

**TTC標準**  
Standard

J T -G722

64kbit/s 以下の 7kHz  
オーディオ符号化方式

〔 7 kHz audio-coding within 64 kbit/s 〕

第 3 版

2008 年 5 月 29 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

<参考> .....	8
1. 概要 .....	10
1.1 適用範囲および概略の説明 .....	10
1.2 オーディオ部の機能 .....	11
1.3 動作モードとデータの挿入 .....	11
1.4 SB-ADPCM符号器の機能 .....	12
1.4.1 送信QMF .....	13
1.4.2 低域ADPCM符号器 .....	13
1.4.3 高域ADPCM符号器 .....	13
1.4.4 多重化部 .....	13
1.5 SB-ADPCM復号器の機能 .....	14
1.5.1 分離部 .....	14
1.5.2 低域ADPCM復号器 .....	14
1.5.3 高域ADPCM復号器 .....	14
1.5.4 受信QMF .....	14
1.6 タイミング要求条件 .....	15
2. 伝送特性 .....	24
2.1 オーディオポートおよびテストポイントの特性 .....	24
2.2 過負荷点 .....	24
2.3 公称基準周波数 .....	24
2.4 64 kbit/s (7 kHz) オーディオコーデックの伝送特性 .....	24
2.4.1 公称帯域幅 .....	24
2.4.2 伝送損失周波数特性 .....	24
2.4.3 絶対群遅延 .....	24
2.4.4 無通話時雑音 .....	24
2.4.5 単一周波数雑音 .....	25
2.4.6 信号対総合雑音比 .....	25
2.5 オーディオ部の伝送特性 .....	25
2.5.1 入力折り返し阻止フィルタの伝送損失周波数特性 .....	25
2.5.2 出力再生フィルタの伝送損失周波数特性 .....	25
2.5.3 群遅延歪周波数特性 .....	25
2.5.4 受信オーディオ部の無通話時雑音 .....	25
2.5.5 入力レベルに対する信号対総合雑音比 .....	25
2.5.6 周波数に対する信号対総合雑音比 .....	25
2.5.7 伝送損失レベル特性 .....	26
2.5.8 相互変調 .....	26
2.5.9 送受間の漏話 .....	26
2.6 64 kbit/s PCMとの相互変換符号化 .....	26
3. SB-ADPCM符号器の原理 .....	32
3.1 送信QMF .....	32
3.2 差分信号の算出 .....	32

3.3	適応量子化器	34
3.4	逆量子化器	35
3.4.1	低域ADPCM符号器の逆量子化器	35
3.4.2	高域ADPCM符号器の逆量子化器	35
3.5	量子化器の適応	38
3.6	適応予測	38
3.6.1	予測値の算出	38
3.6.2	再生信号の算出	39
3.6.3	極予測器の適応	39
3.6.4	零予測器の適応	39
4.	SB-ADPCM復号器の原理	40
4.1	適応逆量子化器	40
4.1.1	低域ADPCM復号器における適応逆量子化器の選択	40
4.1.2	高域ADPCM復号器における適応逆量子化器	40
4.2	量子化器の適応	40
4.3	適応予測	40
4.3.1	予測値の算出	40
4.3.2	再生信号の算出	40
4.3.3	極予測器の適応	40
4.3.4	零予測器の適応	41
4.4	受信QMF	41
5.	QMFの演算の詳細	42
5.1	入出力信号	42
5.2	変数およびサブブロックの詳細仕様の説明	42
5.2.1	送信QMFの説明	45
5.2.2	受信QMFの説明	47
6.	低域および高域ADPCMの演算の詳細	50
6.1	入出力信号	50
6.2	変数およびサブブロック詳細仕様の説明	50
6.2.1	低域ADPCMの説明	61
6.2.1.1	低域における差分信号の算出と量子化 (BLOCK 1L)	61
6.2.1.2	低域における差分信号の逆量子化 (BLOCK 2L)	63
6.2.1.3	低域における量子化スケールファクタの適応 (BLOCK 3L)	63
6.2.1.4	低域における適応予測器と再生信号算出部 (BLOCK 4L)	66
6.2.1.5	低域における復号器出力のための再生信号算出器 (BLOCK 5L)	69
6.2.1.6	低域における再生信号の制限 (BLOCK 6L)	70
6.2.2	高域ADPCMの説明	71
6.2.2.1	高域における差分信号の算出と量子化 (BLOCK 1H)	71
6.2.2.2	高域における差分信号の逆量子化 (BLOCK 2H)	72
6.2.2.3	高域における量子化スケールファクタの適応 (BLOCK 3H)	73
6.2.2.4	高域における適応予測器と再生信号算出部 (BLOCK 4H)	75
6.2.2.5	高域における再生信号の制限 (BLOCK 5H)	77
	付属資料A	78

コーデックの折り返し接続による信号対総合雑音比の検証	78
付録Ⅰ 網的側面	81
Ⅰ.1 網の特性	81
Ⅰ.2 電気通信網への統合	81
Ⅰ.3 6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化システムのオーディオ性能	82
Ⅰ.3.1 音 声	82
Ⅰ.3.2 音 楽	82
Ⅰ.4 アナログで他の符号化システムと相互接続した場合のオーディオ性能	82
Ⅰ.4.1 6.4 kbit/s PCM	82
Ⅰ.4.2 3.2 kbit/s ADPCM	83
Ⅰ.5 モード切替時のオーディオ性能	83
Ⅰ.6 補助データチャネルの性能	83
Ⅰ.7 多地点会議の構成	84
Ⅰ.8 6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化システムと6.4 kbit/s PCMとのデジタル変換符号化	85
付録Ⅱ JT-G 7 2 2 6.4 kbit/s SB-ADPCM 7 kHzコーデックの	89
検証のためのデジタルテストシーケンスの解説	89
Ⅱ.1 入出力信号	89
Ⅱ.2 テストシーケンス適用時の構成	90
Ⅱ.2.1 構成1	90
Ⅱ.2.2 構成2	91
Ⅱ.2.3 リセット/同期信号(RSS)と有効データ表示(VI)	91
Ⅱ.3 テストシーケンス	93
Ⅱ.3.1 構成1のための入力シーケンス	93
Ⅱ.3.2 構成2のための入力シーケンス	94
Ⅱ.3.2.1 低域ADPCM符号語	94
Ⅱ.3.2.2 高域ADPCM符号語	97
Ⅱ.4 テストシーケンス配布のためのフォーマット	97
Ⅱ.4.1 ファイルタイプ	97
Ⅱ.4.2 テストシーケンスファイルのディレクトリ	97
Ⅱ.4.3 ファイルフォーマットの説明	99
Ⅱ.4.4 ファイル内部の説明	100
Ⅱ.4.4.1 ファイル名拡張子. XMTを持つファイル	100
Ⅱ.4.4.2 ファイル名拡張子. CODを持つファイル	100
Ⅱ.4.4.3 ファイル名拡張子. RCXを持つファイル	100
Ⅱ.4.5 電子メディア	101
付録Ⅲ JT-G 7 2 2に対する高品質パケット損失補償アルゴリズム	102
Ⅲ.1 本標準の規定範囲	102
Ⅲ.2 参照文献	102
Ⅲ.3 略語	102
Ⅲ.4 慣例	103
Ⅲ.5 PLCアルゴリズムの概要記述	105
Ⅲ.6 WB PCM PLC - JT-G 7 2 2出力信号の波形外挿	109
Ⅲ.6.1 8次のLPC分析	110

III.6.2	短期予測残差信号の算出	111
III.6.3	スケーリング係数の算出	111
III.6.4	重み付き音声信号の算出	112
III.6.5	8対1間引き処理	112
III.6.6	粗いピッチ周期抽出	113
III.6.7	ピッチ周期の高精度化	117
III.6.8	混合比の算出	118
III.6.9	周期波形の外挿	118
III.6.10	正規化雑音生成器	119
III.6.11	雑音シーケンスのフィルタリング	120
III.6.12	周期成分とランダム成分の混合	120
III.6.13	条件付ランプダウン	120
III.6.14	最初の受信フレームにおけるオーバーラップ加算	121
III.7	PLC出力の再符号化	121
III.7.1	QMF分析フィルタバンクへのPLC出力の通過	121
III.7.2	低域信号の再符号化	121
III.7.3	高域信号の再符号化	123
III.8	PLCのための信号特性監視とその利用	125
III.8.1	低域対数スケールファクタ	125
III.8.1.1	低域対数スケールファクタの定常性	125
III.8.1.2	低域適応量子化器の対数スケールファクタのリセット	125
III.8.2	高域対数スケールファクタ	126
III.8.2.1	低域対数スケールファクタの定常性と移動平均	126
III.8.2.2	高域適応量子化器の対数スケールファクタのリセット	126
III.8.2.3	高域適応量子化器の対数スケールファクタの収束	126
III.8.3	低域の極	127
III.8.3.1	低域の極の安定性マージン	127
III.8.3.2	低域の極に関する制約	127
III.8.4	高域の部分再生信号と再生信号	128
III.9	タイムラグ計算	128
III.9.1	低域サブバンド再構成信号の低演算な推定	128
III.9.2	位相同期とタイムワープ要求の確定	128
III.9.3	タイムラグの計算	129
III.9.3.1	外挿信号の生成	129
III.9.3.2	粗いタイムラグ探索	130
III.9.3.3	タイムラグ探索の高精度化	130
III.10	位相同期	131
III.10.1	再符号化における中間的なJT-G722状態の蓄積	131
III.10.2	タイムラグに応じた再符号化の調整	131
III.10.3	QMF合成フィルタメモリの更新	131
III.11	タイムワープ処理	132
III.11.1	タイムラグの高精度化	132
III.11.2	タイムワープ $x_{out}(j)$ 信号の算出	133

III.11.3	波形外挿信号の算出	135
III.11.4	波形外挿信号とタイムワープ信号のオーバーラップ加算	135
III.12	TTC標準JT-G722 PLCアルゴリズムのビットイグザクト記述	135
III.12.1	シミュレーションソフトウェアの使用	135
III.12.2	ソフトウェアシミュレーションの構成	136
付録IV	JT-G722に対する低演算量パケット損失補償アルゴリズム	140
IV.1	本標準の規定範囲	140
IV.2	参考文献	140
IV.3	略語	140
IV.4	表記法および慣例	140
IV.5	JT-G722 PLCアルゴリズムの概要記述	141
IV.5.1	変更されたJT-G722復号器	141
IV.5.2	遅延および演算量	143
IV.6	JT-G722 PLCアルゴリズムの機能記述	143
IV.6.1	低域の復号	143
IV.6.1.1	正常フレームの場合のADPCM復号器	143
IV.6.1.2	正常フレームの次の異常フレームの場合：消失フレームの外挿方法	144
IV.6.1.2.1	LP分析	144
IV.6.1.2.2	前処理	145
IV.6.1.2.3	LTP分析	145
IV.6.1.2.4	信号分類	146
IV.6.1.2.5	線形予測残差の修正／ピッチ反復	147
IV.6.1.2.6	線形予測合成	149
IV.6.1.2.7	適応的ミューティング	149
IV.6.1.3	消失フレームの外挿：異常フレーム後の異常フレームの場合	151
IV.6.1.4	ADPCM復号器状態の更新	151
IV.6.1.5	クロスフェーディング	152
IV.6.2	高域の復号	152
IV.6.2.1	正常フレームの場合のADPCM復号器	152
IV.6.2.2	消失フレームの外挿	152
IV.6.2.2.1	反復処理	152
IV.6.2.2.2	適応的ミューティング	152
IV.6.2.3	高域通過の後処理	153
IV.6.2.4	ADPCM復号器状態の更新	153
IV.6.3	QMF合成フィルタバンク	153
IV.7	TTC標準JT-G722 PLCアルゴリズムのビットイグザクト記述	153
IV.7.1	シミュレーションソフトウェアの利用方法	154
IV.7.2	シミュレーションソフトウェアの構成	154
付録	用語解説	156
付録	TTC標準用語対照表	157

## <参考>

### 1. 国際勧告等との関連

本標準は、オーディオ帯域（50～7000Hz）信号に関する高能率符号化方式について記述しており、ITU-T勧告1988年版G.722に準拠したものである。なお、標準本体は、ITU-Tにおいて2003年5月に発行されたErratum 1に示された修正点を反映している。また、本標準の付属資料A（第2版での付属資料C）はITU-Tから1993年3月に発行されたAnnex Aに、付録IIはITU-Tから1997年に発行されたAppendix II（改訂版）に、それぞれ準拠したものである。

さらに、本標準の付録IIIおよび付録IVは、ITU-Tから2006年11月および2007年7月に発行されたAppendix IIIおよびAppendix IVに、それぞれ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) 本標準は、上記ITU-T勧告に対し、下記の項目についての記述を削除している。

##### (a) プレジオクロナス網に関する事項

上記項目(a)を削除した理由は、上記の事項は国際間接続に関する規定であり、TTCでの標準化範囲を越えているためである。

- (4) 本標準は引用する標準JT-G711に対し、A則符号化方式に関する下記の配慮を行っている。

JT-G711では関連するITU-T勧告G.711に対し、 $\mu$ 則を国内網間インタフェースでのPCM符号化方式と定めるため、A則を削除している。しかし、本標準では、国内の端末でA則地域より送られてきた信号を直接受信するケースが想定されるため、日本国内での接続については、標準JT-G711で規定される $\mu$ 則を用い、A則適用地域からの国際接続時についてはITU-T勧告G.711で規定されるA則を受信することがあることを考慮する必要がある。本標準中でITU-T勧告G.711および標準JT-G711を参照している場合には、常にここに述べた事情を考慮して考えるものとする。

- (5) 本標準の本文の中にある「検討中」の項目は、ITU-Tでの検討状況等を考慮して標準化を行う。

#### 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	発行日	改版内容
第1版	平成2年 4月25日	制定
第2版	1993年 4月27日	付属資料Cの追加、および用語の一部変更
第2.1版	1994年11月 2日	標準JT-G713, 714, 715廃止(JT-G712に集約)に伴う引用記述の修正およびその他誤記訂正。
第2.2版	2004年 6月 3日	図6-12/JT-G722の修正、およびその他の誤記修正。付属資料と付録の構成の見直し。
第3版	2008年 5月29日	付録Ⅲおよび付録Ⅳの追加

### 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-G704、JT-G712、JT-G725、  
JT-G729  
ITU-T勧告 : G. 232、G. 711、G. 721、  
G. 802、P. 70、G. 191、G. 192

## 1. 概要

### 1.1 適用範囲および概略の説明

本標準は、様々な高品質音声の応用に用いられるオーディオ（50～7000Hz）符号化システムについて記述したものである。この符号化システムは、64kbit/s以下のビットレートで、帯域分割適応差分パルス符号変調（SB-ADPCM）を用いている。以下、このシステムを64kbit/s（7kHz）オーディオ符号化と称する。SB-ADPCM技術とは、まず周波数帯域を二つの帯域（高域と低域）に分割し、次にADPCMを用いて各帯域の信号を符号化するものである。このシステムは、7kHzオーディオ符号化に用いるビットレートに対応して64、56、48kbit/sの3種類の基本動作モードがある。後者の二つのモードでは、低域側の符号化ビットを利用することにより、64kbit/s中に8あるいは16kbit/sの補助データチャンネルの設定が各々可能である。

