

## JT-G726

# 40,32,24,16kbit/s適応差分パルス 符号変調方式

40,32,24,16kbit/s  
Adaptive Differential Pulse Code Modulation  
(ADPCM)

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	7
1.1 ADPCM 符号器	7
1.2 ADPCM 復号器	8
2. ADPCM 符号器の原理	9
2.1 入力 PCM フォーマット変換部	9
2.2 差分信号算出部	9
2.3 適応量子化器	9
2.4 適応逆量子化器	11
2.5 量子化スケールファクタ適応部	11
2.6 適応速度制御部	13
2.7 適応予測器及び再生信号算出器	14
2.8 トーン及び変化点の検出器	15
3. ADPCM 復号器の原理	16
3.1 適応逆量子化器	16
3.2 量子化スケールファクタ適応部	16
3.3 適応速度制御部	16
3.4 適応予測器及び再生信号算出器	17
3.5 トーン及び変化点の検出器	17
3.6 出力 PCM フォーマット変換部	17
3.7 同期符号化補正部	17
4. 演算の詳細	18
4.1 入出力信号	18
4.2 変数の説明及びサブブロックの詳細	19
付属資料A 均一量子化された入出力信号を用いるための拡張	54
A. 1 本付属資料の規定範囲	54
A. 2 ADPCM アルゴリズムにおける変更点	54
A. 3 演算の詳細における変更点	57
A.3.1 入出力信号	57
A.3.2 内部処理変数の記述について	57
A.3.3 入力 PCM フォーマット変換部及び差分信号算出部の変更点	57
A.3.4 出力 PCM フォーマット変換部及び同期符号化補正部の削除	58
A.3.5 出力リミッタ (復号器のみ)	58
付属資料B TTC 標準 JT-H245 シグナリング用パケットフォーマット、能力識別子、および能力パラメータ	59
B. 1 参考文献	59
B. 2 TTC 標準 JT-G726 のパケット構造	59
B. 3 コーデックのリセット	59
B. 4 TTC 標準 JT-H245 との使用のための能力識別子およびパラメータ	59
B.4.1 maxSamplesPerPacket パラメータ	59
B.4.2 bitOrder パラメータ	60
付録1 網的側面	59

1.1	伝送に関する一般的考察	61
1.2	他の信号処理との関係	61
1.3	PCM 以外の符号化則との関係	61
1.4	符号器と復号器の同期	61
1.5	同期符号化補正部	62
1.6	音声の伝送品質	62
1.7	音声周波数による電信の伝送品質	62
1.8	データの伝送品質	62
1.9	DTMF (Dual Tone Multi-Frequency) シグナリング	62
1.10	ファクシミリ	62
付録 2	デジタルテストシーケンス	63
2.1	デジタルテストシーケンスの目的	63
2.2	ディスクットのフォーマット	63
付録 3	符号器及び復号器の詳細ブロック図	64
付録	用語対照表	67
付録	用語解説	68

<参考>

## 1. 国際勧告等との関連

本標準は、ITU-T 勧告 1990 年版 G. 726 に準拠したものである。本標準は、ITU-T 勧告 G. 721 が廃止となり同勧告 G. 726 へ吸収統合された措置に伴い、G. 721 を参照している TTC 標準 JT-G721 も廃止とし、G. 726 に準拠した新たな標準として制定するものである。本標準の付属資料 A は、1994 年 11 月に発行された ITU-T 勧告 G.726 ANNEX A、および 2005 年 5 月に承認された ITU-T 勧告 G.726 Corrigendum 1 "Correction to Annex A: Extensions of Recommendation G.726 for use with uniform-quantized input and output" に準拠したものである。本標準の付属資料 B は、2003 年 7 月に ITU-T で承認された ITU-T 勧告 G.726 ANNEX B に準拠したものである。

ちなみに、ITU-T 勧告 G. 726 は ITU-T のブルーブック III. 4 分冊の勧告文 G. 721 と G. 723 を完全に置き換えるものである。勧告 G. 726 には、現勧告 (G. 726) に従い設計されたシステムとブルーブック版 (G. 721 と G. 723) に従い設計されたシステムは互換性を持つことが注記されている。

## 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 ナショナルマター項目

なし。

### 2.3 その他

(1) 本標準は上記 ITU-T 勧告に対し、下記の項目を追加している。

(a) 付録 3 符号器及び復号器の詳細ブロック図

上記項目を追加した理由は、標準化内容を明確にし、標準の理解に利便を供することによる。

(2) 本標準は上記 ITU-T 勧告に対し、下記の項目を削除している。

(a) A 則符号化方式に関する事項

上記項目を削除した理由は、PCM 符号化方式として  $\mu$  則を採用している我が国の現状による。

### 2.4 原勧告と章立ての構成比較表

上記国際勧告との章立ての構成の相違を下表に示す。

TTC 標準	ITU-T 勧告	備考
本文	本文	
付属資料 A、B	ANNEX A, B	
付録 1、付録 2	APPENDIX I, II	
付録 3	-----	

### 3. 改版の履歴

版数	制 定 日	改 版 内 容
第1版	1995年11月28日	制定 (JT-G721を廃止し吸収統合)
第1.1版	2003年9月18日	誤記修正に伴う改版
第2版	2004年4月20日	付属資料B追加
第2.1版	2005年6月17日	付属資料A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-T4

ITU-T 勧告 : G. 113、G. 701、G. 761、G. 763  
R. 35、T. 3

## 1. 本標準の規定範囲

以下に示す標準は、64kbit/s の  $\mu$  則で量子化された PCM チャネルを 40, 32, 24, 16kbit/s チャネルに、また 40, 32, 24, 16kbit/s チャネルを 64kbit/s チャネルに変換するためのものである。PCM ビット列 ADPCM の変換符号化を適用することにより、この変換は行なわれる。音声周波数帯域の信号と PCM 符号化則、復号化則との関係は、JT-G711 においてすべて明記されている。

24kbit/s と 16kbit/s チャネルは主に、デジタル回線多重化装置 (DCME) において過負荷チャネルが音声を伝送する際に適用される。

40kbit/s は主に、DCME においてモデムのデータ信号の伝送に適用される。特に 4800kbit/s 以上で動作するモデムに対するものである。

本標準では 1.1 節及び 1.2 節で ADPCM 変換符号化アルゴリズムの概略を述べ、2 章及び 3 章で ADPCM の符号化、復号化アルゴリズムの原理と機能について説明し、さらに 4 章では、アルゴリズムの演算について厳密に定義している。網的側面とデジタルテストシーケンスについて、各々付録 1、付録 2 に示した。

ADPCM の符号器と復号器の簡単なブロック図を図 1-1/JT-G726 に示す。

4 章において、符号器および復号器の各サブブロックは、詳細な論理的シーケンスを用いて厳密に定義されている。他の演算方法を用いる場合は十分な注意を払い、変数処理した結果が全く同じ値となるようにしなければならない。4 章に示す処理から少しでもはずれると、著しい性能の劣化を招くことになる。

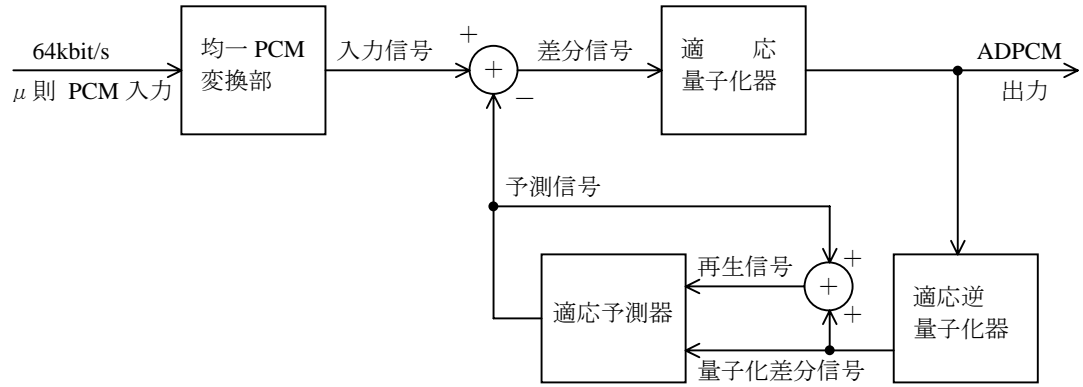
注 1—本方式の標準化に先立ち、40kbit/s ADPCM と同様な性能を有する他のアルゴリズムが DCME で装置化され、通信網で用いられている。これは特定の状況下で DCME への限定的適用として、(送受両端で) 同一アルゴリズムを用いる場合に使用できる。そのようなアルゴリズム 2 種類についての技術解説が、1984 年から 1988 年の間に発行された ITU-T 資料 COM X VIII NO. 101 と COM X VIII NO. 102 に掲載されている。

注 2—16, 24, 32 そして 40kbit/s の割り当てと符号化レート選択の組み合わせは本標準の及ぶ範囲でない。例えば、ITU-T 勧告 G. 763 (1990 年改訂) を参照すること。

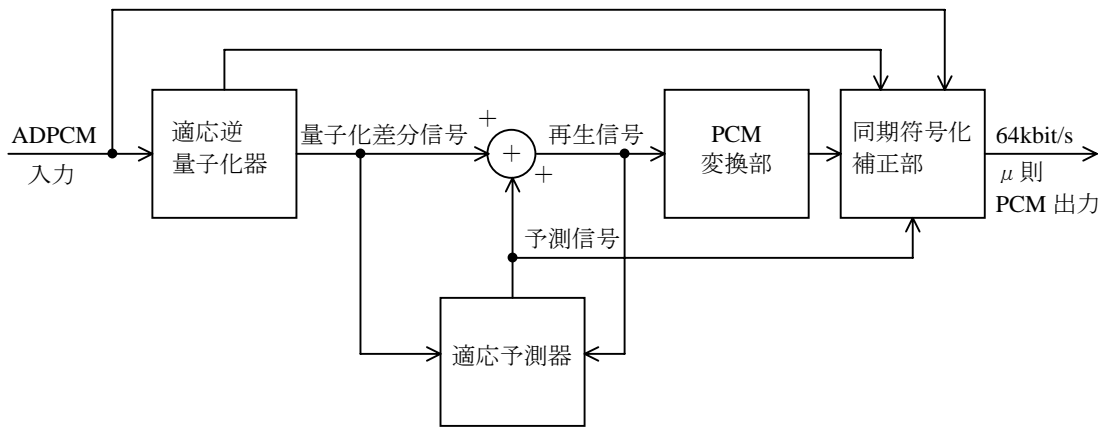
注 3—シングナリング及び多重化に関する考慮は、本標準の及ぶ範囲ではない。例えば、ITU-T 勧告 G. 761 と勧告 G. 763 (1990 年改訂) を参照すること。

### 1.1 ADPCM 符号器

$\mu$  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。31, 15, 7 もしくは 4 レベルの適応量子化器を用いて、差分信号の値に対しそれぞれ 5, 4, 3, もしくは 2 ビットの符号を割り当て、復号器へ伝送する。逆量子化器で、この 5, 4, 3 もしくは 2 ビットそれぞれの符号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、予測器は、次の入力信号の予測値を算出する。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。



a) ADPCM 符号器



b) ADPCM 復号器

図 1-1/JT-G726 基本構成図  
(ITU-T G.726)

## 1.2 ADPCM 復号器

復号器は符号器のフィードバック・ループと全く同一のものから成る。加えて、均一量子化 PCM 信号から  $\mu$  則で量子化された PCM 信号への変換器と同期符号化補正部が含まれている。

同期符号化補正部により、ある条件 (3.7 節参照) の下で、同期タンデム符号化 (例えば、ADPCM-PCM-ADPCM 等のデジタル信号での接続) を行なう際の累積的な歪みが発生するのを防いでいる。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。



## 2. ADPCM 符号器の原理

図 2-1/JT-G726 は、符号器のブロック図である。各変数において、 $k$  は標本番号を示しており、標本は  $125 \mu s$  間隔でとられている。各ブロックの基本的な機能を、以下 2.1 節から 2.8 節に示す。

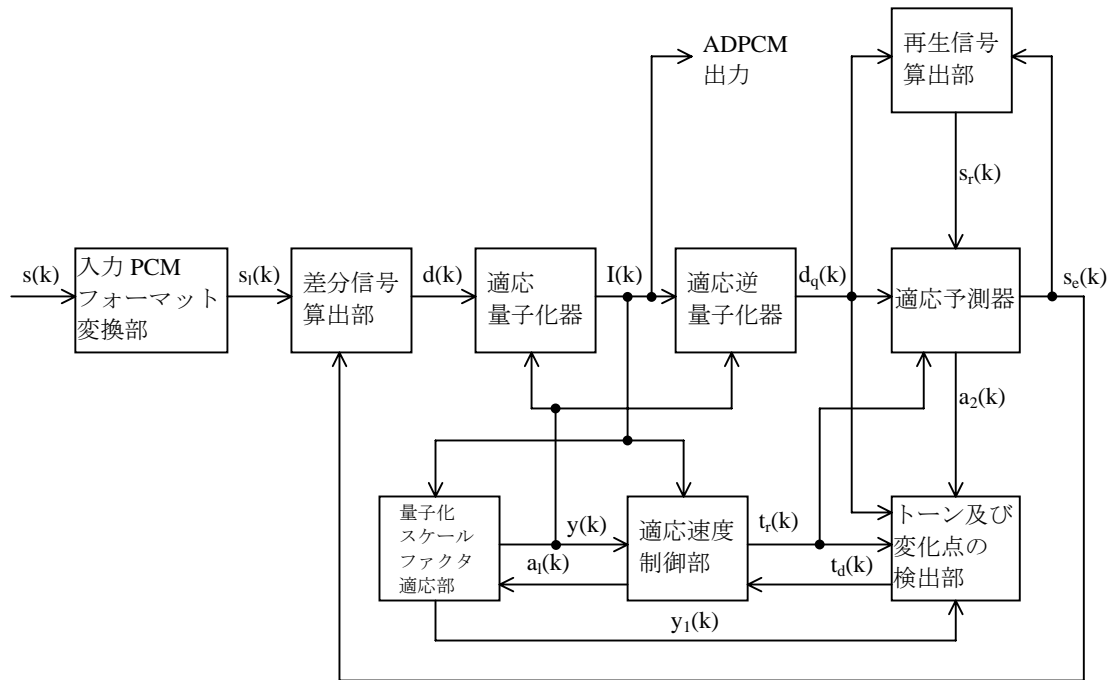


図 2-1/JT-G726 符号器ブロック図  
(ITU-T G.726)

