) 計数クロックのパルス幅を２のべき乗で制御することにより折線圧伸ＰＣＭ符号化する方式を提案し、素子精度と特性劣化の関係を明確化した。これによりＬＳＩ化に適した計数形ＰＣＭ符号化法の構成を明らかにした。

(2) 計数形ＰＣＭ符号化法をディジタル網に適用する場合の条件として、ディジタル網クロックが計数符号化クロックと非同期でも符号化出力を同期化できる方法、およびアナログ入力信号のレベル調整法を明らかにした。

従来の64 kb/s ＰＣＭ符号化法の１／２のビットレートである32 kb/s で、優れた音声品質を実現する適応差分符号化法（ＡＤＰＣＭ符号化法）について、

(1) ＡＤＰＣＭ符号化法を縦続接続した場合に量子化雑音が累積しないＡＤＰＣＭ縦続変換符号化アルゴリズムを提案し、動作解析を行った。

(2) 音声信号を優れた品質で符号化すると共に、モデム信号等の非電話信号も伝送可能な32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化法について、信号処理プロセッサ（ＤＳＰ）による構成法を明らかにした。

(3) これらの結果を、国際電信電話諮問委員会（ＣＣＩＴＴ）における32 kb/s ＡＤＰＣＭ符号化方式の標準化に反映した。

電話帯域信号に比較して自然性に富む広帯域（７kHz 帯域）音声を、64 kb/s で高品質に符号化する帯域分割適応差分符号化法（帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法）について、

(1) 広帯域音声の性質を有効に利用する符号化法として、帯域分割と予測符号化を用いる符号化アルゴリズムを提案し、符号化特性を理論的に明らかにした。

(2) この結果を基に、７kHz 帯域音声を64kb/sで符号化する帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法の最適構成、およびこの符号化法のＤＳＰによる構成法を明らかにし、音声と音楽信号に対する品質の主観評価結果を示した。

(3) これらの結果を、ＣＣＩＴＴにおける64kb/s高品質音声符号化方式（帯域分割ＡＤＰＣＭ符号化法を適用）の国際標準化に反映した。

高品質符号化音声を用いる音声会議システムにおいて、多地点間の通信を行うために必要な符号化音声加算方式について、

(1) 7 kHz広帯域音声相互の加算方式、および3.4 kHz 電話帯域音声と7 kHz 広帯域音声との異種帯域音声加算方式を提案すると共に、ラウドネス（人間が感じる主観的な音の大きさ）の点から、最適な音声加算方式の設計法を明らかにした。

(2) 複数の地点で音声加算を行う場合について、縦続加算接続数（会議参加地点数）の制限条件を検討し、その特性を明らかにした。

音声符号化信号をディジタル多重化伝送する符号化装置などに用いられるフレーム同期方式について、

(1) 複数のフレームに渡って符号の相関性を検出することにより同期復帰時間の大幅な短縮を可能とするフレーム同期方式を提案し、解析により同期復帰時間を求めた。

(2) フレーム同期保護と同期復帰を一体化した制御方法を提案し、その同期復帰特性を明らかにした。

音声をメディアとする通信は、電話サービスを中心に公衆通信の基本となっており、音声符号化法の進歩はその経済化、高機能化などに大きく貢献してきた。[105][106] 今後、音声情報通信サービスは益々多様化していくと考えられるが、音声符号化法はその基盤技術として一層重要性を増すと考えられる。将来のＩＳＤＮの構築[107] に向けて、新たな適用領域の開拓を含め、今後とも音声符号化法とその応用に関する研究・開発が望まれよう。

謝　辞

本研究をまとめるに際し、一方ならぬ御指導、御教示を頂いた大阪大学工学部・森永規彦教授に厚く感謝の意を表する。

また、本論文を作成するに当り御指導、御教示を頂いた大阪大学工学部・手塚慶一教授、中西義郎教授、倉薗貞夫教授、同大学産業科学研究所・北橋忠宏教授に厚く感謝の意を表する。