以下に述べる64kbit/s（7kHz）オーディオコーデックの主要部を、図1-1/JT-G722に示す。

#### (1) 64kbit/s（7kHz）オーディオ符号器（次のものより構成される）

- (a) 送信オーディオ部：オーディオ信号を16kHzで標本化し14ビット均一デジタル信号に変換する。
- (b) SB-ADPCM符号器：上記信号を64kbit/sに圧縮する。

#### (2) 64kbit/s（7kHz）オーディオ復号器（次のものより構成される）

- (a) SB-ADPCM復号器：符号器と逆の動作を行う。ただし、動作モードによって復号器の入力信号の実効ビットレートは、64、56または48kbit/sとなる。
- (b) 受信オーディオ部：16kHzで標本化された14ビット均一デジタル信号をオーディオ信号に再生する。

同じく図1-1/JT-G722に示された次の2つの部分は、64kbit/sの中で補助データチャンネルを必要とする場合に用いる。

- (1) 送信側データ挿入装置：動作モードに応じてオクテット当たり1または2のオーディオビットをデータビットに置き換えることにより、各々8または16kbit/sの補助データチャンネルを提供する。
- (2) 受信側データ抽出装置：モード制御に従って動作モードを決定し、それに応じてデータビットを抜き出す。

1.2 では送信および受信オーディオ部の機能について、1.3 では動作モードおよび挿入データとアルゴリズムの関係について、そして 1.4 および 1.5 では S B - A D P C M の符号器と復号器の機能についてそれぞれ述べる。1.6 ではタイミング要求条件について述べる。第 2 章では、6 4 kbit/s ( 7 kHz ) オーディオコーデックと送受信オーディオ部の伝送特性について規定する。第 3 章および第 4 章では、S B - A D P C M の符号器と復号器の原理についてそれぞれ述べ、第 5 章および第 6 章では、直交ミラーフィルタ ( Quadrature Mirror Filter : Q M F ) および A D P C M の符号器、復号器の演算の詳細についてそれぞれ規定している。

網的側面、テストシーケンスおよびコーデック折り返しでの信号対雑音比は、それぞれ付属資料 A、付属資料 B および付属資料 C として本標準に添付されている。

T T C 標準 J T - G 7 2 5 「 6 4 kbit/s 以下の 7 kHz オーディオコーデックの適用に関するシステムの側面」には、端末の識別に用いるインバンド制御手順、および既存 6 4 kbit/s P C M 端末との相互関係を考慮したモード制御手法に関する規定が含まれている。

## 1.2 オーディオ部の機能

6 4 kbit/s ( 7 kHz ) オーディオ符号化端末におけるオーディオ部の構成を想定したものを図 1 - 2 / J T - G 7 2 2 に示す。マイクロフォン、プリアンプ、パワーアンプ、スピーカはオーディオ部の位置付けのために単に示したものであり、本標準ではこれ以上の考慮はしない。

第 2 章に規定した伝送特性の測定を容易にするため、図に示すテストポイント A および B を備える必要がある。これらのテストポイントは試験用としてのみならず、マイクロフォン、スピーカなどと接続するための、オーディオ部の物理的インタフェースに対応している。

送信および受信のオーディオ部は、次に示す機能ユニット、または第 2 章の規格を満足する等価な構成要素から成る。

### (1) 送信 :

- (a) 入力レベル調整器
- (b) 入力折り返し阻止フィルタ
- (c) 1 6 kHz で動作する標本化器
- (d) 1 6 kHz で標本化する 14 ビット均一 A / D 変換器

### (2) 受信 :

- (a) 1 6 kHz で標本化する 14 ビット均一 D / A 変換器
- (b)  $x / \sin x$  補正を含む再生フィルタ
- (c) 出力レベル調整器

## 1.3 動作モードとデータの挿入

復号器の入力として有効なオーディオ符号化のビットレートには、表 1 - 1 / J T - G 7 2 2 に示す 3 種の基本動作モードがある。

表 1-1 / J T-G 7 2 2 基本動作モード  
(ITU-T G.722)

モード	7 kHz オーディオ符号化速度	補助データチャネル伝送速度
1	6 4 kbit/s	0 kbit/s
2	5 6 kbit/s	8 kbit/s
3	4 8 kbit/s	1 6 kbit/s

これらのモードの一つまたはいくつかを用いた応用例、およびその場合の主観品質については付属資料Aを参照のこと。

6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号器は、動作モードを問わず、常にオーディオ符号化に6 4 kbit/sを使用する。符号化アルゴリズムは、符号器に対して特に指定をしなくても、符号器から出力される低域側符号化データのLSB側の1ないし2ビットに、補助データチャネルのビットを挿入できるようなアルゴリズムが選ばれている。しかし、そのときの動作モードに対してオーディオ性能を最大限に発揮させるためには、6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ復号器は、有効な符号化ビットレートに最適化されなければならない。そのため、本標準には3種のSB-ADPCM復号器が記述されており、補助データチャネルを必要とする応用には、動作モードに適合した復号器を選択するための指定が必要である。図1-1 / J T-G 7 2 2にこの様子を示す。6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ復号器の入力のビットレートは常に6 4 kbit/sであるが、動作モードによってオーディオ符号化のビットはそのうちの6 4、5 6、4 8 kbit/s となることに注意しなければならない。このアルゴリズムでは、伝送中に3種のSB-ADPCM復号器をオクテット毎に切り替えても構わない。動作モードに関する指定が復号器に送られない場合には、モード1に対応する復号器を用いるべきである。

不適切なモードの組み合わせ状態、即ち受信したオクテット信号に対して6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ復号器の動作モードが適合していない場合でも、復号器の動作には支障をきたさない。しかしながらオーディオ性能を最大限にするために、データ抽出装置におけるモード制御手法はモード不適合の時間を最小にするものが望ましい。モード不適合の影響については、付属資料Aに詳細を示す。様々なタイプの6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化端末どうしの互換性を保つために、復号器は少なくともモード1の動作をするものを備えていなければならない。

モード制御手法については、補助データチャネルプロトコル (TTC標準 J T-G 7 2 5を参照) により規定される。

#### 1.4 SB-ADPCM符号器の機能

SB-ADPCM符号器のブロック図を図1-3 / J T-G 7 2 2に示す。各ブロックの機能について、以下の1.4.1から1.4.4で説明する。

#### 1.4.1 送信QMF

送信QMFは二つの直線位相非巡回型デジタルフィルタから成っており、0から8000Hzの周波数帯域を低域(0~4000Hz)と高域(4000~8000Hz)の二つの帯域に分割する。送信QMFの入力 $x_{in}$ は送信オーディオ部の出力であり、16kHzで標準化されたものである。低域と高域の出力である $x_L$ と $x_H$ はそれぞれ8kHzで標準化されたものである。

#### 1.4.2 低域ADPCM符号器

低域ADPCM符号器のブロック図を図1-4/JTG722に示す。低域入力信号 $X_L$ から入力信号の予測値 $s_L$ を引くことにより、差分信号 $e_L$ が求まる。差分信号は、非線形60レベルの適応量子化器により、6ビットで量子化され、48kbit/sの信号 $I_L$ となる。

フィードバックループにおいて、 $I_L$ のLSB側2ビットを切り捨て、4ビットの信号 $I_{Lt}$ を作る。この信号は量子化器の適応に用いられ、また15レベルの逆量子化器に与えられて量子化差分信号 $d_{Lt}$ を作り出す。この量子化差分信号に予測信号 $s_L$ を足し合わせて、低域入力信号の再生値 $r_{Lt}$ が求まる。再生信号および量子化差分信号は、予測値 $s_L$ を作り出す適応予測器の入力であり、ここにフィードバックループが形成される。

低域ADPCMの符号器および復号器のそれぞれのフィードバックループが、共に6ビットではなく、4ビットで動作しているために、1.3で述べたLSBの2ビットに対するデータ挿入を行っても、復号器は誤動作を生じない。64レベルではなく60レベルの量子化器を使用しているため、あらゆる条件下においてすべての動作モードで、ITU-T勧告G.802で規定された伝送符号のマーク率が満足される。

#### 1.4.3 高域ADPCM符号器

高域ADPCM符号器のブロック図を図1-5/JTG722に示す。高域入力信号 $x_H$ から入力信号の予測値 $s_H$ を引くことにより、差分信号 $e_H$ が求まる。差分信号は、非線形4レベルの適応量子化器により、2ビットで量子化され、16kbit/sの信号 $I_H$ となる。

この2ビットの信号から、適応逆量子化器は量子化差分信号 $d_H$ を作る。この量子化差分信号に、予測信号 $s_H$ を足し合わせると、高域入力信号の再生値 $r_H$ が求まる。再生信号および量子化差分信号は、予測値 $s_H$ を作り出す適応予測器の入力となり、ここにフィードバックループが形成される。

#### 1.4.4 多重化部

図1-3/JTG722に示された多重化部(MUX)は、それぞれ低域と高域のADPCM符号器からの信号 $I_L$ と $I_H$ を合成し、伝送のためにオクテットのフォーマットをもつ64kbit/s信号 $I$ を作る。

多重化後のオクテット信号のフォーマットを次に示す。

$$I_{H1} I_{H2} I_{L1} I_{L2} I_{L3} I_{L4} I_{L5} I_{L6}$$

ここでは、 $I_{H1}$ が伝送される最初のビットである。 $I_{H1}$ と $I_{L1}$ はそれぞれ $I_H$ と $I_L$ のMSBであり、また $I_{H2}$ と $I_{L6}$ はそれぞれ $I_H$ と $I_L$ のLSBである。

## 1.5 SB-ADPCM復号器の機能

SB-ADPCM復号器のブロック図を図1-6/JT-G722に示す。各ブロックの機能について1.5.1から1.5.4で説明する。

### 1.5.1 分離部

分離部(DMUX)は、オクテットフォーマットの64kbit/s受信信号 $I_r$ を二つの信号 $I_{Lr}$ と $I_{Hr}$ に分離する。これらは、それぞれ低域と高域のADPCM復号器の入力となる符号語である。

### 1.5.2 低域ADPCM復号器

低域ADPCM復号器のブロック図を図1-7/JT-G722に示す。この復号器は、受け取った動作モード指定に従って、三つの異なったどのモードでも動作が可能である。

量子化器の適応を含む入力信号の予測値 $s_L$ を算出するパスは、1.4.2で述べた低域ADPCM符号器のフィードバック部分と同一のものである。受け取った動作モード指定に従って、三つの異なった量子化差分信号 $d_{L,6}$ 、 $d_{L,5}$ 、 $d_{L,4}$ (= $d_{Lt}$ :注参照)の中から一つを選択し、これを予測信号に足すことにより再生信号 $r_L$ が求まる。各々のモードにおいて、選択される量子化差分信号、使用する適応逆量子化器、そして入力符号語から切り捨てられるLSBの数を表1-2/JT-G722に示す。

表1-2/JT-G722 低域ADPCM復号器の動作モード  
(ITU-T G.722)

モード	選択される量子化差分信号	使用する適応逆量子化器	入力符号語 $I_{Lr}$ から切り捨てられるLSBの数
1	$d_{L,6}$	60レベル	0
2	$d_{L,5}$	30レベル	1
3	$d_{L,4}$	15レベル	2

注：明確化のために、図1-7/JT-G722の上部には三つの逆量子化器すべてが示されている。装置を最適化するためには、 $d_{L,4}$ の代わりに予測器のループで求まる信号 $d_{Lt}$ を用いても構わない。

### 1.5.3 高域ADPCM復号器

高域ADPCM復号器のブロック図を図1-8/JT-G722に示す。この復号器は、1.4.3に述べた高域ADPCM符号器のフィードバック部分と同一である。ここでは再生信号 $r_H$ が出力である。

### 1.5.4 受信QMF

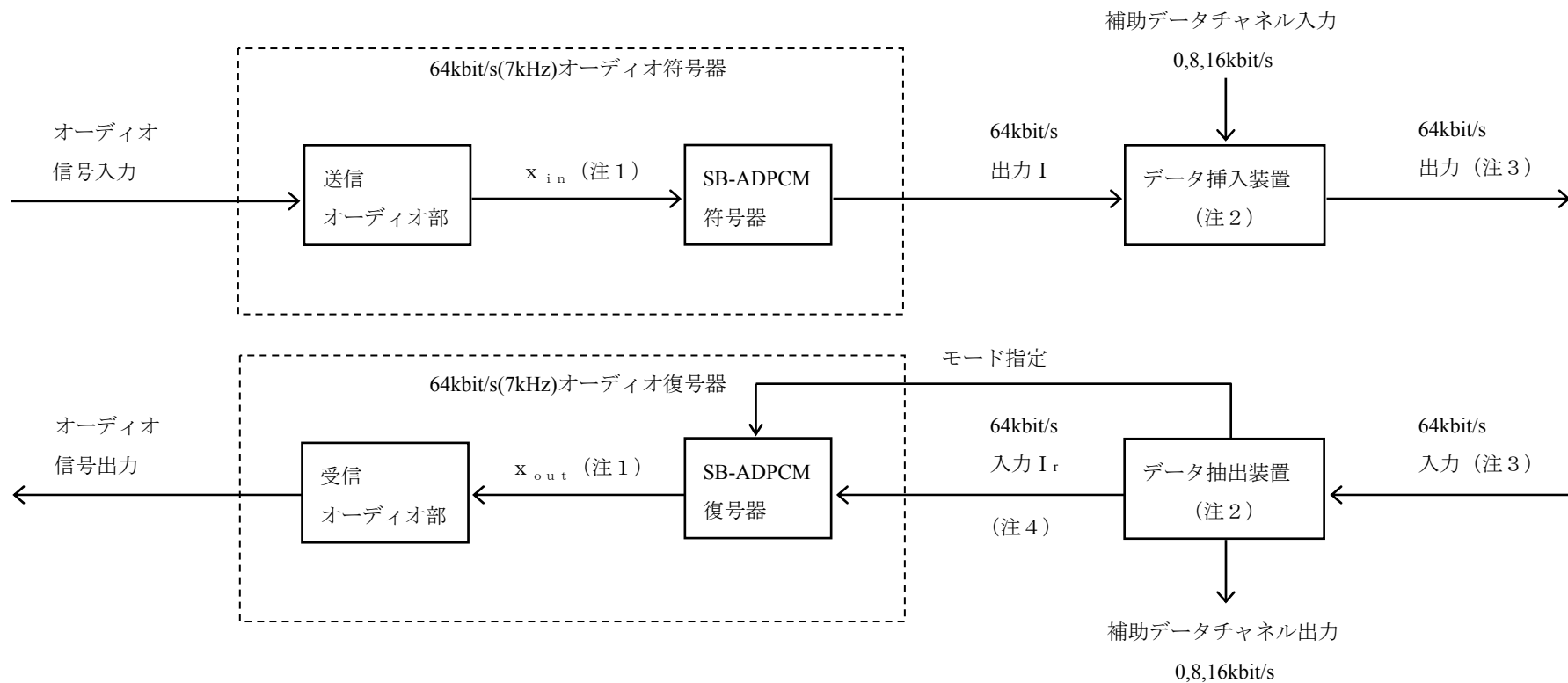
図1-6/JT-G722に示された受信QMFとは、二つの直線位相非巡回型デジタルフィルタを用い、それぞれ低域と高域のSB-ADPCM復号器の出力である $r_L$ と $r_H$ を補間して、8kHzの標本化信号を16kHzの標本化信号に変換するものである。16kHzで標本化された出力 $x_{out}$ は受信オーディオ部の入力となる。

