

JT-G727

5ビット、4ビット、3ビット及び 2ビット/サンプルエンベデッド 適応差分パルス符号変調

5-,4-,3-,and 2-bits/sample embedded adaptive
differential pulse code modulation

第 2.1 版

2005 年 6 月 17 日制定

社団法人
情報通信技術委員会

THE TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY COMMITTEE

本書は、（社）情報通信技術委員会が著作権を保有しています。
内容の一部又は全部を（社）情報通信技術委員会の許諾を得ることなく複製、転載、改変、
転用及びネットワーク上での送信、配布を行うことを禁止します。

目 次

1. 本標準の規定範囲	5
2. 概要	6
3. エンベデッドADPCMアルゴリズム	7
3.1 ADPCM符号器	9
3.2 ADPCM復号器	9
3.3 全0符号語の発生頻度に対する考慮	9
3.4 応用	9
4. ADPCM符号器の原理	10
4.1 入力PCMフォーマット変換部	10
4.2 差分信号算出部	10
4.3 適応量子化器	12
4.4 ビットマスク部	12
4.5 適応逆量子化器	14
4.6 量子化スケールファクタ適応部	14
4.7 適応速度制御部	15
4.8 適応予測器および再生信号算出器	16
4.9 トーンおよび変化点の検出器	17
5. ADPCM復号器の原理	19
5.1 ビットマスク部	20
5.2 フィードバック適応逆量子化器	20
5.3 フィードフォワード適応逆量子化器	20
5.4 量子化スケールファクタ適応部	20
5.5 適応速度制御部	20
5.6 適応予測器およびフィードバック再生信号算出器	20
5.7 フィードフォワード再生信号算出器	20
5.8 トーンおよび変化点の検出器	20
5.9 出力PCMフォーマット変換部	20
5.10 同期符号化補正部	20
6. 演算の詳細	22
6.1 入出力信号	22
6.2 変数の説明およびサブブロックの詳細	27
6.2.1 入力PCMフォーマット変換部および差分信号算出部	27
6.2.2 適応量子化器	28
6.2.3 ビットマスク部	32
6.2.4 適応逆量子化器	33
6.2.5 量子化スケールファクタ適応部	37
6.2.6 適応速度制御部	40
6.2.7 適応予測器およびフィードバック再生信号算出器	43
6.2.8 フィードフォワード再生信号算出器	52
6.2.9 トーンおよび変化点の検出器	52
6.2.10 出力PCMフォーマット変換部および同期符号化補正部	53

付属資料 均一量子化された入出力信号を用いるための拡張	60
1. 本付属資料の規定範囲	60
2. ADPCMアルゴリズムにおける変更点	60
3. 演算の詳細における変更点	64
3.1 入出力信号	64
3.2 内部処理変数について	64
3.3 入力PCMフォーマット変換部および差分信号算出部の変更点	64
3.4 出力PCMフォーマット変換部および同期符号化補正部の削除	65
3.5 出力リミッタ	65
付録 用語対照表	66
付録 用語解説	67

<参考>

1. 国際勧告等との関連

本標準は、加速手続きによる郵便投票により1990年12月に承認されたITU-T勧告G.727に準拠したものである。また、本標準の付属資料は、1994年に承認されたITU-T勧告G.727 ANNEX A、および2005年5月に承認されたITU-T勧告G.727 Corrigendum 1 "Correction to Annex A: Extensions of Recommendation G.727 for use with uniform-quantized input and output"に準拠したものである。

2. 上記国際勧告等に対する追加項目等

2.1 オプション選択項目

なし

2.2 ナショナルマター決定項目

なし

2.3 その他

- (1) 本標準は、上記ITU-T勧告に対し、先行している項目はない。
- (2) 本標準は、上記ITU-T勧告に対し、追加した項目はない。
- (3) 本標準においては、上記ITU-T勧告に対し、A則PCM符号化方式に関する記述を全て削除している。理由は、PCM符号化方式として μ 則を採用しているわが国の現状による。
- (4) 本標準は、上記ITU-T勧告に対し、変更した項目はない。

2.4 原勧告との章立て構成比較表

上記国際勧告等との章立て構成の相違はない。

3. 改版の履歴

版数	制定日	改版内容
第1版	平成 3年 4月26日	制定
第2版	1995年 4月27日	付属資料の追加 および 表現の適正化
第2.1版	2005年 6月17日	付属資料の誤記訂正 (Corrigendum 1の反映)

4. 工業所有権

本標準に関わる「工業所有権の実施の権利に係る確認書」の提出状況は、TTCホームページでご覧になれます。

5. その他

- (1) 参照している勧告、標準等

TTC標準 : JT-G711、JT-G726、JT-G764

1. 本標準の規定範囲

本標準は、5ビット、4ビット、3ビットおよび、2ビット／サンプル（すなわち、40 kbit/s、32 kbit/s、24 kbit/s および、16 kbit/s のビットレート）で動作するエンベデッド適応差分パルス符号変調（ADPCM）アルゴリズムの仕様を定める。以下に示す仕様は、64 kbit/s μ PCMチャンネルと可変速度エンベデッドADPCMチャンネルとの相互変換のためのものであり、標準JT-G711に従うPCM符号化方式で符号化された音声帯域のアナログ信号の符号に対する符号変換を定義する。

本標準では符号器側がADPCM符号語ビットが廃棄されたか否かを知らず、復号器側はそれを知っているというシステムを対象としている。

2. 概要

ここに規定するエンベデッドADPCMアルゴリズムは、標準JT-G726に定義されるADPCMアルゴリズムの拡張であり、標準JT-G764に規定されるパケット音声プロトコル（PVP）に従って使用される音声パケットシステムのための標準である。

PVPは、必要に応じ音声パケットの長さを調整することで輻輳を緩和することができる。ここに述べるエンベデッド特性の利用により、各符号語のLSB部分を発信エンドポイントと中間ノードの一方または両方において廃棄することによって輻輳を緩和できる。

この方法は輻輳時にパケット全体を廃棄する方法に比較して明らかに良い性能が得られる。

3章はADPCM符号変換アルゴリズムの概要を与える。図3-1/JT-G727は符号器と復号器の基本構成図を示す。4章と5章はそれぞれ、ADPCMの符号化、復号化の原理と機能を記述する。6章はアルゴリズムの具体的な計算方法を示し、符号器と復号器のサブブロックをある特定の論理シーケンスを用いて詳細に定義する。もし他の計算方法を用いる場合、変数を処理した結果が全く同一の値となるように厳密な注意を払わなければならない。6章に詳細に記された処理から少しでも逸脱すれば重大な性能劣化を引き起こす可能性がある。

3. エンベデッドADPCMアルゴリズム

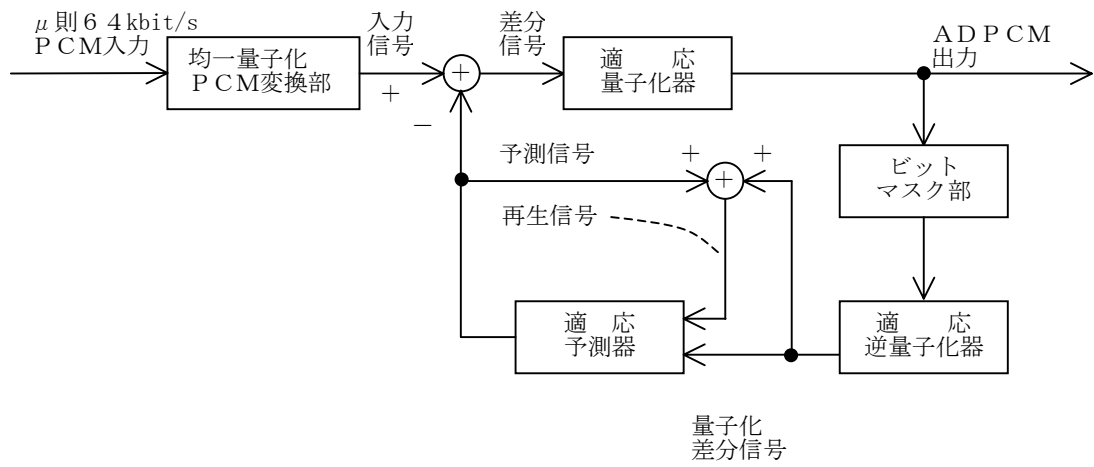
エンベデッドADPCMアルゴリズムは符号器や復号器のブロック外でビット廃棄を許せる可変速度符号化アルゴリズムである。このアルゴリズムは、低いビットレートの量子化器の判別レベルが最高ビットレートの量子化器の部分集合になるような一連のアルゴリズムからなる。これにより、送受間の連携なしに、網の任意の点でビット削減が可能となる。これと対照的に、CCITT勧告G. 726にあるような従来のADPCMの判別レベルは、このような部分集合の関係にないため、送信側は受信側に符号化速度と符号化アルゴリズムを知らせなければならない。

エンベデッドアルゴリズムは、輻輳緩和を必要とするような、予測できず、かつ、急激なトラヒックの増加に対処できる。輻輳緩和措置は符号化が終わったあとも起こしうる点で、エンベデッド符号化は、サンプル毎に符号器と復号器が同一のビット数を使わなければならない可変速度符号化とは異なっている。何れの場合も、復号器はサンプル毎に使用すべきビット数を知らなければならない。

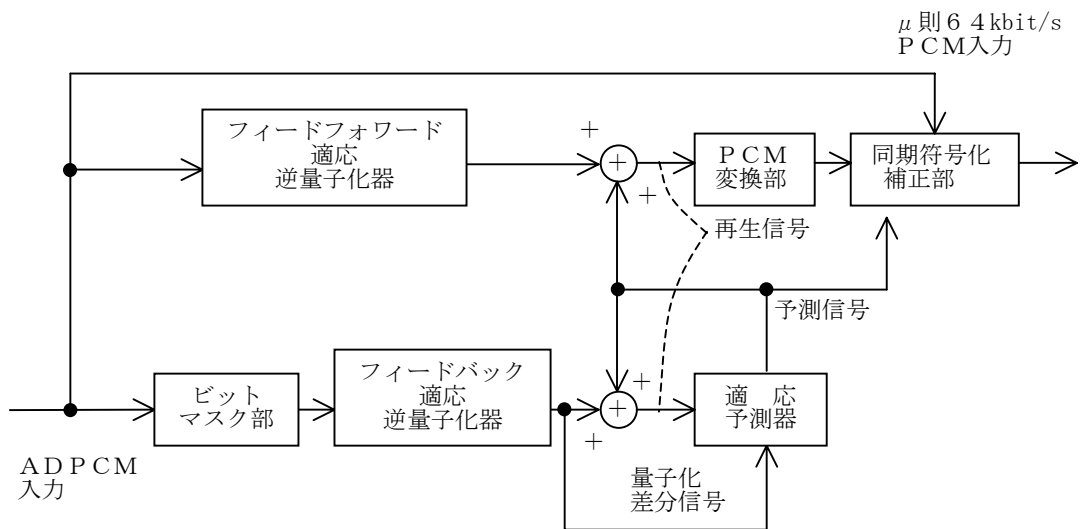
エンベデッドアルゴリズムでは、コアビットとエンハンスメントビットからなる符号語が作られる。フィードフォワード (FF) パスはコアビットとエンハンスメントビットとを使用し、フィードバック (FB) パスはコアビットのみを使用する。逆量子化器と符号器、復号器双方の予測器はコアビットを使用する。この構成により、エンハンスメントビットは網輻輳の間は廃棄しうる。しかしながら、符号器、復号器共に、ミストラッキングを避けるためにFBパスのコアビット数は同一に保たなければならない。

エンベデッドADPCMのビットレートは、40 kbit/s、32 kbit/s、24 kbit/s および、16 kbit/s の4種類であり、32 kbit/s、24 kbit/s および、16 kbit/s の量子化器の判別レベルは40 kbit/s の量子化器の判別レベルの部分集合になっている。エンベデッドADPCMアルゴリズムは、(x, y) 対により参照され、xはFF (コアとエンハンスメント) ADPCMビットを、yはFB (コア) ADPCMビットを表す。例えば、仮にyを2と設定すると、(5, 2)は40 kbit/s エンベデッドアルゴリズムを表し、(4, 2)は32 kbit/s、(3, 2)は24 kbit/s、(2, 2)は16 kbit/s アルゴリズムを表す。コアビットの最小値は2であるため、ビットレートは16 kbit/s 以下にはならない。エンベデッドADPCMの符号器、復号器の基本構成図を図3-1/JT-G 727に示す。

この標準においては符号化速度40 kbit/s、32 kbit/s、24 kbit/s および、16 kbit/s、コアレート32 kbit/s、24 kbit/s および、16 kbit/s を対象としている。これは、具体的にはコアレート16 kbit/s に対応する(5, 2)、(4, 2)、(3, 2)、(2, 2)、コアレート24 kbit/s に対応する(5, 3)、(4, 3)、(3, 3)、および、コアレート32 kbit/s に対応する(5, 4)、(4, 4)の9種類である。



符号器



復号器

図 3-1 / JT-G727 基本構成図
(CCITT G.727)

3.1 ADPCM符号器

μ 則で量子化されたPCM入力信号を均一量子化PCM信号に変換した後、その入力信号から入力信号の予測値を引くことにより差分信号を得る。4レベル、8レベル、16レベルあるいは、32レベルの適応量子化器を用いて、差分信号の値に対し2ビット、3ビット、4ビットあるいは、5ビットの符号を割り当て、復号器へ伝送する。(復号器においては、必ずしもすべてのビットを必要としない。パケット網においては、輻輳を緩和するためにいくつかのビットが廃棄されうるからである。伝送エラーが無くパケットが目的地へ到達するならば、受信サンプルにおけるコアビットの到達は保証されている。)

逆量子化器へは、FBビットが与えられる。コアビットの数は選択されたエンベデッドアルゴリズムに依存する。たとえば(5, 2)アルゴリズムでは、コアビットは常に2ビットである。逆量子化器で、コアビットから量子化差分信号を生成する。入力信号の予測値を量子化差分信号に加えることにより入力信号を再生する。再生信号と量子化差分信号が、適応予測器の入力となり、適応予測器は次の入力信号に対する予測値を算出する。符号器は、このようにフィードバックループを形成している。

3.2 ADPCM復号器

復号器には符号器のフィードバックループと全く同一のものが含まれている。それに加えて、FFパスに均一量子化PCM信号から μ 則PCM信号への変換器が含まれている。

同期符号化補正部によりコアビットとエンハンスメントビットを用いて、ある条件(5.10節参照)の下で、同期タンデム符号化(たとえばADPCM-PCM-ADPCM等のデジタル接続)による累積的な歪みを防いでいる。同期符号化補正部では、次段のADPCM符号化の際の量子化雑音を除去するようにPCM出力符号を補正している。

3.3 全0符号語の発生頻度に対する考慮

これらのアルゴリズムは全0符号語を発生し得るので、1の発生頻度に対する要求があるならば標準J T-G 7 6 4に準拠すべきである。もし標準J T-G 7 6 4に準拠しない場合は、その要求を満足する他の方法を用いるべきである。

3.4 応用

標準J T-G 7 6 4に準拠している応用においては、標準J T-G 7 6 4で定義されているパケットヘッダー内の符号化タイプ(CT)フィールドおよびブロック廃棄表示(BDI)フィールドが、どのアルゴリズムを用いるかを復号器へ通知する。その他の応用においては、使用されるPVPが上記と同様な情報を復号器へ通知しなければならない。