さらに、本論文を作成する過程において有益な御討論、御助言を頂いた大阪大学工学部・村田　正講師に深く感謝する。

本研究は日本電信電話株式会社（旧、日本電信電話公社）電気通信研究所において行ったものであり、研究の機会を与えて頂いた東京電機大学電機通信工学科・荒谷孝夫教授（当時基幹伝送研究部長）、東京理科大学理工学部電気工学科・岩橋英治教授（当時基幹伝送研究部長）、日本電信電話株式会社伝送システム研究所・島田禎晉所長（当時基幹伝送研究部長）、同研究開発技術本部・井上伸雄担当部長（当時基幹伝送研究部統括調査役）、同伝送システム研究所光通信研究部・木村英俊部長（当時伝送システム研究部長）、日本ビクター株式会社総合技術研究所第六研究室・小塚誠一郎室長（当時基幹伝送研究部統括調査役）、日本電信電話株式会社研究開発技術本部・三木哲也担当部長（当時伝送システム研究部主席研究員）、同伝送システム研究所伝送処理研究部・小山正樹部長に深謝する。

本研究を進める過程において、東芝株式会社日野工場光伝送技術部・吹抜洋司部長（当時伝送方式研究室研究専門調査役）、日本電信電話株式会社ネットワークシステム開発センタ・河西宏之担当部長（当時伝送処理研究室長）、同通信網総合研究所通信品質研究部・青山友紀部長（元伝送処理研究室長）、同伝送システム研究所伝送処理研究部・鴇沢郁男研究グループリーダ（当時有線伝送研究室研究専門調査役）、同通信網総合研究所個別通信網研究部・島田正治研究グループリーダ（元伝送処理研究室主幹研究員）に直接の御指導と有益な御討論を頂いた。

計数形音声符号化法の研究において、笹川正明主幹研究員（当時研究主任）には、全般にわたって熱心な御討論を頂いた。適応差分符号化法、帯域分割適応差分符号化法および符号化音声加算方式の研究においては、入江一成主任研究員（当時研究主任）、鈴木純司主任研究員（当時研究主任）に全般にわたって熱心な御討論を頂くと共に、鈴木純司主任

研究員には計算機シミュレーション等に御協力を頂いた。フレーム同期方式の研究において、中沢裕研究主任には実験に御協力を頂いた。

本研究は以上の数多くの方々の御指導、御協力のもとに達成されたものであり、ここに謹んで感謝の意を表す次第である。

文　献

(1)A.H. Reeves : French Patent No.852183, Oct. 23, 1939.

U.S. Patent No.227270, Feb. 3, 1942.

(2)C.E. Shannon : "A mathematical theory of communication", Bell Syst. Tech, J., 27, 4, p.379, July 1948, p.623, Oct. 1948.

(3)B.M. Oliver, J.R. Pierce, and C.E. Shannon : "The philosophy of PCM", Proc. IRE, 36, 11, p.1324, Nov. 1948.

(4)C.G. Davis : "An experimental pulse code modulation system for short-haul trunks", Bell Syst. Tech. J., 41, 1, p.1, Jan. 1962.

(5)熊谷："近距離24通話路PCM方式の概要"，通研第6回研究発表会論文集，第12号，1965.10.

(6)菊地，中浜，坪井，他："新PCM端局の装置構成"，30, 2, pp.479-496, 1981.

(7)岩田，服部，菊地，他："単一チャネルPCM CODEC の設計"，30, 2, pp.521-536, 1981.

(8)N.S. Jayant : "Adaptive quantization with a one-word memory", Bell Syst. Tech. J., 52, 7, pp.1119-1144, 1973.

(9)高，吹抜："Single-Channel-Codecの一検討"，昭51信学会通信部門全国大会 No.296, 1976.

(10)笹川，高："単一チャネル計数形圧伸符号器の構成に関する考察"，信学会論文誌(B), 63-B, 7, 1980.7.