ADPCMの符号化処理を行わずに送信と受信のQMFを直結した場合、インパルス応答は単なる遅延と見なすことができ、また8kHzで間引いて標本化することによる折り返し歪みは打ち消される。

#### 1.6 タイミング要求条件

6.4kHzのビットタイミングと8kHzのオクテットタイミングが、網よりオーディオ復号器に与えられなければならない。

オーディオ符号化システムが正確に動作するためには、A/D、D/A変換器に与えられる1.6kHz標本化周波数の精度は $\pm 5.0 \times 10^{-6}$ 以内でなければならない。



注1：  $x_{in}$  と  $x_{out}$  は、16kHz で標本化された 14 ビットの均一量子化デジタル信号である。

注2： これらの装置は、64kbit/s の中に補助データチャネルを必要とする応用にだけ用いられる。

注3： オーディオ符号化ビットが 64、56、48kbit/s の場合、データ用ビットはそれぞれ 0、8、16kbit/s だけ含まれる。

注4： 64kbit/s 信号中のオーディオ符号化ビットが 64、56、48kbit/s のいずれであるかは動作モードによる。

図1-1 / JT-G722 基本機能ブロック図  
(ITU-T G.722)



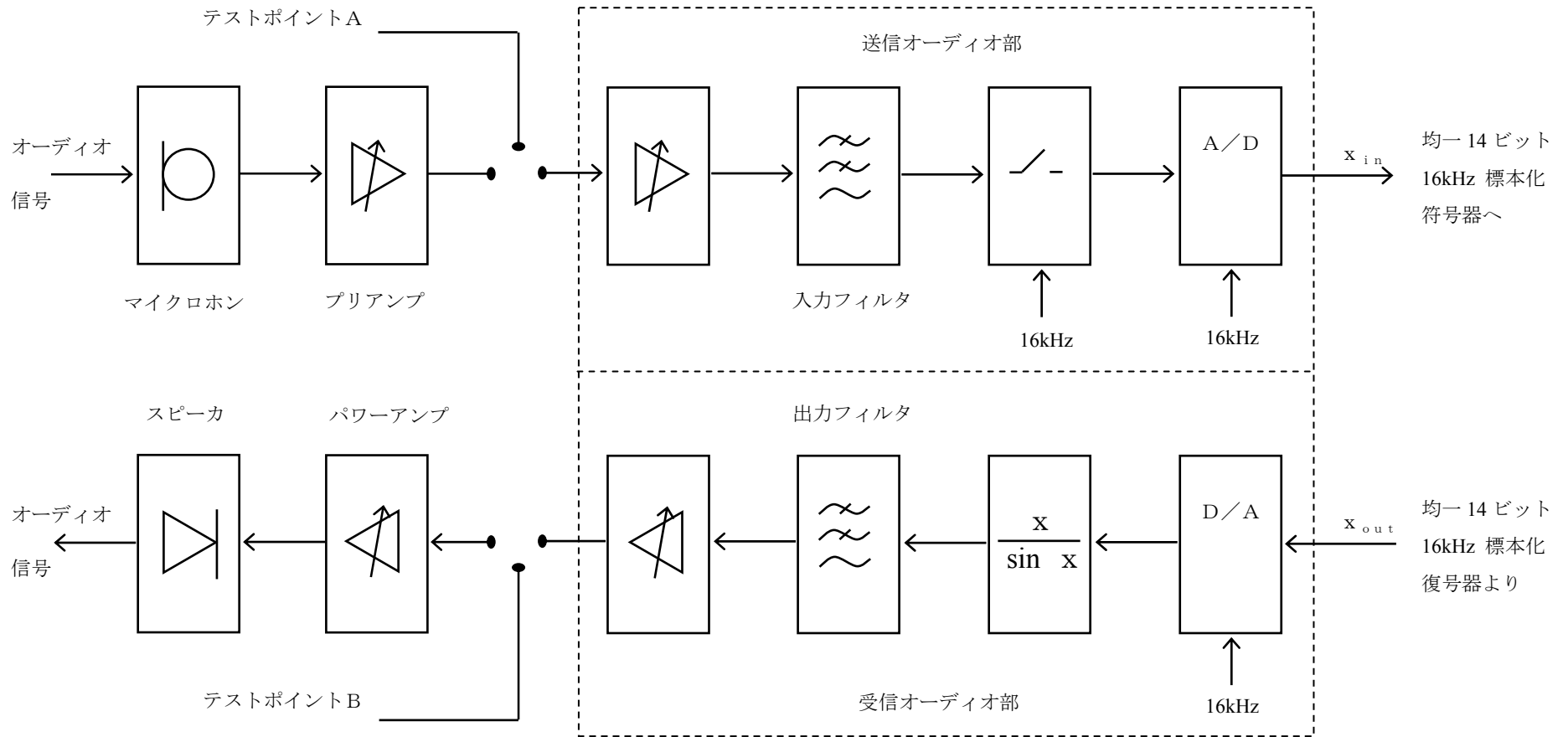


図 1-2 / JT-G722 オーディオ部の構成例  
(ITU-T G.722)

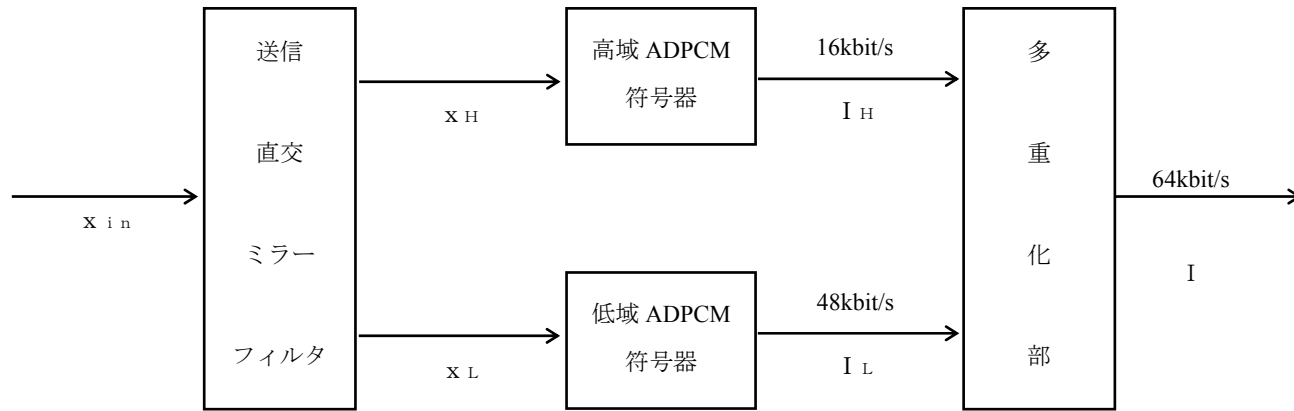


図1-3 / JT-G722 SB-ADPCM符号器のブロック図  
(ITU-T G.722)

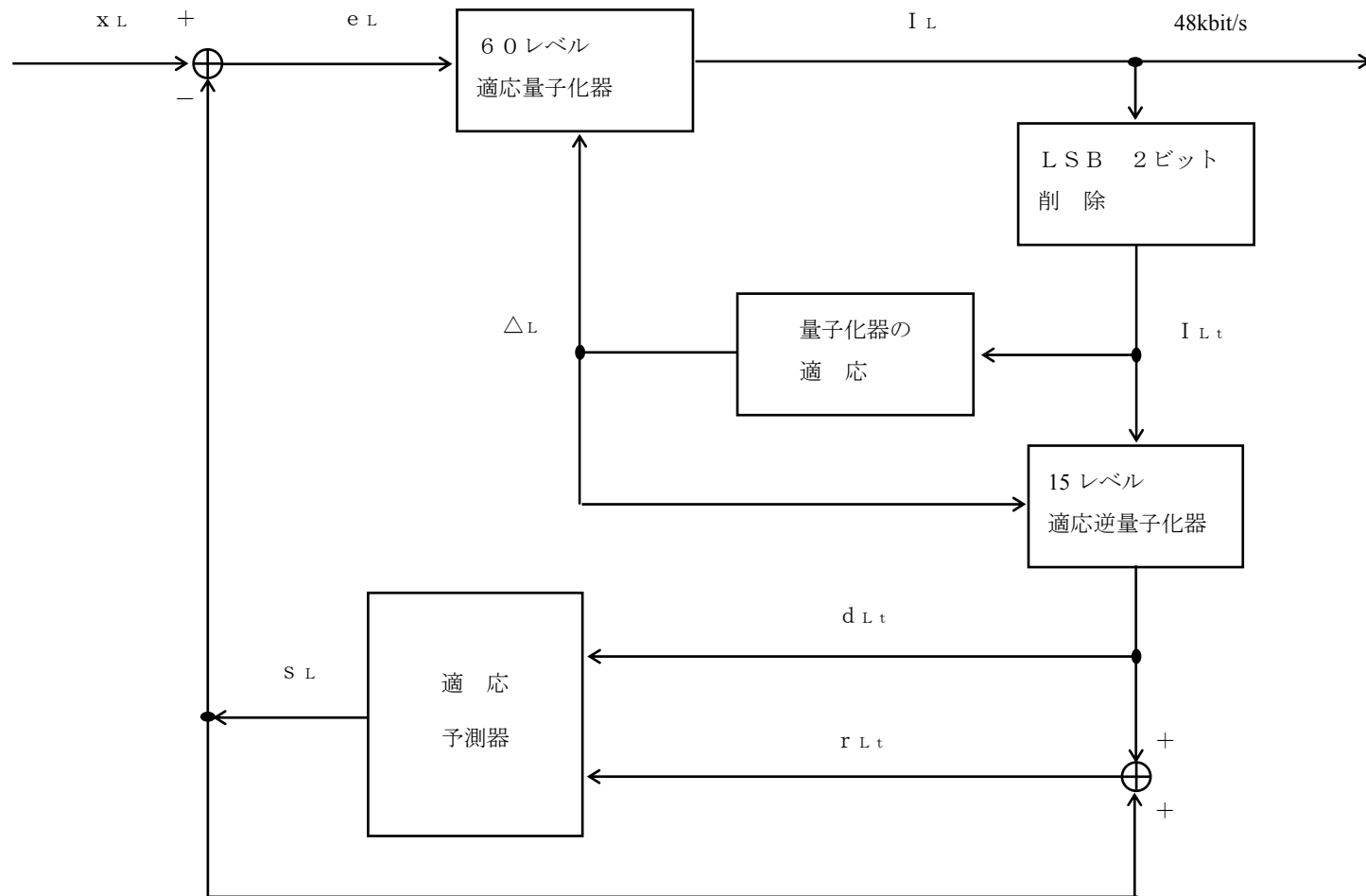


図1-4 / JT-G722 低域ADPCM符号器のブロック図  
(ITU-T G.722)

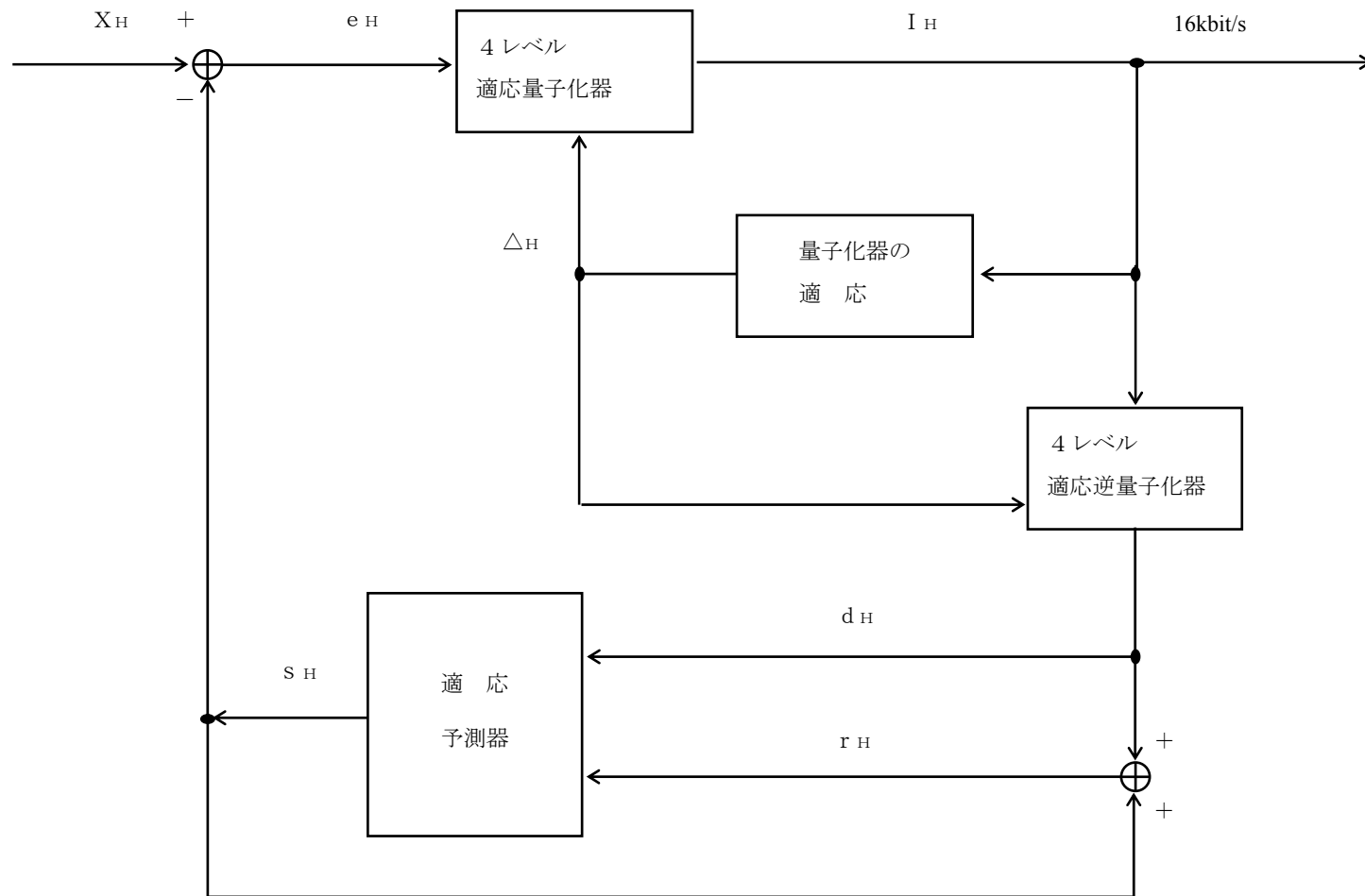


図1-5/JT-G722 高域ADPCM符号器のブロック図  
(ITU-T G.722)