4. ADPCM符号器の原理

図4-1/JT-G727は、符号器のブロック図である。各変数において、 k は標本点を示しており、標本は125 μ sec間隔でとられている。各ブロックの基本的な機能を、以下4.1節から4.9節に示す。

4.1 入力PCMフォーマット変換部

このブロックでは μ 則で量子化されたPCM入力信号 $s(k)$ を、均一量子化されたPCM信号 $s_L(k)$ に変換する。

4.2 差分信号算出部

このブロックでは均一量子化されたPCM信号 $s_L(k)$ と予測信号 $s_e(k)$ より差分信号 $d(k)$ を算出する。

$$d(k)=s_L(k)-s_e(k) \quad (1)$$

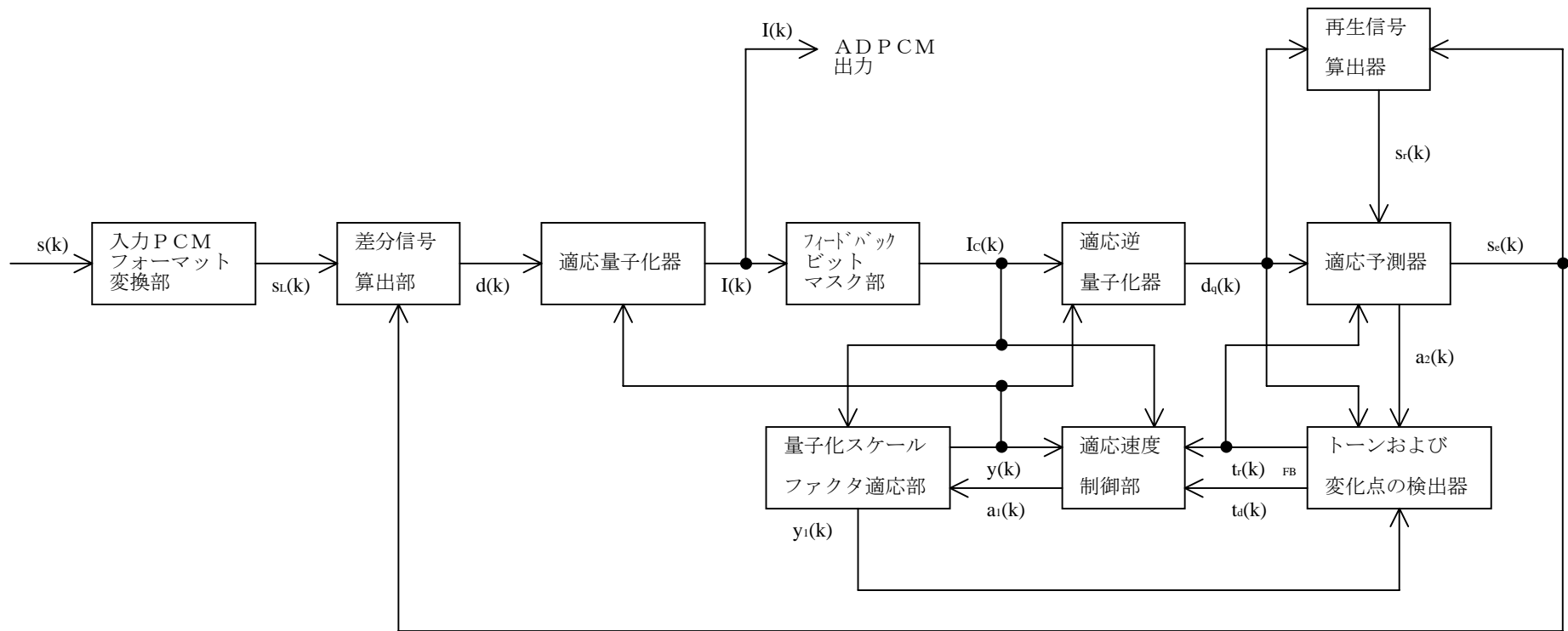


図4-1 / JT-G727 符号器ブロック図
(CCITT G.727)

4.3 適応量子化器

4 レベル、8 レベル、16 レベルまたは、32 レベルの不均一量子化を行なう適応量子化器を用いて、差分信号 $d(k)$ を量子化する。量子化に先だち、差分信号 $d(k)$ を2を底とする対数に変換し、次に量子化スケールファクタ適応部より算出されるスケールファクタ $y(k)$ で正規化する。正規化した量子化器の入出力特性(10進表示)を16 kbit/s、24 kbit/s、32 kbit/s および、40 kbit/s のそれぞれについて表4-1/JT-G727から表4-4/JT-G727に示す。差分信号 $d(k)$ の量子化した値を2ビット、3ビット、4ビットまたは、5ビットで符号化する。(最上位ビットで符号を、残りのビットで振幅を表わす。)2ビット、3ビット、4ビットまたは、5ビットの量子化器出力 $I_c(k)$ がそれぞれ16 kbit/s、24 kbit/s、32 kbit/s または、40 kbit/s 出力信号となり、ビットマスク部に入力される。 $I_c(k)$ はエンハンスメントビットとコアビットを含む。

4.4 ビットマスク部

本ブロックでは入力信号 $I_c(k)$ を論理的に右シフトして桁落ちするビットをマスクしコアビット $I_c(k)$ を作る。選択したエンベデッドアルゴリズムによりマスクするビット数と右シフトする数が決まる。例えば、(4, 2) アルゴリズムが選択された場合には、本ブロックで最下位の2ビットをマスクし、残りのビットを2だけ右へシフトする。ビットマスク部の出力 $I_c(k)$ は適応逆量子化器、量子化スケールファクタ適応部および適応速度制御部に入力される。

表4-1/JT-G727 16 kbit/s エンベデッド動作時の正規化した量子化器入出力特性 (CCITT G.727)

正規化した量子化器の入力範囲 $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I_c(k) $	正規化した量子化器の出力 $\log_2 d_q(k) - y(k)$
$(-\infty, 2.04)$	0	0.91
$[2.04, \infty)$	1	2.85

表4-2/JT-G727 24 kbit/s エンベデッド動作時の正規化した量子化器入出力特性 (CCITT G.727)

正規化した量子化器の入力範囲 $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I_c(k) $	正規化した量子化器の出力 $\log_2 d_q(k) - y(k)$
$(-\infty, 0.96)$	0	-0.09
$[0.96, 2.04)$	1	1.55
$[2.04, 2.78)$	2	2.40
$[2.78, \infty)$	3	3.09

表 4-3 / JT-G727 3.2 kbit/s エンベデッド動作時の正規化した
(CCITT G.727) 量子化器入出力特性

正規化した量子化器の 入力範囲 $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I(k) $ $ I_c(k) $	正規化した量子化器の出力 $\log_2 d_q(k) - y(k)$
$(-\infty, -0.05)$	0	-1.06
$[-0.05, 0.96)$	1	0.53
$[0.96, 1.58)$	2	1.29
$[1.58, 2.04)$	3	1.81
$[2.04, 2.42)$	4	2.23
$[2.42, 2.78)$	5	2.59
$[2.78, 3.16)$	6	2.95
$[3.16, \infty)$	7	3.34

表 4-4 / JT-G727 4.0 kbit/s エンベデッド動作時の正規化した
(CCITT G.727) 量子化器入出力特性

正規化した量子化器の 入力範囲 $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I(k) $	正規化した量子化器の出力 $\log_2 d_q(k) - y(k)$
$(-\infty, -1.05)$	0	-2.06
$[-1.05, -0.05)$	1	-0.48
$[-0.05, 0.54)$	2	0.27
$[0.54, 0.96)$	3	0.76
$[0.96, 1.30)$	4	1.13
$[1.30, 1.58)$	5	1.44
$[1.58, 1.82)$	6	1.70
$[1.82, 2.04)$	7	1.92
$[2.04, 2.23)$	8	2.13
$[2.23, 2.42)$	9	2.33
$[2.42, 2.60)$	10	2.51
$[2.60, 2.78)$	11	2.69
$[2.78, 2.97)$	12	2.87
$[2.97, 3.16)$	13	3.05
$[3.16, 3.43)$	14	3.27
$[3.43, \infty)$	15	3.56

(注) 表 4-1 / JT-G727 から表 4-4 / JT-G727 において、“[” は境界値をその範囲に含み、“(” は境界値をその範囲に含まないことを示す。

4.5 適応逆量子化器

量子化された差分信号 $d_q(k)$ は表 4-1/JT-G727 から表 4-4/JT-G727 のいずれかの正規化した量子化特性より定まる値 $y(k)$ を用いてスケーリングし、次に対数から真数に変換すれば求まる。予測差分信号 $s_e(k)$ と $d_q(k)$ とが加算されて入力信号 $s_r(k)$ を再生する。表 4-1/JT-G727 から表 4-4/JT-G727 の特性はそれぞれ 2 ビット、3 ビット、4 ビットまたは、5 ビットの時に FF パスで使用する。

4.6 量子化スケールファクタ適応部

このブロックではスケールファクタ $y(k)$ を算出し、量子化器および逆量子化器に出力する。(スケールファクタ $y(k)$ は、適応速度制御ブロックにも出力する。) ここに入力される信号は、ビットマスクされた出力 $I_c(k)$ と、適応速度制御変数 $a_L(k)$ である。

量子化器におけるスケーリングの基本原理は高速と低速の 2 種類のスケールファクタを適応的に求める事にある。

- (1) 高速のスケールファクタは差分信号が大きな変動を示すような信号 (例えば音声) に対応する。
- (2) 低速のスケールファクタは差分信号が小さな変動を示すような信号 (例えば音声周波数帯域データ信号やトーン信号) に対応する。

量子化の適応速度は、高速と低速のスケールファクタを合成した値により制御される。

高速 (固定されていない) のスケールファクタ $y_u(k)$ は、結果として得られた対数のスケールファクタ $y(k)$ から底 2 の対数のもとで巡回的に算出される。

$$y_u(k) = (1 - 2^{-5})y(k) + 2^{-5}W[I_c(k)] \quad (2)$$

ここで $y_u(k)$ は $1.06 \leq y_u(k) \leq 10.00$ に制限される。

2 コアビット動作 (内 1 ビットは符号) の場合、離散的な関数 $W[I_c(k)]$ 、以下の様に定義する。

$ I_c(k) $	1	0
$W[I_c(k)]$	27.44	-1.38

3 コアビット動作 (内 1 ビットは符号) の場合、離散的な関数 $W[I_c(k)]$ を、以下の様に定義する。

$ I_c(k) $	3	2	1	0
$W[I_c(k)]$	36.38	8.56	1.88	-0.25

4 コアビット動作 (内 1 ビットは符号) の場合、離散的な関数 $W[I_c(k)]$ を、以下の様に定義する。

$ I_c(k) $	7	6	5	4	3	2	1	0
$W[I_c(k)]$	69.25	21.25	11.50	6.13	3.13	1.69	0.25	-0.75

$y(k)$ の係数 $(1 - 2^{-5})$ により適応化の過程において過去の影響が時間とともに減少し、これにより、伝送誤りがあっても符号器と復号器の内部状態は両者が一致するべく収束する。

低速 (固定している) のスケールファクタ $y_L(k)$ は $y_u(k)$ をローパスフィルタ処理することにより求まる。

$$y_L(k)=(1-2^{-6})y_L(k-1)+2^{-6}y_u(k) \quad (3)$$

さらに、高速と低速のスケールファクタを合成して最終的なスケールファクタを求める。

$$y(k)=a_L(k)y_u(k-1)+[1-a_L(k)]y_L(k-1) \quad (4)$$

ここで $0 \leq a_L(k) \leq 1$ である。

4.7 適応速度制御部

適応速度制御変数 $a_L(k)$ は、 $[0, 1]$ の範囲の値をとる。 $a_L(k)$ は音声信号の場合 1 に近づき、音声周波数帯域データ信号やトーン信号の場合は 0 に近づく。 $a_L(k)$ は差分信号の変化率より算出する。

$I_c(k)$ の大きさの平均値を示す値を 2 種類算出する。

$$d_{ms}(k)=(1-2^{-5})d_{ms}(k-1)+2^{-5}F[I_c(k)] \quad (5)$$

および

$$d_{mL}(k)=(1-2^{-7})d_{mL}(k-1)+2^{-7}F[I_c(k)] \quad (6)$$

ここで $F[I_c(k)]$ を次のように定義する。

2 コアビット動作 (内 1 ビットは符号) の場合

$ I_c(k) $	1	0
$F[I_c(k)]$	7	0

3 コアビット動作 (内 1 ビットは符号) の場合

$ I_c(k) $	3	2	1	0
$F[I_c(k)]$	7	2	1	0

4 コアビット動作 (内 1 ビットは符号) の場合

$ I_c(k) $	7	6	5	4	3	2	1	0
$F[I_c(k)]$	7	3	1	1	1	0	0	0

従って、 $d_{ms}(k)$ は $F[I_c(k)]$ の比較的短期間の平均値であり、 $d_{mL}(k)$ は $F[I_c(k)]$ の比較的長期間の平均値である。

これらの2種類の平均値を用いて変数 $a_p(k)$ を定義する。

$$a_p(k) = \begin{cases} (1-2^{-4})a_p(k-1)+2^{-3}, & |d_{ms}(k)-d_{mL}(k)| \geq 2^3 d_{mL}(k) \\ (1-2^{-4})a_p(k-1)+2^{-3}, & y(k) < 3 \\ (1-2^{-4})a_p(k-1)+2^{-3}, & t_d(k)=1 \\ 1, & t_r(k)=1 \\ (1-2^{-4})a_p(k-1), & \text{その他} \end{cases} \quad (7)$$

従って、 $a_p(k)$ は $d_{ms}(k)$ と $d_{mL}(k)$ の差が大きいとき ($I_c(k)$ の大きさの平均値が変化しているとき) また、空きチャネル ($y(k) < 3$ で示される) の場合、あるいは狭帯域信号の場合 (4.9 節で述べるように $t_d(k) = 1$ で示される) は2に近づく。 $a_p(k)$ は $d_{ms}(k)$ と $d_{mL}(k)$ の差が小さいとき ($I_c(k)$ の大きさの平均値が比較的一定のとき) は0に近づく。狭帯域信号の変化を検出 ($t_r(k) = 1$ で示される。4.9 節参照) すると、 $a_p(k)$ は1にセットされる。

次に $a_p(k-1)$ を制限し、前述の (4) 式で用いる $a_L(k)$ を求める。

$$a_L(k) = \begin{cases} 1, & a_p(k-1) > 1 \\ a_p(k-1), & a_p(k-1) \leq 1 \end{cases} \quad (8)$$

この非対称な制限により、 $I_c(k)$ の絶対値がしばらく一定値を保つまで、適応速度を速い状態から遅い状態へ移行させるのを遅らせている。これによりスイッチドキャリアの音声周波数帯域データ信号のようなパルス状の入力信号に対して、早まって移行することがないようにしている。

4.8 適応予測器および再生信号算出器

適応予測器の主な機能は、量子化した差分信号 $d_q(k)$ から予測信号 $s_e(k)$ を算出することである。2種類の適応予測器が用いられており、6次の零予測器と2次の極予測器からなる。この二重構成の予測器により、様々な入力信号に十分対応することができる。