### 2.1 入力 PCM フォーマット変換部

このブロックでは  $\mu$  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  $s_1(k)$  に変換する。

### 2.2 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  $s_1(k)$  と予測信号  $s_e(k)$  より差分信号  $d(k)$  を算出する。

$$d(k) = s_1(k) - s_e(k) \quad (2-1)$$

### 2.3 適応量子化器

31, 15, 7 あるいは 4 レベルの不均一量子化器は、各々  $40 \text{ kbit/s}$ ,  $32 \text{ kbit/s}$ ,  $24 \text{ kbit/s}$  および  $16 \text{ kbit/s}$  動作の差分信号  $d(k)$  を量子化するために用いられる。量子化に先立ち、差分信号  $d(k)$  は 2 を底とする対数に変換され、次に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  $y(k)$  で正規化される。量子化器の正規化した入出力特性 (10 進表示) を表 2-1/JT-G726 から表 2-4/JT-G726 に示す。

### 2.3.1 40kbit/s 動作

差分信号  $d(k)$  を量子化した値を 5 ビットで符号化する（4 ビットで振幅を、1 ビットで極性を表わす）。5 ビットの量子化器出力  $I(k)$  が 40kbit/s 出力信号となる。また、この  $I(k)$  は 0 でない 31 値をとり、適応逆量子化器、適応速度制御部、量子化スケールファクタ適応部へも 32 値をとる 5 ビット  $I(k)$  として入力される。ただし、 $I(k)=00000$  は、伝送路誤りにより復号器の各ブロックへ入力され得る値である。

表 2-1/JT-G726 40kbit/s 動作作用に正規化した量子化器入出力特性  
(ITU-T G.726)

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 $\log_2 d_q(k) -y(k)$
[4. 31, $+\infty$ )	15	4. 42
[4. 12, 4. 31)	14	4. 21
[3. 91, 4. 12)	13	4. 02
[3. 70, 3. 91)	12	3. 81
[3. 47, 3. 70)	11	3. 59
[3. 22, 3. 47)	10	3. 35
[2. 95, 3. 22)	9	3. 09
[2. 64, 2. 95)	8	2. 80
[2. 32, 2. 64)	7	2. 48
[1. 95, 2. 32)	6	2. 14
[1. 54, 1. 95)	5	1. 75
[1. 08, 1. 54)	4	1. 32
[0. 52, 1. 08)	3	0. 81
[-0. 13, 0. 52)	2	0. 22
[-0. 96, -0. 13)	1	-0. 52
( $-\infty$ , -0. 96)	0	$-\infty$

注一表 2-1/JT-G726 から表 2-4/JT-G726 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ものとする。

### 2.3.2 32kbit/s 動作

差分信号  $d(k)$  を量子化した値を 4 ビットで符号化する（3 ビットで振幅を、1 ビットで極性を表わす）。4 ビットの量子化器出力  $I(k)$  が 32kbit/s 出力信号となる。また、この  $I(k)$  は、適応逆量子化器、適応速度制御部、量子化スケールファクタ適応部へも入力される。ただし、 $I(k)=0000$  は、伝送路誤りにより復号器の各ブロックへ入力され得る値である。

表 2-2/JT-G726 32kbit/s 動作作用に正規化した量子化器入出力特性  
(ITU-T G.726)

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 $\log_2 d_q(k) -y(k)$
[3. 12, $+\infty$ )	7	3. 32
[2. 72, 3. 12)	6	2. 91
[2. 34, 2. 72)	5	2. 52
[1. 91, 2. 34)	4	2. 13
[1. 38, 1. 91)	3	1. 66
[0. 62, 1. 38)	2	1. 05
[-0. 98, 0. 62)	1	0. 031
( $-\infty$ , -0. 98)	0	$-\infty$

### 2.3.3 24kbit/s 動作

差分信号  $d(k)$  を量子化した値を 3 ビットで符号化する (2 ビットで振幅を、1 ビットで極性を表わす)。3 ビットの量子化器出力  $I(k)$  が 24kbit/s 出力信号となる。また、この  $I(k)$  は 0 でない 7 値をとり、適応逆量子化器、適応速度制御部、量子化スケールファクタ適応部へも入力される。そして、任意の 8 値をとる 3 ビット  $I(k)$  に基づいて動作する。ただし、 $I(k)=000$  は、伝送路誤りにより復号器の各ブロックへ入力され得る値である。

表 2-3/JT-G726 24kbit/s 動作に正規化した量子化器入出力特性  
(ITU-T G.726)

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 $\log_2  d_q(k)  - y(k)$
[2. 58, $+\infty$ )	3	2. 91
[1. 70, 2. 58)	2	2. 13
[0. 06, 1. 70)	1	1. 05
( $-\infty$ , 0. 06)	0	$-\infty$

### 2.3.4 16kbit/s 動作

差分信号  $d(k)$  を量子化した値を 2 ビットで符号化する (1 ビットで振幅を、1 ビットで極性を表わす)。2 ビットの量子化器出力  $I(k)$  が 16kbit/s 出力信号となる。また、この  $I(k)$  は、適応逆量子化器、適応速度制御部、量子化スケールファクタ適応部へも入力される。

表 2-4/JT-G726 16kbit/s 動作に正規化した量子化器入出力特性  
(ITU-T G.726)

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 $\log_2  d_q(k)  - y(k)$
[2. 04, $+\infty$ )	1	2. 85
( $-\infty$ , 2. 04)	0	0. 91

2.3.1 節の 40kbit/s 動作、2.3.2 節の 32kbit/s 動作、2.3.3 節の 24kbit/s 動作における量子化器と異なり、16kbit/s 動作では偶数レベル (4 レベル) 量子化器である。16kbit/s ADPCM のための偶数レベル量子化器は、奇数レベル (3 レベル) 量子化器よりも優れた特性を持っていることから採用された。

## 2.4 適応逆量子化器

量子化された差分信号  $d_q(k)$  は、表 2-1/JT-G726 から表 2-4/JT-G726 において正規化した量子化特性より定まる値を  $y(k)$  によりスケールリングし、次に対数から真数に変換すれば求まる。

## 2.5 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与える。ここに入力される信号は、5 ビット、4 ビット、3 ビット、2 ビットの量子化器出力  $I(k)$  と、適応速度制御変数  $a_i(k)$  である。

量子化器におけるスケール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。

- － 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。
- － 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、合成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。

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

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

40kbit/s ADPCM に対する離散的な関数  $W(I)$  を、以下の様に定義する。

I(k)	15	14	13	12	11	10	9	8
W[I(k)]	43.50	33.06	27.50	22.38	17.50	13.69	11.19	8.81
I(k)	7	6	5	4	3	2	1	0
W[I(k)]	6.25	3.63	2.56	2.50	2.44	1.50	0.88	0.88

32kbit/s ADPCM に対する離散的な関数  $W(I)$  を、以下の様に定義する。

I(k)	7	6	5	4	3	2	1	0
W[I(k)]	70.13	22.19	12.38	7.00	4.00	2.56	1.13	-0.75

24kbit/s ADPCM に対する離散的な関数  $W(I)$  を、以下の様に定義する。

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

16kbit/s ADPCM に対する離散的な関数  $W(I)$  を、以下の様に定義する。

I(k)	1	0
W[I(k)]	27.44	-1.38

$y(k)$ 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有限となり、このため、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事により求まる。

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

そして、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。

$$y(k) = a_l(k)y_l(k-1) + [1 - a_l(k)]y_u(k-1) \quad (2-4)$$

ここで、 $0 \leq a_l(k) \leq 1$  である（2. 6 節参照）。

## 2.6 適応速度制御部

適応速度制御変数 $a_i(k)$ は  $[0, 1]$  の範囲の値をとる。 $a_i(k)$ 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。 $a_i(k)$ は差分信号の変化率より算出する。

$I(k)$ の大きさの平均値を示す値を 2 種類算出する。

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

および

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

ここで 40kbit/s ADPCM に対する  $F[I(k)]$ を次のように定義する。

I(k)	15	14	13	12	11	10	9	8
F[I(k)]	6	6	5	4	3	2	1	1
I(k)	7	6	5	4	3	2	1	0
F[I(k)]	1	1	1	0	0	0	0	0

32kbit/s ADPCM に対する  $F[I(k)]$ を次のように定義する。

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

24kbit/s ADPCM に対する  $F[I(k)]$ を次のように定義する。

I(k)	3	2	1	0
F[I(k)]	7	2	1	0

16kbit/s ADPCM に対する  $F[I(k)]$ を次のように定義する。

I(k)	1	0
F[I(k)]	7	0

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

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

従って、 $a_p(k)$ は $d_{ms}(k)$ と $d_{ml}(k)$ の差が大きいとき ( $I(k)$ の大きさの平均値が変化しているとき) は 2 に近づき、小さいとき ( $I(k)$ の大きさの平均値が比較的一定のとき) は 0 に近づく。また空きチャネルの場合 ( $y(k) < 3$  で示される) あるいは狭帯域信号の場合 (2.8 節で述べるように $t_d(k)=1$  で示される) も $a_p(k)$ は 2 に近づく。狭帯域信号の変化を検出 ( $t_r(k)=1$  で示される。2.8 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。

$$a_l(k) = \begin{cases} 1, & a_p(k-1) > 1 \\ a_p(k-1), & a_p(k-1) \leq 1 \end{cases} \quad (2-8)$$

この非対称な制限より、 $I(k)$ の絶対値がしばらく一定の値を保つまで、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。

## 2.7 適応予測器及び再生信号算出器

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、入力信号に対する 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。

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

ここで、

$$s_{ec}(k) = \sum_{i=1}^6 b_i(k-1)d_q(k-i)$$

である。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 次の予測器の場合は、

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

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

である。

ここで、

$$p(k) = d_q(k) + s_{ec}(k)$$

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

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。

$t_i(k)=1$  (2.8 節参照) の時は、 $a_1(k)=a_2(k)=0$  とする。

6 次の予測器の場合は、 $i=1, 2, \dots, 6$  に対して、

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

である。

40kbit/s 符号化では、零予測係数の更新計算でのリーク係数を小さくした適応予測器を用いる。この場合、(2-12A)式を、

$$b_i(k) = (1 - 2^{-9})b_i(k-1) + 2^{-7}\text{sgn}[d_q(k)]\text{sgn}[d_q(k-i)] \quad (2-12B)$$

とする。

$t_i(k)=1$  (2.8 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、 $\text{sgn}[p(k-i)]$  を 0 と定義する。これにより、 $b_i(k)$  は  $\pm 2$  の範囲に制限される。

## 2.8 トーン及び変化点の検出器

キャラクターモードで動作している 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。

$$t_d(k) = \begin{cases} 1, & a_2(k) < -0.71875 \\ 0, & \text{その他} \end{cases} \quad (2-13)$$

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

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

### 3. ADPCM 復号器の原理

図 3-1/JT-G726 は、復号器のブロック図である。各ブロックの機能は以下 3.1 節から 3.7 節に示す。

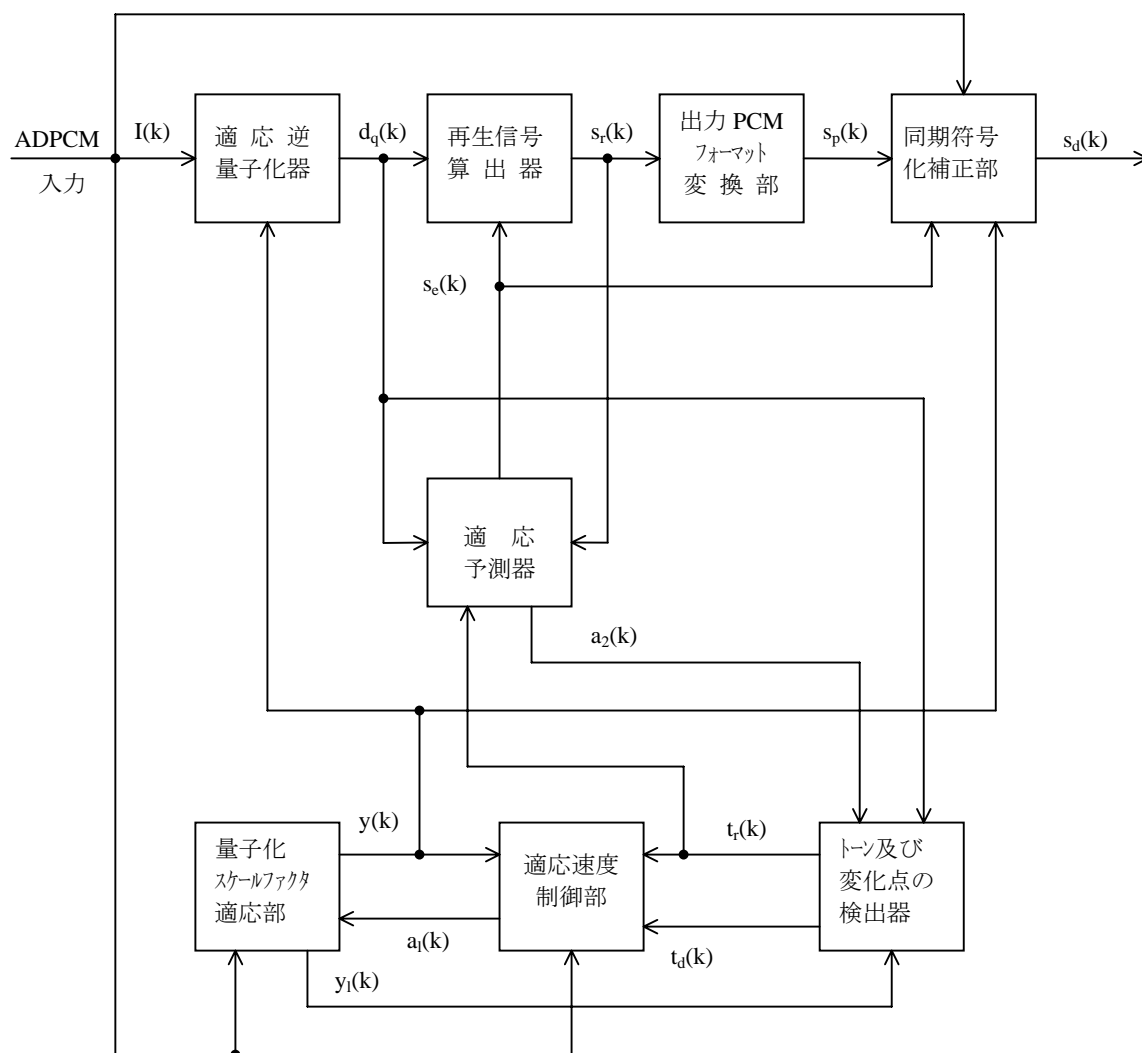


図 3-1/JT-G726 復号器ブロック図  
(ITU-T G.726)