(11)M. Taka, R. Maruta, and A. Le Guyader : "Synchronous tandem algorithm for 32 kbit/s ADPCM", IEEE Trans. Commun., COM-33, 12, Dec. 1985.

(12)J. Suzuki, M. Taka, and I. Tokizawa : "Effect of finite word-length arithmetic processing in ADPCM coding", IEEE Proc. ISCAS, pp.325-326, 1985.

(13)M. Taka, R. Maruta, and S. Unagami : "DSP implementation of sophisticated speech codecs, IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 6, 2, Feb. 1988.

(14)鈴木，高："帯域分割適応予測による64 kb/s広帯域音声符号化方式"，信学会論文誌(A), J68-A, 4, 1985.4.

(15)M. Taka, P. Combescure, P. Mermelstein, and F. Westall : "Overview of the 64 kbit/s (7 kHz) audio coding standard", IEEE Proc. GLOBECOM, pp.593-598, Dec. 1986.

(16)高，鈴木，島田："64 kb/s高品質音声テレコンファレンスシステムにおける音声加算方式"，信学会論文誌(B)，J70-B，11，1987.11.

(17)M. Taka, S. Shimada, and T. Aoyama : "Multimedia multipoint teleconference system using the 7 kHz audio coding standard at 64 kbit/s", IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 6, 2, Feb. 1988.

(18)高，中沢，吹抜："LSI化に適した汎用フレーム同期回路の構成"，通信方式研究会資料 CS79-114，1979.

(19)高，中沢："相関検出を用いたフレーム同期方式の構成と同期復帰特性"，信学会論文誌(B)，63-B，10，1980.10.

(20)CCITT : "Recommendation G.711 ; Pulse code modulation (PCM) of voice frequency", Red Book, Vol.Ⅲ, Fascicle Ⅲ.1, Oct. 1984.

(21)金子，志垣："縦続積分型ＡＤ変換器"，昭51信学会総合全国大会，No.1911.

(22)D.L. Duttweiler : "A μ-255 encoder requiring no precision components", IEEE Trans. Commun., COM-25, 3, pp.297-303, March 1977.

(23)守屋，山沢："積分型圧伸PCMM符号器"、昭52信学総全大、1783.

(24)高，笹川："計数形Single Channel Codecの検討"，信学技報，CS77-9，1977.5.

(25)笹川正明："計数形単一チャネル符号器の検討"，昭和53信学会総合全国大会 No.1859.

(26)笹川正明："計数形単一チャネル符号器の最適構成"，信学技報，CS78-91，1978.8.

(27)CCITT : "Recommendstion G.712 ; Performance characteristrics of PCM channels at audio frequency", Red Book, Vol. Ⅲ, Fascicle Ⅲ.1, Oct. 1984.

(28)K. Yano, H. Amano, M. Nakajima, and H. Shimizu : "A per-channel LSI codec for PCM communications", IEEE Trans, Commun., COM-27, 2, pp.265-271, Feb. 1979.

(29)CCITT : "Recommendation G.721 ; 32 kbit/s adaptive differential pulse code modulation", CCITT Red Book Ⅲ, Oct. 1984.

(30)C.C. Cutler : "Differential quantization of communication signals", Patent No.2605361, July 29, 1952.

(31) N.S. Jayant : "Digital coding of speech waveforms : PCM, DPCM, and DM quantizer", Proc. IEEE, 62, 5, pp.611-632, 1974.

(32) B. Widrow, J.M. McCool, M.G. Larimore, and C.R. Johnson : "Stationary and non-stationary learning characteristics of the LMS adaptive filter", Proc. IEEE, pp.1151-1162, Aug. 1976.

(33) T. Nishitani, S. Aikoh, T. Araseki, K. Ozawa, and R. Maruta : "A 32kb/s toll quality ADPCM codec using a single chip signal processor", IEEE Proc. ICASSP, pp.960-963, Apr. 1982.

(34) J.M. Raulin, G. Bonnerot, J.-L. Jeandot, and R. Lacroix : "A 60 channel PCM-ADPCM converter", IEEE Trans. Commun., COM-30, pp.567-573, Apr. 1982.