予測信号 $s_e(k)$ は次のように算出される。

$$s_e(k) = \sum_{i=1}^2 a_i(k-1)s_i(k-i) + s_{ez}(k) \quad (9)$$

ここで、 $s_{ez}(k) = \sum_{i=1}^6 b_i(k-1)d_q(k-i)$ であり、

また、再生信号を次のように定義する。

$$s_r(k-i) = s_e(k-i) + d_q(k-i)$$

どちらの予測器の係数も簡易グラジエント法を用いて逐次更新される。

2次予測器の場合は、

$$a_1(k) = (1 - 2^{-8})a_1(k-1) + (3 \cdot 2^{-8})\text{sgn}[p(k)]\text{sgn}[p(k-1)] \quad (10)$$

$$a_2(k) = (1 - 2^{-7})a_2(k-1) + 2^{-7}\{\text{sgn}[p(k)]\text{sgn}[p(k-2)] - f[a_1(k-1)]\text{sgn}[p(k)]\text{sgn}[p(k-1)]\} \quad (11)$$

ここで $p(k) = d_q(k) + s_{ez}(k)$ であり、

$$f(a_1) = \begin{cases} 4a_1, & |a_1| \leq 2^{-1} \\ 2\text{sgn}(a_1), & |a_1| > 2^{-1} \end{cases}$$

である。また $\text{sgn}[0] = 1$ であるが、 $P(k-i) = 0$ かつ $i = 0$ の時に限り、 $\text{sgn}[p(k-i)]$ を 0 と定義する。

安定条件は、

$$|a_2(k)| \leq 0.75 \quad \text{かつ} \quad |a_1(k)| \leq 1 - 2^{-4} - a_2(k)$$

である。

$$t_r(k) = 1 \quad (4.9 \text{ 節参照}) \text{ の時は、} \quad a_1(k) = a_2(k) = 0 \text{ とする。}$$

6次の予測器の場合は、

$$b_i(k) = (1 - 2^{-8})b_i(k-1) + 2^{-7}\text{sgn}[d_q(k)]\text{sgn}[d_q(k-i)] \quad (12)$$

$i=1, 2, \dots, 6$

である。 $t_r(k) = 1$ (4.9 節参照) の時は、 $b_1(k) = b_2(k) = \dots = b_6(k) = 0$ とする。この場合も $\text{sgn}[0] = 1$ であるが、 $d_q(k-i) = 0$ かつ $i = 0$ の時に限り、 $\text{sgn}[d_q(k-i)]$ を 0 と定義する。これにより $b_i(k)$ は、 ± 2 の範囲に制限される。

4.9 トーンおよび変化点の検出器

キャラクタモードで動作している周波数シフトキーイング (FSK) モデムから生じる信号に対する性能を改善するため、2段階の検出手順を定義する。まず、狭帯域の信号 (例えばトーン信号) を検出した時、量子化器の適応速度を高速側に移す。

$$t_d(k) = \begin{cases} 1, & a_2(k) < -0.71875 \\ 0, & \text{その他} \end{cases} \quad (13)$$

さらに、狭帯域の信号の変化を検出した時、予測器の計数を0にセットし、量子化器の適応速度を高速側に移す。

$$t_r(k) = \begin{cases} 1, & a_2(k) < -0.71875 \quad \text{かつ} \quad |d_q(k)| > 24 \cdot 2^{y_L(k)} \\ 0, & \text{その他} \end{cases} \quad (14)$$

5. ADPCM復号器の原理

図5-1/JT-G727は、復号器のブロック図である。復号器には、コアビットを用いて予測信号を計算するFBパスと、コアビットとエンハンスメントビットより出力PCM符号語を再生するFFパスとがある。各ブロックの機能を5.1節から5.10節に示す。

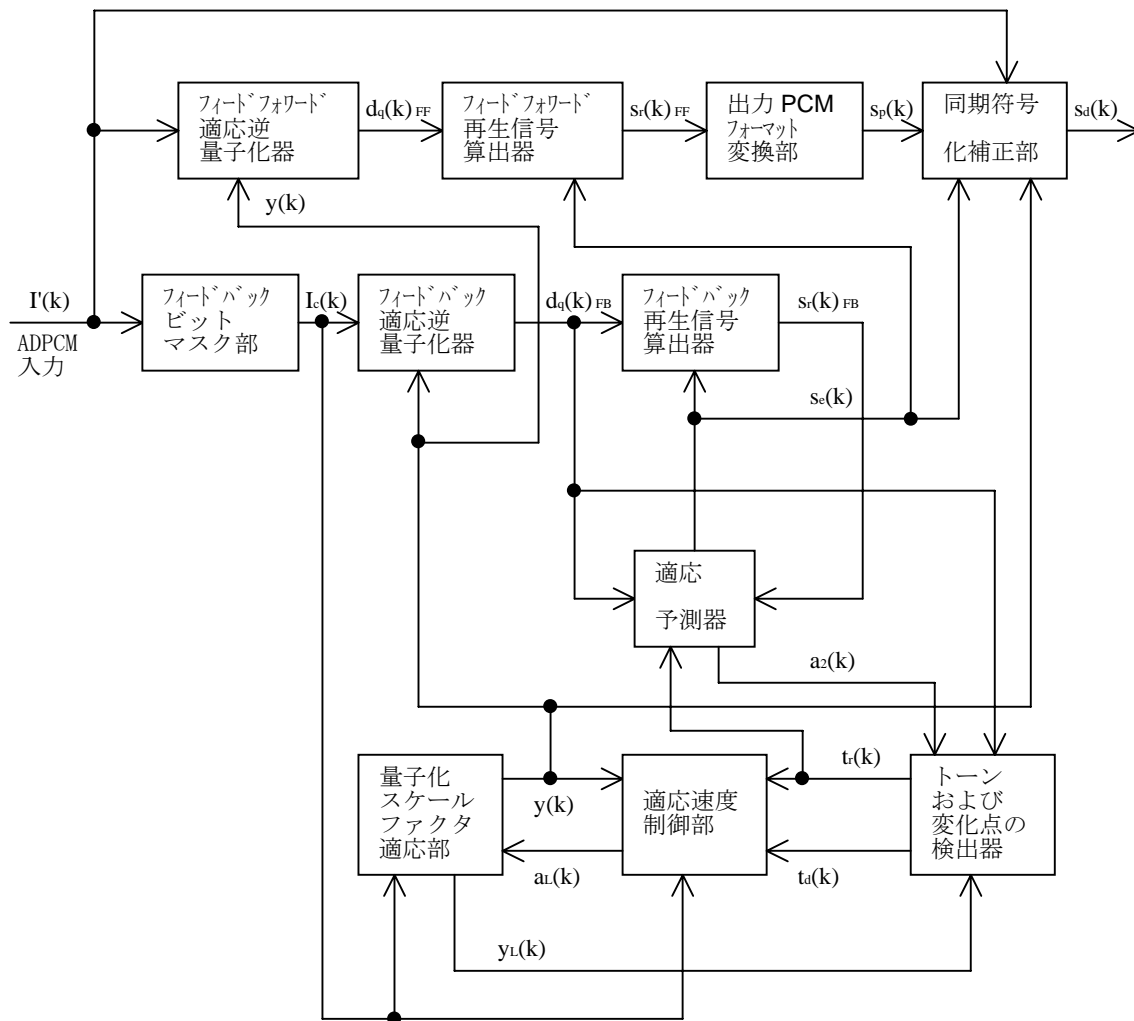


図5-1/JT-G727 復号器ブロック図
(CCITT G.727)

5.1 ビットマスク部

4.4 節に同じ。

5.2 フィードバック適応逆量子化器

4.5 節に同じ。

5.3 フィードフォワード適応逆量子化器

量子化した差分信号 $d_q(k)$ をコアビットおよびエンハンスメントビットを含む入力 $I'(k)$ から求める。

5.4 量子化スケールファクタ適応部

4.6 節に同じ。

5.5 適応速度制御部

4.7 節に同じ。

5.6 適応予測器およびフィードバック再生信号算出器

4.8 節に同じ。

5.7 フィードフォワード再生信号算出器

このブロックでは、フィードフォワード適応逆量子化器と適応予測器から入力を受け取り PCM フォーマット変換部へ供給する均一量子化 PCM 信号を再生する。

5.8 トーンおよび変化点の検出器

4.9 節に同じ。

5.9 出力 PCM フォーマット変換部

このブロックでは、再生した均一量子化 PCM 信号 $s_r(k)_{FF}$ を μ 則の PCM 信号 $s_p(k)$ に変換する。

5.10 同期符号化補正部

同期符号化補正部では、同期タンデム符号化 (ADPCM-PCM-ADPCM の様なデジタル信号での接続) を行う際、累積的な歪みが発生するのを防いでいる。

ただし、

(1) 伝送エラーがない、

(2) エンベデッド ADPCM および中間にある 64 kbit/s PCM のビット列はデジタル信号処理装置による外乱を受けない、

ものとする。

なお交換機により接続された直後のように符号器と復号器が異なる初期状態にあった場合、同期タンデム接続状態が確立するまでには時間を要する。また、同期タンデム接続状態が外乱を受けた時、あるいは最初それが確立していない場合でも、スペクトルが帯域 200 ~ 3400 Hz の大部分を占め、十分なレベルを持った信号 (音声信号や 4800 bit/s 音声周波数帯域データ信号など) であれば、同期タンデム符号化状態に復帰し得る。

復号器が符号器に同期して接続されている状態では、同期符号化補正部は次段の符号器での量子化動作を推定する。もし復号器と符号器のどちらの変数も全て同一の値をとり、しかも伝送に誤りがない場合、全ての k の値に対して両方のフィードフォワード量子化器出力を等しくすることにより歪が蓄積しないようにしている。

このためにまず μ 則で量子化した信号 $s_p(k)$ を均一量子化信号 $s_{LX}(k)$ に変換し、次に差分信号 $d_x(k)$ を算出する。

$$d_x(k) = s_{LX}(k) - s_c(k) \quad (15)$$

次に差分信号 $d_x(k)$ が $I(k)$ および $y(k)$ より決定される ADPCM 量子化器の量子化幅内になるかを調べる。次に信号 $s_d(k)$ を次のようにして決定する。

$$s_d(k) = \begin{cases} s_p^+(k), d_x(k) < \text{量子化幅の下限識別値} \\ s_p^-(k), d_x(k) \geq \text{量子化幅の上限識別値} \\ s_p(k), \text{その他} \end{cases} \quad (16)$$

ここで、

$s_d(k)$: 復号器の出力 PCM 符号語

$s_p^+(k)$: PCM 出力レベルに +1 した PCM 符号語

(もし $s_p(k)$ が正側の最大出力レベルのときは $s_p^+(k)$ は $s_p(k)$ とする。)

$s_p^-(k)$: PCM 出力レベルから -1 した PCM 符号語

(もし $s_p(k)$ が負側の最大出力レベルのときは $s_p^-(k)$ は $s_p(k)$ とする。)

である。

6. 演算の詳細

6.1 節および6.2 節に符号器と復号器の詳細を示す。

符号器および復号器において正しく処理を実行するには、まずDELAYブロック全てを同時に実行し、この情報を用いて順次信号を計算しなければならない。例えば、図6-7/JT-G727のSE（予測信号）はDELAYの出力を用いて求め、図6-1/JT-G727に示すように用いられる。（6.2.7 節および6.2.1 節を参照）

6.1 入出力信号

符号器および復号器の入出力信号の定義を表6-1/JT-G727に示す。

表6-2/JT-G727に制御変数の定義を示す。

オプションの信号Rは特定の状態に全ての内部メモリを設定するリセット機能であり、符号器または復号器を既知の状態にできる。瞬時のリセット機能を必要とする応用（例えばDCME（digital circuit multiplication equipment）においては、このリセット機能は必須である。）に使われる。

表6-1/JT-G727 入出力信号
(CCITT G.727)

		信号名	ビット数	内 容
符 号 器	入力	S	8	PCM 入力ワード
	入力	R(オプション)	1	リセット
	出力	I	C+E	C=コアビット E=エンハンスメントビット
復 号 器	入力	I'	C+E	C=コアビット E=エンハンスメントビット
	入力	R(オプション)	1	リセット
	出力	SD	8	復号 PCM 出力ワード

表 6 - 2 / JT-G727 制御変数表
(CCITT G.727)

符号化速度 (kbit/s)	コアビット (C)	エンハンスメントビット (E)
16	2	0
24	2	1
	3	0
32	2	2
	3	1
	4	0
40	2	3
	3	2
	4	1

(注) 1 6 kbit/s、2 4 kbit/s および、3 2 kbit/s の動作においては、E = 0 はエンハンスメントビットをすべて除いた、より高い符号化速度のアルゴリズムに一致する。4 0 kbit/s の符号化速度の動作においては、より高い符号化速度のエンベデットアルゴリズムは定義されていないので、E = 0 は無効である。

表 6 - 3 / JT-G727 内部処理変換表 (1 / 3)

(CCITT G.727)

変数名	ビット数 (注2)	2進数表示	リセット値 (オプション)	内 容
A1,A2 (注1)	16TC	s,0,⋯,-14	0	単位遅延後の2次予測係数
A1P,A2P	16TC	s,0,⋯,-14		2次予測係数
A1R,A2R	16TC	s,0,⋯,-14		トリガ後の2次予測係数
A1T	16TC	s,0,⋯,-14		制限されていない2次予測係数 a_1
A2T	16TC	s,0,⋯,-14		制限されていない2次予測係数 a_2
AL	7SM	0,⋯,-6		制限された速度制御パラメータ
AP (注1)	10SM	1,⋯,-8	0	単位遅延後の制限されていない速度制御パラメータ
APP	10SM	1,⋯,-8		制限されていない速度制御パラメータ
APR	10SM	1,⋯,-8		トリガ後の制限されていない速度制御パラメータ
AX	1SM	1		速度制御パラメータ更新用フラグ
B1,⋯,B6 (注1)	16TC	s,0,⋯,-14	0	単位遅延後の6次予測係数
B1P,⋯,B6P	16TC	s,0,⋯,-14		6次予測係数
B1R,⋯,B6R	16TC	s,0,⋯,-14		トリガ後の6次予測係数
D	16TC	s,14, ⋯,0		差分信号、符号器のみ
DL	11SM	3,⋯,-7		Log_2 (差分信号)、符号器のみ
DLN	12TC	s,3,⋯,-7		Log_2 (正規化差分信号)、符号器のみ
DLNX	12TC	s,3,⋯,-7		Log_2 (正規化差分信号)、復号器のみ
DLX	11SM	3,⋯,-7		Log_2 (差分信号)、復号器のみ
DML (注1)	14SM	2,⋯,-11	0	単位遅延後のF[]の長期間平均
DMLP	14SM	2,⋯,-11		F[]の長期間平均値
DMS (注1)	12SM	2,⋯,-9	0	単位遅延後のF[]の短期間平均値
DMSP	12SM	2,⋯,-9		F[]の短期間平均値
DQ _{FB}	15SM	s,13,⋯,0		フィードバック(FB)量子化差分信号
DQ _{FF}	15SM	s,13,⋯,0		フィードフォワード(FF)量子化差分信号
DQ0	11FL	s,4e,6m		量子化差分信号(単位遅延前)
DQ1,⋯,DQ6 (注1)	11FL	s,4e,6m	32	量子化差分信号(単位遅延1~6段)
DQ _{LFB}	12TC	s,3,⋯,-7		Log_2 (FB量子化差分信号)
DQ _{LFF}	12TC	s,3,⋯,-7		Log_2 (FF量子化差分信号)
DQ _{LNFB}	12TC	s,3,⋯,-7		Log_2 (FB正規化・量子化差分信号)
DQ _{LNFF}	12TC	s,3,⋯,-7		Log_2 (FF正規化・量子化差分信号)
DQ _{SFB}	1TC	s		FB量子化差分信号の符号ビット
DQ _{SFF}	1TC	s		FF量子化差分信号の符号ビット