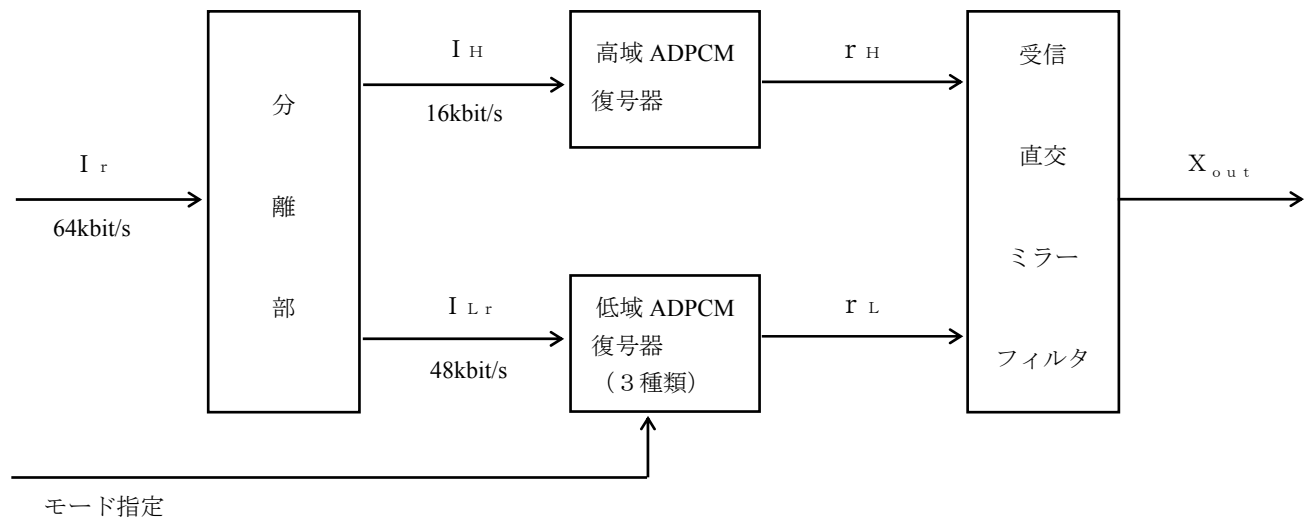


図1-6 / JT-G722 SB-ADPCM復号器のブロック図  
(ITU-T G.722)

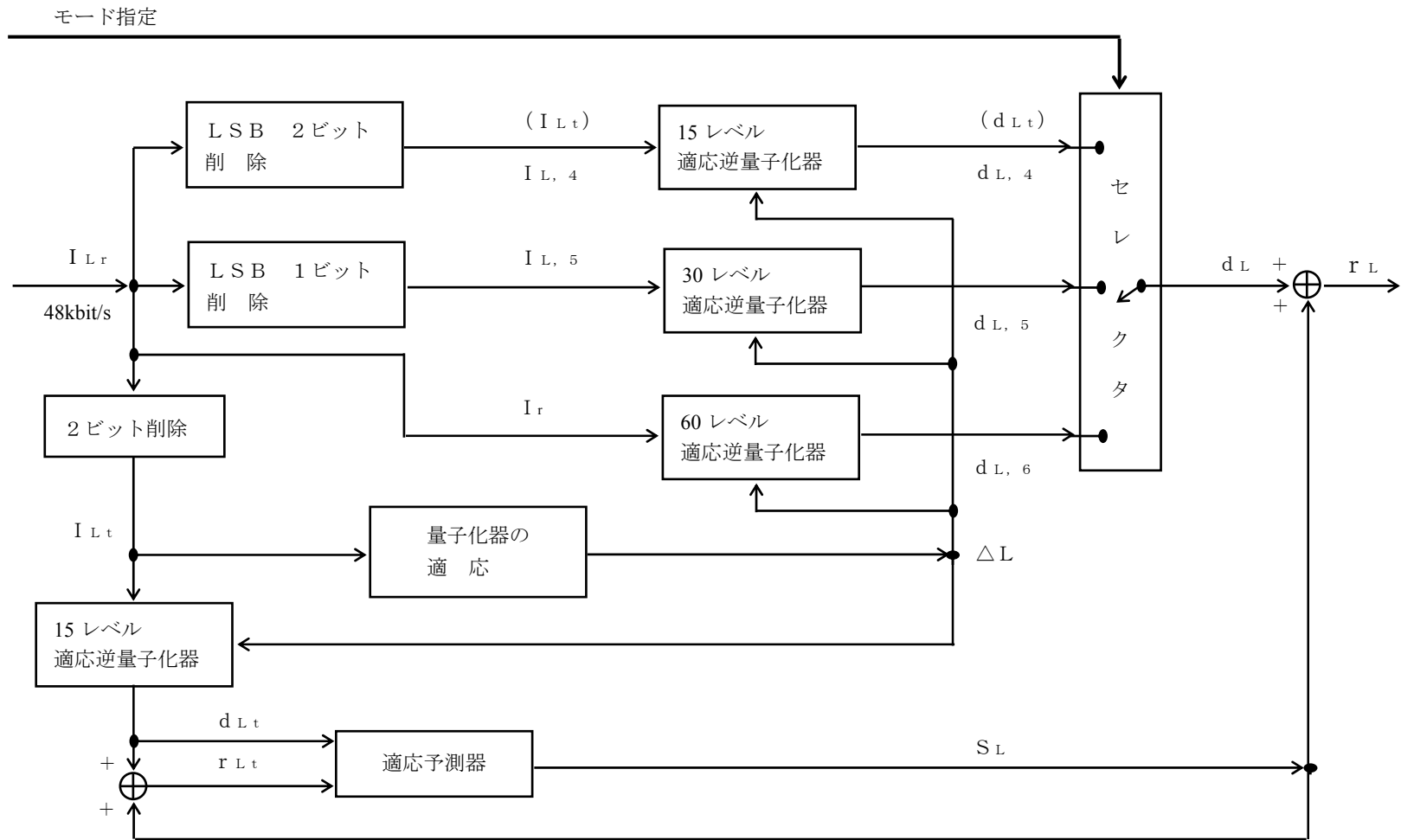


図1-7 / JT-G722 低域ADPCM復号器のブロック図  
(ITU-T G.722)

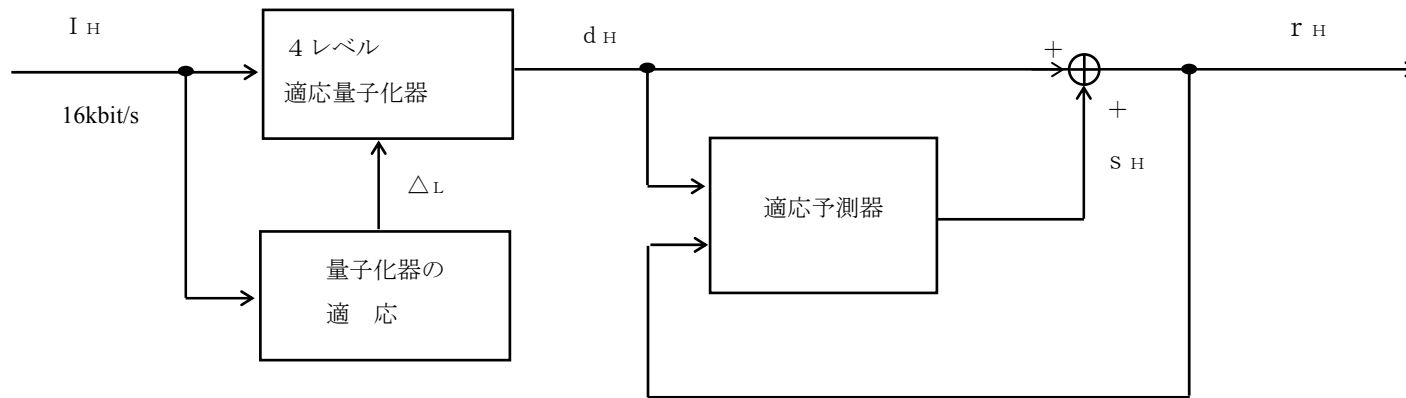


図1-8 / JT-G722 高域ADPCM復号器のブロック図  
(ITU-T G.722)

## 2. 伝送特性

### 2.1 オーディオポートおよびテストポイントの特性

オーディオ入出力ポートおよびテストポイント(A, B)を、図1-2/JT-G722に示す。オーディオポートおよびテストポイントの特性(相対レベル、インピーダンス、平衡/不平衡など)については設計者に委ねられている。マイクロフォン、プリアンプ、パワーアンプおよびスピーカー等の公称帯域幅、無通話時雑音、歪み率などについては、オーディオ部の規格に合わせて選ぶべきである。

入力と出力のインピーダンスは、不平衡の場合には、それぞれ高インピーダンス、低インピーダンスとすべきであり、一方、平衡の場合には、共に600Ωとすべきである。ただし、オーディオ部は各々の入出力インピーダンス条件にて、その全ての規格を満足しなければならない。

### 2.2 過負荷点

A/D、D/A変換器における過負荷点は、+9dBm0±0.3dBでなければならない。これにより、64kbit/s PCMにおける公称音声レベル(ITU-T勧告G.232参照)と同一でありながら、会議音声に適用した場合に予想される最大信号レベルに対しては、より大きな余裕をもつことになる。過負荷点の測定法については、検討中である。

### 2.3 公称基準周波数

以下では、1000Hzを公称基準周波数として示すが、実際の周波数は1020Hzとしなければならない。この場合、周波数許容差は+2~-7Hzである。

### 2.4 64kbit/s(7kHz)オーディオコーデックの伝送特性

以下に示す値や境界は、64kbit/s(7kHz)オーディオ符号器および復号器を、折り返して接続したものに適用される。現実的な観点から、測定は図2-1a/JT-G722に示す折り返し接続で行っても構わない。ただし、このような折り返し接続は、符号器と復号器が回線の両端に設置されている実際の状況を模擬したものにはすぎない。

これらの境界値はモード1での動作に適用される。

#### 2.4.1 公称帯域幅

公称3dB帯域幅は、50~7000Hzである。

#### 2.4.2 伝送損失周波数特性

周波数の変化に伴う損失は、図2-2/JT-G722に示すマスクを満足しなければならない。公称基準周波数は1000Hz、試験入力レベルは-10dBm0である。

#### 2.4.3 絶対群遅延

絶対群遅延とは、50~7000Hzの範囲の正弦波において最小となる群遅延を指し、これが4msを越えてはならない。試験信号レベルは-10dBm0である。

#### 2.4.4 無通話時雑音

入力ポート(テストポイントA)の入力が無信号のときに、50~7000Hzの周波数帯域で測定した無評価雑音電力レベルは-66dBm0を越えてはならない。50Hz~20kHzの周波数帯域で測定した場合には、無評価雑音電力レベルは-60dBm0を越えてはならない。



## 2.4.5 単一周波数雑音

入力ポート（テストポイントA）の入力が無信号のときに、選択的に測定された単一周波数（特に標準化周波数である 8 kHz およびその倍数の周波数）のレベルが、 $-70\text{ dBm0}$  を越えてはならない。

## 2.4.6 信号対総合雑音比

付属資料Cを参照のこと。

## 2.5 オーディオ部の伝送特性

以下に示すオーディオ信号からオーディオ信号へのオーディオ部の測定に際しては、図 2-1 b / JT-G 7 2 2 に示す折り返し接続を用いなければならない。また、オーディオ部はこの測定系において、2.4 に示した規格も満たさなければならない。

### 2.5.1 入力折り返し阻止フィルタの伝送損失周波数特性

入力折り返し阻止フィルタの帯域内、帯域外における伝送損失周波数特性は、図 2-3 / JT-G 7 2 2 に示すマスクを満足しなければならない。公称基準周波数は 1000 Hz、帯域内特性における試験信号レベルは $-10\text{ dBm0}$  である。帯域外の特性を調べるには、16 kHz 標準化に伴う折り返しの影響を考慮して、適切な測定をしなければならない。

### 2.5.2 出力再生フィルタの伝送損失周波数特性

出力再生フィルタの帯域内、帯域外における伝送損失周波数特性は、図 2-4 / JT-G 7 2 2 に示すマスクを満足しなければならない。公称基準周波数は 1000 Hz、帯域内特性における試験信号レベルは $-10\text{ dBm0}$  である。帯域外の特性を調べるには、16 kHz 標準化に伴う折り返しの影響を考慮して、適切な測定をしなければならない。図 2-4 / JT-G 7 2 2 のマスクは、受信オーディオ部全体に対するものであり、パルス振幅変調に伴う歪みや  $x/\sin x$  補正を含んだ上での規定である。

### 2.5.3 群遅延歪周波数特性

群遅延が最小となる値を基準として測定した群遅延歪みは、図 2-5 / JT-G 7 2 2 に示すマスクを満足しなければならない。

### 2.5.4 受信オーディオ部の無通話時雑音

受信オーディオ部の入力に 14 ビットのオールゼロ信号を与え、50 ~ 7000 Hz の周波数帯域で測定した無評価雑音電力レベルは、 $-75\text{ dBm0}$  を越えてはならない。

### 2.5.5 入力レベルに対する信号対総合雑音比

標準化周波数である 16 kHz と整数比を持つ周波数以外の正弦波をテストポイントAに与え、テストポイントBで測定した 50 ~ 7000 Hz の周波数帯域の無評価の信号対総合雑音電力比は、入力レベルに応じて図 2-6 / JT-G 7 2 2 に示すマスクを満足しなければならない。この測定は、1 kHz 付近と 6 kHz 付近の2点で行うべきである。

### 2.5.6 周波数に対する信号対総合雑音比

信号レベルが $-10\text{ dBm0}$  の正弦波をテストポイントAに与え、テストポイントBで測定した 50 ~ 7000 Hz の周波数帯域の無評価の信号対総合雑音電力比は、入力周波数に応じて図 2-7 / JT-G 7 2 2 に示すマスクを満足しなければならない。

### 2.5.7 伝送損失レベル特性

公称基準周波数である1000 Hzの正弦波（ただし、標本化周波数16 kHzの整数分の1の周波数以外）をテストポイントAに与え、テストポイントBで選択的に測定した各入力レベルにおける利得の偏差は、図2-8/JT-G722に示すマスクを満足しなければならない。この際、入力信号レベルを-10 dBm0としたときの利得を基準値とする。

### 2.5.8 相互変調

検討中である。

### 2.5.9 送受間の漏話

送信側から受信側への漏話については、テストポイントAに50～7000 Hzの範囲で+6 dBm0の正弦波を与えた場合に、テストポイントBにて選択的に測定した漏話信号のレベルが-6.4 dBm0を越えてはならない。測定に際しては、受信オーディオ部の入力に14ビットのオールゼロのデジタル信号を与えておくこと。

受信側から送信側への漏話については、受信オーディオ部の入力に50～7000 Hzの範囲で、+6 dBm0の正弦波に相当するデジタル信号を与えた場合に、送信オーディオ部の出力にて、選択的にデジタル測定した漏話信号のレベルが-6.4 dBm0を越えてはならない。測定に際しては、テストポイントAを正しく終端し、無入力とすること。

## 2.6 6.4 kbit/s PCMとの相互変換符号化

6.4 kbit/s PCM信号との互換性を保つため、6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化と6.4 kbit/s PCMとの変換符号化においては、標準JT-G712の関連する規格を考慮しなければならない。オーディオ信号をスピーカで聴く場合には、さらに規格を厳しくする必要があるであろう。より詳細な点については、付属資料Aを参照されたい。