(35) D.W. Petr : "32kb/s ADPCM-DLQ coding for network applications", IEEE Proc. GLOBECOM, pp.239-243, Dec. 1982.

(36) W.R. Daumer, X. Maitre, P. Mermelstein, and I. Tokizawa : "Overview of the 32 kbit/s ADPCM algorithm", IEEE Proc. GLOBECOM, pp.774-777, Nov. 1984.

(37) M. Taka, R. Maruta, and A. Le Guyader : "Synchronous tandem algorithm for 32 kbit/s ADPCM", IEEE Proc. GLOBECOM, pp.791-795, Nov. 1984.

(38) X. Maitre and T. Aoyama : "Speech coding activities within CCITT : Status and trends", IEEE Proc. ICASSP, pp.954-959. 1982.

(39) H. Murakami : "A low noise ADPCM-log PCM code converter", IEEE Proc. ISCAS, pp.969-970, 1979.

(40) 入江，高，鴇沢："32 kb/s ADPCM符号化方式"，昭58信学会総合全国大会 No. 2036, 1983.

(41) J. Max : "Quantizing for minimum distortion", IRE Trans. Inform. Theory, IT-6, pp.7-12, Mar. 1960.

(42) D. Miller and P. Mermelstlein : "Prevention of predictor mistracking in ADPCM coders", IEEE Proc. ICC, pp.1508-1512, June 1984.

(43) 鈴木，高，鴇沢："高能率音声CODECの演算語長に関する検討"，通信方式研究会資料 CS83-197, 1984.

(44) 高，鈴木："ADPCM方式における演算語長に関する検討"，昭59信学会総合全国大会 No.2099, 1984.

(45)P. Noll : "Adaptive quantization in speech coding systems", Int. Zurich Seminar on Digital Communication, pp.B3.1-B3.6, Oct. 1976.

(46)CCITT SG XVIII, "Recommendation G.721 (amended)", SG XVIII-Report R26(C), Aug. 1986.

(47)H. Ganbe et al. : "A high speed DSP LSI and its application", IEEE Proc. GLOBECOM, 45.5, 1983.

(48)前田，高："32 kbps音声符号化装置の構成"，通信方式研究会資料 CS85-2, 1984.

(49)前田，高："32 kbps高能率音声符号化装置の構成"，昭60信学会総合全国大会 No. 2011, 1985.

(50)Y. Maeda, M. Tokunaga, and I.Tokizawa : "An advanced multimedia TDM system for closed networks", IEEE Proc. ICC, pp.1073-1077, 1987.

(51)高，入江，鈴木，多田："高能率・高品質音声CODEC"，研究実用化報告，36, 11, pp.1455-1462, 1987.

(52)M. Taka, K. Irie, and Y. Tada : "Low-bit-rate speech codecs and wideband speech codecs", Review of Elec. Commun. Labs., 36, 1, pp.49-56, 1988.

(53)入江，高："CCITT標準/V.29モデム伝送用アルゴリズム切換え型32kb/s ADPCM符号化方式"，昭62信学会情報・システム部門全国大会 No.370, 1987.

(54)T. Aoyama, S. Shimada, M. Taka, and Y. Inoue : "Applications of 7 kHz-band digital speech signal at 64 kbps to ISDN and non-ISDN", IEEE Proc. ICC, pp.23-27, Jun. 1986.

(55)J.D. Johnston and R.E. Crochiere : "An all-digital commentary grade subband coder", Jour. of Audio Eng. Soc., 27, 11, pp.855-865, Nov. 1979.

(56)J.D. Johnston and D.J. Goodman : "Digital transmission of commentary-grade (7kHz) audio at 56 or 64 kbits/s", IEEE Trans. Comm., COM-28, 1, pp.136-138, Jan. 1980.

(57)L. Bertorello, M. Copperi, G. Pirani, and F. Rusina : "Broadcasting-quality transmission of audio signals at 64 kbps", IEEE Proc. ICASSP, pp.1972-1975, May 1982.