表 6 - 3 / JT-G727 内部処理変換表 (2 / 3)
(CCITT G.727)

変数名	ビット数 (注2)	2進数表示	リセット値 (オプション)	内 容
DS	1TC	s		差分信号の符号ビット、符号器のみ
DSX	1TC	s		差分信号の符号ビット、復号器のみ
DX	16TC	s,14,⋯,0		差分信号、復号器のみ
FI	3SM	2,⋯,0		出力F[I]
I _c	2SM	s,1		ADPCMのコアビット(2ビット)
I _c	3SM	s,1,0		ADPCMのコアビット(3ビット)
I _c	4SM	s,2,1,0		ADPCMのコアビット(4ビット)
PKO	1TC	s		DQ+SEZの符号(単位遅延前)
PK1, PK2 (注1)	1TC	s	0	DQ+SEZの符号(単位遅延1~2段)
SE	15TC	s,13,⋯,0		予測信号
SEZ	15TC	s,13,⋯,0		6次予測の部分予測信号
SIGPK	1TC	0		p(x)の符号を用いたフラグ
SL	14TC	s,12,⋯,0		リア入力信号(符号器のみ)
SLX	14TC	s,12,⋯,0		量子化再生信号(復号器のみ)
SP	8			再生PCM信号(復号器のみ)
SR _{FF}	16TC	s,14,⋯,0		再生信号
SR _{FB}	16TC	s,14,⋯,0		再生信号
SRO	11FL	s,4e,6m		再生信号(単位遅延前)
SR1,SR2 (注1)	11FL	s,4e,6m	32	再生信号(単位遅延1~2段)
TD (注1)	1TC	0	0	単位遅延後のトーン検出信号
TDP	1TC	0		トーン検出信号
TDR	1TC	0		トリガ後のトーン検出信号
TR	1TC	0		変化点検出信号
U1,⋯,U6	1TC	s		6次予測器係数更新用符号ビット
WA1, WA2	16TC	s,13,⋯,-1		部分予測信号
WB1,⋯,WB6	16TC	s,13,⋯,-1		部分予測信号
WI	12TC	s,6,⋯,-4		量子化乗数
Y	13SM	3,⋯,-9		量子化スケールファクタ
YL (注1)	19SM	3,⋯,-15	34816	単位遅延後の低速量子化スケールファクタ
YLP	19SM	3,⋯,-15		低速量子化スケールファクタ
YU (注1)	13SM	3,⋯,-9	544	単位遅延後の高速量子化スケールファクタ

表 6 - 3 / JT-G727 内部処理変換表 (3 / 3)
(CCITT G.727)

変数名	ビット数 (注 2)	2 進数表示	リセット値 (オプション)	内 容
YUP	13SM	3, ..., -9		高速量子化スケールファクタ
YUT	13SM	3, ..., -9		制限されていない高速量子化スケール ファクタ

(注 1) これらの変数は、オプションのリセットにより特定の値に設定される。
リセットされると、DELA Yサブブロック (6.2.5 節を参照) の出力は、
本表の第 4 欄で示される値となる。

(注 2) TC 2 の補数表示を表す。 e 指数部のビット数を示す。
SM 符号・絶対値表示を表す。 m 仮数部のビット数を示す。
FL 浮動小数点表示を表す。 s 符号ビットを示す。

6.2 変数の説明およびサブブロックの詳細

ここでは、4章および5章で述べた図4-1/JT-G727および図5-1/JT-G727における各ブロックの詳細を示す。これらブロックの詳細を図6-1/JT-G727から図6-10/JT-G727に示し、またこれらの内部処理に用いる変数を表6-3/JT-G727に示す。機能の簡単な説明と詳細な仕様をサブブロック毎に示す。

サブブロックの説明で用いる表記法は次の通りである。

《n nビットの左シフトを示す。(空ビットには“0”を入れる)

》n nビットの右シフトを示す。(LSBの方向、空ビットには“0”を入れる)

& 論理積を示す。

+ 加算を示す。

- 減算を示す。

* 乗算を示す。

** 排他的論理和を示す。

|

式の注釈

|

6.2.1 入力PCMフォーマット変換部および差分信号算出部

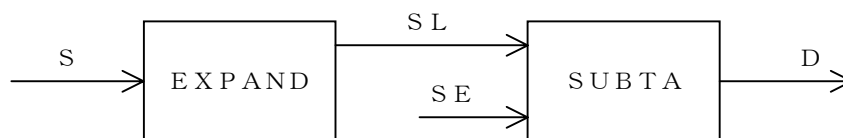


図6-1/JT-G727 入力PCMフォーマット変換部と差分信号算出部
(CCITT G.727)

(1) EXPAND

入力：S (復号器においてはSP)

出力：SL (復号器においてはSLX)

機能： μ 則のPCM信号を均一量子化PCM信号に変換する。

PCM符号語Sを、標準JT-G711に従い符号語から復号器出力値への変換規則を用いて復号する。復号器出力SSは、14ビットの符号・絶対値で表さなければならない。(符号ビット=1は負の値を示す。)

SSS=SS》 13
 SSQ=SS&8191

$$SL = \begin{cases} SSQ, & SSS=0 \\ (16384-SSQ) & \& SSS=1 \\ 16383, & \end{cases} \begin{array}{l} | \text{符号・絶対値表示} \\ | \text{から2の補数表示} \\ | \text{に変換} \end{array}$$

(2) SUBTA

入力：SL（復号器においてはSLX）、SE

出力：D（復号器においてはDX）

機能：入力信号（復号器においては量子化再生信号）から予測信号を差し引き、差分信号を計算する。

SLS=SL》 13

$$SLI = \begin{cases} SL, & SLS=0 \\ 49152 + SL, & SLS=1 \end{cases} \begin{array}{l} | \\ | \text{符号拡張} \\ | \end{array}$$

SES=SE》 14

$$SEI = \begin{cases} SE, & SES=0 \\ 32768 + SE, & SES=1 \end{cases} \begin{array}{l} | \\ | \text{符号拡張} \\ | \end{array}$$

$$D = (SLI + 65536 - SEI) \& 65535$$

6.2.2 適応量子化器

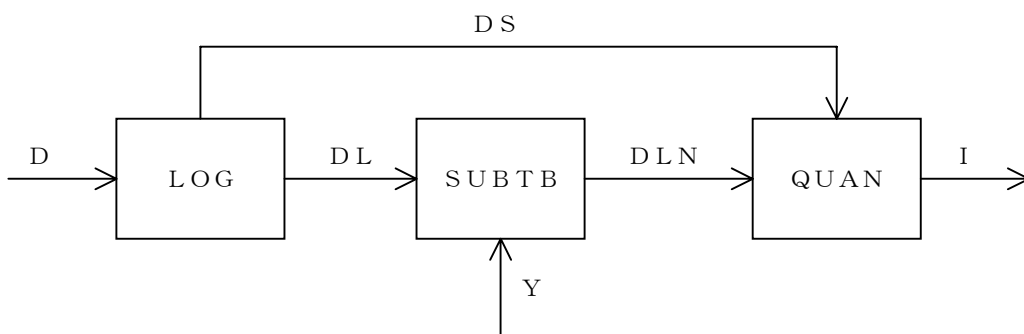


図6-2/JT-G727 適応量子化器
 (CCITT G.727)

(1) LOG

入力：D（復号器においてはDX）

出力：DL（復号器においてはDLX）、DS（復号器においてはDSX）

機能：差分信号の対数変換を行う。

$$DS=D \gg 15$$

$$DQM = \begin{cases} D, & DS=0 \\ (65536-D) \& 32767, & DS=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | D \text{ を } 2 \text{ の補数表示から} \\ | \text{符号} \cdot \text{絶対値表示に変換} \\ | \end{array}$$

$$EXP = \begin{cases} 14, & 16384 \leq DQM \\ 13, & 8192 \leq DQM \leq 16383 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ 1, & 2 \leq DQM \leq 3 \\ 0, & 0 \leq DQM \leq 1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \\ | \\ | \text{指数部の計算} \\ | \\ | \\ | \end{array}$$

$$MANT = ((DQM \ll 7) \gg EXP) \& 127 \quad \begin{array}{l} | \text{仮数部の近似計算} \\ | (\log_2(1+X)=X) \end{array}$$

$$DL = (EXP \ll 7) + MANT \quad \begin{array}{l} | \text{仮数部 } 7 \text{ ビットと指数部} \\ | 4 \text{ ビットを合わせて} \\ | 11 \text{ ビットにする。} \end{array}$$

(2) QUAN (符号器のみ)

入力: DLN, DS

出力: I

機能: 差分信号 (対数表示) を量子化する。

注: I は表中の第1ビットから伝送する。

量子化識別レベルおよび2ビット、3ビット、4ビット、5ビットの各出力をそれぞれ表6-4/JT-G727から表6-7/JT-G727に示す。

表6-4/JT-G727 1.6 kbit/s 量子化識別レベルおよび2ビット出力
(CCITT G.727)

DS	DLN	I	
		12	
0	261-2047	01	
0	0-260	00	— 区間中の正の部分
0	2048-4095	00	— 区間中の負の部分
1	2048-4095	11	— 区間中の負の部分
1	0-260	11	— 区間中の正の部分
1	261-2047	10	

表 6 - 5 / JT-G727 2.4 kbit/s 量子化識別レベルおよび3ビット出力
(CCITT G.727)

DS	DLN	I		
		123		
0	356-2047	011		
0	261- 355	010		
0	123- 260	001		
0	0- 122	000		— 区間中の正の部分
0	2048-4095	000		— 区間中の負の部分
1	2048-4095	111		— 区間中の負の部分
1	0- 122	111		— 区間中の正の部分
1	123- 260	110		
1	261- 355	101		
1	356-2047	100		

表 6 - 6 / JT-G727 3.2 kbit/s 量子化識別レベルおよび4ビット出力
(CCITT G.727)

DS	DLN	I		
		1234		
0	405-2047	0111		
0	356- 404	0110		
0	310- 355	0101		
0	261- 309	0100		
0	202- 260	0011		
0	123- 201	0010		
0	0- 122	0001		— 区間中の正の部分
0	4089-4095	0001		— 区間中の負の部分
0	2048-4088	0000		
1	2048-4088	1111		
1	4089-4095	1110		— 区間中の負の部分
1	0- 122	1110		— 区間中の正の部分
1	123- 201	1101		
1	202- 260	1100		
1	261- 309	1011		
1	310- 355	1010		
1	356- 404	1001		
1	405-2047	1000		

表 6 - 7 / JT-G727 4 0 kbit/s量子化識別レベルおよび5 ビット出力
(CCITT G.727)

DS	DLN	I				
		1	2	3	4	5
0	439-2047	0	1	1	1	1
0	405- 438	0	1	1	1	0
0	380- 404	0	1	1	0	1
0	356- 379	0	1	1	0	0
0	333- 355	0	1	0	1	1
0	310- 332	0	1	0	1	0
0	286- 309	0	1	0	0	1
0	261- 285	0	1	0	0	0
0	233- 260	0	0	1	1	1
0	202- 232	0	0	1	1	0
0	166- 201	0	0	1	0	1
0	123- 165	0	0	1	0	0
0	69- 122	0	0	0	1	1
0	0- 68	0	0	0	1	0
0	4089-4095	0	0	0	1	0
0	3961-4088	0	0	0	0	1
0	2048-3960	0	0	0	0	0
1	2048-3960	1	1	1	1	1
1	3961-4088	1	1	1	1	0
1	4089-4095	1	1	1	0	1
1	0- 68	1	1	1	0	1
1	69- 122	1	1	1	0	0
1	123- 165	1	1	0	1	1
1	166- 201	1	1	0	1	0
1	202- 232	1	1	0	0	1
1	233- 260	1	1	0	0	0
1	261- 285	1	0	1	1	1
1	286- 309	1	0	1	1	0
1	310- 332	1	0	1	0	1
1	333- 355	1	0	1	0	0
1	356- 379	1	0	0	1	1
1	380- 404	1	0	0	1	0
1	405- 438	1	0	0	0	1
1	439-2047	1	0	0	0	0

- | 区間中の正の部分

- | 区間中の負の部分

- | 区間中の負の部分

- | 区間中の正の部分

(3) SUBTB

入力：DL（復号器においてはDLX），Y

出力：DLN（復号器においてはDLNX）

機能：差分信号（対数表示）よりスケールファクタを引いて正規化を行う。

$$DLN=(DL+4096-(Y\gg 2))\&4095$$

6.2.3 ビットマスク部

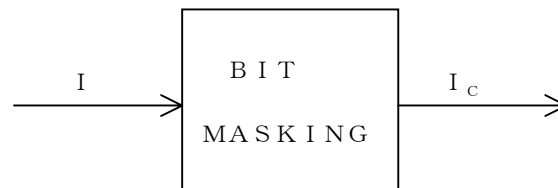


図6-3/JT-G727 ビットマスク部
(CCITT G.727)

入力：IまたはI'

出力：I_c

機能：量子化差分信号をマスクしてコアビットを抽出する。

注：図6-3/JT-G727と以下の式は符号器に対するものである。これらはIをI'に置き換えることで復号器に対しても有効である。

$$I_c = I \gg E, \quad E \text{ はエンハンスメントビット数}$$

6.2.4 適応逆量子化器

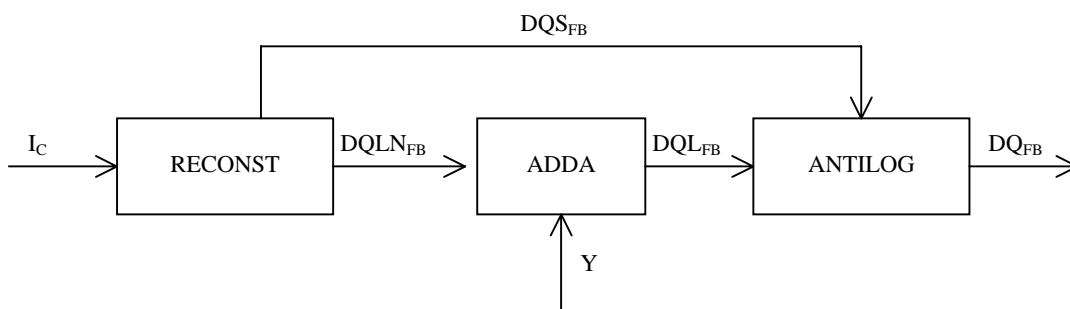


図 6 - 4 / JT - G727 適応逆量子化器
(CCITT G.727)

(1) RECONST

入力： I_c または I'

出力： DQS_{FB} または DQS_{FF} , $DQLN_{FB}$ または $DQLN_{FF}$

機能：量子化差分信号（対数表示）を再生する。

注：図 6 - 4 / JT - G727 と以下の式および表は符号器に対するものである。

I_c , DQS_{FB} , $DQLN_{FB}$ をそれぞれ I' , DQS_{FF} , $DQLN_{FF}$ に置き換えることで復号器に対しても有効である。 I' は表中の第 1 ビットから受信する。

$$DQS_{FB} = I_c \gg (C-1)$$

$$DQS_{FF} = I' \gg (E+C-1)$$

量子化出力レベルを表 6 - 8 / JT - G727 から表 6 - 11 / JT - G727 に示す。

表 6 - 8 / JT - G727 16 kbit/s 量子化出力レベル
(CCITT G.727)

I' または I_c	DQS_{FF} または DQS_{FB}	$DQLN_{FF}$ または $DQLN_{FB}$
12		
01	0	365
00	0	116
11	1	116
10	1	365