#### 3.1 適応逆量子化器

2. 4 節に同じ。

#### 3.2 量子化スケールファクタ適応部

2. 5 節に同じ。

#### 3.3 適応速度制御部

2. 6 節に同じ。



### 3.4 適応予測器及び再生信号算出器

2. 7 節に同じ。

### 3.5 トーン及び変化点の検出器

2. 8 節に同じ。

### 3.6 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 $s_r(k)$ を $\mu$  則のPCM信号 $s_p(k)$ に変換する。

### 3.7 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 等のデジタル信号で接続）を行なう際、累積的な歪みが発生するのを防いでいる。

ただし、

- i) ADPCM 信号及び中間にある 64kbit/s PCM 信号の伝送において誤りがない。
- ii) ADPCM 信号及び中間にある 64kbit/s PCM 信号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。

たとえば交換により接続された直後など、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。更に言えば、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 200~3400Hz の大部分を占め、十分なレベルを持った信号（音声信号や 4800bit/s 音声周波数帯域データ信号など）に対しては、同期タンデム符号化特性は復帰するであろう。

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  $k$  の値に対し両方の量子化器の 4 ビット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  $\mu$  則で量子化した信号 $s_p(k)$ を均一量子化信号 $s_{\mu}(k)$ に変換し、次に差分信号 $d_x(k)$ を算出する。

$$d_x(k) = s_{\mu}(k) - s_e(k) \quad (3-1)$$

次に差分信号 $d_x(k)$ を、 $I(k)$ 及び $y(k)$ より決定されるADPCM量子化器の量子化幅と比較する。次に信号 $s_d(k)$ を次のようにして決定する。

$$s_d(k) = \begin{cases} s_p^+(k), & d_x(k) < \text{量子化幅の下限識別値} \\ s_p^-(k), & d_x(k) \geq \text{量子化幅の上限識別} \\ s_p(k), & \text{その他} \end{cases} \quad (3-2)$$

ここで、

$s_d(k)$  : 復号器の出力PCM符号語

$s_p^+(k)$  : PCM出力レベルから+1 された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 された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。

## 4. 演算の詳細

4.1 節及び 4.2 節に符号器と復号器の演算の詳細を示す。

符号器及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 4-6/JT-G726 の SE は DELAY の出力を用いて求まり、図 4-1/JT-G726 に示すように用いられる。

本アルゴリズムを実現したものを、付録 2 に示すデジタルテストシーケンスを用いればかなりの信頼性で確認できる。このテストシーケンスは符号器 PCM 入力ワード、ADPCM ワード、復号器 PCM 出力ワードの形で示される。

### 4.1 入出力信号

符号器及び復号器の入出力信号の定義を表 4-1/JT-G726 に示す。

オプションの信号 R は特定の状態にすべ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。これは、瞬時のリセット機能を必要とする応用（例えば DCME 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 4-1/JT-G726\* 入出力信号  
(ITU-T G.726)

符 号 器			
	信 号 名	ビット数	内 容
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	5	40kbit/s ADPCM ワード
出力	I	4	32kbit/s ADPCM ワード
出力	I	3	24kbit/s ADPCM ワード
出力	I	2	16kbit/s ADPCM ワード
復 号 器			
	信 号 名	ビット数	内 容
入力	I	5	40kbit/s ADPCM ワード
入力	I	4	32kbit/s ADPCM ワード
入力	I	3	24kbit/s ADPCM ワード
入力	I	2	16kbit/s ADPCM ワード
入力	R (オプション)	1	リセット
出力	SD	8	復号器 PCM 出力ワード

## 4.2 変数の説明及びサブブロックの詳細

ここでは、2章及び3章で述べた図2-1/JT-G726 および図3-1/JT-G726における各ブロックの詳細を示す。詳細なブロック図を図4-1/JT-G726 から図4-8/JT-G726 に示す。これらの内部処理に用いる変数は表4-2/JT-G726 で定義する。

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

表 4-2/JT-G726 内部処理変数表 (1/2)

(ITU-T G-726)

変数名	ビット数 (注)	2進数表示	リセット値 (オプション)	内容
A1 <sup>a)</sup> , A2 <sup>a)</sup>	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 <sup>a)</sup>	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 <sup>a)</sup> ,...,B6 <sup>a)</sup>	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		$\text{Log}_2$ (差分信号)、(符号器のみ)
DLN	12TC	s,3,...,-7		$\text{Log}_2$ (正規化された差分信号)、(符号器のみ)
DLNX	12TC	s,3,...,-7		$\text{Log}_2$ (正規化された差分信号)、(復号器のみ)
DLX	11SM	3,...,-7		$\text{Log}_2$ (差分信号)、(復号器のみ)
DML <sup>a)</sup>	14SM	2,...,-11	0	単位遅延後のF(I)の長期間平均値
DMLP	14SM	2,...,-11		F(I)の長期間平均値
DMS <sup>a)</sup>	12SM	2,...,-9	0	単位遅延後のF(I)の短期間平均値
DMSP	12SM	2,...,-9		F(I)の短期間平均値
DQ <sup>b)</sup>	15SM	s,13,...,0		量子化差分信号 (16, 24, または32kbit/s動作)
DQ <sup>b)</sup>	16SM	s,14,...,0		量子化差分信号 (16, 24, 32, または40kbit/s動作)
DQO	11FL	s,4e,6m		量子化差分信号、(単位遅延前)
DQ1 <sup>a)</sup> ,...,DQ6 <sup>a)</sup>	11FL	s,4e,6m	32	量子化差分信号、(単位遅延1~6段)
DQL	12TC	s,3,...,-7		$\text{Log}_2$ (量子化差分信号)
DQLN	12TC	s,3,...,-7		$\text{Log}_2$ (正規化された量子化差分信号)
DQS	1TC	s		量子化差分信号の符号ビット
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)
PKO	1TC	s		DQ+SEZの符号、(単位遅延前)
PK1 <sup>a)</sup> , PK2 <sup>a)</sup>	1TC	s	0	DQ+SEZの符号、(単位遅延1~2)
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

表 4-2/JT-G726 内部処理変数表 (2/2)

(ITU-T G.726)

変数名	ビット数 (注)	2進数表示	リセット値 (オプション)	内容
SL	14TC	s,12,...,0		リニア入力信号、(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	16TC	s,14,...,0		再生信号
SRO	11FL	s,4e,6m		再生信号、(単位遅延前)
SR1 <sup>a)</sup> , SR2 <sup>a)</sup>	11FL	s,4e,6m	32	再生信号、(単位遅延1~2段)
TD <sup>a)</sup>	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 <sup>a)</sup>	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 <sup>a)</sup>	13SM	3,...,-9	544	単位遅延後の高速量子化スケールファクタ
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

a) — オプションのリセットによって特定の値にセットされる変数であることを示す。リセットされると、DELAYサブブロック (4. 2. 4節を参照) の出力は、第4欄で示される値となる。

b) — 40kbit/s ADPCMに対して、DQは16ビット符号・絶対値表示で表現されねばならない。16, 24, 32kbit/sに対して、DQは15または16ビット符号・絶対値表示で表現できる。

注 — TC 2の補数表示を表わす。

SM 符号・絶対値表示を表わす。

FL 浮動小数点表示を表わす。

e 指数部のビット数を示す。

m 仮数部のビット数を示す。

s 符号ビットを示す。

#### 4.2.1 入力 PCM フォーマット変換部と差分信号算出部

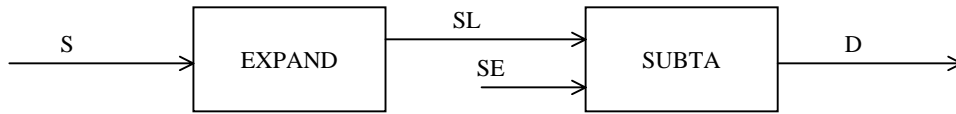


図 4-1/JT-G726\* 入力 PCM フォーマット変換部と差分信号算出部  
(ITU-T G.726)

##### (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： $\mu$  則 PCM 信号を均一 PCM 信号に変換する。

PCM 符号語 S を TTC 標準 JT-G711 に従い、符号語 (表 3-1/JT-G711 および表 3-2/JT-G711 の第 6 欄) から復号器出力値 (第 7 欄) 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・絶対値表示で表わさねばならない (ここで、符号ビット=1 は負の値を示す)。

$$SSS = SS \gg 13$$

$$SSQ = SS \& 8191$$

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

##### (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。

$$SLS = SL \gg 13$$

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

$$SES = SE \gg 14$$

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

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

#### 4.2.2 適応量子化器

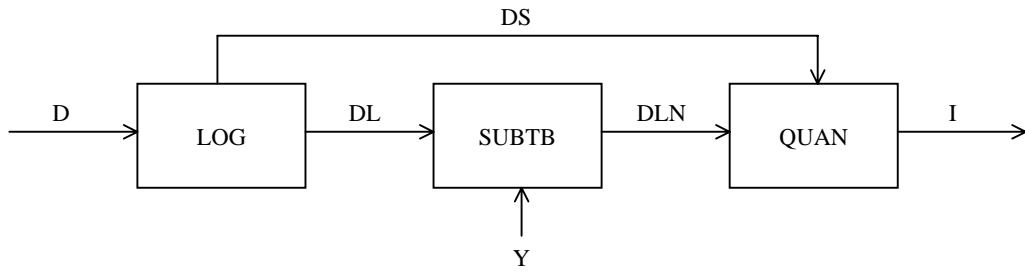


図 4-2/JT-G.726 適応量子化器  
(ITU-T G.726)

##### (1) LOG

入力：D（復写器においては 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。

$$DS = D \gg 15$$

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

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

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

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

##### (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。

表 4-3/JT-G726 40kbit/s ADPCM の量子化識別レベル及び 5 ビット出力  
(ITU-T G.726)

DS	DLN	I					
		1	2	3	4	5	
0	553-2047	0	1	1	1	1	
0	528- 552	0	1	1	1	0	
0	502- 527	0	1	1	0	1	
0	475- 501	0	1	1	0	0	
0	445- 474	0	1	0	1	1	
0	413- 444	0	1	0	1	0	
0	378- 412	0	1	0	0	1	
0	339- 377	0	1	0	0	0	
0	298- 338	0	0	1	1	1	
0	250- 297	0	0	1	1	0	
0	198- 249	0	0	1	0	1	
0	139- 197	0	0	1	0	0	
0	68- 138	0	0	0	1	1	
0	0- 67	0	0	0	1	0	
0	4080-4095	0	0	0	1	0	
0	3974-4079	0	0	0	0	0	1
0	2048-3973	1	1	1	1	1	
1	2048-3973	1	1	1	1	1	
1	3974-4079	1	1	1	1	0	
1	4080-4095	1	1	1	0	1	
1	0- 67	1	1	1	0	1	
1	68- 138	1	1	1	0	0	
1	139- 197	1	1	0	1	1	
1	198- 249	1	1	0	1	0	
1	250- 297	1	1	0	0	1	
1	298- 338	1	1	0	0	0	
1	339- 377	1	0	1	1	1	
1	378- 412	1	0	1	1	0	
1	413- 444	1	0	1	0	1	
1	445- 474	1	0	1	0	0	
1	475- 501	1	0	0	1	1	
1	502- 527	1	0	0	1	0	
1	528- 552	1	0	0	0	1	
1	553-2047	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

注-I は第 1 ビットから伝送する。



表 4-4/JT-G726, 32kbit/s ADPCM の量子化識別レベル及び 4 ビット出力  
(ITU-T G.726)

DS	DLN	I				
		1	2	3	4	
0	400-2047	0	1	1	1	
0	349-399	0	1	1	0	
0	300-348	0	1	0	1	
0	246-299	0	1	0	0	
0	178-245	0	0	1	1	
0	80-177	0	0	1	0	
0	0-79	0	0	0	1	区間中の正の部分
0	3972-4095	0	0	0	1	区間中の負の部分
0	2048-3971	1	1	1	1	
1	2048-3971	1	1	1	1	
1	3972-4095	1	1	1	0	区間中の負の部分
1	0-79	1	1	1	0	区間中の正の部分
1	80-177	1	1	0	1	
1	178-245	1	1	0	0	
1	246-299	1	0	1	1	
1	300-348	1	0	1	0	
1	349-399	1	0	0	1	
1	400-2047	1	0	0	0	

注-Iは第1ビットから伝送する。

表 4-5/JT-G726 24kbit/s ADPCM の量子化識別レベル及び 3 ビット出力  
(ITU-T G.726)

DS	DLN	I			
		1	2	3	
0	331-2047	0	1	1	
0	218-330	0	1	0	
0	8-217	0	0	1	
0	0-7	0	0	1	区間中の正の部分
0	2048-4095	0	0	1	区間中の負の部分
0	2048-4095	0	0	1	区間中の負の部分
0	0-7	0	0	1	区間中の正の部分
0	8-217	0	1	0	
0	218-330	0	1	0	
0	331-2047	0	1	0	

注-Iは第1ビットから伝送する。

表 4-6/JT-G726 16kbit/s ADPCM の量子化識別レベル及び 2 ビット出力  
(ITU-T G.726)

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	

注-Iは第1ビットから伝送する。

(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なう。

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

4.2.3 適応逆量子化器

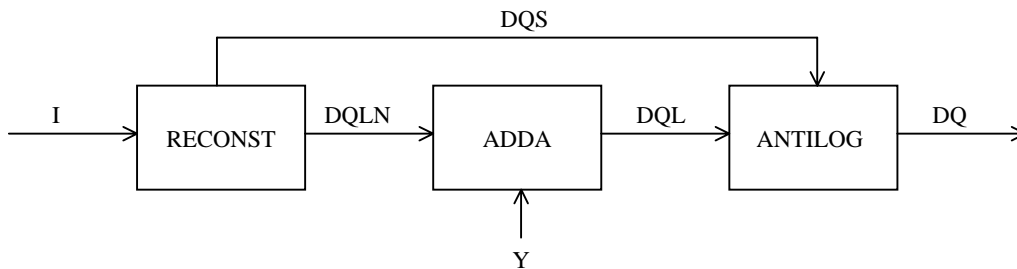


図 4-3/JT-G726 適応逆量子化器  
(ITU-T G.726)