(58)P. Combescure, A. Le Guyader, and M. Haghiri : "ADPCM algorithms applied to wideband speech encoding (64kbits/s, 0-7kHz)", IEEE Proc. ICASSP, pp.1976-

1979, May 1982.

(59)林，誉田，北脇："適応予測を用いた高品質音響信号の高能率符号化"，信学会論文誌(A)，J67-A，4，pp.375-382，1984.4.

(60)古井貞熙："ディジタル音声処理"，東海大学出版会，1985.

(61)CCITT："Recommendation G.722；7 kHz audio coding within 64 kbit/s"，SG XVⅢ-Report R26(C)，Aug. 1986.

(62)斉藤，中田："音声情報処理の基礎"，pp.35，オーム社．1981.

(63)鈴木，高，鴇沢："64 kb/s高品位符号化方式"，通信方式研究会資料 CS82-106，1983.

(64)鈴木，高："64 kb/s高品位CODECディジタルインタフェースの検討"，昭58信学会情報・システム部門全国大会 No.287，1983.

(65)D.J. Goodman and R.M. Wilkinson："A robust adaptive quantizer"，IEEE Trans. Comm.，COM-23，pp.1362-1365，Nov. 1975.

(66)D. Esteban and G. Galand："Application of quadrature mirror filters to split band voice coding schemes"，IEEE Proc. ICASSP，pp.191-195，May 1977.

(67)M.D. Paez and T.H. Glisson："Minimum mean-squared-error quantization in Speech PCM and DPCM Systems"，IEEE Trans. comm.，COM-20，pp.225-230，April 1972.

(68)D.J. Goodman："Embedded DPCM for variable bit rate transmission"，IEEE Trans. Commun.，COM-28，pp.1040-1046，1980.

(69)岸本，高："音声通信用A/D，D/A変換器の設計条件"，昭59信学会通信部門全国大会 No.562，1984.

(70)高，中山，安達："64 kb/s高品質音声CODEC A/D変換部の構成"，昭59信学会総合全国大会 No.2093，1984.

(71)Y. Tomita，S. Unagami，T. Masumura，and M. Kajiwara："An implementation of the 64 kbps audio codec based on CCITT recommendation G.722"，IEEE Proc. GLOBECOM，12.5，Nov. 1987.

(72)M. Taka and X. Maitre："CCITT standardizing activities on speech coding"，IEEE Proc. ICASSP，pp.817-820，Apr. 1986.

(73)高 正博："高品質音声の高能率符号化－通信における符号化"，テレビジョン学会誌，40，8，pp.709-711，1986.8.

(74)G. Modena, A. Coleman, P. Coverdale, and P. Usai : "Subjective performance evaluation of the 64 kbit/s (7 kHz) audio coder", IEEE Proc. GLOBECOM, pp.599-604, Dec. 1986.

(75)G. Le Tourneur, J.P. Petit, J. Suzuki, and S. Uagami : "Implementation of the 64 kbit/s (7 kHz) audio coder and its transmission characteristics", IEEE Proc. GLOBECOM, pp.605-609, Dec. 1986.

(76)高，鈴木，島田 ："64 kb/s高品質音声テレコンファレンスシステムの構成法"，昭61信学会通信部門全国大会 No.S8-4, 1986.

(77)高，鈴木，下山，富田 ："テレビ会議用64 kb/s高品質音声CODEC"，通信方式研究会資料 CS83-196, 1984.

(78)黒田，武川，橋本，高 ："テレビ会議用1.5 Mb/sフレーム間符号化装置"，研究実用化報告，33, 11, pp.2717-2729, 1984.

(79)H. Kuroda, H. Hasimoto, and M. Taka : "1.5 Mb/s interframe codec for video teleconferencing", Review of Elec. Commun. Labs., 33, 4, pp.631-638, 1985.

(80)島田，安川，村上，石丸 ："電話会議用中継装置"，研究実用化報告，34, 4, 1985.