表 6 - 9 / JT-G727 2.4 kbit/s量子化出力レベル

(CCITT G.727)

I' またはI _c	DQS _{FF} または DQS _{FB}	DQLN _{FF} または DQLN _{FB}
123		
011	0	395
010	0	307
001	0	199
000	0	4085
111	1	4085
110	1	199
101	1	307
100	1	395

表 6 - 1 0 / JT-G727 3.2 kbit/s量子化出力レベル

(CCITT G.727)

I' またはI _c	DQS _{FF} または DQS _{FB}	DQLN _{FF} または DQLN _{FB}
1234		
0111	0	428
0110	0	377
0101	0	332
0100	0	285
0011	0	232
0010	0	165
0001	0	68
0000	0	3961
1111	1	3961
1110	1	68
1101	1	165
1100	1	232
1011	1	285
1010	1	332
1001	1	377
1000	1	428

表 6 - 1 1 / JT-G727 4 0 kbit/s 量子化出力レベル
(CCITT G.727)

I'	DQS _{FF} または DQS _{FB}	DQLN _{FF} または DQLN _{FB}
12345		
01111	0	456
01110	0	419
01101	0	391
01100	0	367
01011	0	344
01010	0	321
01001	0	298
01000	0	273
00111	0	246
00110	0	217
00101	0	184
00100	0	145
00011	0	97
00010	0	34
00001	0	4035
00000	0	3832
11111	1	3832
11110	1	4035
11101	1	34
11100	1	97
11011	1	145
11010	1	184
11001	1	217
11000	1	246
10111	1	273
10110	1	298
10101	1	321
10100	1	344
10011	1	367
10010	1	391
10001	1	419
10000	1	456

(2) ADDA

入力： $DQLN_{FB}$ または $DQLN_{FF}$ ， Y

出力： DQL_{FB} または DQL_{FF}

機能：量子化差分信号（対数表示）にスケールファクタを加える。

注：図6-4/JT-G727と以下の式は符号器に対するものである。これらは $DQLN_{FB}$ ， DQL_{FB} をそれぞれ $DQLN_{FF}$ ， DQL_{FF} に置き換えることで復号器に対しても有効である。

$$DQL_{FB}=(DQLN_{FB}+(Y\gg 2))\&4095$$

(3) ANTILOG

入力： DQL_{FB} または DQS_{FB}

出力： DQ_{FB}

機能：量子化差分信号（対数表示）を逆対数変換する。

注：図6-4/JT-G727と以下の式は符号器に対するものである。これらは DQL_{FB} ， DQS_{FB} ， DQ_{FB} をそれぞれ DQL_{FF} ， DQS_{FF} ， DQ_{FF} に置き換えることで復号器に対しても有効である。

$$DS=DQL_{FB}\gg 11$$

| 指数部4ビット抽出

$$DEX=(DQL_{FB}\gg 7)\&15$$

$$DMN=DQL_{FB}\&127$$

| 仮数部7ビット抽出

$$DQT=(1\ll 7)+DMN$$

$$DQMAG=\begin{cases} (DQT\ll 7)\gg (14-DEX), & DS=0 \\ 0, & DS=1 \end{cases}$$

| 近似式 $2^x=1+x$
| を用いて仮数部の逆
| 対数変換を行なう

$$DQ_{FB}=(DQS\ll 14)+DQMAG$$

| 絶対値に符号ビット
| をつける。

6.2.5 量子化スケールファクタ適応部

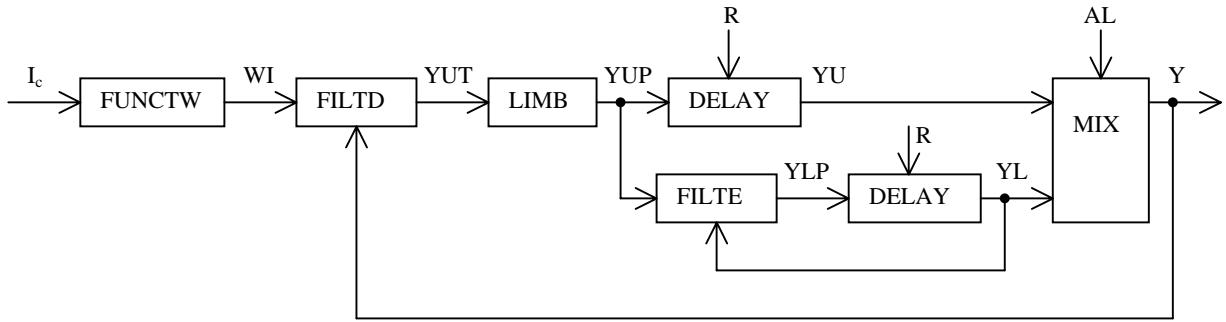


図 6-5/JT-G727 量子化スケールファクタ適応部
(CCITT G.727)

(1) DELAY

入力：x, R (オプション)

出力：y

機能：記憶ブロック。入力 x に対する出力は下式によって与えられる。

$$y(k) = \begin{cases} x(k-1), & R=0 \\ \text{表 6-3/JT-G727 の} \\ \text{第 4 欄に示されたリセット値,} & R=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \text{リセット} \\ | \end{array}$$

(2) FILTD

入力：WI, Y

出力：YUT

機能：高速量子化スケールファクタを更新する。

$$DIF = ((WI \ll 5) + 131072 - Y) \& 131071 \quad | \text{ 差の計算}$$

$$DIFS = DIF \gg 16 \quad |$$

$$DIFSX = \begin{cases} DIF \gg 5, & DIFS=0 \\ (DIF \gg 5) + 4096, & DIFS=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{ 時定数 } 1/32 \\ | \text{ 符号拡張} \\ | \end{array}$$

$$YUT = (Y + DIFSX) \& 8191$$

(3) F I L T E

入力：YUP, YL

出力：YLP

機能：低速量子化スケールファクタを更新する。

$$DIF=(YUP+((1048576-YL)\gg 6))\&16383$$

| 差の計算

$$DIFS=DIF\gg 13$$

| 時定数 1/64

$$DIFSX = \begin{cases} DIF, & DIFS=0 \\ DIF+507904, & DIFS=1 \end{cases}$$

| 符号拡張

$$YLP=(YL+DIFSX)\&524287$$

(4) F U N C T W

入力：I。

出力：WI

機能：量子化器出力をスケールファクタ乗数（対数表示）に変換する。

$$IS=I_c\gg(C-1), C=2,3,4$$

C = 2 の場合

$$IM = \begin{cases} I_c\&1, & IS=0 \\ (3-I_c)\&1, & IS=1 \end{cases}$$

$$WI = \begin{cases} 439, & IM=1 \\ 4074, & IM=0 \end{cases}$$

| スケールファクタ
| 乗数

C = 3 の場合

$$IM = \begin{cases} I_c\&3, & IS=0 \\ (7-I_c)\&3, & IS=1 \end{cases}$$

$$WI = \begin{cases} 582, & IM=3 \\ 137, & IM=2 \\ 30, & IM=1 \\ 4092, & IM=0 \end{cases}$$

| スケールファクタ
| 乗数

C = 4 の場合

$$\text{IM} = \begin{cases} I_c \& 7, & \text{IS}=0 \\ (15 - I_c) \& 7, & \text{IS}=1 \end{cases}$$

$$\text{WI} = \begin{cases} 1108, & \text{IM}=7 \\ 340, & \text{IM}=6 \\ 184, & \text{IM}=5 \\ 98, & \text{IM}=4 \\ 50, & \text{IM}=3 \\ 27, & \text{IM}=2 \\ 4, & \text{IM}=1 \\ 4084, & \text{IM}=0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \\ | \\ | \text{スケールファクタ} \\ | \text{乗数} \\ | \\ | \\ | \end{array}$$

(5) L I M B

入力 : Y U T

出力 : Y U P

機能 : 量子化スケールファクタの取り得る範囲を制限する。

$$\text{GEUL} = ((\text{YUT} + 11264) \& 16383) \gg 13$$

$$\text{GELL} = ((\text{YUT} + 15840) \& 16383) \gg 13$$

$$\text{YUP} = \begin{cases} 544, & \text{GELL}=1 \\ 5120, & \text{GEUL}=0 \\ \text{YUT}, & \text{その他} \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{下限値 1.06 を設定} \\ | \text{上限値 10.00 を設定} \end{array}$$

(6) M I X

入力 : A L, Y U, Y L

出力 : Y

機能 : 高速および低速量子化スケールファクタを線形結合する。

$$\text{DIF} = (\text{YU} + 16384 - (\text{YL} \gg 6)) \& 16383$$

$$\text{DIFS} = \text{DIF} \gg 13$$

$$\text{DIFM} = \begin{cases} \text{DIF}, & \text{DIFS}=0 \\ (16384 - \text{DIF}) \& 8191, & \text{DIFS}=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \text{差の絶対値の計算} \end{array}$$

$$\text{PRODM} = (\text{DIFM} * \text{AL}) \gg 6$$

$$\text{PROD} = \begin{cases} \text{PRODM}, & \text{DIFS}=0 \\ (16384 - \text{PRODM}) \& 16383, & \text{DIFS}=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \text{絶対値から 2 の補数} \\ | \text{表示に変換} \end{array}$$

$$\text{Y} = ((\text{YL} \gg 6) + \text{PROD}) \& 8191$$

6.2.6 適応速度制御部

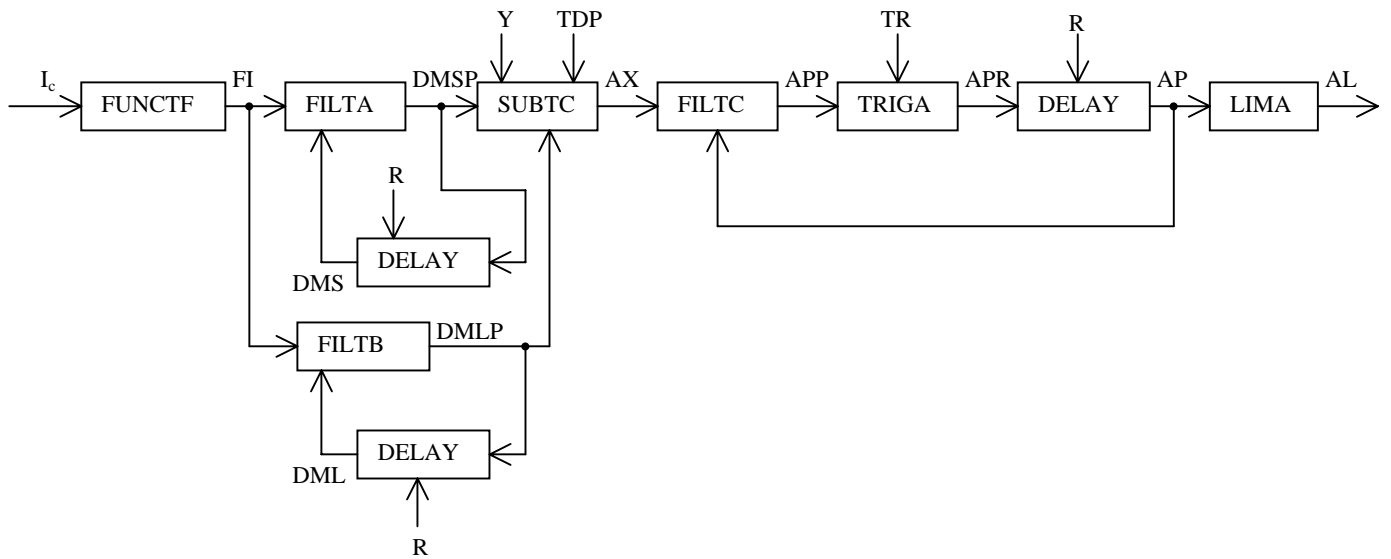


図 6 - 6 / JT-G727 適応速度制御部
(CCITT G.727)

(1) DELAY

6.2.5 節参照

(2) FILTA

入力：FI, DMS

出力：DMS P

機能：F [I] の短期間平均値を更新する。

$$DIF = ((FI \ll 9) + 8192 - DMS) \& 8191$$

| 差の計算

$$DIFS = DIF \gg 12$$

|

$$DIFSX = \begin{cases} DIF \gg 5, & DIFS = 0 \\ (DIF \gg 5) + 3840, & DIFS = 1 \end{cases}$$

|

| 時定数 1/32

| 符号拡張

|

$$DMS P = (DIFSX + DMS) \& 4095$$

(3) FILTB

入力：FI, DML

出力：DML P

機能：F [I] の長期間平均値を更新する。

$$\begin{aligned}
& \text{DIF} = ((\text{FI} \ll 11) + 32768 - \text{DML}) \& 32767 & \quad | \text{ 差の計算} \\
& \text{DIFS} = \text{DIF} \gg 14 & & \quad | \\
& \text{DIFSX} = \begin{cases} \text{DIF} \gg 7, & \text{DIFS} = 0 \\ (\text{DIF} \gg 7) + 16128, & \text{DIFS} = 1 \end{cases} & & \quad | \text{ 時定数 } 1/128 \\
& & & \quad | \text{ 符号拡張} \\
& & & \quad | \\
& \text{DMLP} = (\text{DIFSX} + \text{DML}) \& 16383 & &
\end{aligned}$$

(4) F I L T C

入力：A X, A P

出力：A P P

機能：速度制御パラメータのローパスフィルタである。

$$\begin{aligned}
& \text{DIF} = ((\text{AX} \ll 9) + 2048 - \text{AP}) \& 2047 & \quad | \text{ 差の計算} \\
& \text{DIFS} = \text{DIF} \gg 10 & & \quad | \\
& \text{DIFSX} = \begin{cases} \text{DIF} \gg 4, & \text{DIFS} = 0 \\ (\text{DIF} \gg 4) + 896, & \text{DIFS} = 1 \end{cases} & & \quad | \text{ 時定数 } 1/16 \\
& & & \quad | \text{ 符号拡張} \\
& & & \quad | \\
& \text{APP} = (\text{DIFSX} + \text{AP}) \& 1023 & &
\end{aligned}$$

(5) F U N C T F

入力：I。

出力：F I

機能：量子化器出力をF [I] 関数に変換する。

$$\text{IS} = \text{I}_c \gg (\text{C} - 1), \quad \text{C} = 2, 3, 4$$

C = 2 の場合

$$\begin{aligned}
& \text{IM} = \begin{cases} \text{I}_c \& 1, & \text{IS} = 0 \\ (3 - \text{I}_c) \& 1, & \text{IS} = 1 \end{cases} \\
& \text{FI} = \begin{cases} 7, & \text{IM} = 1 \\ 0, & \text{IM} = 0 \end{cases}
\end{aligned}$$

C = 3 の場合

$$\begin{aligned}
& \text{IM} = \begin{cases} \text{I}_c \& 3, & \text{IS} = 0 \\ (7 - \text{I}_c) \& 3, & \text{IS} = 1 \end{cases} \\
& \text{FI} = \begin{cases} 7, & \text{IM} = 3 \\ 2, & \text{IM} = 2 \\ 1, & \text{IM} = 1 \\ 0, & \text{IM} = 0 \end{cases}
\end{aligned}$$

C = 4 の場合

$$\begin{array}{l}
 \text{IM} = \begin{cases} I_c \& 7, & \text{IS} = 0 \\ (15 - I_c) \& 7, & \text{IS} = 1 \end{cases} \\
 \text{FI} = \begin{cases} 0, & 0 \leq \text{IM} \leq 2 \\ 1, & 3 \leq \text{IM} \leq 5 \\ 3, & \text{IM} = 6 \\ 7, & \text{IM} = 7 \end{cases}
 \end{array}$$