(1) ADDA

入力：DQLN, Y

出力：DQL

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。

$$DQL = (DQLN + (Y > > 2)) \& 4095$$

(2) ANTILOG

入力 : DQL, DQS

出力 : DQ

機能 : 量子化差分信号 (対数表示) を逆対数変換する。

$$DS = DQL \gg 11$$

| 指数部 4 ビット抽出

$$DEX = (DQL \gg 7) \& 15$$

|

$$DMN = DQL \& 127$$

| 仮数部 7 ビット抽出

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

| 近似式  $2^X = 1+x$  を

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

| 用いて逆対数変換を行なう。

|

$$DQ = \begin{cases} (DQS \ll 14) + DQMAG & : DQ \text{ が } 15SM \text{ 表示の場合} \\ (DQS \ll 15) + DQMAG & : DQ \text{ が } 16SM \text{ 表示の場合} \end{cases}$$

| 絶対値に符号

| ビットをつける。

|

(3) RECONST

入力 : I

出力 : DQLN, DQS

機能 : 量子化差分信号 (対数表示) を再生する。

40kbit/s ADPCM に対して

$$DQS = I \gg 4$$

表 4-7/JT-G726 40kbit/s ADPCM に対する量子化出力レベル

(ITU-T G.726)

I	DQS	DQLN
12345		
01111	0	566
01110	0	539
01101	0	514
01100	0	488
01011	0	459
01010	0	429
01001	0	395
01000	0	358
00111	0	318
00110	0	274
00101	0	224
00100	0	169
00011	0	104
00010	0	28
00001	0	4030
00000	0	2048
11111	1	2048
11110	1	4030
11101	1	28
11100	1	104
11011	1	169
11010	1	224
11001	1	274
11000	1	318
10111	1	358
10110	1	395
10101	1	429
10100	1	459
10011	1	488
10010	1	514
10001	1	539
10000	1	566

注 1-I は第 1 ビットから受信する。

注 2-復号器は伝送路における擾乱（例えば、ビットエラー）により符号語を受信する可能性がある。

32kbit/s ADPCM に対して

DQS=I>>3

表 4-8/JT-G726 32kbit/s ADPCM に対する量子化出力レベル  
(ITU-T G.726)

I	DQS	DQLN
1234		
0111	0	425
0110	0	373
0101	0	323
0100	0	273
0011	0	213
0010	0	135
0001	0	4
0000	0	2048
1111	1	2048
1110	1	4
1101	1	135
1100	1	213
1011	1	273
1010	1	323
1001	1	373
1000	1	425

注 1-I は第 1 ビットから受信する。

注 2-復号器は伝送路における擾乱（例えば、ビットエラー）により符号語を受信する可能性がある。

24kbit/s ADPCM に対して

DQS=I>>2

表 4-9/JT-G726 24kbit/s ADPCM に対する量子化出力レベル  
(ITU-T G.726)

I	DQS	DQLN
123		
011	0	373
010	0	273
001	0	135
000	0	2048
111	1	2048
110	1	135
101	1	273
100	1	373

注 1-I は第 1 ビットから受信する。

注 2-復号器は伝送路における擾乱 (例えば、ビットエラー) により符号語を受信する可能性がある。

16kbit/s ADPCM に対して

DQS=I>>1

表 4-10/JT-G726 16kbit/s ADPCM に対する量子化出力レベル  
(ITU-T G.726)

I	DQS	DQLN
12		
01	0	365
00	0	116
11	1	116
10	1	365

注 1-I は第 1 ビットから受信する。

#### 4.2.4 量子化スケールファクタ適応部

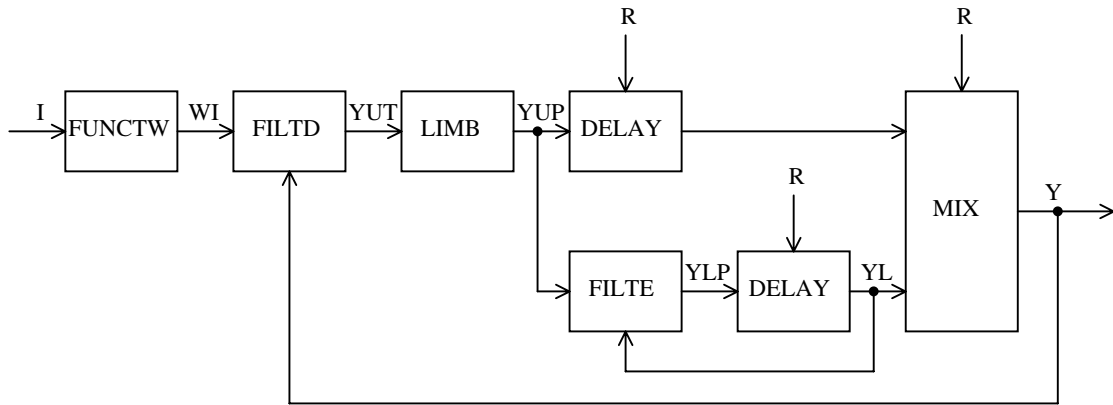


図 4-4/JT-G726 量子化スケールファクタ適応部  
(ITU-T G.726)

##### (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。

$$y(k) = \begin{cases} x(k-1), & R=0 \\ \text{表 4-2/JT-G726 の第 4 欄に} & \\ \text{示されたオプションのリセット値,} & R=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \text{ オプションのリセット} \\ | \end{array}$$

##### (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。

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

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

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

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

(3) FILTE

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。

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

| 差の計算

$$DIFS=DIF>>13$$

| 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) FUNCTW

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。

40kbit/s ADPCM に対して

$$IS=I>>4$$

$$IM=\begin{cases} I\&15, & IS=0 \\ (31-I)\&15, & IS=1 \end{cases}$$

$$WI=\begin{cases} 696, & IM=15 \\ 529, & IM=14 \\ 440, & IM=13 \\ 358, & IM=12 \\ 280, & IM=11 \\ 219, & IM=10 \\ 179, & IM=9 \\ 141, & IM=8 \\ 100, & IM=7 \\ 58, & IM=6 \\ 41, & IM=5 \\ 40, & IM=4 \\ 39, & IM=3 \\ 24, & IM=2 \\ 14, & IM=1 \\ 14, & IM=0 \end{cases}$$

| スケールファクタ乗数

32kbit/s ADPCM に対して

$$IS=I>>3$$



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

$$WI = \begin{cases} 1122, & IM = 7 \\ 355, & IM = 6 \\ 198, & IM = 5 \\ 112, & IM = 4 \\ 64, & IM = 3 \\ 41, & IM = 2 \\ 18, & IM = 1 \\ 4084, & IM = 0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \\ | \\ | \text{ スケールファクタ乗数} \\ | \\ | \\ | \\ | \end{array}$$

24kbit/s ADPCM に対して

$IS = I \gg 2$

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

$$WI = \begin{cases} 582, & IM = 3 \\ 137, & IM = 2 \\ 30, & IM = 1 \\ 4092, & IM = 0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \text{ スケールファクタ乗数} \\ | \\ | \end{array}$$

16kbit/s ADPCM に対して

$IS = I \gg 1$

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

$$WI = \begin{cases} 439, & IM = 1 \\ 4074, & IM = 0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{ スケールファクタ乗数} \\ | \end{array}$$

##### (5) LIMB

入力 : YUT

出力 : YUP

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。

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

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

$$YUP = \begin{cases} 544, & \text{GELL}=1 \\ 5120, & \text{GEUL}=0 \\ YUT, & \text{その他} \end{cases}$$

| 下限値 1.06 を設定  
| 上限値 10.00 を設定

(6) MIX

入力 : AL, YU, YL

出力 : Y

機能 : 高速及び低速量子化スケールファクタを線形結合する。

$$DIF = (YU + 16384 - (YL >> 6)) \& 16383$$

| 差の計算

$$DIFS = DIF >> 13$$

|

$$DIFM = \begin{cases} DIF, & DIFS = 0 \\ (16384 - DIF) \& 8191, & DIFS = 1 \end{cases}$$

| 差の絶対値の計算  
|

$$PRODM = (DIFM * AL) >> 6$$

| 積の絶対値の計算

$$PROD = \begin{cases} PRODM, & DIFS = 0 \\ (16384 - PRODM) \& 16383, & DIFS = 1 \end{cases}$$

| 絶対値から 2 の補数  
| 表示に変換

$$Y = ((YL >> 6) + PROD) \& 8191$$

4.2.5 適応速度制御部

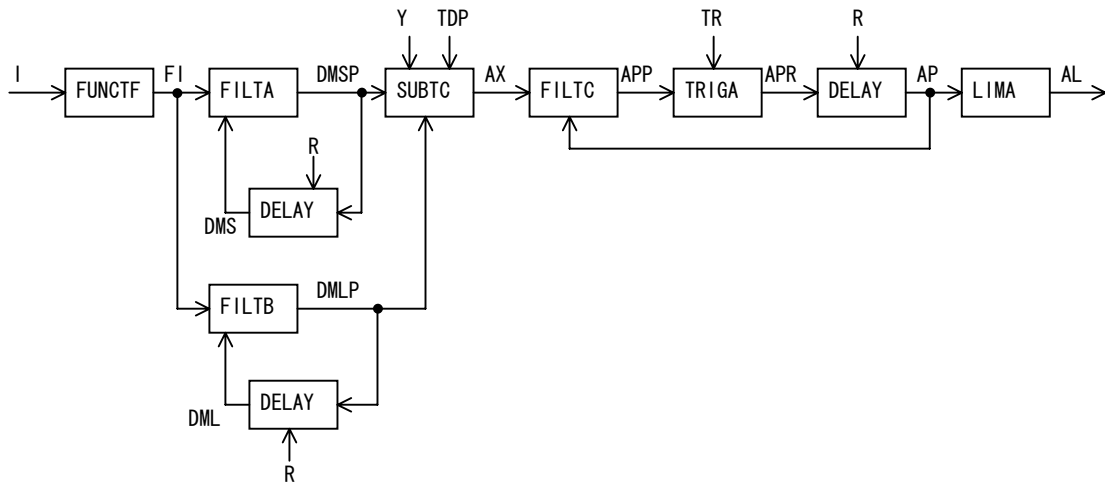


図 4-5/JT-G726 適応速度制御部  
(ITU-T G.726)

(1) DELAY

4. 2. 4 節参照

(2) FILTA

入力：FI, DMS

出力：DMSP

機能：F(I)の短期間平均値を更新する。

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

| 差の計算

$$DIFS = DIF > > 12$$

|

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

| 時定数 1/32

| 符号拡張

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

(3) FILTB

入力：FI, DML

出力：DMLP

機能：F(I)の長期間平均値を更新する。

$$DIF = ((FI < < 11) + 32768 - DML) \& 32767$$

| 差の計算

$$DIFS = DIF > > 14$$

|

$$DIFSX = \begin{cases} DIF > > 7, & DIFS = 0 \\ (DIF > > 7) + 16128, & DIFS = 1 \end{cases}$$

| 時定数 1/128

| 符号拡張

$$DMLP = (DIFSX + DML) \& 16383$$

(4) FILTC

入力：AX, AP

出力：APP

機能：速度制御パラメータのローパスフィルタである。

$$DIF = ((AX < < 9) + 2048 - AP) \& 2047$$

| 差の計算

$$DIFS = DIF > > 10$$

|

$$DIFSX = \begin{cases} DIF > > 4, & DIFS = 0 \\ (DIF > > 4) + 896, & DIFS = 1 \end{cases}$$

| 時定数 1/16

| 符号拡張

$$APP = (DIFSX + AP) \& 1023$$

(5) FUNCTF

入力 : I

出力 : FI

機能 : 量子化器出力を F(I)関数に変換する。

40kbit/s ADPCM に対して

$IS = I \gg 4$

$$IM = \begin{cases} I \& 15, & IS = 0 \\ (31 - I) \& 15, & IS = 1 \end{cases}$$

$$FI = \begin{cases} 0, & 0 \leq IM \leq 4 \\ 1, & 5 \leq IM \leq 9 \\ 2, & IM = 10 \\ 3, & IM = 11 \\ 4, & IM = 12 \\ 5, & IM = 13 \\ 6, & IM = 14 \\ 6, & IM = 15 \end{cases}$$

32kbit/s ADPCM に対して

$IS = I \gg 3$

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

$$FI = \begin{cases} 0, & 0 \leq IM \leq 2 \\ 1, & 3 \leq IM \leq 5 \\ 3, & IM = 6 \\ 7, & IM = 7 \end{cases}$$

24kbit/s ADPCM に対して

$IS = I \gg 2$

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

$$FI = \begin{cases} 0, & IM = 0 \\ 1, & IM = 1 \\ 2, & IM = 2 \\ 7, & IM = 3 \end{cases}$$