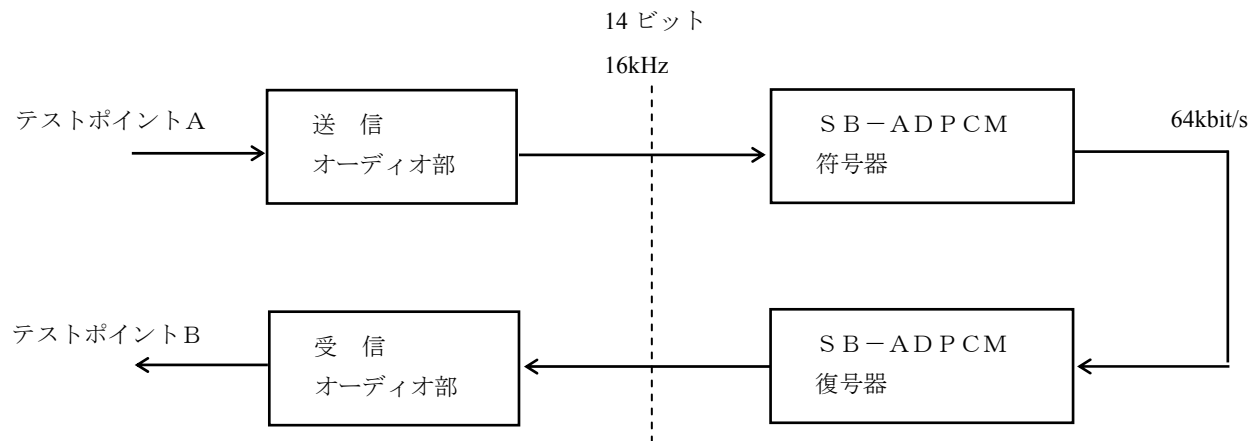


図2-1 a / JT-G 7 2 2 符号器、復号器での折り返し

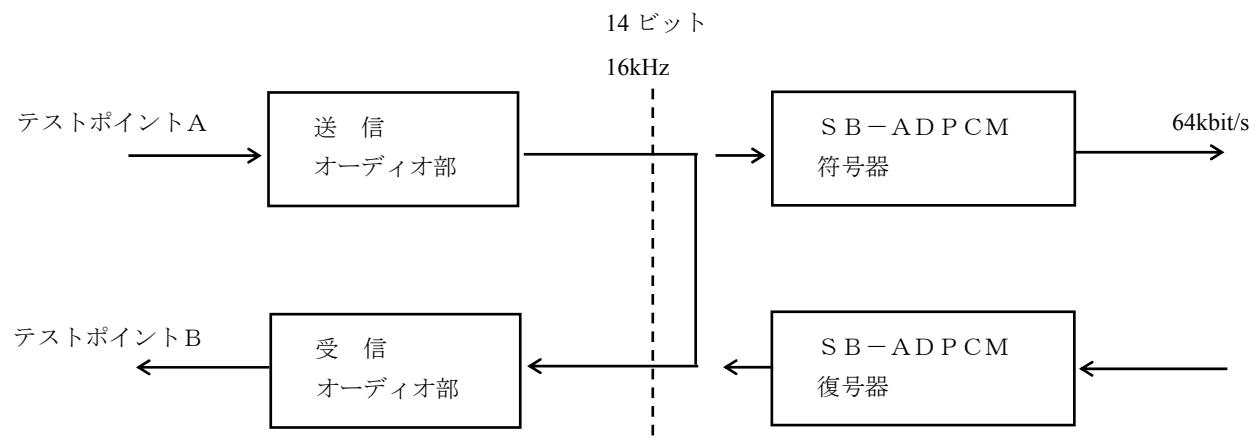


図2-1 b / JT-G 7 2 2 オーディオ部の折り返し

図2-1 / JT-G 7 2 2 折り返しでの測定  
(ITU-T G.722)

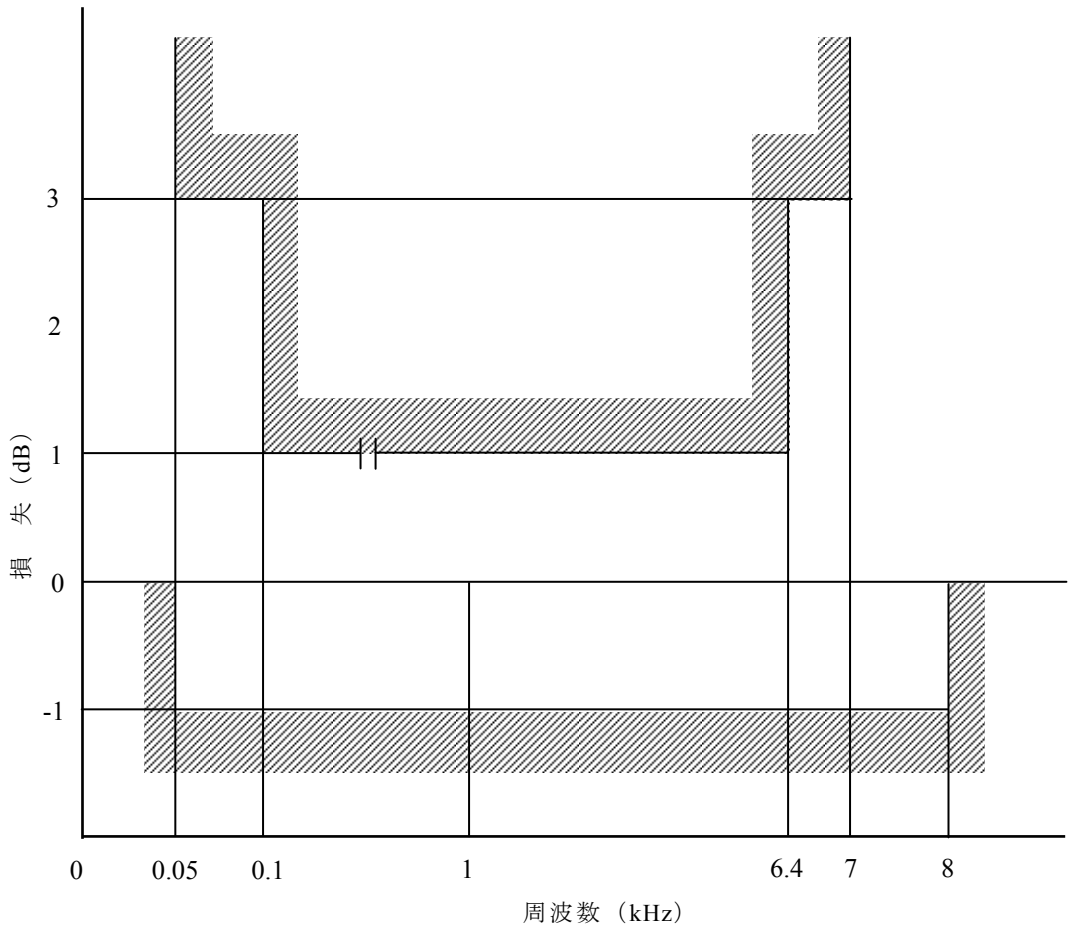


图 2-2 / J T-G 7 2 2 传送损失周波数特性  
(ITU-T G.722)

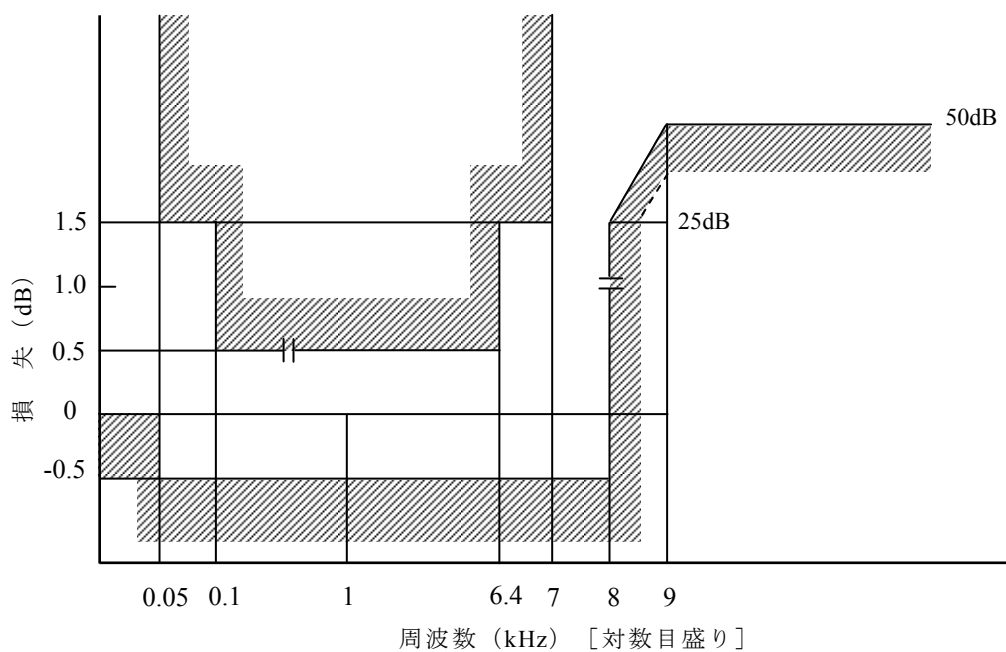


図 2-3 / JT-G722 入力折り返し阻止フィルタの  
(ITU-T G.722) 伝送損失周波数特性

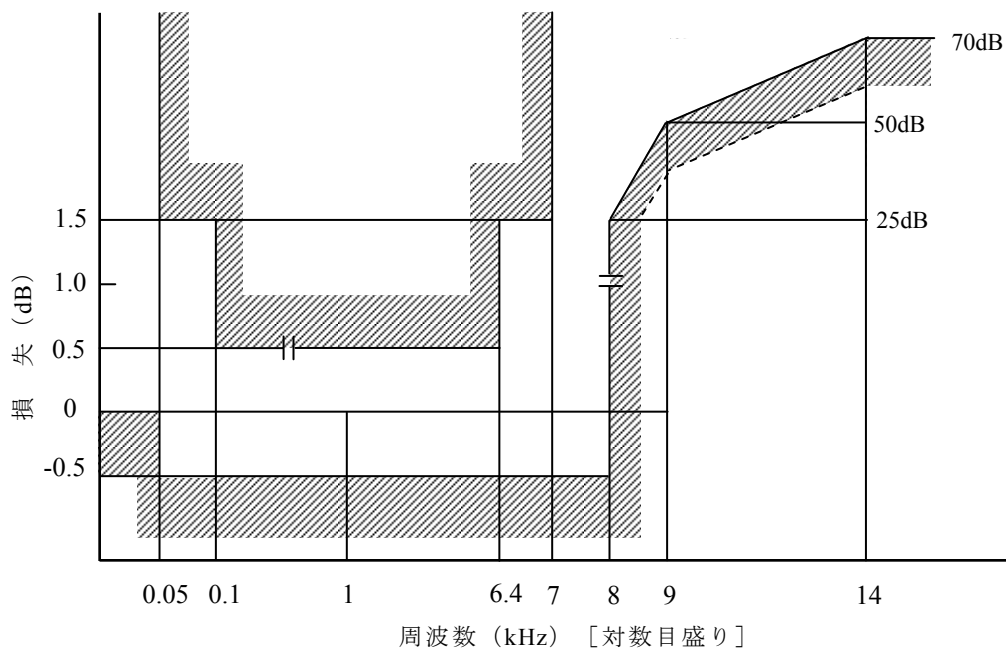


図 2-4 / JT-G722 出力フィルタの伝送損失周波数特性  
(ITU-T G.722) (x/sin x 補正を含む)

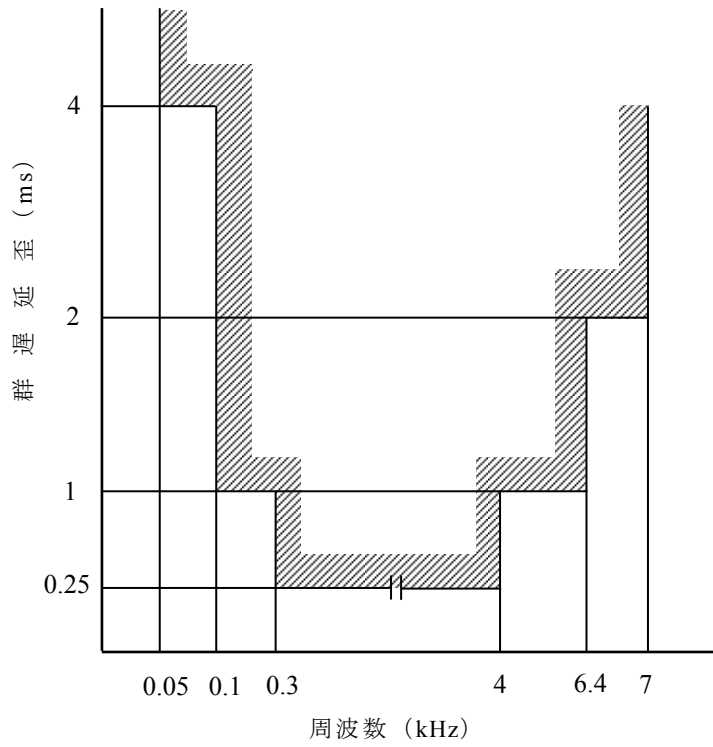


図 2-5 / JT-G 7 2 2 群遅延歪周波数特性  
(ITU-T G.722)

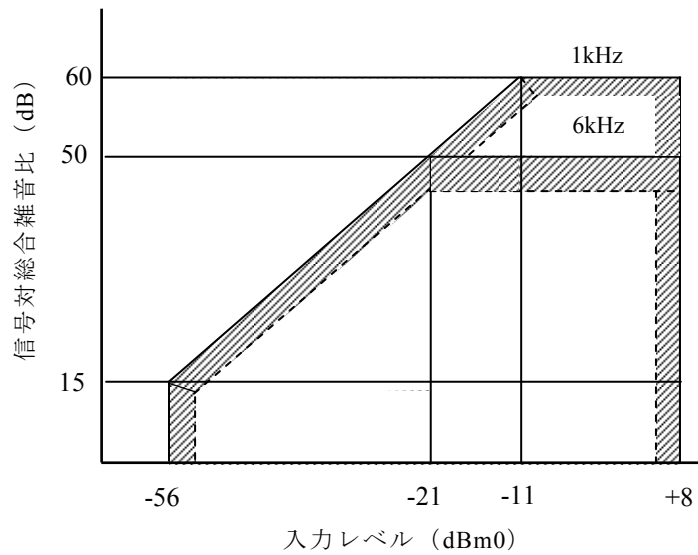


図 2-6 / JT-G 7 2 2 信号対総合雑音比  
(ITU-T G.722)

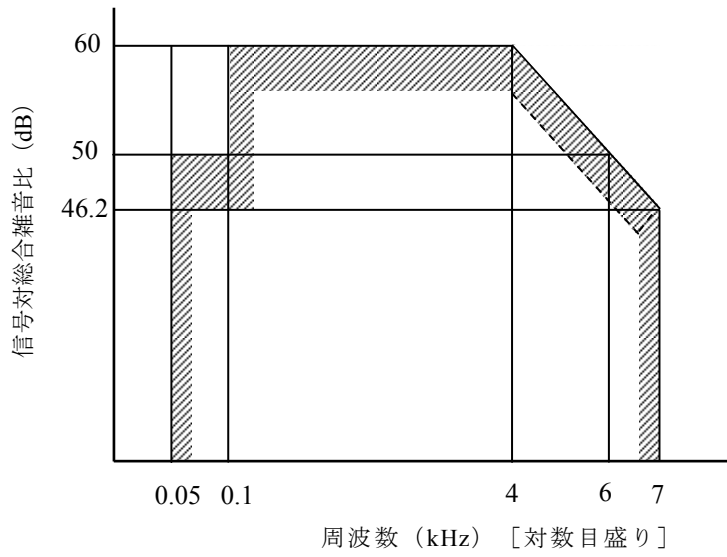


図2-7 / JT-G722 周波数に対する信号総合雑音比 (ITU-T G.722)