(81)J.H. Bobsin, M.A. Marouf, and P.J. Rutkowski : "Network services audio bridge", IEEE Proc. ICC, 4E.3, 1982.

(82)小野，岡村，二階堂 ："ステレオ放送用ディジタル伝送方式"，信学誌，61, 10, pp.1084-1090, 1984.

(83)CCITT : "Recommendation J.41, J.42", Red Book Fascicle Ⅲ.4, 1984.

(84)島田，高，青山 ："専用線マルチメディア多対地通信方式の検討"，情報ネットワーク研究会資料 IN86-71, 1986.

(85)安川，島田，古川 ："音声通信会議に適用する音響エコーキャンセラ"，昭61信学会通信部門全国大会 S8-5, 1986.

(86)BNR Canada : "Integration of wideband and PCM signals in wideband terminals and audio bridges", Doc. 123, Rapporteur's Group on Wideband Speech Coding, SG XⅤⅢ/Q.26, July 1985.

(87)CCITT SG XⅤⅢ : "Draft recommendations G.72y", SG XⅤⅢ-Report R45(C), Aug. 1987.

(88)M. Taka, S. Shimada, and T. Aoyama : "Multi-media teleconferenceing utilizing 7 kHz-digital speech at 64 kbps", IEEE 3rd Int. Workshop on telematic and message handling services", No.1.4-D, Oct. 1986.

(89)島田，高，鈴木，安川 ："マルチメディア多対地遠隔通信システム"，昭62信学会情報・システム部門全国大会 No.S7-4, 1987.

(90)島田，高，鈴木，安川 ："高品質音声多対地テレコンファレンスシステム"，研究実用化報告，36, 11, pp.1463-1469, 1976.

(91)S. Simada, M. Taka, and J. Suzuki : "Multipoint teleconference system providing high-quality speech", Review of Elec. Commun. Labs., 36, 1, pp.57-62, 1988.

(92)仲丸，金子 ："時分割多重符号伝送におけるフレーム同期"，信学誌，43, 12, pp. 1388-1396, 1960.12.

(93)大竹，河西，高 ："PCM400M 多重変換装置の実用化"，研究実用化報告，25, 1, pp. 107-132, 1976.1.

(94)大竹，藤崎，山内 ："高速PCM方式用フレーム同期回路の一検討"，昭49信学会全国大会，No.2244.

(95)大和，手塚，笠原 ："多点監視によるフレーム同期"，信学誌，49, 11, pp.2127-2178, 1966.11.

(96)副島，川上，栗山 ："IC化された新PCM-24端局装置"，施設，24, 9, pp.83-92, 1972.

(97)A.J. Cirillo and D.K.Thovson : "D2 channel bank, Digital Function", Bell Syst. Tech. J., 51, 8, pp.1701-1712, 1972.

(98)守屋，山沢，副島 ："相関検出形同期回路の検討"，信学技報，CS78-125, 1978.9.

(99)高，川島，佐藤 ："フレーム同期復帰特性の向上に関する考察"，通信方式研究会資料 CS78-124, 1978.

(100)高，吹抜 ："LSI化フレーム同期回路の一検討"，昭53信学会通信部門全国大会 No. 216, 1978.

(101)中沢，高 ："相関を用いたフレーム同期方式の同期復帰特性"，通信方式研究会資料 CS79-254, 1979.

(102)沖見，白川，中浜 ："ディジタルデータ伝送方式－同期化されたディジタル端局－"，施設，30, 2, pp.150-160, 1978.

(103)副島，富田，小宮 ："PCM-100M方式（多重変換装置)"，施設，25，5，pp.105-112，1973.

(104)中沢，高 ："相関メモリによるフレーム同期復帰特性改善に関する検討"，昭55信学会総合全国大会 No.2022，1980.

(105)M. Yoshikawa, M. Taka, I. Tokizawa, and T. Aoyama : "Network applications of new speech encoding technologies", IEEE Proc. GLOBECOM, pp.229-233, Dec. 1982.