(6) L I M A

入力 : A P

出力 : A L

機能 : 速度制御パラメータの取り得る範囲を制限する。

$$\text{AL} = \begin{cases} 64, & \text{AP} \geq 256 \\ \text{AP} \gg 2, & \text{AP} \leq 255 \end{cases}$$

(7) S U B T C

入力 : D M S P, D M L P, T D P, Y

出力 : A X

機能 : 量子化出力の関数となる短期間平均と長期間平均の差を計算し、量子化速度制御パラメータとしきい値を比較する。

$$\begin{array}{l}
 \text{DIF} = (\text{DMSP} \ll 2) + 32768 - \text{DMLP} \& 32767 \quad | \text{ 差の計算} \\
 \text{DIFS} = \text{DIF} \gg 14 \quad | \\
 \text{DIFM} = \begin{cases} \text{DIF}, & \text{DIFS} = 0 \\ (32768 - \text{DIF}) \& 16383, & \text{DIFS} = 1 \end{cases} \quad | \text{ 差の絶対値の計算} \\
 \text{DTHR} = \text{DMLP} \gg 3
 \end{array}$$

$$\text{AX} = \begin{cases} 0, & Y \geq 1536 \text{ かつ } \text{DIFM} < \text{DTHR} \text{ かつ } \text{TDP} = 0 \\ 1, & \text{その他} \end{cases}$$

(8) T R I G A

入力 : T R, A P P

出力 : A P R

機能 : トリガー (T R) により速度制御パラメータを制御する。

$$\text{APR} = \begin{cases} \text{APP}, & \text{TR} = 0 \\ 256, & \text{TR} = 1 \end{cases}$$

6.2.7 適応予測器およびフィードバック再生信号算出器

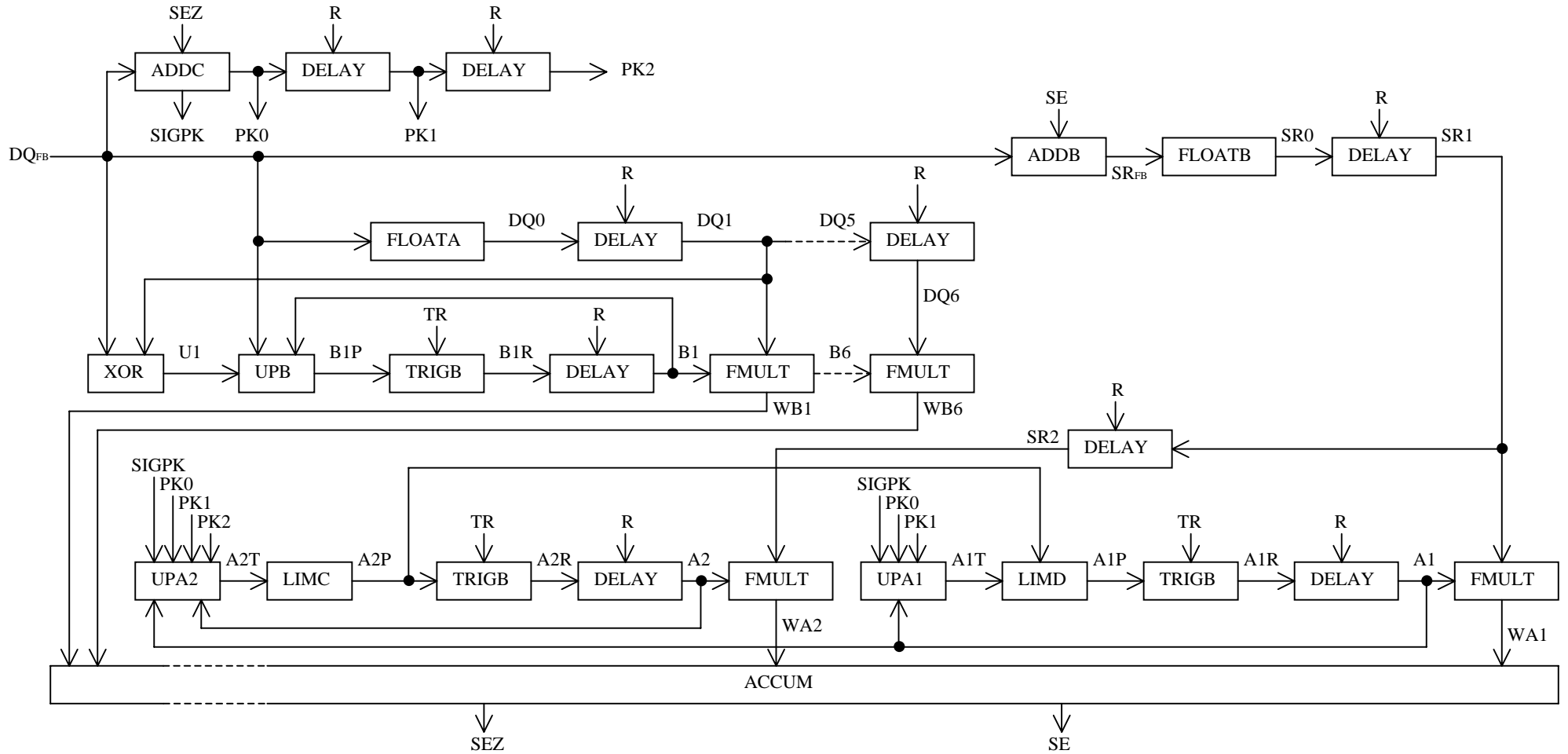


図 6-7 / JT-G727 適応予測器およびフィードバック再生信号算出器
(CCITT G.727)

(1) ACCUM

入力：WA1, WA2, WB1, WB2, WB3, WB4, WB5, WB6

出力：SE, SEZ

機能：予測器の出力を加えて部分的な信号予測値（6次の予測器から得る）と信号予測値を得る。

$$SEZI = (((((((((WB1 + WB2) \& 65535) + WB3) \& 65535) + WB4) \& 65535) + WB5) \& 65535) + WB6) \& 65535$$

| 部分信号予測
| 値の合計

$$SEI = (((SEZI + WA2) \& 65535) + WA1) \& 65535$$

| 信号予測値の
| 総合計

$$SEZ = SEZI \gg 1$$

$$SE = SEI \gg 1$$

(2) ADDB

入力：DQ_{FB}またはDQ_{FF}, SE

出力：SR_{FB}またはSR_{FF}

機能：量子化差分信号と信号予測値を加えて、再生信号を算出する。

注：DQ_{FB}, SR_{FB}についての式を示す。DQ_{FF}, SR_{FF}についても同様の式である。

$$DQS_{FB} = DQ_{FB} \gg 14$$

$$DQI = \begin{cases} DQ_{FB}, & DQS_{FB} = 0 \\ (65536 - (DQ_{FB} \& 16383)) \& 65535, & DQS_{FB} = 1 \end{cases}$$

| 符号・絶対値
| 表示を2の補数
| 表示に変換
|

$$SES = SE \gg 14$$

$$SEI = \begin{cases} SE, & SES = 0 \\ (1 \ll 5) + SE, & SES = 1 \end{cases}$$

| 符号拡張
|
|

$$SR_{FB} = (DQI + SEI) \& 65535$$

(3) ADDC

入力：DQ_{FB}，SEZ

出力：PK0，SIGPK

機能：量子化差分信号と部分信号予測値を加え符号を得る。

$$DQS_{FB} = DQ_{FB} \gg 14$$

$$DQI = \begin{cases} DQ_{FB}, & DQS_{FB}=0 \\ (65536 - (DQ_{FB} \& 16383)) \& 65535, & DQS_{FB}=1 \end{cases}$$

| 符号・絶対値表示
| を2の補数表示に
| 変換
|

$$SEZS = SEZ \gg 14$$

$$SEZI = \begin{cases} SEZ, & SEZS=0 \\ (1 \ll 15) + SEZ, & SEZS=1 \end{cases}$$

| 符号拡張
|
|

$$DQSEZ = (DQI + SEZI) \& 65535$$

$$PK0 = DQSEZ \gg 15$$

$$SIGPK = \begin{cases} 1, & DQSEZ=0 \\ 0, & \text{その他} \end{cases}$$

(4) DELAY

6.2.5 節参照

(5) F L O A T A

入力：DQ_{FB}

出力：DQ₀

機能：15ビットで表示された符号・絶対値を浮動小数点表示に変換する。

$$DQS_{FB} = DQ_{FB} \gg 14$$

$$MAG = DQ_{FB} \& 16383$$

| 絶対値の計算

$$EXP = \begin{cases} 14, & 8192 \leq MAG \\ 13, & 4096 \leq MAG \leq 8191 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ 2, & 2 \leq MAG \leq 3 \\ 1, & MAG = 1 \\ 0, & MAG = 0 \end{cases}$$

| 指数部の計算

|

|

|

|

|

|

|

$$MANT = \begin{cases} 1 \ll 5, & MAG = 0 \\ (MAG \ll 6) \gg EXP, & \text{その他} \end{cases}$$

| 最上位ビットが1

| を伴う仮数部の計

| 算

$$DQ_0 = (DQS_{FB} \ll 10) + (EXP \ll 6) + MANT$$

| 符号ビットと、指

| 数部4ビットと仮

| 数部6ビットを合

| わせて11ビットに

| する

(6) F L O A T B

入力：SR_{FB}

出力：SR₀

機能：2の補数表示された16ビットの値を、浮動小数点表示に変換する。

$$SRS = SR_{FB} \gg 15$$

$$MAG = \begin{cases} SR_{FB}, & SRS = 0 \\ (65536 - SR_{FB}) \& 32767, & SRS = 1 \end{cases}$$

| 絶対値の計算

|

|

$$\text{EXP} = \begin{cases} 15, & 16384 \leq \text{MAG} \\ 14, & 8192 \leq \text{MAG} \leq 16383 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ 2, & 2 \leq \text{MAG} \leq 3 \\ 1, & \text{MAG} = 1 \\ 0, & \text{MAG} = 0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{指数部の計算} \\ | \\ | \\ | \\ | \\ | \\ | \\ | \end{array}$$

$$\text{MANT} = \begin{cases} 1 \ll 5, & \text{MAG} = 0 \\ (\text{MAG} \ll 6) \gg \text{EXP}, & \text{その他} \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{最上位ビットが} \\ | 1 \text{を伴う仮数部} \\ | \text{の計算} \end{array}$$

$$\text{SR0} = (\text{SRS} \ll 10) + (\text{EXP} \ll 6) + \text{MANT}$$

| 符号ビットと
| 指数部 4 ビットと
| 仮数部 6 ビットを
| 合わせて 11 ビット
| にする

(7) FMULT

入力： A_n または B_n ， SR_n または DQ_n

出力： WA_n または WB_n

機能：予測器の係数とそれに対応する量子化された差分信号または再生信号との積を計算する。計算は浮動小数点形式で行われる。

注： A_n ， SR_n および WA_n についての式を示す。 B_n ， DQ_n ，および WB_n についても同様の式である。

$A_nS=A_n \gg 15$

$$A_nMAG = \begin{cases} A_n \gg 2, & A_nS=0 \\ (16384 - (A_n \gg 2)) \& 8191, & A_nS=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | 2 \text{ の補数表示から} \\ | \text{符号} \cdot \text{絶対値へ} \\ | \text{変換} \end{array}$$

$$A_nEXP = \begin{cases} 13, & 4096 \leq A_nMAG \\ 12, & 2048 \leq A_nMAG \leq 4095 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ 2, & 2 \leq A_nMAG \leq 3 \\ 1, & A_nMAG = 1 \\ 0, & A_nMAG = 0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{指数部の計算} \\ | \\ | \\ | \\ | \\ | \\ | \end{array}$$

$$A_nMANT = \begin{cases} 1 \ll 5, & A_nMAG=0 \\ (A_nMAG \ll 6) \gg A_nEXP, & \text{その他} \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{最上位ビットが} 1 \\ | \text{を伴う仮数部の} \\ | \text{計算} \end{array}$$

$SR_nS=SR_n \gg 10$

$SR_nEXP=(SR_n \gg 6) \& 15$

$SR_nMANT=SR_n \& 63$

| 浮動小数点表示の
| ものを符号ビット、
| 指数部および仮数
| 部に分割

$WA_nS=SR_nS * * A_nS$

$WA_nEXP=SR_nEXP + A_nEXP$

$WA_nMANT=((SR_nMANT * A_nMANT) + 48) \gg 4$

| 浮動小数点
| 形式による
| 乗算

$$WA_nMAG = \begin{cases} (WA_nMANT \ll 7) \gg (26 - WA_nEXP), & WA_nEXP \leq 26 \\ ((WA_nMANT \ll 7) \ll (WA_nEXP - 26)) \& 32767, & WA_nEXP > 26 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{浮動小数点} \\ | \text{表示を絶対} \\ | \text{値に変換} \\ | \end{array}$$

$$WA_n = \begin{cases} WA_nMAG, & WA_nS=0 \\ (65536 - WA_nMAG) \& 65535, & WA_nS=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{絶対値を} 2 \\ | \text{の補数表示} \\ | \text{に変換} \end{array}$$

(8) LIMC

入力：A 2 T

出力：A 2 P

機能：2次の予測器の予測係数 a₂の取り得る範囲を制限する。

A2UL=12288

| 上限値は+0.75

A2LL=53248

| 下限値は-0.75

$$A2P = \begin{cases} A2LL, & 32768 \leq A2T \leq A2LL \\ A2UL, & A2UL \leq A2T \leq 32767 \\ A2T, & \text{その他} \end{cases}$$

(9) LIMD

入力：A 1 T, A 2 P

出力：A 1 P

機能：2次の予測器の予測係数 a₁の取り得る範囲を制限する。

OME=15360

| (1 - ε)ただし

| ε=1/16

A1UL=(OME+65536-A2P)&65535

| 上限値の計算

A1LL=(A2P+65536-OME)&65535

| 下限値の計算

$$A1P = \begin{cases} A1LL, & 32768 \leq A1T \text{ かつ } A1T \leq A1LL \\ A1UL, & A1UL \leq A1T \text{ かつ } A1T \leq 32767 \\ A1T, & \text{その他} \end{cases}$$

(10) TRIGB

入力：TR, A_nPまたはB_nPまたはTDP

出力：A_nRまたはB_nRまたはTDR

機能：トリガー (TR) により予測係数を制御する。

注：A_nPとA_nRについての式を示す。B_nPとB_nR, またはTDPとTDRについても同様の式である。

$$A_nR = \begin{cases} A_nP, & TR=0 \\ 0, & TR=1 \end{cases}$$

(11) UPA1

入力：PK0, PK1, A1, SIGPK

出力：A1T

機能：2次の予測器の予測係数 a₁を更新する。

$$PKS=PK0**PK1 \quad | \text{排他的論理和}$$

$$UGA1= \begin{cases} 192, & PKS=0 \text{ かつ } SIGPK=0 \\ 65344, & PKS=1 \text{ かつ } SIGPK=0 \\ 0, & SIGPK=1 \end{cases} \quad | \text{利得}=\pm 3/256$$

$$A1S=A1 \gg 15$$

$$ULA1= \begin{cases} (65536-(A1 \gg 8))\&65535, & A1S=0 \\ (65536-((A1 \gg 8)+65280))\&65535, & A1S=1 \end{cases} \quad | \text{リーク係数} \\ | =1/256$$

$$UA1=(UGA1+ULA1)\&65535 \quad | \text{更新}$$

$$A1T=(A1+UA1)\&65535 \quad |$$

(12) UPA2

入力：PK0, PK1, PK2, A1, A2, SIGPK

出力：A2T

機能：2次の予測器の予測係数 a_2 を更新する。

$$PKS1=PK0**PK1 \quad | \text{排他的論理和}$$

$$PKS2=PK0**PK2 \quad | \text{排他的論理和}$$

$$UGA2= \begin{cases} 16384, & PKS2=0 \\ 114688, & PKS2=1 \end{cases}$$

$$A1S=A1 \gg 15$$

A1S=0 ならば

$$FA1= \begin{cases} A1 \ll 2, & A1 \leq 8191 \\ 8191 \ll 2, & A1 \geq 8192 \end{cases} \quad | f[a_1] \text{ の} \\ | \text{上限を} +1/2 \text{ と} \\ | \text{する}$$