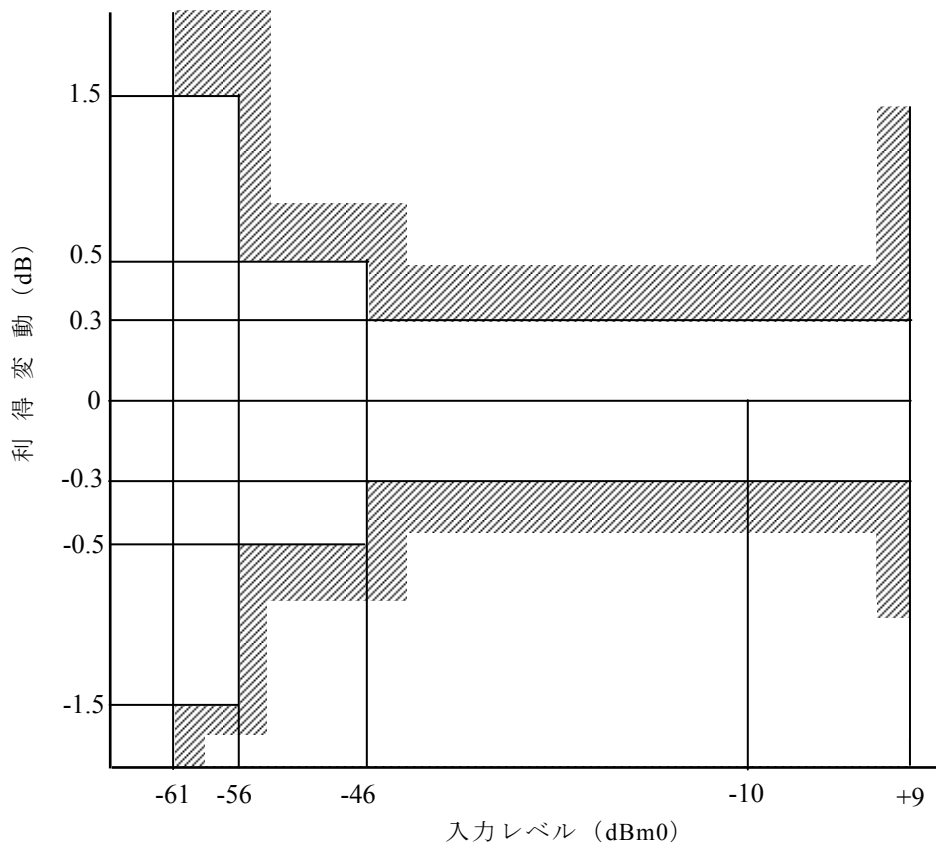


図2-8 / JT-G722 伝送損失レベル特性 (ITU-T G.722)

### 3. SB-ADPCM符号器の原理

SB-ADPCM符号器のブロック図を、図1-3/JT-G722に示す。また、低域および高域ADPCM符号器のブロック図を、それぞれ図1-4/JT-G722および図1-5/JT-G722に示す。

第3章および第4章に記述してある変数のうちで、主なものを表3-1/JT-G722にまとめて示す。これらの変数の記述では、指標(j)は、16kHz標本化における現在の標本を表しており、指標(j-1)は、現在よりひとつ前の標本を表している。また、指標(n)は、8kHz標本化における現在の標本を表しており、指標(n-1)は、現在よりひとつ前の標本を表している。これらの指標は、個々の演算ブロック内だけで用いられる内部変数には付けない。

#### 3.1 送信QMF

24タップのQMFを用いて、低域および高域の信号成分を算出する。QMFの係数 $h_i$ を、表3-2/JT-G722に示す。

出力信号 $x_L(n)$ および $x_H(n)$ は、それぞれ以下のように求める。

$$x_L(n) = x_A + x_B \quad (1)$$

$$x_H(n) = x_A - x_B \quad (2)$$

上式において、

$$x_A = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{in}(j-2i) \quad (3)$$

$$x_B = \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{in}(j-2i-1) \quad (4)$$

である。

#### 3.2 差分信号の算出

低域および高域の入力信号 $x_L(n)$ および $x_H(n)$ から、それぞれの予測値 $s_L(n)$ および $s_H(n)$ を差し引いて、差分信号 $e_L(n)$ および $e_H(n)$ を求める。即ち

$$e_L(n) = x_L(n) - s_L(n) \quad (5)$$

$$e_H(n) = x_H(n) - s_H(n) \quad (6)$$

である。



表 3-1 / JT-G 7 2 2 SB-ADPCM符号器・復号器における変数  
(ITU-T G.722)

変 数	名 称
$x_{in}$	入力値 (均一量子化)
$x_L, x_H$	QMF 出力信号
$s_{Lp}, s_{Hp}$	極予測器出力信号
$a_{L,i}, a_{H,i}$	極予測係数
$r_L, r_{Lt}, r_H$	再生信号 (ビット切捨て無し/有り)
$b_{L,i}, b_{H,i}$	零予測係数
$d_L, d_{Lt}, d_H$	量子化差分信号 (ビット切捨て無し/有り)
$s_{Lz}, s_{Hz}$	零予測器出力信号
$s_L, s_H$	予測器出力信号
$e_L, e_H$	差分信号 (量子化前)
$\nabla_L, \nabla_H$	対数の量子化器スケールファクタ
$\Delta_L, \Delta_H$	量子化器スケールファクタ (真数)
$I_L, I_{Lt}, I_H$	符号語 (ビット切捨て無し/有り)
$P_{Lt}, P_H$	部分再生信号
$I_{Lr}$	受信低域符号語
$x_{out}$	出力値 (均一量子化)

注：1つのセクション（演算ブロック）でしか用いられない変数については除外した。添字のLとHは、それぞれ低域と高域の値に対応している。添字Ltは、切捨てが行われた4ビットの符号語であり、ビットの切捨てが行われていない6ビット（符号器）または6/5/4ビット（復号器）符号語とは区別する。

表 3-2 / JT-G 7 2 2 送信および受信 QMF の係数値  
(ITU-T G.722)

$h_0 \cdot h_{23}$	0.366211E-03
$h_1 \cdot h_{22}$	-0.134277E-02
$h_2 \cdot h_{21}$	-0.134277E-02
$h_3 \cdot h_{20}$	0.646973E-02
$h_4 \cdot h_{19}$	0.146484E-02
$h_5 \cdot h_{18}$	-0.190430E-01
$h_6 \cdot h_{17}$	0.390625E-02
$h_7 \cdot h_{16}$	0.441895E-01
$h_8 \cdot h_{15}$	-0.256348E-01
$h_9 \cdot h_{14}$	-0.982666E-01
$h_{10} \cdot h_{13}$	0.116089E+00
$h_{11} \cdot h_{12}$	0.473145E+00

### 3.3 適応量子化器

低域および高域の差分信号  $e_L(n)$  および  $e_H(n)$  を、それぞれ 6 ビットと 2 ビットで量子化する。6 ビットおよび 2 ビット量子化器における識別値と出力符号を、それぞれ表 3-3 / JT-G 7 2 2 および表 3-4 / JT-G 7 2 2 に示す。これらの表において、識別値は正のみを示しているが、負の識別値は対称的に求める。 $m_L$  および  $m_H$  は、量子化幅を示す指標である。量子化幅の境界値  $LL6$ 、 $LU6$ 、 $HL$ 、そして  $HU$  は、スケールファクタ  $\Delta_L(n)$  および  $\Delta_H(n)$  (3.5 参照) でスケーリングする。指標  $m_L$  および  $m_H$  は、次式を満足するように決定される。

$$LL6(m_L) \cdot \Delta_L(n) \leq e_L(n) < LU6(m_L) \cdot \Delta_L(n) \quad (7)$$

$$HL(m_H) \cdot \Delta_H(n) \leq e_H(n) < HU(m_H) \cdot \Delta_H(n) \quad (8)$$

(7) 式および (8) 式は、それぞれ低域と高域に対応する。

出力符号  $ILN$  および  $IHN$  は、負の区間を示し、一方、出力符号  $ILP$  および  $IHP$  は正の区間を示す。出力符号  $I_L(n)$  および  $I_H(n)$  は、次式で与えられる。即ち

$$I_L(n) = \begin{cases} ILP(m_L) & e_L(n) \geq 0 \text{ の時} \\ ILN(m_L) & e_L(n) < 0 \text{ の時} \end{cases} \quad (9)$$

$$I_H(n) = \begin{cases} IHP(m_H) & e_H(n) \geq 0 \text{ の時} \\ IHN(m_H) & e_H(n) < 0 \text{ の時} \end{cases} \quad (10)$$

である。(9) 式および (10) 式は、それぞれ低域と高域に対応する。

### 3.4 逆量子化器

#### 3.4.1 低域ADPCM符号器の逆量子化器

低域出力符号  $I_L(n)$  から2ビット切り捨てて  $I_{Lt}(n)$  を求める。4ビットの符号語  $I_{Lt}(n)$  から、表3-5/JT-G722の出力値  $QL4^{-1}$  を求め、次にスケールファクタ  $\Delta_L(n)$  を用いてスケーリングを行い、切り捨てを行った量子化差分信号  $d_{Lt}(n)$  に変換する。即ち

$$d_{Lt}(n) = QL4^{-1}(I_{Lt}(n)) \cdot \Delta_L(n) \cdot \text{sgn}(I_{Lt}(n)) \quad (11)$$

である。ここで、 $\text{sgn}(I_{Lt}(n))$  は、(9)式で定義された  $e_L(n)$  の符号より求める。

表3-5/JT-G722に示すとおり、6ビット量子化器における4つの隣接した量子化幅と出力値  $QL4^{-1}$  の間には一対一の対応関係がある。 $QL4^{-1}(I_{Lt}(n))$  を次の2ステップで求める。まず、表3-3/JT-G722で  $I_L(n)$  に対応する量子化幅指標  $m_L$  を決定し、次に、表3-5/JT-G722を参照して  $QL4^{-1}(m_L)$  を決定する。

#### 3.4.2 高域ADPCM符号器の逆量子化器

高域出力符号  $I_H(n)$  から、表3-6/JT-G722の出力値  $Q2^{-1}$  を求め、次にスケールファクタ  $\Delta_H(n)$  を用いてスケーリングを行い、量子化差分信号  $d_H(n)$  に変換する。即ち

$$d_H(n) = Q2^{-1}(I_H(n)) \cdot \Delta_H(n) \cdot \text{Sgn}(I_H(n)) \quad (12)$$

である。ここで、 $\text{sgn}(I_H(n))$  は、(10)式で定義された  $e_H(n)$  の符号より求める。

$Q2^{-1}(I_H(n))$  を、次の2ステップで求める。まず、表3-4/JT-G722で  $I_H(n)$  に対応する量子化幅指標  $m_H$  を決定し、次に、表3-6/JT-G722を参照して  $Q2^{-1}(m_H)$  を決定する。

表 3-3 / JT-G 7 2 2 6 ビット低域量子化器の識別値と出力符号  
(ITU-T G.722)

m <sub>L</sub>	L L 6	L U 6	I L N	I L P
1	0.00000	0.06817	111111	111101
2	0.06817	0.14103	111110	111100
3	0.14103	0.21389	011111	111011
4	0.21389	0.29212	011110	111010
5	0.29212	0.37035	011101	111001
6	0.37035	0.45482	011100	111000
7	0.45482	0.53929	011011	110111
8	0.53929	0.63107	011010	110110
9	0.63107	0.72286	011001	110101
10	0.72286	0.82335	011000	110100
11	0.82335	0.92383	010111	110011
12	0.92383	1.03485	010110	110010
13	1.03485	1.14587	010101	110001
14	1.14587	1.26989	010100	110000
15	1.26989	1.39391	010011	101111
16	1.39391	1.53439	010010	101110
17	1.53439	1.67486	010001	101101
18	1.67486	1.83683	010000	101100
19	1.83683	1.99880	001111	101011
20	1.99880	2.19006	001110	101010
21	2.19006	2.38131	001101	101001
22	2.38131	2.61482	001100	101000
23	2.61482	2.84833	001011	100111
24	2.84833	3.14822	001010	100110
25	3.14822	3.44811	001001	100101
26	3.44811	3.86796	001000	100100
27	3.86796	4.28782	000111	100011
28	4.28782	4.99498	000110	100010
29	4.99498	5.70214	000101	100001
30	5.70214	∞	000100	100000

注：送信された低域信号の符号語が、伝送誤りによって禁止されている4つの符号語“0000XX”の中の1つになってしまった場合には、受信符号語を”111111”とする。

表 3-4 / JT-G 7 2 2 2 ビット高域量子化器の識別値と出力符号  
(ITU-T G.722)

$m_H$	HL	HU	IHN	IHP
1	0	1.10156	01	11
2	1.10156	$\infty$	00	10

表 3-5 / JT-G 7 2 2 6, 5, 4 ビット低域量子化器の出力値と乗数  
(ITU-T G.722)

$m_L$	$Q L 6^{-1}$	$Q L 5^{-1}$	$Q L 4^{-1}$	$W_L$
1	0.03409	0.06817	0.0000	-0.02930
2	0.10460			
3	0.17746	0.21389		
4	0.25300		0.29212	-0.01465
5	0.33124	0.37035		
6	0.41259			
7	0.49706	0.53929		
8	0.58518		0.63107	0.02832
9	0.67697	0.72286		
10	0.77310			
11	0.87359	0.92383		
12	0.97934		1.03485	0.08398
13	1.09036	1.14587		
14	1.20788			
15	1.33191	1.39391		
16	1.46415		1.53439	0.16309
17	1.60462	1.67486		
18	1.75585			
19	1.91782	1.99880		
20	2.09443		2.19006	0.26270
21	2.28568	2.38131		
22	2.49806			
23	2.73157	2.84833		
24	2.99827		3.14822	0.58496
25	3.29816	3.44811		
26	3.65804			
27	4.07789	4.28782		
28	4.64140		4.99498	1.48535
29	5.34856	5.70214		
30	6.05572			

表 3-6 / JT-G 7 2 2 2 ビット高域逆量子化器の出力値と乗数  
(ITU-T G.722)

$m_H$	$Q 2^{-1}$	$W_H$
1	0.39453	-0.10449
2	1.80859	0.38965

### 3.5 量子化器の適応

このブロックでは、低域と高域の量子化器に対するスケールファクタ $\Delta_L(n)$ および $\Delta_H(n)$ を定義する。これらのスケールファクタは、対数領域において更新の演算を行い、その結果を真数に変換する。低域の場合、入力は $I_{Lt}(n)$ であり、この値は、MSB側4ビットを抜き取った符号語である。高域の場合、2ビット量子化器の出力 $I_H(n)$ をそのまま用いる。