16kbit/s ADPCM に対して

$IS=I \gg 1$

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

$$FI = \begin{cases} 7, & IM=1 \\ 0, & IM=0 \end{cases}$$

(6) LIMA

入力：AP

出力：AL

機能：速度制御パラメータの取り得る範囲を制限する。

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

(7) SUBTC

入力：DMSP, DMLP, TDP, Y

出力：AX

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

$$DIF = ((DMSP \ll 2) + 32768 - DMLP) \& 32767 \quad | \text{ 差の計算}$$

$$DIFS = DIF \gg 14 \quad |$$

$$DIFM = \begin{cases} DIF, & DIFS=0 \\ (32768 - DIF) \& 16383, & DIFS=1 \end{cases} \quad | \begin{array}{l} \text{差の絶対値} \\ \text{の計算} \end{array}$$

$$DTHR = DMLP \gg 3$$

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

(8) TRIGA

入力：TR, APP

出力：APR

機能：トリガ (TR) により速度制御パラメータを制御する。

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

4.2.6 適応予測器と再生信号算出器

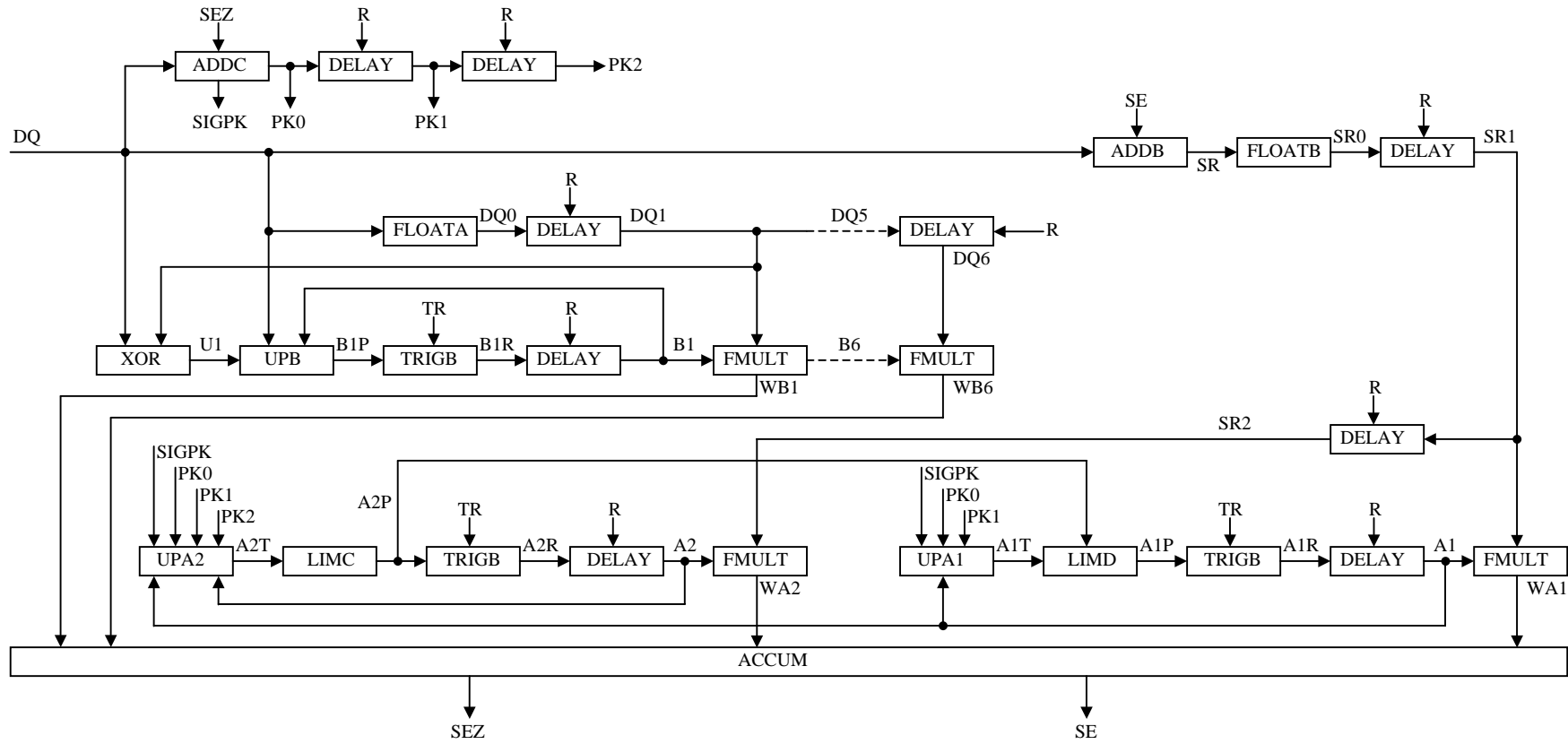


図 4-6/JT-G726 適応予測器と再生信号算出器  
(ITU-T G.726)

(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, SE

出力：SR

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。

$$DQS = \begin{cases} DQ \gg 14 & \text{DQ が 15SM 表示の場合} \\ DQ \gg 15 & \text{DQ が 16SM 表示の場合} \end{cases}$$

$$DQI = \begin{cases} DQ, & DQS = 0 & | \text{符号・絶対値表示を} \\ & & | \text{2の補数表示に変換} \\ (65536 - (DQ \& 16383)) \& 65535, & DQS = 1 & | \\ & \text{DQ が 15SM 表示の場合} & | \\ (65536 - (DQ \& 32767)) \& 65535, & DQS = 1 & | \\ & \text{DQ が 16SM 表示の場合} & | \end{cases}$$

$$SES = SE \gg 14$$

$$SEI = \begin{cases} SE, & SES = 0 & | \\ & & | \text{符号拡張} \\ (1 < < 15) + SE, & SES = 1 & | \end{cases}$$

$$SR = (DQI + SEI) \& 65535$$

(3) ADDC

入力：DQ, SEZ

出力：PK0, SIGPK

機能：量子化差分信号と部分予測信号を加え符号を得る。

$$DQS = \begin{cases} (DQ \gg 14) & : DQ \text{ が } 15SM \text{ 表示の場合} \\ (DQ \gg 15) & : DQ \text{ が } 16SM \text{ 表示の場合} \end{cases}$$

$$DQI = \begin{cases} DQ, DQS=0 & | \text{符号・絶対値表示を} \\ & | \text{2の補数表示に変換} \\ (65536 - (DQ \& 16383)) \& 65535, DQS=1 : & | \\ & | \text{DQ が } 15SM \text{ 表示の場合} \\ (65536 - (DQ \& 32767)) \& 65535, DQS=1 : & | \\ & | \text{DQ が } 16SM \text{ 表示の場合} \end{cases}$$

$$SEZS = SEZ \gg 14$$

$$SEZI = \begin{cases} SEZ, & SEZS=0 & | \\ (1 < < 15) + SEZ, & SEZS=1 & | \end{cases} \quad | \text{符号拡張}$$

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

$$PK0 = DQSEZ \gg 15$$

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

(4) DELAY

4. 2. 4 節参照

(5) FLOATA

入力 : DQ

出力 : DQ0

機能 : 15 ビットまたは 16 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。

$$DQS = \begin{cases} DQ \gg 14 & : DQ \text{ が } 15SM \text{ 表示の場合} \\ DQ \gg 15 & : DQ \text{ が } 16SM \text{ 表示の場合} \end{cases}$$

$$MAG = \begin{cases} DQ \& 16383 & : DQ \text{ が } 15SM \text{ 表示の場合} \\ DQ \& 32767 & : DQ \text{ が } 16SM \text{ 表示の場合} \end{cases} \quad | \text{絶対値の計算}$$



$$\text{EXP} = \begin{cases} 15, & 16384 \leq \text{MAG} : & \text{DQ が 16SM 表示の場合} & | \\ 14, & 8192 \leq \text{MAG} \leq 16383 : & \text{DQ が 16SM 表示の場合} & | \\ 14, & 8192 \leq \text{MAG} : & \text{DQ が 15SM 表示の場合} & | \\ 13, & 4096 \leq \text{MAG} \leq 8191 & & | \\ \cdot & \cdot & & | \text{指数部の計算} \\ \cdot & \cdot & & | \\ \cdot & \cdot & & | \\ 2, & 2 \leq \text{MAG} \leq 3 & & | \\ 1, & \text{MAG} = 1 & & | \\ 0, & \text{MAG} = 0 & & | \end{cases}$$

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

$$\text{DQ0} = (\text{DQS} \ll 10) + (\text{EXP} \ll 6) + \text{MANT} \quad \begin{array}{l} | \text{符号ビットと指数部 4 ビットと} \\ | \text{仮数部 6 ビットを合わせて} \\ | \text{11 ビットにする} \end{array}$$

#### (6) FLOATB

入力 : SR

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。

$$\text{SRS} = \text{SR} \gg 15$$

$$\text{MAG} = \begin{cases} \text{SR}, & \text{SRS} = 0 & | \\ (65536 - \text{SR}) \& 32767, & \text{SRS} = 1 & | \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \text{絶対値の計算} \\ | \end{array}$$

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

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

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

| 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

(7) FMULT

入力 :  $A_n$  または  $B_n$ ,  $SR_n$  または  $DQ_n$

出力 :  $WAn$  または  $WB_n$

注 :  $A_n$ ,  $SR_n$  および  $WAn$  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。

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なわれる。

$$AnS = An \gg 15$$

$$AnMAG = \begin{cases} An \gg 2, & AnS = 0 \\ (16384 - (An \gg 2)) \& 8191, & AnS = 1 \end{cases}$$

| 2 の補数表示から  
| 符号・絶対値へ変換

$$AnEXP = \begin{cases} 13, & 4096 \leq AnMAG \\ 12, & 2048 \leq AnMAG \leq 4095 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ 2, & 2 \leq AnMAG \leq 3 \\ 1, & AnMAG = 1 \\ 0, & AnMAG = 0 \end{cases}$$

|  
|  
| 指数部の計算  
|  
|

$$AnMANT = \begin{cases} 1 \ll 5, & AnMAG = 0 \\ (AnMAG \ll 6) \gg AnEXP, & \text{その他} \end{cases}$$

| 最上位ビットが 1 を  
| 伴う仮数部の計算

$$SRnS = SRn \gg 10$$

$$SRnEXP = (SRn \gg 6) \& 15$$

$$SRnMANT = SRn \& 63$$

| 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

$$WAnS = SRnS ** AnS$$

$$WAnEXP = SRnEXP + AnEXP$$

$$WAnMANT = ((SRnMANT * AnMANT) + 48) \gg 4$$

| 浮動小数点表示による乗算

$$WAnMAG = \begin{cases} (WAnMANT \ll 7) \gg (26 - WAnEXP), & WAnEXP \leq 26 \\ (WAnMANT \ll 7) \gg (WAnEXP - 26) \& 32767, & WAnEXP > 26 \end{cases}$$

|  
| 浮動小数点表示を  
| 絶対値表示に変換  
|

$$WAn = \begin{cases} WAnMAG, & WAnS=0 \\ (65536-WAnMAG)\&65535, & WAnS=1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{絶対値を2の} \\ | \text{補数表示に変換} \end{array}$$

(8) LIMC

入力：A2T

出力：A2P

機能：2次の予測器の係数 $a_2$ 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：A1T, A2P

出力：A1P

機能：2次の予測器の係数 $a_1$ の取り得る範囲を制限する。

$$OME=15360$$

|  $(1-\epsilon)$ 、ただし

|  $\epsilon=1/16$

$$A1UL=(OME+65536-A2P)\&65535$$

| 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, AnP または BnP または TDP

出力：AnR または BnR または TDR

注意：AnP および AnR についての式を示す。BnP および BnR、また TDP および TDR についても同様の式である。

機能：トリガ (TR) により予測係数を制御する。

$$AnR = \begin{cases} AnP, & TR=0 \\ 0, & TR=1 \end{cases}$$

(11) UPA1

入力 : PK0, PK1, A1, SIGPK

出力 : A1T

機能 : 2 次の予測器の係数 $a_1$ を更新する。

PKS=PK0\*\*PK1 | 排他的論理和

UGA1 = { 192, PKS=0 かつ SIGPK=0 |
65344, PKS=1 かつ SIGPK=0 | 利得 = ±3/256
0, SIGPK=1 |

AIS=A1 >> 15

ULA1 = { (65536 - (A1 >> 8)) & 65535, AIS=0 | リーク係数 =
(65536 - ((A1 >> 8) + 65280)) & 65535, AIS=1 | 1/256

UA1=(UGA1+ULA1)&65535 | 更新

A1T=(A1+UA1)&65535 |

(12) UPA2

入力 : PK0, PK1, PK2, A1, A2, SIGPK

出力 : A2T

機能 : 2 次の予測器の係数 $a_2$ を更新する。

PKS1=PK0\*\*PK1 | 排他的論理和

PKS2=PK0\*\*PK2 | 排他的論理和

UGA2A = { 16384, PKS2=0
114688, PKS2=1

AIS=A1 >> 15

AIS=0 ならば

FA1 = { A1 << 2, A1 ≤ 8191 | f(a1)の上限を
8191 << 2, A1 ≥ 8192 | +1/2 とする。

AIS=1 ならば

FA1 = { (A1 << 2) & 131071, A1 ≥ 57345 | f(a1)の下限を
24577 << 2, A1 ≤ 57344 | -1/2 とする。

FA = { FA1, PKS1=1 | f(a1)に符号
(131072 - FA1) & 131071, PKS1=0 | ビットを付加

$$\begin{aligned}
 & \text{UGA2B} = (\text{UGA2A} + \text{FA}) \& 131071 & | \\
 & \text{UGA2S} = \text{UGA2B} \gg 16 & | \\
 & & | \\
 & \text{UGA2} = \begin{cases} \text{UGA2B} \gg 7, & \text{UGA2S} = 0 \text{ かつ } \text{SIGPK} = 0 \\ (\text{UGA2B} \gg 7) + 64512, & \text{UGA2S} = 1 \text{ かつ } \text{SIGPK} = 0 \\ 0, & \text{SIGPK} = 1 \end{cases} & | \begin{array}{l} \text{利得の計算、} \\ \text{利得} = \pm 1/128 \end{array} & |
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{A2S} = \text{A2} \gg 15 \\
 & \text{ULA2} = \begin{cases} (65536 - (\text{A2} \gg 7)) \& 65535, & \text{A2S} = 0 \\ (65536 - ((\text{A2} \gg 7) + 65024)) \& 65535, & \text{A2S} = 1 \end{cases} & | \begin{array}{l} \text{リーク係数} = \\ 1/128 \end{array} & |
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{UA2} = (\text{UGA2} + \text{ULA2}) \& 65535 & | \text{更新} \\
 & \text{A2T} = (\text{A2} + \text{UA2}) \& 65535 & |
 \end{aligned}$$

(13) UPB

入力 :  $U_n$ ,  $B_n$ ,  $DQ$

出力 :  $B_nP$

機能 : 6 次の予測器の係数を更新する。

40kbit/s ADPCM ( $DQ$  が 16SM 表示の場合) に対して

$$\text{DQMAG} = \text{DQ} \& 32767$$

$$\text{UGB}_n = \begin{cases} 128, & U_n = 0 \text{ かつ } \text{DQMAG} \neq 0 \\ 65408, & U_n = 1 \text{ かつ } \text{DQMAG} \neq 0 \\ 0, & \text{DQMAG} = 0 \end{cases} & | \begin{array}{l} \text{利得} = \pm 1/128 \\ \text{または } 0 \end{array} & |$$

$$\text{BnS} = \text{Bn} \gg 15$$

$$\text{ULB}_n = \begin{cases} (65536 - (\text{Bn} \gg 9)) \& 65535, & \text{BnS} = 0 \\ (65536 - ((\text{Bn} \gg 9) + 65408)) \& 65535, & \text{BnS} = 1 \end{cases} & | \begin{array}{l} \text{リーク係数} = \\ 1/512 \end{array} & |$$

$$\begin{aligned}
 & \text{UBn} = (\text{UGB}_n + \text{ULB}_n) \& 65535 & | \text{更新} \\
 & \text{BnP} = (\text{Bn} + \text{UBn}) \& 65535 & |
 \end{aligned}$$