A1S=1 ならば

$$FA1= \begin{cases} (A1 \ll 2)\&131071, & A1 \leq 57345 \\ 24577 \ll 2, & A1 \leq 57344 \end{cases} \quad | f[a_1] \text{ に} \\ | \text{下限を} -1/2 \text{ と} \\ | \text{する}$$

$$FA= \begin{cases} FA1, & PKS1=1 \\ (131072-FA1)\&131071, & PKS1=0 \end{cases} \quad | f[a_1] \text{ に} \\ | \text{付加ビットを} \\ | \text{付加}$$

$$UGA2B=(UGA2A+FA)\&131071$$

$$UGA2S=UGA2B \gg 6$$

$$UGA2 = \begin{cases} UGA2B \gg 7, & UGA2S=0 \text{ かつ } SIGPK=0 \\ (UGA2B \gg 7) + 64512, & \\ 0, & UGA2S=1 \text{ かつ } SIGPK=0 \\ & SIGPK=1 \end{cases}$$

| 利得の計算
| 利得=±1/128
|
|
|

$$A2S = A2 \gg 15$$

$$ULA2 = \begin{cases} (65536 - (A2 \gg 7)) \& 65535, & A2S=0 \\ (65536 - ((A2 \gg 7) + 65024)) \& 65535, & A2S=1 \end{cases}$$

| リーク係数
| =1/128
|

$$UA2 = (UGA2 + ULA2) \& 65535$$

$$A2T = (A2 + UA2) \& 65535$$

| 更新
|

(13) UPB

入力: U_n, B_n, DQ_{FB}

出力: B_nP

機能: 6次の予測器の係数を更新する。

$$DQMAG = DQ_{FB} \& 16383$$

$$UGB_n = \begin{cases} 128, & U_n=0 \text{ かつ } DQMAG \neq 0 \\ 65408, & U_n=1 \text{ かつ } DQMAG \neq 0 \\ 0, & DQMAG = 0 \end{cases}$$

| 利得=
| ±1/128
| または 0

$$B_nS = B_n \gg 15$$

$$ULB_n = \begin{cases} (65536 - (B_n \gg 8)) \& 65535, & B_nS=0 \\ (65536 - ((B_n \gg 8) + 65280)) \& 65535, & B_nS=1 \end{cases}$$

| リーク係数
| =1/256
|

$$UB_n = (UGB_n + ULB_n) \& 65535$$

$$B_nP = (B_n + UB_n) \& 65535$$

| 更新
|

(14) XOR

入力: DQ_n, DQ_{FB}

出力: U_n

機能: 現在の差分信号の符号ビットと1サンプル前の差分信号の符号ビットの排他的論理和を計算する。

$DQS_{FB}=DQ_{FB}\gg 14$
 $DQ_nS=DQ_n\gg 10$
 $U_n=DQS_{FB} ** DQ_nS$

| 排他的論理和

6.2.8 フィードフォワード再生信号算出器

6.2.7 節参照

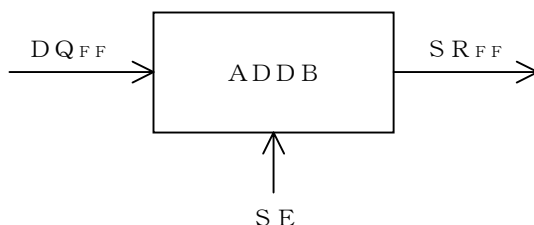


図 6-8 / JT-G727 フィードフォワード再生信号算出器
(CCITT G.727)

6.2.9 トーンおよび変化点の検出器

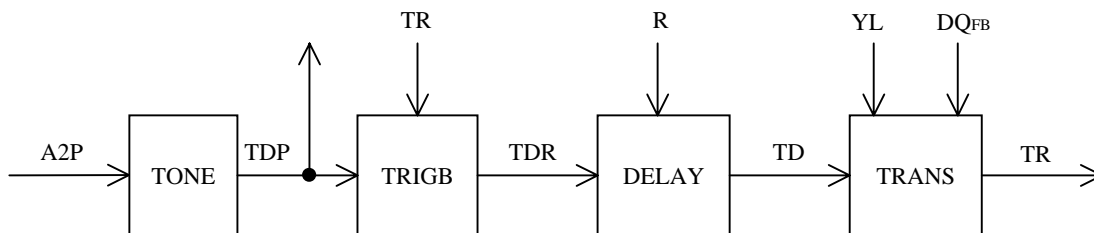


図 6-9 / JT-G727 トーンおよび変化点の検出器
(CCITT G.727)

(1) DELAY

6.2.5 節参照

(2) TONE

入力：A 2 P

出力：T D P

機能：狭帯域信号を検出する。

$$TDP = \begin{cases} 1, & 32768 \leq A2P < 53760 \\ 0, & \text{その他} \end{cases}$$

(3) TRANS

入力：T D, Y L, D Q_{FB}

出力：TR

機能：変化点を検出する。

$$DQMAG = DQ_{FB} \& 16383$$

$$YLINT = YL \gg 15$$

$$YLFAC = (YL \gg 10) \& 31$$

$$THR1 = (32 + YLFAC) \ll YLINT$$

$$THR2 = \begin{cases} 31 \ll 9, & YLINT > 8 \\ THR1, & \text{その他} \end{cases}$$

$$DQTHR = (THR2 + (THR2 \gg 1)) \gg 1$$

$$TR = \begin{cases} 1, & DQMAG > DQTHR \text{ かつ } TD=1 \\ 0, & \text{その他} \end{cases}$$

(4) TRIGB

6.2.7 節参照

6.2.10 出力PCMフォーマット変換部および同期符号化補正部

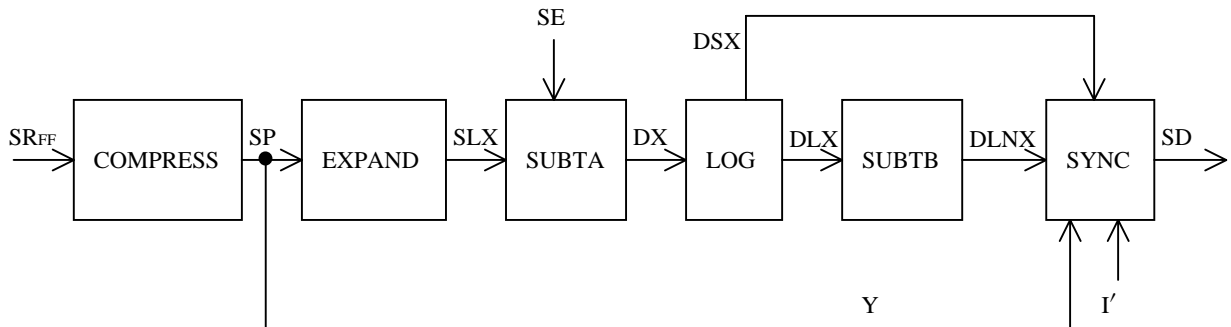


図6-10/JT-G727* 出力PCMフォーマット変換部および同期符号化補正部
(CCITT G.727)

(1) COMPRESS (復号器のみ)

入力：SR_{FF}

出力：SP

機能：均一量子化PCM信号をμ則PCM信号に変換する。

IS=SR_{FF}》 15

$$IM = \begin{cases} SR_{FF}, & IS=0 \\ (65536 - SR_{FF}) \& 32767, & IS=1 \end{cases}$$

| 2 の補数表示を
| 符号・絶対値表示
| に変換

IMAG=IM

IMAG (下の注参照) は、以下に示す方法で識別値 (表 3-1/JT-G711 および、表 3-2/JT-G711 の第 5 欄) をもちいて標準 JT-G711 に従い量子化する。

$$SP = \begin{cases} \text{表 3-1/JT-G711 (第 6 欄) の符号語,} & IS=0 \\ \text{表 3-2/JT-G711 (第 6 欄) の符号語,} & IS=1 \end{cases}$$

(注) もし IMAG が、仮想的な識別値で定義された範囲を外れた場合には、SP は最大の PCM 信号に等しい値に設定されなければならない。説明を明確にするために、原点近傍の μ 則 PCM 信号との変換例を下表に示す。

表 6-1 2/JT-G727* μ 則 PCM 信号への変換例
(CCITT G.727)

IS	IMAG	PCM 符号語 SP
0	3	11111101
0	2	11111110
0	1	11111110
0	0	11111111
1	1	01111110
1	2	01111110
1	3	01111101

(2) EXPAND

6.2.1 節参照。ただし、入力として S を SP へ、また出力として SL を SLX へ置き換える。

(3) SUBTA

6.2.1 節参照。ただし、入力として SL を SLX へ、また出力として D を DX へ置き換える。

(4) LOG

6.2.2 節参照。ただし、入力として D を DX へ、また出力として DL を DLX、DS を DSX へ置き換える。

(5) SUBTB

6.2.2 節参照。ただし、入力として DL を DLX へ、また出力として DLN を DLNX へ置き換える。

(6) SYNC (復号器のみ)

入力: I', SP, DLNX, DSX

出力: SD

機能: タンデム接続時にコーデックの同期特性を確保するため、復号器で出力PCM信号を再符号化する。

$$IS = I' \gg (E + C - 1)$$

E + C = 2 の場合

$$IM = \begin{cases} I+2, & IS=0 \\ I\&1, & IS=1 \end{cases}$$

ID は下表のとおり定義される。

表 6-13/JT-G727 E + C = 2 の場合の ID
(CCITT G.727)

DSX	DLNX	ID	
0	261-2047	3	
0	0-260	2	- 識別区間中の正の部分
0	2048-4095	2	- 識別区間中の負の部分
1	2048-4095	1	- 識別区間中の負の部分
1	0-260	1	- 識別区間中の正の部分
1	261-2047	0	

E + C = 3 の場合

$$IM = \begin{cases} I+4, & IS=0 \\ I\&3, & IS=1 \end{cases}$$

ID は下表のとおり定義される。

表 6 - 1 4 / JT - G727 E + C = 3 の場合の ID
(CCITT G.727)

DSX	DLNX	ID	
0	356-2047	7	
0	261-355	6	
0	123-260	5	
0	0-122	4	- 識別区間中の正の部分
0	2048-4095	4	- 識別区間中の負の部分
1	2048-4095	3	- 識別区間中の負の部分
1	0-122	3	- 識別区間中の正の部分
1	123-260	2	
1	261-355	1	
1	356-2047	0	

E + C = 4 の場合

$$IM = \begin{cases} I+8, & IS=0 \\ I\&7, & IS=1 \end{cases}$$

ID は下表のとおり定義される。

表 6 - 1 5 / JT-G727 E + C = 4 の場合の ID
(CCITT G.727)

DSX	DLNX	ID	
0	405-2047	15	
0	356- 404	14	
0	310- 355	13	
0	261- 309	12	
0	202- 260	11	
0	123- 201	10	
0	0- 122	9	- 識別区間中の正の部分
0	4089-4095	9	- 識別区間中の負の部分
0	2048-4088	8	
1	2048-4088	7	
1	4089-4095	6	- 識別区間中の負の部分
1	0- 122	6	- 識別区間中の正の部分
1	123- 201	5	
1	202- 260	4	
1	261- 309	3	
1	310- 355	2	
1	356- 404	1	
1	405-2047	0	

E + C = 5 の場合

$$IM = \begin{cases} I+16, & IS=0 \\ I\&15, & IS=1 \end{cases}$$

ID は下表のとおり定義される。

表 6 - 1 6 / JT-G727 E + C = 5 の場合の ID
(CCITT G.727)

DSX	DLNX	ID	
0	439-2047	31	
0	405- 438	30	
0	380- 404	29	
0	356- 379	28	
0	333- 355	27	
0	310- 332	26	
0	286- 309	25	
0	261- 285	24	
0	233- 260	23	
0	202- 232	22	
0	166- 201	21	
0	123- 165	20	
0	69- 122	19	
0	0- 68	18	- 識別区間中の正の部分
0	4089-4095	18	- 識別区間中の負の部分
0	3961-4088	17	
0	2048-3960	16	
1	2048-3960	15	
1	3961-4088	14	
1	4089-4095	13	- 識別区間中の負の部分
1	0- 68	13	- 識別区間中の正の部分
1	69- 122	12	
1	123- 165	11	
1	166- 201	10	
1	202- 232	9	
1	233- 260	8	
1	261- 285	7	
1	286- 309	6	
1	310- 332	5	
1	333- 355	4	
1	356- 379	3	
1	380- 404	2	
1	405- 438	1	
1	439-2047	0	

$$SD = \begin{cases} SP^+, & ID < IM \\ SP, & ID = IM \\ SP^-, & ID > IM \end{cases}$$

ここで、

SP^+ : PCM出力レベルに+1したPCM符号語

(もしSPが正側の最大出力レベルのときは、 SP^+ はSPとする。)

SP^- : PCM出力レベルから-1したPCM符号語

(もしSPが負側の最大出力レベルのときは、 SP^- はSPとする。)

である。説明を明確にするために、原点近傍の μ 則PCMの再符号化の例を下表に示す。

表 6-17 / JT-G727* μ 則 PCM の再符号化
(CCITT G.727)

IDおよびIM	SP	SD
ID > IM	11111110	11111111
ID = IM	”	11111110
ID < IM	”	11111101
ID > IM	11111111	01111110
ID = IM	”	11111111
ID < IM	”	11111110
ID > IM	01111110	01111101
ID = IM	”	01111110
ID < IM	”	01111111

(注) SP (およびSD) は、表 3-1 / JT-G711 および表 3-2 / JT-G711 に従って定義された信号を示す。SP (およびSD) の詳細については、サブブロック COMPRESS を参照のこと。

付属資料

(標準 J T - G 7 2 7 に対する)

均一量子化された入出力信号を用いるための拡張

1. 本付属資料の規定範囲

本付属資料は、入出力において均一量子化 P C M 信号インタフェースの利用を許すために、標準 J T - G 7 2 7 に規定されている適応差分パルス符号変調 (A D P C M) を拡張するものである。

この拡張は、原則的にデジタル伝送リンクのアナログエンドポイント、とりわけ電話端末装置に適用される。

本付属資料では、標準 J T - G 7 2 7 のための 1 4 ビット均一量子化信号インタフェースを定義する。その他のデータ語長を使用するには、使用するデータの最上位ビットが 1 4 ビット均一 P C M の最上位ビットに相当するよう、データのスケールリングが必要である。例えば 1 3 ビットの入力値の場合、入力信号である S L とするために、左に 1 ビットだけシフトしなければならない。同様に、1 3 ビットの出力を得るためには、出力信号である S O を右に 1 ビットだけシフトしなければならない。