最初に次式により対数スケールファクタ $\nabla_L(n)$ および $\nabla_H(n)$ を更新する。

$$\nabla_L(n) = B \cdot \nabla_L(n-1) + W_L(I_{Lt}(n-1)) \quad (13)$$

$$\nabla_H(n) = B \cdot \nabla_H(n-1) + W_H(I_H(n-1)) \quad (14)$$

ここで、 $W_L(\cdot)$ と $W_H(\cdot)$ は、それぞれ表3-5/JT-G722と表3-6/JT-G722で与えられる対数スケールファクタの乗数であり、Bは、127/128のリーク定数である。次に、次式により対数スケールファクタに制限を与える。

$$0 \leq \nabla_L(n) \leq 9 \quad (15)$$

$$0 \leq \nabla_H(n) \leq 11 \quad (16)$$

そして最後に、 $\log_2$ の逆関数の近似式を用いて、対数スケールファクタを真数スケールファクタに変換する。

$$\Delta_L(n) = 2^{(\nabla_L(n)+2)} \cdot \Delta_{min} \quad (17)$$

$$\Delta_H(n) = 2^{\nabla_H(n)} \cdot \Delta_{min} \quad (18)$$

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

### 3.6 適応予測

#### 3.6.1 予測値の算出

適応予測器は、それぞれ低域および高域の予測信号値 $s_L(n)$ と $s_H(n)$ を算出する。

各帯域の適応予測器は、共に2つのセクションから構成される。入力信号の極を近似する2次の極予測器と零点を近似する6次の零予測器である。

2次の極予測器（係数は $a_{L,i}$ および $a_{H,i}$ ）は、量子化再生信号 $r_{Lt}(n)$ および $r_H(n)$ を用いて予測信号を算出する。6次の零予測器（係数は $b_{L,i}$ および $b_{H,i}$ ）では、量子化差分信号 $d_{Lt}(n)$ および $d_H(n)$ を用いる。零予測器の予測出力 $s_{Lz}(n)$ および $s_{Hz}(n)$ は、3.6.2に述べる部分再生信号の算出にも用いる。

まず最初に、極予測器の出力を以下のように求める。

$$s_{Lp} = \sum_{i=1}^2 a_{L,i}(n-1) \cdot r_{Lt}(n-i) \quad (19)$$

$$s_{Hp} = \sum_{i=1}^2 a_{H,i}(n-1) \cdot r_H(n-i) \quad (20)$$

同様に、零予測器の出力を以下のように求める。

$$s_{Lz} = \sum_{i=1}^6 b_{L,i}(n-1) \cdot d_{Lt}(n-i) \quad (21)$$

$$s_{Hz} = \sum_{i=1}^6 b_{H,i}(n-1) \cdot d_H(n-i) \quad (22)$$

次に、これらの中間結果を足し合わせて、予測信号を算出する。

$$s_L(n) = s_{Lp} + s_{Lz}(n) \quad (23)$$

$$s_H(n) = s_{Hp} + s_{Hz}(n) \quad (24)$$

### 3.6.2 再生信号の算出

量子化再生信号  $r_{L_t}(n)$  および  $r_H(n)$  を以下のように求める。

$$r_{L_t}(n) = s_L(n) + d_{L_t}(n) \quad (25)$$

$$r_H(n) = s_H(n) + d_H(n) \quad (26)$$

部分再生信号  $p_{L_t}(n)$  および  $p_H(n)$  を以下のように求める。これらの信号は、極予測器の適応に用いる。

$$P_{L_t}(n) = d_{L_t}(n) + s_{L_z}(n) \quad (27)$$

$$P_H(n) = d_H(n) + s_{H_z}(n) \quad (28)$$

### 3.6.3 極予測器の適応

2次の極予測器は、係数 ( $a_{L,1}$ 、 $a_{L,2}$ 、 $a_{H,1}$ 、 $a_{H,2}$ ) を更新することにより適応動作を行う。係数の更新には、簡易グラジエント法を用いる。即ち

$$a_{L,1}(n) = (1 - 2^{-8}) a_{L,1}(n-1) + 3 \cdot 2^{-8} \cdot p_A \quad (29)$$

$$a_{L,2}(n) = (1 - 2^{-7}) a_{L,2}(n-1) + 2^{-7} \cdot p_B - 2^{-7} \cdot f \cdot p_A \quad (30)$$

である。上式において、

$$p_A = \text{sgn2}(p_{L_t}(n)) \cdot \text{sgn2}(p_{L_t}(n-1)) \quad (31)$$

$$p_B = \text{sgn2}(p_{L_t}(n)) \cdot \text{sgn2}(p_{L_t}(n-2)) \quad (32)$$

である。ここで、

$$\text{sgn2}(q) = \begin{cases} +1, & q \geq 0 \\ -1, & q < 0 \end{cases} \quad (33)$$

かつ、

$$f = \begin{cases} 4 a_{L,1}(n-1), & |a_{L,1}| \leq 1/2 \\ 2 \text{sgn}(a_{L,1}(n-1)), & |a_{L,1}| > 1/2 \end{cases} \quad (34)$$

である。

次に、以下に示す安定性のための制約を与える。

$$|a_{L,2}| \leq 0.75 \quad (35)$$

$$|a_{L,1}| \leq 1 - 2^{-4} - a_{L,2} \quad (36)$$

$a_{H,1}(n)$ 、 $a_{H,2}(n)$  についても同様の演算である。つまり、これらの式において、 $a_{L,1}(n)$ 、 $a_{L,2}(n)$ 、 $p_{L_t}(n)$  を、それぞれ  $a_{H,1}(n)$ 、 $a_{H,2}(n)$ 、 $p_H(n)$  に置き換えれば良い。

### 3.6.4 零予測器の適応

6次の零予測器は、係数 ( $b_{L,i}$ 、 $b_{H,i}$ ) を更新することにより適応動作を行う。係数の更新には、簡易グラジエント法を用いる。即ち

$$b_{L,i}(n) = (1 - 2^{-8}) b_{L,i}(n-1) + 2^{-7} \text{sgn3}(d_{L_t}(n)) \cdot \text{sgn2}(d_{L_t}(n-1)) \quad (37)$$

である。ここで、 $i = 1, 2, \dots, 6$  であり、

$$\text{sgn3}(q) = \begin{cases} +1, & q > 0 \\ 0, & q = 0 \\ -1, & q < 0 \end{cases} \quad (38)$$

である。 $b_{L,i}(n)$  は、おのずから  $\pm 2$  の範囲に制限される。

$b_{H,i}(n)$  についても同様に更新する。つまり、これらの式において、 $b_{L,i}(n)$ 、 $d_{L_t}(n)$  を、それぞれ  $b_{H,i}(n)$ 、 $d_H(n)$  に置き換えれば良い。

## 4. SB-ADPCM復号器の原理

SB-ADPCM復号器のブロック図を、図1-6/JT-G722に示す。また、低域および高域ADPCM復号器のブロック図を、それぞれ図1-7/JT-G722および図1-8/JT-G722に示す。

低域ADPCM復号器の入力 $I_{Lr}$ は、たとえ伝送誤りがない場合でも、 $I_L$ とは異なる事がある。即ち、1ないし2ビットのLSBがデータに置き換わっている場合である。

### 4.1 適応逆量子化器

#### 4.1.1 低域ADPCM復号器における適応逆量子化器の選択

受信した動作モードの指示に従って、入力符号語 $I_{Lr}$ から切り捨てるべきLSBのビット数を決定し、適応逆量子化器の選択を行う。詳細を表1-2/JT-G722に示す。

モード1の動作の場合、6ビットの符号語 $I_{Lr}$ から、表3-5/JT-G722の出力値 $QL6^{-1}$ を求め、スケールファクタ $\Delta_L(n)$ を用いてスケーリングをして、量子化差分信号 $d_L(n)$ を求める。即ち

$$d_L(n) = QL6^{-1}(I_{Lr}(n)) \cdot \Delta_L(n) \cdot \text{sgn}(I_{Lr}(n)) \quad (39)$$

である。ここで $\text{sgn}(I_{Lr}(n))$ は、(9)式で定義された $I_{Lr}(n)$ の符号より求める。

モード2あるいはモード3の動作においても同様であり、切り捨て(1ないし2ビット)が行われた符号語を、それぞれ表3-5/JT-G722における出力値 $QL5^{-1}$ および $QL4^{-1}$ に従って、量子化差分信号 $d_L(n)$ に変換する。

表3-5/JT-G722に示すとおり、6ビット量子化器における隣接した2つ、あるいは4つの量子化幅と出力値 $QL5^{-1}$ あるいは $QL4^{-1}$ の間には、それぞれ一対一の対応関係がある。

これらの演算において、出力値を次の2ステップで求める。まず、表3-3/JT-G722で $I_{Lr}(n)$ に対応する量子化幅指標 $m_L$ を求め、次に、表3-5/JT-G722に従って $m_L$ に対応する出力値を求める。

適応逆量子化器は、2.4.1で述べたのと同じであり、 $I_L(n)$ を $I_{Lr}(n)$ に置き換えれば良い。この適応逆量子化器の出力は、予測値の算出、量子化器および予測器の適応に用いられる。

#### 4.1.2 高域ADPCM復号器における適応逆量子化器

3.4.2を参照のこと。

### 4.2 量子化器の適応

3.5を参照のこと。

### 4.3 適応予測

#### 4.3.1 予測値の算出

3.6.1を参照のこと。

#### 4.3.2 再生信号の算出

3.6.2を参照のこと。

低域ADPCM復号器の出力再生信号 $r_L(n)$ は、量子化差分信号 $d_L(n)$ から、以下のように求める。

$$r_L(n) = s_L(n) + d_L(n) \quad (40)$$

#### 4.3.3 極予測器の適応

3.6.3を参照のこと。



#### 4.3.4 零予測器の適応

3.6.4 を参照のこと。

#### 4.4 受信QMF

2 4 タップのQMFを用い、低域および高域の再生信号  $r_L(n)$  および  $r_H(n)$  から、出力信号  $x_{out}(j)$  を再生する。QMFの係数  $h_i$  は、送信QMFと同一であり、表 3-2/JT-G 7 2 2 で与えられる。

出力信号  $x_{out}(j)$  および  $x_{out}(j+1)$  は、以下のように求める。

$$x_{out}(j) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_d(i) \quad (41)$$

$$x_{out}(j+1) = 2 \sum_{i=1}^{11} h_{2i+1} \cdot x_s(i) \quad (42)$$

ここで、

$$x_d(i) = r_L(n-i) - r_H(n-i) \quad (43)$$

$$x_s(i) = r_L(n-i) + r_H(n-i) \quad (44)$$

である。

## 5. QMFの演算の詳細

### 5.1 入出力信号

送信及び受信QMFにおける入出力信号を、表5-1/JT-G722に示す。全ての入出力信号は、16ビットの語長を有し、2の補数で表現された-16384から16383の範囲に制限された値である。A/D出力及びD/A入力の振幅ビットのMSBは、XIN及びXOUTそれぞれにおいて、3番目のビットに位置することに注意すること。

### 5.2 変数およびサブブロックの詳細仕様の説明

本節では、送信及び受信QMFの詳細ブロックについて述べる。送信及び受信QMFのブロック図を、図5-1/JT-G722と図5-2/JT-G722に示す。また、内部の変数を表5-2/JT-G722に、そして、QMFの係数を表5-3/JT-G722に示す。内部変数XA, XB, 及びWDの語長は、24ビットか、それ以上なければならない(注1参照)。その他の内部変数は、最低16ビットの語長で良い。各々のサブブロックについての、簡単な機能説明と全仕様を以下に述べる。

各ブロックの説明において使用する表記法を以下に示す。

- >>n nビットの算術右シフト(符号拡張付)を示す。
- + 飽和処理を伴う算術加算を示す。アンダーフローおよびオーバーフローが発生した場合には、それぞれ最小及び最大の代表値を強制的にセットする。
- 飽和処理を伴う算術減算を示す。アンダーフローおよびオーバーフローが発生した場合には、それぞれ最小及び最大の代表値を強制的にセットする。
- \* 算術乗算を示す。切捨てあるいは丸めのいずれかを用いる。
- < “~より小さい”を表す。X<Yとあれば、XはYより小さい。
- > “~より大きい”を表す。X>Yとあれば、XはYより大きい。
- = 右辺の変数を左辺に代入する事を示す。

注1: QMFにおける積和処理には、いくらかの自由度が与えられている。即ち、内部変数の語長は24ビット以上あれば良く、算術乗算には切捨てあるいは丸めのいずれかを用いれば良い。つまり、様々なプロセッサにおいて、簡単に実現出来るように配慮してある。このため、QMFの試験にデジタルテストシーケンスを用いる事は出来ない。

表 5 - 1 / J T - G 7 2 2 出力信号表  
(ITU-T G.722)

送 信 Q M F			
	名称	2 進 表 示	説 明
入力	XIN	S,S,-2,-3, . . . , -14, -15	入力値 (均一量子化)
出力	XL	S,S,-2,-3, . . . , -14, -15	低域符号器への出力信号
出力	XH	S,S,-2,-3, . . . , -14, -15	高域符号器への出力信号
受 信 Q M F			
	名称	2 進 表 示	説 明
入力	RL	S,S,-2,-3, . . . , -14, -15	低域再生信号
入力	RH	S,S,-2,-3, . . . , -14, -15	高域再生信号
出力	XOUT	S,S,-2,-3, . . . , -14, -15	出力値 (均一量子化)

注 : XIN と XOUT は符号拡張された 15 ビット形式で表現されている。

14 ビット変換器に対しては、LSB を 0 にセットする。

表 5 - 2 / J T - G 7 2 2 内部処理変数と QMF 係数の表現  
(ITU-T G.722)

送 信 Q M F		
名 称	2 進 表 示	説 明
XA	S,-1,-2,-3, . . . , -y+1,-y	サブブロック ACCUMA の出力信号
XB	S,-1,-2,-3, . . . , -y+1,-y	サブブロック ACCUMB の出力信号
XIN1,XIN2 . . . ,XIN23	S,S,-2,-3, . . . , -14,-15	入力信号 (遅延量 1~23)
受 信 Q M F		
名 称	2 進 表 示	説 明
XD,XD1, . . . ,XD11	S,-1,-2,-3, . . . , -14,-15	サブブロック ACCUMC の入力信号 (遅延量 0~11)
XOUT1	S,S,-2,-3, . . . , -14,-15	8kHz 標本化出力値
XOUT2	S,S,-2,-3, . . . , -14,-15	8kHz 標本化出力値
XS,XS1, . . . ,XS11	S,-1,-2,-3, . . . , -14,-15	サブブロック ACCUMD の入力信号 (遅延量 0~11)
WD	S,-1,-2,-3, . . . , -y+1,-y	部分和
Q M F 係 数		
名 称	2 進 表 示	説 明
H0,H1, . . . ,H23	S,-2,-3,-4, . . . , -12,-13	フィルタ係数値