32, 24 および 16kbit/s ADPCM ( $DQ$  が 15 または 16SM 表示の場合) に対して

$$\text{DQMAG} = \begin{cases} \text{DQ} \& 16383 & : \text{DQ が 15SM 表示の場合} \\ \text{DQ} \& 32767 & : \text{DQ が 16SM 表示の場合} \end{cases}$$

$$UGBn = \begin{cases} 128, & Un=0 \text{ かつ } DQMAG \neq 0 \\ 65408, & Un=1 \text{ かつ } DQMAG \neq 0 \\ 0, & DQMAG = 0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{利得} = \pm 1/128 \\ | \text{または } 0 \\ | \end{array}$$

$$BnS = Bn \gg 15$$

$$ULBn = \begin{cases} (65536 - (Bn \gg 8)) \& 65535, & BnS = 0 \\ (65536 - ((Bn \gg 8) + 65280)) \& 65535, & BnS = 1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{リーク係数} = \\ | 1/256 \end{array}$$

$$UBn = (UGBn + ULBn) \& 65535 \quad | \text{更新}$$

$$BnP = (Bn + UBn) \& 65535 \quad |$$

(14) XOR

入力 : DQn, DQ

出力 : Un

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との排他的論理和を計算する。

$$DQS = \begin{cases} DQ \gg 14 : DQ \text{ が } 15SM \text{ 表示の場合} \\ DQ \gg 15 : DQ \text{ が } 16SM \text{ 表示の場合} \end{cases}$$

$$DQnS = DQn \gg 10$$

$$Un = DQS ** DQnS \quad | \text{排他的論理和}$$

4.2.7 トーンおよび変化点の検出器

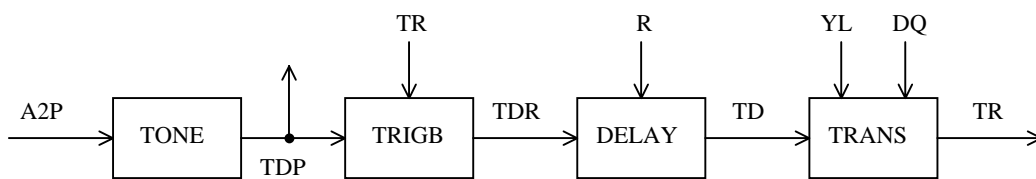


図 4-7/JT-G726 トーンおよび変化点の検出器  
(ITU-T G.726)

(1) DELAY

4. 2. 4 節参照

(2) TONE

入力 : A2P

出力 : TDP

機能 : 狭帯域信号を検出する。

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

(3) TRANS

入力：TD, YL, DQ

出力：TR

機能：変化点を検出する。

$$\text{DQMAG} = \begin{cases} \text{DQ} \& 16383 & : \text{DQ が 15SM 表示の場合} \\ \text{DQ} \& 32767 & : \text{DQ が 16SM 表示の場合} \end{cases}$$

$$\text{YLINT} = \text{YL} \gg 15$$

$$\text{YLFRACT} = (\text{YL} \gg 10) \& 31$$

$$\text{THR1} = (32 + \text{YLFRACT}) \ll \text{YLINT}$$

$$\text{THR2} = \begin{cases} 31 \ll 9, & \text{YLINT} > 8 : \text{DQ が 15SM 表示の場合} \\ 31 \ll 10, & \text{YLINT} > 9 : \text{DQ が 16SM 表示の場合} \\ \text{THR1}, & \text{その他} \end{cases}$$

$$\text{DQTHR} = (\text{THR2} + (\text{THR2} \gg 1)) \gg 1$$

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

(4) TRIGB

4.2.6 節参照

4.2.8 出力 PCM フォーマット変換部と同期符号化補正部

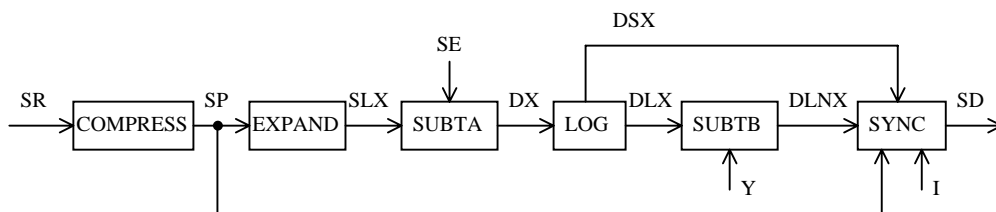


図 4-8/JT-G726\* 出力 PCM フォーマット変換部と同期符号化補正部  
(ITU-T G. 726)

(1) COMPRESS (復号器のみ)

入力：SR

出力：SP

機能：均一 PCM 信号を  $\mu$  則 PCM 信号に変換する。

$$IS = SR \gg 15$$

$$IM = \begin{cases} SR, & IS = 0 \\ (65536 - SR) \& 32767, & IS = 1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | 2 \text{ の補数表示を符号} \cdot \\ | \text{絶対値表示に変換} \end{array}$$

$$IMAG = IM$$

IMAG (以下の注参照) は、以下に示す方法で識別値 (表 3-1 および 3-2/JT-G711 の第 5 欄) を用いて 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  $\mu$  則 PCM 符号との変換例を下表に示す。

表 4-12/JT-G726\*  $\mu$  則 PCM 符号との変換例  
(ITU-T G.726)

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

4. 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) LOG

4. 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。

(4) SUBTA

4. 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。

(5) SUBTB



4. 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。

40kbit/s ADPCM に対して

$IS = I \gg 4$

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

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

ただし、

$SP^+ =$ PCM出力レベルから+1されたPCM符号語 (SPが正の最大PCM出力レベルの場合には、 $SP^+$ はSPとなる。)

である。また、

$SP^- =$ PCM出力レベルから-1されたPCM符号語 (SPが負の最大PCM出力レベルの場合には、 $SP^-$ はSPとなる。)

である。

ID は次の表のとおり定義される。

表 4-13/JT-G726 40kbit/s ADPCM での ID の定義  
(ITU-T G.726)

DSX	DLNX	ID	
0	553-2047	31	
0	528- 552	30	
0	502- 527	29	
0	475- 510	28	
0	445- 474	27	
0	413- 444	26	
0	378- 412	25	
0	339- 377	24	
0	298- 338	23	
0	250- 297	22	
0	198- 249	21	
0	139- 197	20	
0	68- 138	19	
0	0- 67	18	--   識別区間中の正の部分
0	4080-4095	18	--   識別区間中の負の部分
0	3974-4079	17	
0	2048-3973	15	
1	2048-3973	15	
1	3974-4079	14	
1	4080-4095	13	--   識別区間中の負の部分
1	0- 67	13	--   識別区間中の正の部分
1	68- 138	12	
1	139- 197	11	
1	198- 249	10	
1	250- 297	9	
1	298- 338	8	
1	339- 377	7	
1	378- 412	6	
1	413- 444	5	
1	445- 474	4	
1	475- 501	3	
1	502- 527	2	
1	528- 552	1	
1	553-2047	0	

32kbpt/s ADPCM に対して

$$IS=I \gg 3$$

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

ID は次の表のとおり定義される。

表 4-14/JT-G726 32kbit/s ADPCM での ID の定義  
(ITU-T G.726)

DSX	DLNX	ID	
0	400-2047	15	
0	349-399	14	
0	300-348	13	
0	246-299	12	
0	178-245	11	
0	80-177	10	
0	0-79	9	--   識別区間中の正の部分
0	3972-4095	9	--   識別区間中の負の部分
0	2048-3971	7	
1	2048-3971	7	
1	3972-4095	6	--   識別区間中の負の部分
1	0-79	6	--   識別区間中の正の部分
1	80-177	5	
1	178-245	4	
1	246-299	3	
1	300-348	2	
1	349-399	1	
1	400-2047	0	

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

ただし、

$SP^+$  = PCM出力レベルから+1 されたPCM符号語 (SPが正の最大PCM出力レベルの場合には、 $SP^+$ はSP となる。)

である。また、

$SP^-$  = PCM出力レベルから-1 されたPCM符号語 (SPが負の最大PCM出力レベルの場合には、 $SP^-$ はSP となる。)

である。

24kbit/s ADPCM に対して

IS=I>>2

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

ID は次の表のとおり定義される。

表 4-15/JT-G726 24kbit/s ADPCM での ID の定義  
(ITU-T G.726)

DSX	DLNX	ID	
0	331-2047	7	
0	218- 330	6	
0	8- 217	5	
0	0- 7	3	---   識別区間中の正の部分
0	2048-4095	3	---   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- 7	3	---   識別区間中の正の部分
1	8- 217	2	
1	218- 330	1	
1	331-2047	0	

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

ただし、

SP<sup>+</sup>=PCM出力レベルから+1 されたPCM符号語 (SPが正の最大PCM出力レベルの場合には、SP<sup>+</sup>はSP となる。)

である。また、

SP<sup>-</sup>=PCM出力レベルから-1 されたPCM符号語 (SPが負の最大PCM出力レベルの場合には、SP<sup>-</sup>はSP となる。)

である。

16kbit/s ADPCM に対して

IS=I>>1

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

ID は次の表のとおり定義される。

表 4-16/JT-G726 16kbit/s ADPCM に対する ID  
(ITU-T G.726)

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	

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

表 4-17/JT-G726  $\mu$  則再符号化  
(ITU-T G.726)

ID および IM	SP	SD
ID > IM	1 1 1 1 1 1 1 0	1 1 1 1 1 1 1 1
ID = IM	"	1 1 1 1 1 1 1 0
ID < IM	"	1 1 1 1 1 1 0 1
ID > IM	1 1 1 1 1 1 1 1	0 1 1 1 1 1 1 0
ID = IM	"	1 1 1 1 1 1 1 1
ID < IM	"	1 1 1 1 1 1 1 0
ID > IM	0 1 1 1 1 1 1 0	0 1 1 1 1 1 0 1
ID = IM	"	0 1 1 1 1 1 1 0
ID < IM	"	0 1 1 1 1 1 1 1

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 A

(標準 JT-G726 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

### A. 1 本付属資料の規定範囲

本付属資料では、標準 JT-G726 で記述された適応差分パルス変調方式 (ADPCM) を、入出力において均一 PCM インタフェースが使用できるように拡張する。

本拡張は主に、電話端末装置などのデジタル伝送リンクのエンドポイントにおいて適用される。

本付属資料は、標準 JT-G726 に対して 14 ビット均一量子化インタフェースを規定する。14 ビット以外のビット幅を有するデータを使用する場合は、そのデータの MSB と 14 ビット均一 PCM 信号の MSB とをスケールリングにより一致させる必要がある。例えば、13 ビット入力値を本付属資料で規定されている入力  $S_L$  に供給する場合は 1 ビットの左シフトが、また同様に、本付属資料で規定されている出力  $S_o$  を 13 ビット出力とするために 1 ビットの右シフトが必要となる。

本付属資料の第 2 章では、均一量子化 PCM 信号への適用に際して行った変更について概説し、第 3 章では、標準 JT-G726 からの計算上の変更点について詳細に述べる。付録 2 にデジタルテストシーケンスを示す。

注 1 均一量子化 PCM 信号の規定に関しては、ITU-T 勧告 G. 701、及び ITU-T 勧告 G. 711 第 3 章 6 節を参照のこと。

### A. 2 ADPCM アルゴリズムにおける変更点

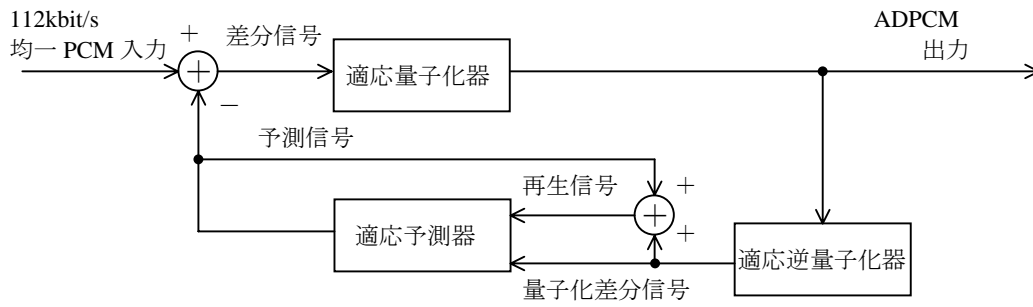
ADPCM アルゴリズムのコア部分の変更はないが、同期符号化補正部、EXPAND や COMPRESS などの PCM フォーマット変換部が不要となる。ただし、COMPRESS ブロックにはリミット処理が含まれているため、出力範囲を -8192 から 8191 までに確実に制限する LIMO ブロックが新たに設けられた。

符号器への入力は  $s(k)$  ではなく、均一 PCM 信号  $s_l(k)$  となる。また復号器からの出力は  $s_d(k)$  ではなく、再生信号  $s_r(k)$  を 14 ビットで制限した  $s_o(k)$  になる。

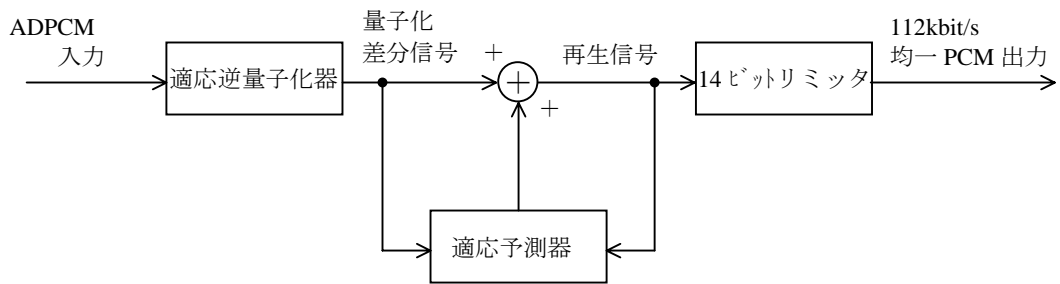
標準 JT-G726 において同期符号化補正部は、信号が連続的な PCM-ADPCM リンクを通過するたびに行われる符号復号化によって生じる累積的な歪みを補正するために導入されている。しかしながら、均一量子化 PCM 信号に対しては、この手法を適用することはできない。解析的に、32, 24, 16 kbit/s のビットレートにおいては累積的な歪みが起こり得ないことが示されているが、40 kbit/s においては累積的な歪みが起こり得るので、本付属資料で規定される 40 kbit/s 復号器はデジタル伝送リンクのエンドポイントにおいてのみ使用されるべきである。