(106)沖見，小塚 ："音声符号化方式の開発動向"，施設，34，12，1982.

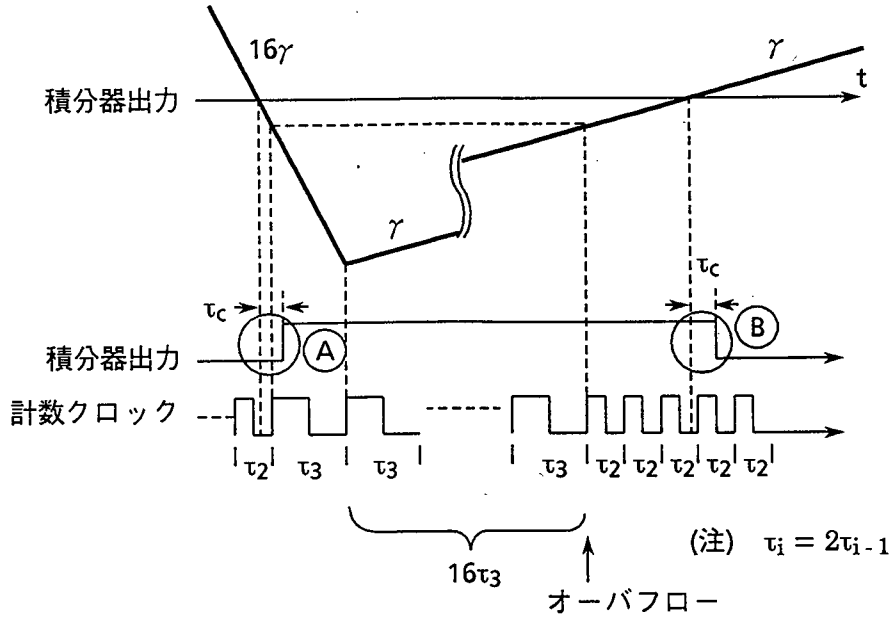
(107)沖見，加納，井上 ："ＩＳＤＮ、Ｉシリーズ国際標準とその技術"，電気通信協会，1987.

付録１　自動計数補償法

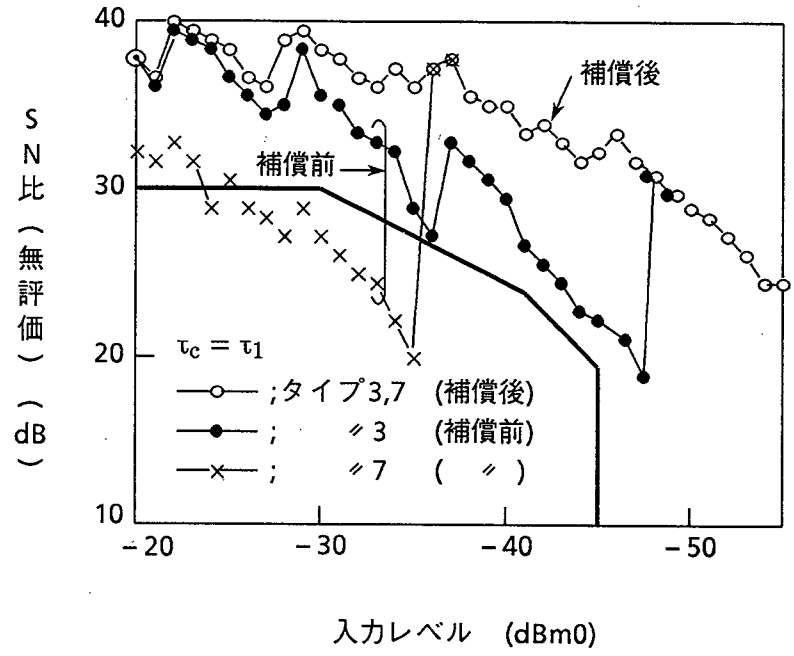
巡回形式における上位ビット判定時の比較器の遅延を補償する方法（ここでは、自動計数補償法と呼ぶ）を以下述べる。