本付属資料の 2 章では、均一量子化 P C M 信号を使用する上での原理的な変更点について述べる。3 章では、演算の詳細における標準 J T - G 7 2 7 からの変更点を示す。

注 1 : 均一量子化 P C M の定義については、I T U - T 勧告 G . 7 0 1、および I T U - T 勧告 G . 7 1 1 の 3.6 節を参照のこと。

2. A D P C M アルゴリズムにおける変更点

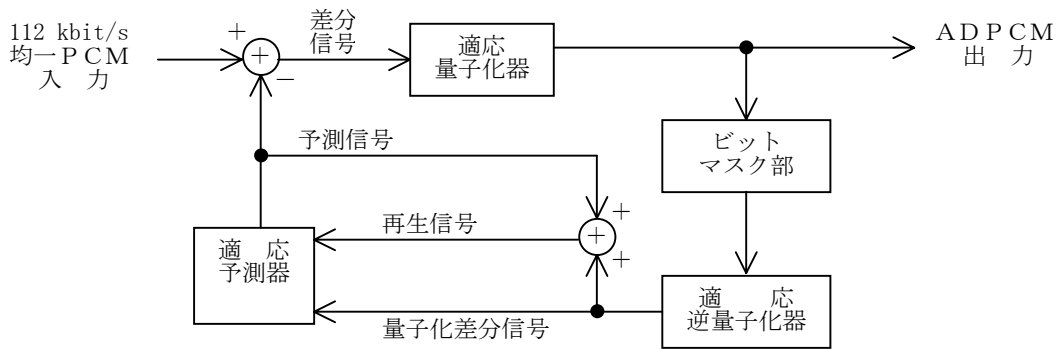
A D P C M アルゴリズムの核となる部分に変更はない。しかし、P C M 信号のフォーマット変換を行うサブブロックである E X P A N D および C O M P R E S S を使用してはならない。同様に、同期符号化補正部も使用してはならない。C O M P R E S S ブロックには暗黙の値域制限機能があったので、出力値を -8192 から $+8191$ の範囲に明確に制限するため、新規のブロックである L I M O を追加する。

符号器への入力は、 $s(k)$ ではなく、均一 P C M 信号 $s_L(k)$ となる。復号器の出力は、 $s_d(k)$ ではなく、フィードフォワードパスの再生信号 $s_r(k)_{FF}$ を 1 4 ビットでリミットした $s_o(k)$ となる。

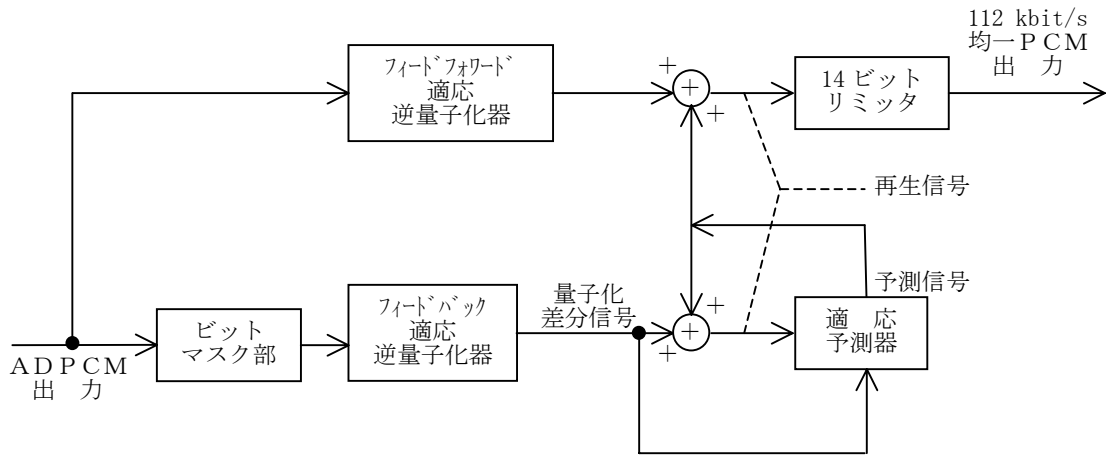
標準 J T - G 7 2 7 では、信号が連続した P C M と A D P C M のリンクを伝搬するときの符号化の繰り返しのよって生じる累積的な歪みを防ぐため、同期符号化補正部が導入された。しかしながら、均一量子化 P C M 信号に対してこの手法を用いることはできない。解析の結果から、1 6 kbit/s、2 4 kbit/s、または 3 2 kbit/s のビットレートでは累積的な歪みは考えられない。しかしながら、4 0 kbit/s のビットレートでは累積的な歪みが考えられるので、4 0 kbit/s の復号器はデジタル伝送路のアナログエンドポイントでのみ使用しなくてはならない。

1 4 ビット均一 P C M 出力値は同期符号化補正部をバイパスして得ているので、 μ 則 P C M 信号に再圧縮すべきではない。

均一 P C M インタフェースを実装する場合、図 3 - 1 / J T - G 7 2 7 の代りに付図 2 - 1 / J T - G 7 2 7 を使用しなければならない。



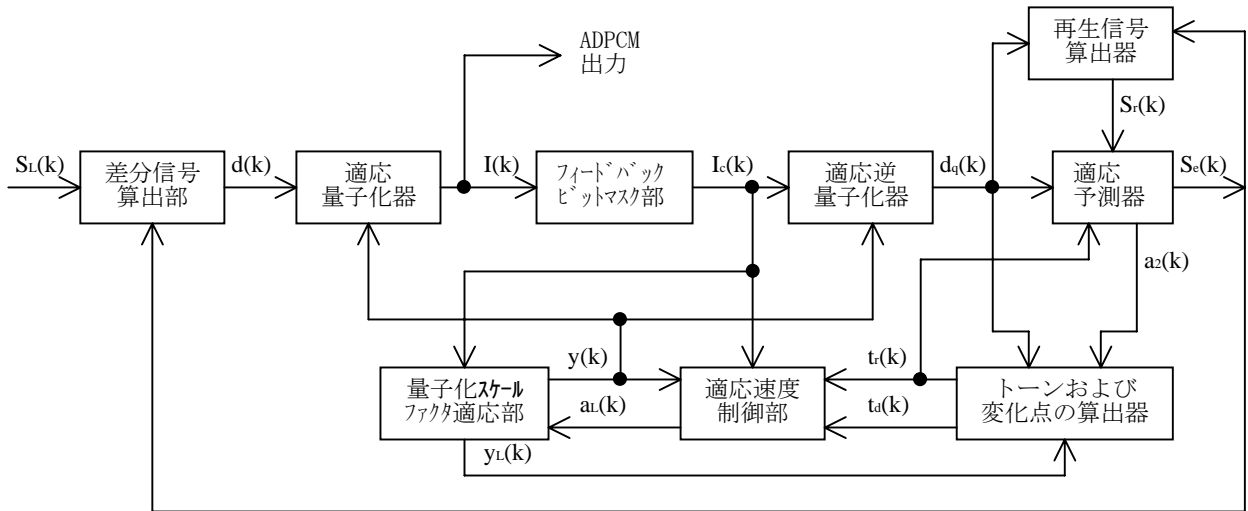
符号器



復号器

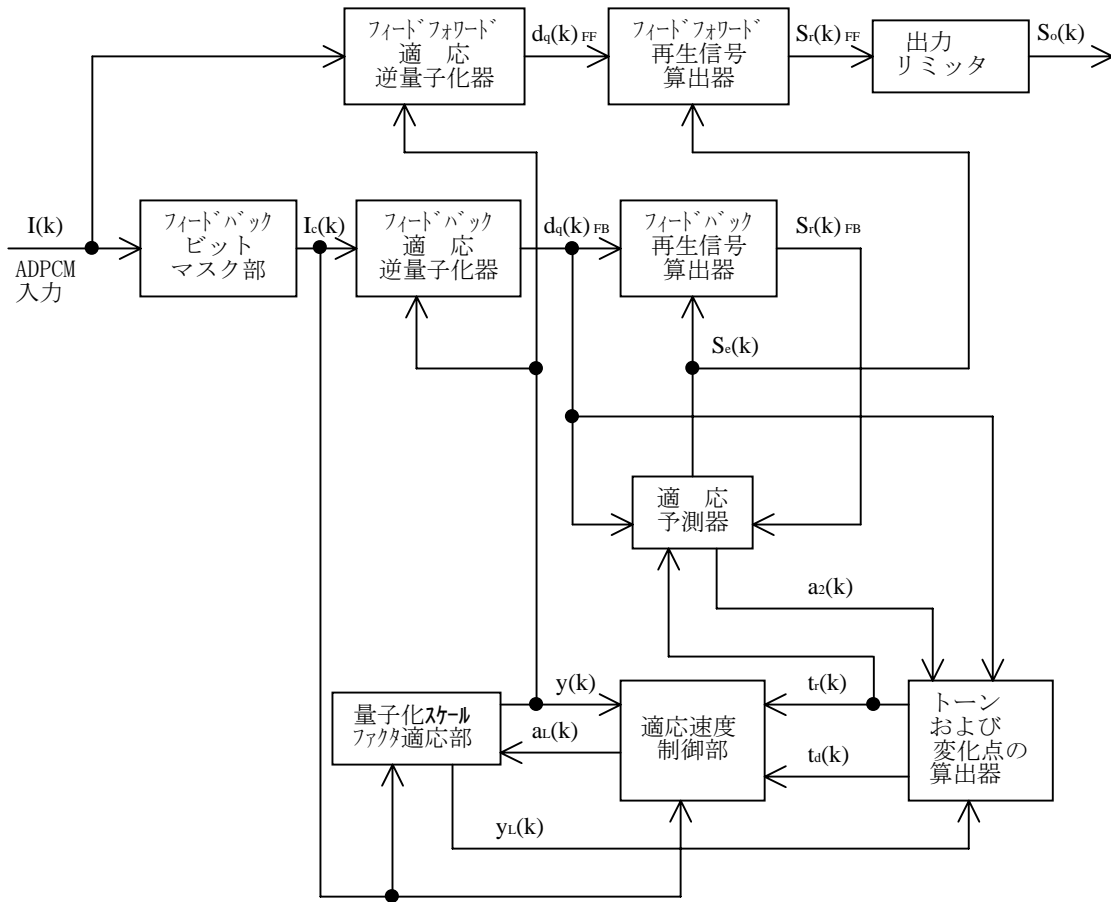
付図 2 - 1 / JT-G727 基本構成図
(ITU-T G.727)

均一PCMインタフェースを実装する場合、図4-1/JT-G727の代わりに付図2-2/JT-G727を使用しなければならない。



付図2-2/JT-G727 符号器ブロック図
(ITU-T G.727)

均一PCMインタフェースを実装する場合、図5-1/JT-G727の代りに付図2-3/JT-G727を使用しなければならない。



付図2-3/JT-G727 復号器ブロック図
(ITU-T G.727)

3. 演算の詳細における変更点

3.1 入出力信号

均一PCMインタフェースを実装する場合、表6-1/JT-G727の代わりに付表3-1/JT-G727を使用しなければならない。

付表3-1/JT-G727 入出力信号
(ITU-T G.727)

		信号名	ビット数	内 容
符 号 器	入力	SL	14	均一PCM入力ワード
	入力	R(オプション)	1	リセット
	出力	I	C+E	C=コアビット、E=エンハンスメントビット
復 号 器	入力	I	C+E	C=コアビット、E=エンハンスメントビット
	入力	R(オプション)	1	リセット
	出力	SO	14	均一PCM出力ワード

3.2 内部処理変数について

均一PCMインタフェースの実装において、内部処理変数は表6-3/JT-G727に示されたものと同一でなければならない。但し、使用してはならない次の変数を除く。

DLNX, DLX, DSX, DX, SL, SLX, SP

3.3 入力PCMフォーマット変換部および差分信号算出部の変更点

均一PCMインタフェースを実装する場合、図6-1/JT-G727の代わりに付図3-1/JT-G727を使用しなければならない。



付図3-1/JT-G727 差分信号算出部
(ITU-T G.727)

均一PCMインタフェースを実装する場合、EXPANDブロックを使用してはならない。

3.4 出力PCMフォーマット変換部および同期符号化補正部の削除

均一PCMインタフェースを実装する場合、COMPRESS, EXPAND, およびSYNCの各ブロック（標準JT-G 7 2 7の6.2.10節を参照のこと）を使用してはならない。

これに加え、標準JT-G 7 2 7の6.2.10節を次の3.5節に置き換えなければならない。

3.5 出力リミッタ（復号器のみ）



付図3-2/JT-G727 出力リミッタ
(ITU-T G.727)

LIMO（復号器のみ）

入力：SR_{FF}

出力：SO

機能：出力値を14ビットの2の補数に制限する。

$$SO = \begin{cases} 8191, & SR_{FF} > 8191 \quad \text{かつ} \quad SR_{FF} < 32768 \\ SR_{FF} \& 16383, & SR_{FF} < 8192 \quad \text{または} \quad SR_{FF} > 57343 \\ 57344, & SR_{FF} > 32767 \quad \text{かつ} \quad SR_{FF} < 57344 \end{cases}$$

付録
用語対照表
(JT-G727に対する)

英 語	TTC標準用語
adaptive predictor	適応予測器
bit masking	ビットマスクまたはビットマスク部
block dropping indicator (BDI)	ブロック廃棄表示 (BDI)
codeword	符号語
coding type (CT)	符号化タイプ (CT)
congestion relief	輻輳緩和
core bits	コアビット
drop	廃棄
embedded	エンベデッド
enhancement bits	エンハンスメントビット
feedback path	フィードバックパス
feedforward path	フィードフォワードパス
one's density	1の発生頻度
Packet Voice Protocol (PVP)	パケット音声プロトコル (PVP)
reconstructed signal	再生信号
sign	符号
term	期間
variable bit rate coding	可変速度符号化

付録
用語解説
(J T - G 7 2 7 に対する)

エンベデッドADPCM embedded ADPCM

バックワード予測形差分PCM符号化方式において、符号器と復号器の予測器の入力として、伝送される差分符号のうち上位ビットのみを用いることにより、下位ビットの情報が伝送路において失われても再生信号に大きな劣化を与えないように工夫した符号化方法。

可変速度符号化 variable bit rate coding

常に一定の伝送速度で符号化伝送する従来の方式とは異なり、伝送路の利用状況に応じて符号化速度を変更できる方式。エンベデッドアルゴリズムを用いる可変速度符号化の場合は、パケット通信網において、網が輻輳した場合には網側（パケット化点と中間ノード）で情報のLSB部を廃棄して網の輻輳緩和を図る。

エンハンスメントビット enhancement bit

エンベデッドアルゴリズムにおける符号語のうち、予測信号の算出には使用されず網輻輳時には廃棄可能なLSB部。

コアビット core bit

エンベデッドアルゴリズムにおける符号語のうち、符号化側、復号化側ともに必ず使用する符号化ビット。

フィードフォワードパス feedforward path

エンベデッドADPCMの復号器において、コアビットとエンハンスメントビットを用いて、逆量子化および再生信号の算出処理を行い、音声出力信号を生成する経路。

フィードバックパス feedback path

エンベデッドADPCMの場合は、符号器および復号器において、輻輳時に廃棄されることのない必ず使用されるコアビットを用いて適応逆量子化を行い、適応予測器により次の入力信号に対する予測信号を算出する経路のこと。ビット廃棄処理の有無による影響を受けることなく予測信号が算出される。

ビットマスク (部) bit masking

入力のビット列より、必要な位置のビットのみを残し、他のビットを0とする処理、または処理機能。