標準 JT-G726 の同期符号化補正部をバイパスした場合には、14 ビット均一 PCM 出力値を  $\mu$  則 PCM 値へ再変換してはいけない。

均一PCM インタフェースを実現する場合は、図 1-1/JT-G726 を付図 2-1/JT-G726 で置き換えること。



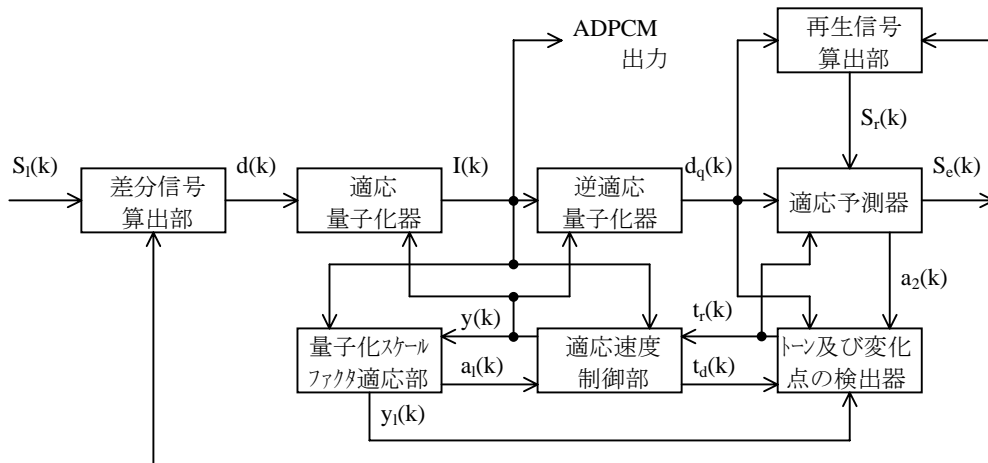
ADPCM 符号器



ADPCM 復号器

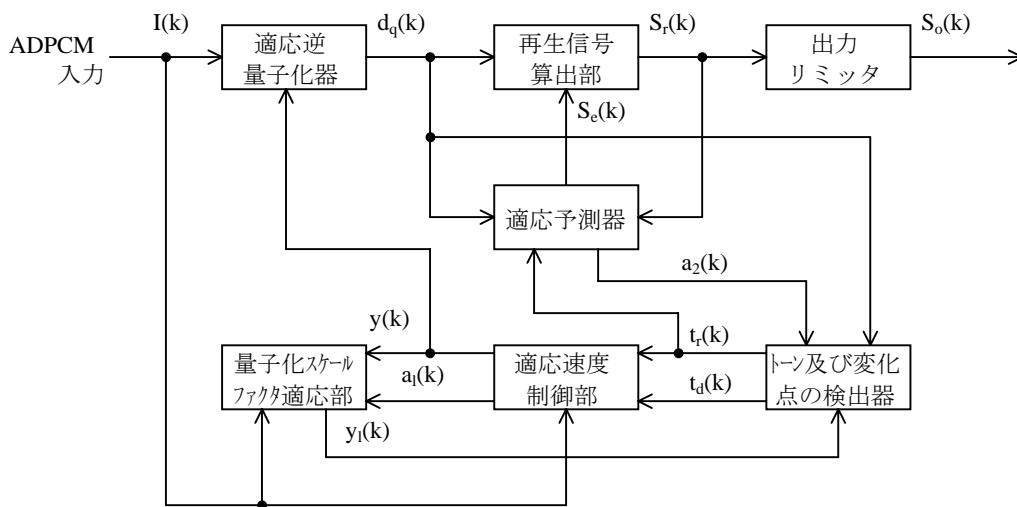
付図 2-1/JT-G726 基本構成図  
(ITU-T G.726)

均一 PCM インターフェースを実現する場合は、図 2-1/JT-G726 を付図 2-2/JT-G726 で置き換えること。



付図 2-2/JT-G726 符号器ブロック図  
(ITU-T G.726)

均一 PCM インタフェースを実現する場合は、図 3-1/JT-G726 を付図 2-3/JT-G726 で置き換えること。



付図 2-3/JT-G726 復号器ブロック図  
(ITU-T G.726)



### A. 3 演算の詳細における変更点

#### A.3.1 入出力信号

均一 PCM インタフェースが実現される場合、表 4-1/JT-G726 を付表 3-1/JT-G726 で置き換えること。

付表 3-1/JT-G726 入出力信号  
(ITU-T G.726)

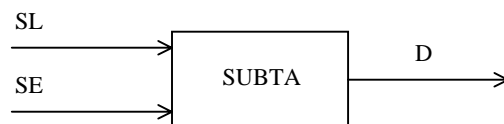
	信号名	ビット数	内 容
符号器			
入力	SL	14	均一 PCM 入力ワード
入力	R (オプション)	1	リセット
出力	I	5	40kbit/s ADPCM ワード
出力	I	4	32kbit/s ADPCM ワード
出力	I	3	24kbit/s ADPCM ワード
出力	I	2	16kbit/s ADPCM ワード
復号器			
入力	I	5	40kbit/s ADPCM ワード
入力	I	4	32kbit/s ADPCM ワード
入力	I	3	24kbit/s ADPCM ワード
入力	I	2	16kbit/s ADPCM ワード
入力	R (オプション)	1	リセット
出力	SO	14	均一 PCM 出力ワード

#### A.3.2 内部処理変数の記述について

均一 PCM で実現するときには、内部処理変数は、使用されない変数 DLNX、DLX、DSX、DX、SL、SLX、そして SP を除いて、表 4-2/JT-G726 に記述されているものと同一である。

#### A.3.3 入力 PCM フォーマット変換部及び差分信号算出部の変更点

均一 PCM インタフェースが実現される場合、図 4-1/JT-G726 を付図 3-1/JT-G726 で置き換えること。



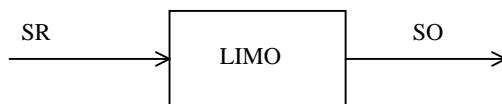
付図 3-1/JT-G726 差分信号算出部  
(ITU-T G.726)

均一 PCM インタフェースが実現される場合、EXPAND ブロックは使用されない。

#### A.3.4 出力 PCM フォーマット変換部及び同期符号化補正部の削除

均一 PCM インタフェースが実現される場合、COMPRESS、EXPAND、および SYNC の各ブロック (JT-G726 の 4. 2. 8 節を参照) は使用されない。図 4-8/JT-G726 も使用されない。さらに、4. 2. 8 節は以下の節に置き換えられる。

#### A.3.5 出力リミッタ (復号器のみ)



付図 3-2/JT-G726 出力リミッタ  
(ITU-T G.726)

##### (1) LIMO (復号器のみ)

入力 : SR

出力 : SO

機能 : 14 ビットの 2 の補数値に出力を制限する。

$$SO = \begin{cases} 8191 & SR > 8191 \quad \text{かつ} \quad SR < 32768 \\ SR \& 16383 & SR < 8192 \quad \text{又は} \quad SR > 57343 \\ 57344 & SR > 32767 \quad \text{かつ} \quad SR < 57344 \end{cases}$$

## 付属資料B

(標準 JT-G726 に対する)

### TTC 標準 JT-H245 シグナリング用パケットフォーマット、 能力識別子、および能力パラメータ

#### B. 1 参考文献

- [1] TTC 標準 JT-H255.0 パケットに基づくマルチメディア通信システムのためのシグナリングプロトコルとメディア信号のパケット化
- [2] IETF RFC 3551 *RTP Profile for Audio and Video Conferences with Minimal Control*
- [3] TTC 標準 JT-I366.2 付属資料E オーディオアルゴリズム JT-G726 用符号化フォーマット

#### B. 2 TTC 標準 JT-G726 のパケット構造

TTC標準JT-G726に規定されるADPCMは、PCMストリームのサンプルに一対一対応する符号語の列で表現される。データのレートが40, 32, 24, 16kbit/sのTTC標準JT-G726は、それぞれ5, 4, 3, 2ビットの符号語を持つ。本付属資料を用いるアプリケーションは、RTPペイロード識別子から、パックされた符号語の符号化タイプを決定しなくてはならない。

TTC標準JT-G726の符号語をオクテットにパッキングするには、二つの方法がある。ひとつはRFC3551で規定されるIP伝送用の方法であり、もうひとつは、TTC標準JT-I366.2付属資料Eで規定されるATM AAL2伝送用の方法である。bitOrderパラメータは、どちらのパケット化に対応しているのか、およびどちらがオーディオチャンネル上で使用中か、をシグナリングするために規定される。

#### B. 3 コーデックのリセット

TTC標準JT-G726のコーデックは、有音部の開始時点においてリセットされなければならない。明示的にシグナリングを行わない場合、有音部の開始時点はタイムスタンプ、シーケンス番号、およびジッタバッファのステータスを観測することによって検出することができる。

#### B. 4 TTC 標準 JT-H245 との使用のための能力識別子およびパラメータ

GenericCapabilityは、TTC標準JT-H245において、TTC標準JT-G726の能力交換のために用いられる。

Table B - 1 / JT-G726 TTC 標準 JT-G726 用 TTC 標準 JT-H245 能力識別子

能力名	TTC 標準 JT-G726
能力クラス	Audio
能力識別子タイプ	Standard
能力識別子値	{ itu-t(0) recommendation(0) g(7) 726 generic-capabilities(1) version2003(0) }
MaxBitRates	能力では、このパラメータは用いられてはならない。 OpenLogicalChannel では、このフィールドは、TTC 標準 JT-G726 の 40, 32, 24, 16kbit/s の動作を表す 400, 320, 240, 160 の値に設定されなくてはならない。
NonCollapsingRaw	このフィールドは使用されない
Transport	このフィールドは使用されない

##### B.4.1 maxSamplesPerPacket パラメータ

Table B - 2 / JT-G726 RTP パケットで許容されるサンプルの最大数

パラメータ名	MaxSamplesPerPacket
--------	---------------------

パラメータの説明	これは、Collapsing GenericParameter である。maxSamplesPerPacket の値は、ひとつの RTP パケットに含まれる TTC 標準 JT-G726 で符号化されたサンプルの最大数を規定する。
パラメータ識別子値	1
パラメータステータス	必須
パラメータタイプ	unsignedMin
Supercedes	このフィールドは使用されない

#### B.4.2 bitOrder パラメータ

Table B-3 / JT-G726 ビット順

パラメータ名	BitOrder
パラメータの説明	これは、Collapsing GenericParameter である。このパラメータは、論理値の配列である。7ビット目が1の場合、RFC3551 で規定されるビット順に対応することを示す。8ビット目 (LSB) が1の場合、TTC 標準 JT-I366.2 付属資料Eで規定されるビット順に対応することを示す。その他のすべてのビットは予約されており、0にセットしなくてはならない。 能力においては、それぞれのビットが1にセットされている場合は、このデバイスが示されたビット順に対応することを意味する。 OpenLogicalChannel では、チャンネル上で用いられているビット順に対応した、1つのビットのみがセットされなくてはならない。
パラメータ識別子値	2
パラメータステータス	必須
パラメータタイプ	BooleanArray
Supercedes	このフィールドは使用されない

ATM ネットワーク上で動作する端末は、TTC 標準 JT-I366.2 で与えられる順番で符号化すべきである。

IP ネットワーク上で動作する端末は、RFC3551 で与えられる順で符号化すべきである。

すべての端末は、いずれのフォーマットでも復号可能であるべきである。

ゲートウェイは、このビット順のフォーマットを変換してもよい。

## 付録 1

(標準 JT-G726 に対する)

### 網的側面

この付属資料では、16, 24, 32, 40kbit/s ADPCM と電話網で使用される装置との関係、並びに網での信号の品質について概要を示す。いくつかの一般的な指針についても示す。

#### 1.1 伝送に関する一般的考察

24, 16kbit/s 符号化は DCME の過負荷チャネルにおいて使用される。32kbit/s と 16kbit/s または 24kbit/s をすばやく切り替えることにより、平均で少なくとも 3.5 から 3.7bit/sample となることが推奨される。切替のレートは今後の検討を要する。切替の方法は本標準の及ぶ範囲ではない。切替による音声品質への影響は問題とならない。またデータ伝送に対して 24 または 16kbit/s 符号化の使用は推奨されない。

40kbit/s 符号化は DCME と PCME (パケット回線多重化装置) のデータモデムチャネル、特に 7200, 9600, 12000bit/s のモデムに対しての使用を目的としている。

限定した速度でのシグナリング機能を提供するために、例えばビットスチール方式を用いる場合、適切な補正措置をとるための検討が必要である。さもなければ、重大な性能の低下が生じるであろう。

また、ADPCM チャネルでは、64kbit/s の信号を完全に伝送することは困難であることに注意が必要である。

#### 1.2 他の信号処理との関係

同期符号化補正部については、本標準の 1.2 節と 3.7 節に述べられている。この同期符号化補正部は、同期接続において信号が劣化する場合には有効に動作しないことがある。例えば、デジタル減衰器とかエコーキャンセラとか DSI (Digital Speech Interpolation) 等を使用した場合には、この補正機能は正常に動作しない。しかしながら、同期接続のこの場合においても非同期接続に比べればまだ性能的には優れると思われる。

64kbit/s A 則 PCM 信号と  $\mu$  則 PCM 信号とを相互接続した ADPCM リンクは、この ADPCM リンクとそれに続く ADPCM リンクとの間での同期符号化補正部の正確な動作が阻害されるものではあるが、音声に対して満足な品質を示すことが判っている。

ADPCM と DSI やエコーキャンセラ (例えばエコー回路での量子化ノイズ) のような信号処理との相互作用については今後の検討を要する。

PCM 符号器から生じる大きな DC オフセットが、ADPCM の特性に与える影響についても今後の検討課題である。

#### 1.3 PCM 以外の符号化則との関係

PCM 以外の符号化則との相互接続については本標準の範囲外であり、アナログでの相互接続を用いる必要がある。

ITU-T 勧告が関与しない符号化則と連続する場合には十分な注意を払うことが必要である。

#### 1.4 符号器と復号器の同期

符号器とそれに対応した復号器は同じビットレート (16, 24, 32, 40kbit/s) で動作しなくてはならない。さもなければ、著しいミストラッキングが生じるであろう。