例えば、タイプ３の場合、図Ａ１．１のＡに示す上位ビット判定において、比較器の遅延τ_cの間に計数クロック判定パルス（同図では、計数クロックの立上り時点）が入ると、下位ビット判定の際に計数クロックを16個計数しても、積分器出力は逆極性にならない。したがってこのときの標本値は、折線区間Ⅱに属するにもかかわらず折線区間Ⅲの最小レベルと判定され、著しい特性劣化を招く。

上記の特性劣化は、図Ａ１．１に示す原理により完全に解消できる。すなわち、下位ビット判定の際、16個の計数クロックを計数してカウンタがオーバフローとなると、計数クロックのパルス幅をτ_3からτ_2へ変更し、オーバフロー点から改めて計数する。すなわち、計数クロックτ_3を16個計数しても積分器出力が逆極性とならない（カウンタがオーバフローする）のは比較器の遅延によるものであり、入力信号レベルは本来は１つ小さな折線区間にあることがわかる。したがって、この時点から計数クロックτ_2に戻して計数し直すことにより、正しい計数符号化ができる。このような方法により、Ａにおける比較器の遅延は自動的に補償される。この自動計数補償法によるＳＮ比の改善効果を計算機シミュレーションによって求めた。その結果を図Ａ１．２に示す。



図Ａ１．１　自動計数補償法の原理



図Ａ１．２　自動計数補償によるＳＮ比改善

なお、Ｂにおける比較器の遅延τ_cは、この原理では解消できないが、下位ビット判定の開始をτ_cだけずらせることにより小さくできる。

付録２　最適量子化割り当てビット数および量子化雑音最小値の導出

最適量子化割り当てビット数を求める式（４．４）、および量子化雑音最小値を与える式（４．５）の導出法を示す。

フレーム内量子化雑音電力E_fが各帯域の量子化ビット数N_iの関数であることに着目し、Lagrangeの未定乗数法を用いれば

$$F=\sum_{i=1}^{M}\frac{1}{w_i 2^{2(N_i-1)}}\sum_{n=1}^{w_i N}\{d_i(n)\}^2\{Q_i(n)\}^2 - \lambda\left(\sum_{i=1}^{M} w_i N_i - \overline{N}\right) \qquad (A2.1)$$

において、Ｆの微小量$dF=0$を満たすN_iの値が最適量子化ビット割り当てとなる。ここで$\overline{N}$は平均量子化ビット数であり、標本化速度f_s (Hz)、伝送速度N_s(bit/sec) のとき式（Ａ２．２）で表される。

$$\overline{N}=N_s/f_s=\sum_{i=1}^{M} w_i N_i \qquad (A2.2)$$

式（Ａ２．１）に本文式（４．６）を代入し、$\partial F/\partial N_i=0$とおくと、式（Ａ２．３）が得られる。

$$N_i=\frac{1}{2}\left\{\log_2\left(-\frac{8\ln 2}{\lambda}\right)+\log_2\left(\frac{E_i}{w_i}\right)\right\} \qquad (A2.3)$$

式（Ａ２．３）の両辺にw_iを乗じて、ｉについてから１からＭまで加え合わせ、本文式（４．１）と式（Ａ２．２）の関係を利用すると式（Ａ２．４）が得られる。

$$\overline{N}=\frac{1}{2}\left\{\log_2\left(-\frac{8\ln 2}{\lambda}\right)+\log_2\prod_{i=1}^{M}\left(\frac{E_i}{w_i}\right)^{w_i}\right\} \qquad (A2.4)$$

式（Ａ２．３）から式（Ａ２．４）を辺々差し引いて、最適量子化割り当てビット数N_iを求めると本文式（４．４）が得られる。さらに、このN_iを本文式（４．３）に代入して、量子化雑音電力E_fの最小値$E_{f,min}$を求めると本文式（４．５）が得られる。