## 1.5 同期符号化補正部

同期符号化補正部は、ADPCM の符号器・復号器が同じレートで動作するもう一方の符号器・復号器と、ビット透過な 64kbit/s PCM パスで接続されていれば、正常に動作する。2組の符号器・復号器が異なったレートで動作してれば、同期タンデム特性は保証されない。

## 1.6 音声の伝送品質

エラーのない伝送状態では、32kbit/s ADPCMリンクの音声伝送品質は、64kbit/s PCMリンクの品質に比べてわずかに劣るだけである。1リンクで使用した場合には品質上さほど問題はないが、多リンク接続した場合には大きな問題となる。このため、多リンク接続の場合には 32kbit/s ADPCMのリンク数を管理する必要がある。伝送エラーが  $10^{-4}$  以上の場合 64kbit/s PCMリンクより 32kbit/sリンクの方が音声品質が優れている。国内独自の拡張や国際間の接続に対する制限はITU-T勧告G. 113 に述べられている。また 40kbit/s ADPCM符号化は音声に対してJT-G711 の 64kbit/s PCMとほぼ同じ特性であることが、予備試験で示されている。

## 1.7 音声周波数による電信の伝送品質

ITU-T 勧告 R. 35 による音声周波数帯域を使用した 24 チャンネル多重電信の 32kbit/s ADPCM リンクでの伝送は十分なものとはいえない。従って、この組み合わせを避けるためのルーチング規則を実現することが望ましい。

## 1.8 データの伝送品質

V. 21, V. 22bis, V. 23, V. 26ter 等のモデムによる 2400bit/s までの音声周波数帯域のデータの伝送は、ITU-T 勧告 G. 113 の制限を越えない 32kbit/s ADPCM のリンク数では大きな劣化はなく、可能である。

V. 27bis 等のモデムによる 4800bit/s の音声周波数帯域のデータ伝送は 32kbit/s ADPCM では一応可能であるが、64kbit/s PCM リンクより劣化が大きいため、注意を払う必要がある。

12000bit/s までの音声周波数帯域のデータ伝送は 40kbit/s ADPCM で可能である。40kbit/s ADPCM での V. 33 モデムによる 14400bit/s のデータ伝送は今後の検討を要する。

## 1.9 DTMF (Dual Tone Multi-Frequency) シグナリング

DTMF シグナリングを 32kbit/s または 40kbit/s ADPCM リンクで伝送することは、一応可能であるが、リンク数を考慮する必要がある。16kbit/s または 24kbit/s ADPCM での DTMF の動作は今後の検討を要する。

## 1.10 ファクシミリ

40kbit/s ADPCM を使用した 12000bit/s までの ITU-T 勧告 T. 3 または TTC 標準 JT-T4 に従った G-II、G-III ファクシミリ伝送は問題ない。40kbit/s ADPCM を使用した 14400bit/s の G-III ファクシミリの伝送は今後の検討を要する。32kbit/s ADPCM を使用した 12000bit/s までの ITU-T 勧告 T. 3 または TTC 標準 JT-T4 に従った G-II ファクシミリ伝送は問題ない。

## 付録 2

(標準 JT-G726 に対する)

### デジタルテストシーケンス

この付属資料は、JT-G726 のアルゴリズムを確認するためのデジタルテストシーケンスについて述べたものである。このシーケンスのコピーは詳細説明とともにフレキシブルディスクにより、新日本 ITU 協会から入手できる。

#### 2.1 デジタルテストシーケンスの目的

デジタルテストシーケンスは、デジタル変換符号化アルゴリズムが正しく実現されていることを確認するのに用いられる。このテストシーケンスは主要な部分を動作させるように選ばれており、このため本標準に完全に準拠しているか否かが、かなりの信頼性で確認できる。限られた数のテストシーケンスで、全ての状態において正しく実現されていることを 100%証明することは不可能であることに注意しなければならない。そのようなアルゴリズムの検証も含め、より一般的な問題が VLSI の検証やプロトコルの検証の領域において現在研究課題となっている。

#### 2.2 ディスケットのフォーマット

デジタルテストシーケンスのコピーは、5-1/4 インチディスクとして、新日本 ITU 協会を通じて入手できる。このディスクは、MS-DOS オペレーティングシステム (Ver 3.2 以降) で作成されている。フォーマットは、1.2M バイト両面高密度、96 トラックである。

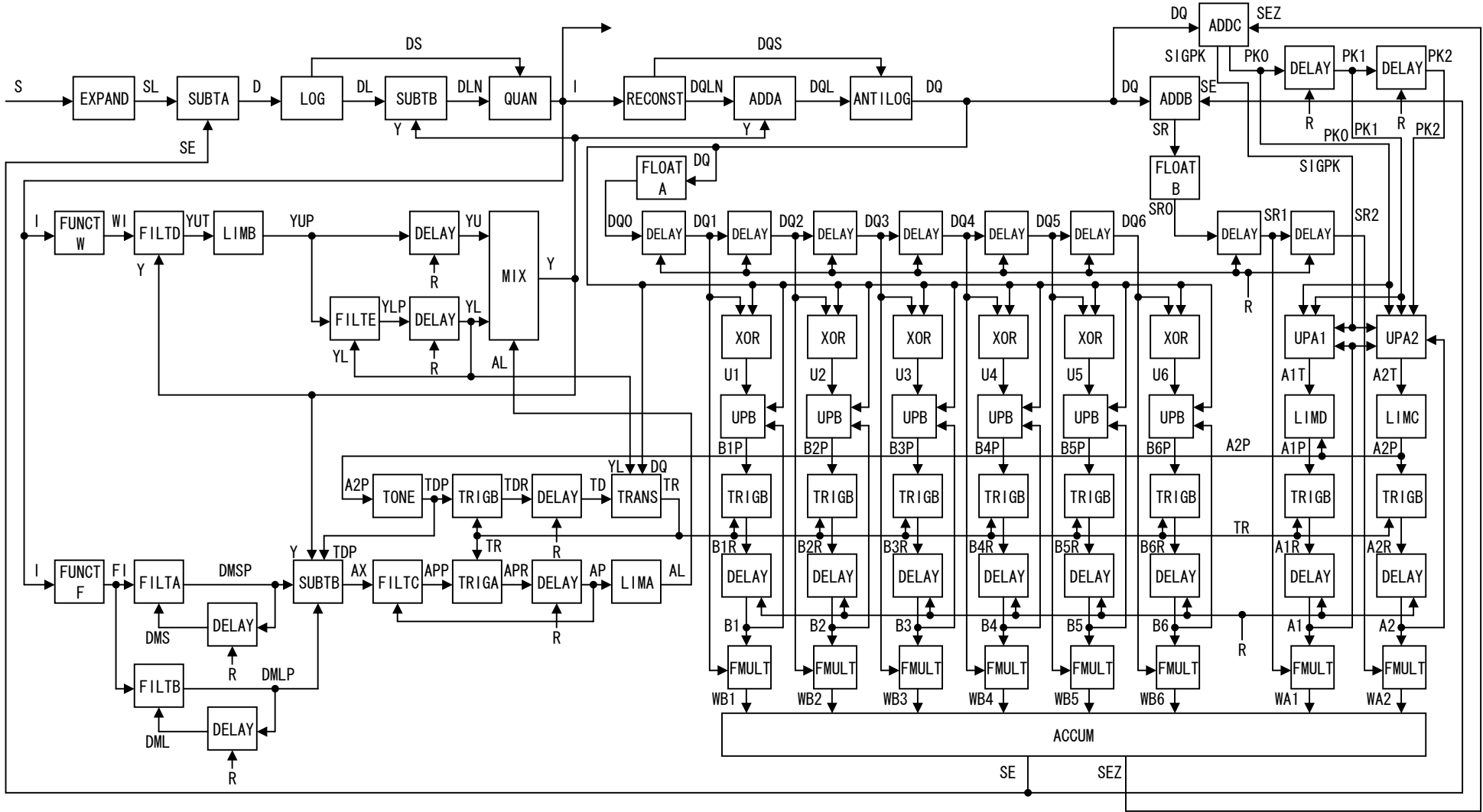
### 付録 3

(JT-G726 に対する)

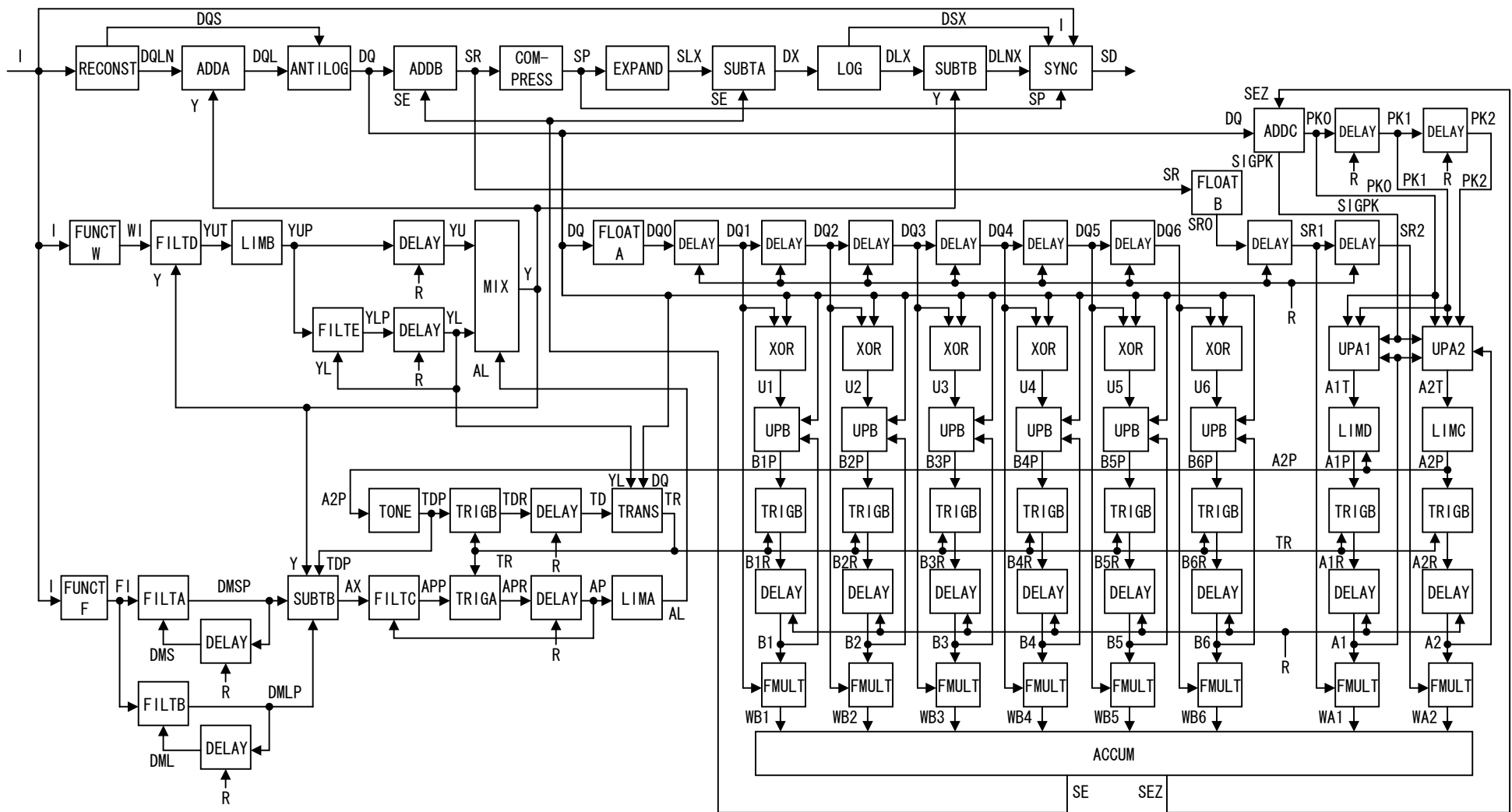
#### 符号器及び復号器の詳細ブロック図

この付録は、符号器及び復号器の詳細ブロック図である。本文の 4. 2 節に示したブロック別の詳細ブロック図を総合したものであり、符号器の詳細ブロック図を付図 1/JT-G726 付録 3 に、復号器のそれを付図 2/JT-G726 付録 3 に、それぞれ示す。





付図 1/JT-G726 付録 3 符号器詳細ブロック図



付図 2/JT-G726 付録 3 復号器詳細ブロック図

付録  
 (標準 JT-G726 に対する)  
 用語対照表

英語	TTC 標準用語
adaptive differential pulse code modulation (ADPCM)	適応差分パルス符号変調 (ADPCM)
adaptive predictor	適応予測器
adaptive quantizing	適応量子化
ADPCM (adaptive differential pulse code modulation)	ADPCM (適応差分パルス符号変調)
codec	コーデック
digital circuit multiplication equipment (DCME)	デジタル回線多重化装置 (DCME)
DCME (digital circuit multiplication equipment)	DCME (デジタル回線多重化装置)
differential pulse code modulation (DPCM)	差分パルス符号変調 (DPCM)
DPCM (differential pulse code modulation)	DPCM (差分パルス符号変調)
pole predictor	極予測器
predictor	予測器
reconstructed sample	再生標本
transcoding	変換符号化
zero predictor	零予測器

付録  
(JT-G726 に対する)  
用語解説

適応差分パルス符号変調 (ADPCM)    adaptive differential pulse code modulation  
(ADPCM)

適応量子化を用いた DPCM のひとつの形態。

注 1—予測器は時間的に固定、可変のどちらでも良い。

注 2—予測器が適応型であるとき、予測係数の適応は量子化した差分信号から作られる。

適応予測器    adaptive predictor

標本化信号の短時間のスペクトル特性に従って予測関数を変える予測器。

適応量子化    adaptive quantizing

量子化した信号の短期間の統計的性質によっていくつかのパラメータを変えるような量子化。

コーデック    codec

同じ装置内で反対方向の伝送を行う符号器と復号器の組。

差分パルス符号変調 (DPCM)    differential pulse code modulation (DPCM)

信号を標本化し、その信号の各標本と予測値の差分を量子化し、符号化によってデジタル信号に変換する処理。

注—予測器は信号の予測値を量子化した差分から計算する。

予測器    predictor

信号の以前の標本値から、または、それら標本値を量子化した形態から、その標本値を推定する装置。

再生標本    reconstructed sample

量子化値を表すデジタル信号が復号器に入力されたとき、復号器の出力で生成される信号。