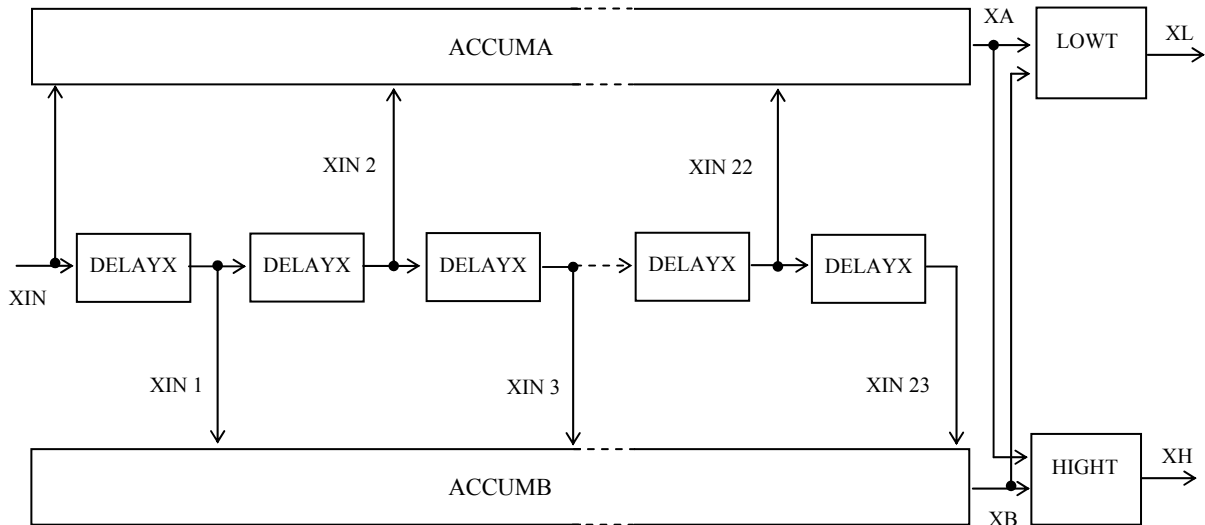
注 : y は 23 以上である。

表 5-3 / JT-G 7 2 2 QMF 係数  
(ITU-T G.722)

係 数	正規化値 (注参照)
H0, H23	3
H1, H22	-11
H2, H21	-11
H3, H20	53
H4, H19	12
H5, H18	-156
H6, H17	32
H7, H16	362
H8, H15	-210
H9, H14	-805
H10, H13	951
H11, H12	3876

注：QMF 係数は、表 5-2 / JT-G 7 2 2 の表示  
を  $2^{13}$  でスケーリングしたものである。

### 5.2.1 送信QMFの説明



注：XAとXBは、共に、16kHzで標本化された入力毎に計算が行われ、8kHzの標本化速度で出力される。

図5-1 / JT-G722 送信QMF  
(ITU-T G.722)

#### (1) DELAYX

入力：x

出力：y

注：指標(j)は、16kHz標本化での現在の標本化点を表しており、一方(j-1)はその直前の標本化点を表す。

機能：メモリブロック。任意の入力xに対して、出力は次式で与えられる。

$$y(j) = x(j-1)$$

#### (2) ACCUMA

入力：XIN, XIN2, XIN4, ..., XIN22

出力：XA

注1：H0, H1, ..., H22は、表5-3 / JT-G722で与えられる。

注2：必要ならば、乗算の前にXIN, XIN2, ..., XIN22及びH0, H2, ..., H22等の値をシフトしても構わない。但し、積和XAもそれに合わせて再スケーリングをしなければならない。この様なスケーリング処理を行うには、次の規則を守ること。

(1) 表5-1 / JT-G722及び表5-2 / JT-G722で与えられた、XIN, XIN2, ..., XIN22及びH0, H2, ..., H22の精度を保つこと。

(2) 部分積及び出力信号XAは、少なくとも $2^{-23}$ までの有効桁数を持つこと。

(3) 関数XAの演算において、飽和を起こさないこと。

注3：部分積の総和をとる上で、演算順序は規定しない。

機能：偶数次のQMF係数と、それに対応する遅延入力信号との乗算を行い、それらの部分積の総和をとる。

$$XA = (XIN * H0) + (XIN2 * H2) + (XIN4 * H4) + \dots + (XIN22 * H22)$$

(3) ACCUMB

入力：XIN1, XIN3, XIN5, …, XIN23

出力：XB

注1：H1, H3, …, H23は、表5-3/JT-G722で与えられる。

注2：必要ならば、乗算の前にXIN1, XIN3, …, XIN23及びH1, H3, …, H23等の値をシフトしてもよい。但し、積和XBもそれに合わせて再スケーリングをしなければならない。この様なスケーリング処理を行うには、次の規則を守ること。

- (1) 表5-1/JT-G722及び表5-2/JT-G722で与えられた、XIN1, XIN3, …, XIN23及びH1, H3, …, H23の精度を保つこと。
- (2) 部分積及び出力信号XBは、少なくとも $2^{-23}$ までの有効桁数を持つこと。
- (3) 関数XBの演算において、飽和を起こさないこと。

注3：部分積の総和をとる上で、演算順序は規定しない。

機能：奇数次のQMF係数と、それに対応する遅延入力信号との乗算を行い、それらの部分積の総和をとる。

$$XB = (XIN1 * H1) + (XIN3 * H3) + (XIN5 * H5) + \dots + (XIN23 * H23)$$

(4) LOWT

入力：XA, XB

出力：XL

機能：低域サブバンドの信号成分を求める。

$$XL = (XA + XB) \gg (y - 15)$$

$$XL = \begin{cases} 16383, & XL > 16383 \text{ の時} \\ -16384, & XL < -16384 \text{ の時} \end{cases}$$

(5) HIGHT

入力：XA, XB

出力：XH

機能：高域サブバンドの信号成分を求める。

$$XH = (XA - XB) \gg (y - 15)$$

$$XH = \begin{cases} 16383, & XH > 16383 \text{ の時} \\ -16384, & XH < -16384 \text{ の時} \end{cases}$$

## 5.2.2 受信QMFの説明

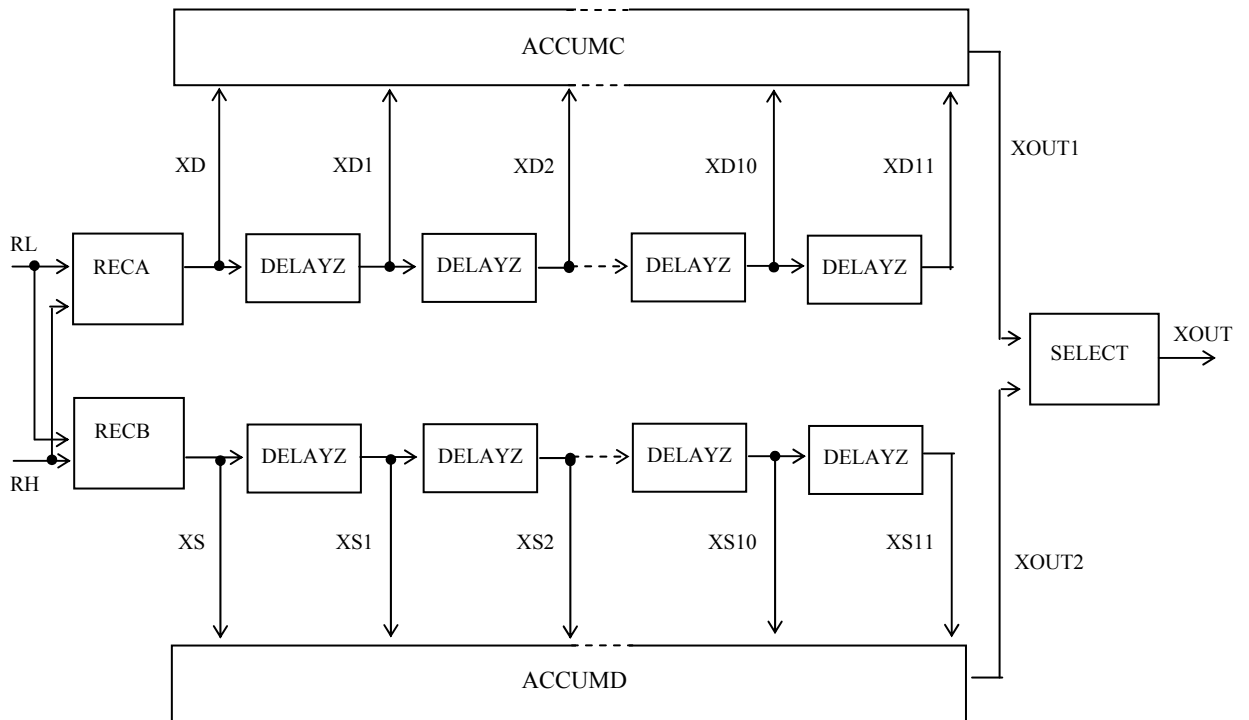


図 5 - 2 / J T - G 7 2 2 受信 QMF  
(ITU-T G.722)

(1) RECA

入力 : RL, RH

出力 : XD

機能 : 受信 QMF への入力信号を求める。

$$XD = RL - RH$$

(2) RECB

入力 : RL, RH

出力 : XS

機能 : 受信 QMF への入力信号を求める。

$$XS = RL + RH$$

(3) DELAYZ

入力 : x

出力 : y

注 : 指標 (n) は、8 kHz 標本化での現在の標本化点を表しており、一方 (n - 1) はその直前の標本を表す。

機能 : メモリブロック。任意の入力 x に対して、出力は次式で与えられる。

$$y(n) = x(n - 1)$$

(4) ACCUMC

入力: XD, XD<sub>i</sub> (i = 1 ~ 11)

出力: XOUT1

注1: H0, H2, ..., H22は、表5-3/JT-G722で与えられる。

注2: 必要ならば、乗算の前にXD, XD1, ..., XD11及びH0, H2, ..., H22等の値をシフトしてもよい。但し、積和WDもそれに合わせて再スケーリングをしなければならない。この様なスケーリング処理を行うには、次の規則を守ること。

- 1) 表5-1/JT-G722及び表5-2/JT-G722で与えられた、XD, XD1, ..., XD11及びH0, H2, ..., H22の精度を保つこと。
- 2) 部分積及び出力信号WDは、少なくとも $2^{-23}$ までの有効桁数を持つこと。
- 3) 関数WDの演算において、飽和を起こさないこと。

注3: 部分積の総和をとる上で、演算順序は規定しない。

機能: 偶数次のQMF係数と、それに対応する遅延入力信号との乗算を行い、それらの部分積の総和をとる。

$$WD = (XD * H0) + (XD1 * H2) + (XD2 * H4) + \dots + (XD11 * H22)$$

$$XOUT1 = WD \gg (y-16)$$

$$XOUT1 = \begin{cases} 16383, & XOUT1 > 16383 \text{ の時} \\ -16384, & XOUT1 < -16384 \text{ の時} \end{cases}$$

(5) ACCUMD

入力: XS, XS<sub>i</sub> (i = 1 ~ 11)

出力: XOUT2

注1: H1, H3, ..., H23は、表5-3/JT-G722で与えられる。

注2: 必要ならば、乗算の前にXS, XS1, ..., XS11及びH1, H3, ..., H23等の値をシフトしてもよい。但し、積和WDもそれに合わせて再スケーリングをしなければならない。この様なスケーリング処理を行うには、次の規則を守ること。

- 1) 表5-1/JT-G722及び表5-2/JT-G722で与えられた、XS, XS1, ..., XS11及びH1, H3, ..., H23の精度を保つこと。
- 2) 部分積及び出力信号WDは、少なくとも $2^{-23}$ までの有効桁数を持つこと。
- 3) 関数WDの演算において、飽和を起こさないこと。

注3: 部分積の総和をとる上で、演算順序は規定しない。

機能: 奇数次のQMF係数と、それに対応する遅延入力信号との乗算を行い、それらの部分積の総和をとる。

$$WD = (XS * H1) + (XS1 * H3) + (XS2 * H5) + \dots + (XS11 * H23)$$

$$XOUT2 = WD \gg (y-16)$$

$$XOUT2 = \begin{cases} 16383, & XOUT2 > 16383 \text{ の時} \\ -16384, & XOUT2 < -16384 \text{ の時} \end{cases}$$



(6) SELECT

入力：XOUT1, XOUT2

出力：XOUT

注：指標(j)は、16kHz 標本化での現在の標本化点を表しており、一方(j+1)はその直後の標本化点を表す。入力側では、標本化時間(8kHz)毎に、まずXOUT1が選ばれ次にXOUT2が選ばれる。

機能：8kHzで標本化された入力信号を交互に選択し、16kHzで標本化された出力信号を作る。

$$XOUT(j) = XOUT1$$

$$XOUT(j+1) = XOUT2$$

## 6. 低域および高域ADPCMの演算の詳細

### 6.1 入出力信号

低域および高域符号器・復号器の入出力信号を、表6-1/JT-G722に示す。RS信号は、リセット機能を意味する。リセット機能とは、符号器あるいは復号器を既知の状態にする為に、全ての内部メモリに特定の値をセットするものである。MODE信号は、モード指定を意味する。3つの基本動作モードについては表1-1/JT-G722で説明してある。モードの識別は、8kHz毎の標本化間隔で行われる。

### 6.2 変数およびサブブロック詳細仕様の説明

本節では、第3章と第4章で述べた図1-4/JT-G722、図1-5/JT-G722、図1-7/JT-G722および図1-8/JT-G722の全てのブロックの詳細について記述する。詳細なブロック図を図6-1/JT-G722～図6-13/JT-G722に、なお内部処理変数を表6-2/JT-G722に、定数の値を表6-3/JT-G722と表6-4/JT-G722に、そして変換表を表6-5/JT-G722～表6-10/JT-G722に示す。全ての内部の変数は、16ビットの語長を持ち、2の補数表示で表されている。表6-3/JT-G722と表6-4/JT-G722で与えられる13ビット精度の定数値は、MSB側3ビットに対して符号拡張を行い、16ビットで表現されているサブブロックの演算に用いる。各々のサブブロックについて、機能の簡単な説明と全明細を以下に示す。

各ブロックの説明において使用する表記法は以下の通りである。

- <<n      nビットの算術左シフト（ゼロづめ付き）を示す。
- >>n      nビットの算術右シフト（符号拡張付き）を示す。nが負の場合、>>nは<<(-n)を意味する。
- >>>n    nビットの論理右シフト（ゼロづめ付き）を示す。
- <<<n    nビットの論理左シフト（ゼロづめ付き）を示す。
- &        論理積を示す。
- +        算術加算を示す。（オーバーフローが発生した場合には+32767を、アンダーフローの場合には-32768をセットする。）
- 算術減算を示す。（オーバーフローが発生した場合には+32767を、アンダーフローの場合には-32768をセットする。）
- \*        乗算を示す。その算術操作を以下に定義する。  
           $A * B = (A \times B) \gg 15$
- ==       “等しい”状態を示す。
- !=       “等しくない”状態を示す。
- <        “～より小さい”を表す。x < yとあれば、xはyより小さい。
- >        “～より大きい”を表す。x > yとあれば、xはyより大きい。
- =        右辺の変数を左辺に代入する事を示す。
- |        |
- |        式に対する注釈を示す。
- |        |

表 6-1 / JT-G722 入出力信号  
(ITU-T G.722)

低 域 符 号 器		
	名称	説 明
入力	XL	15 ビット均一量子化入力信号
入力	RS	リセット
出力	IL	6 ビット ADPCM 符号語
高 域 符 号 器		
	名称	説 明
入力	XH	15 ビット均一量子化入力信号
入力	RS	リセット
出力	IH	2 ビット ADPCM 符号語
低 域 復 号 器		
	名称	説 明
入力	ILR	受信 6 ビット ADPCM 符号語
入力	MODE	モード指定
入力	RS	リセット
出力	RL	15 ビット均一量子化出力信号
高 域 復 号 器		
	名称	説 明
入力	IH	2 ビット ADPCM 符号語
入力	RS	リセット
出力	RH	15 ビット均一量子化出力信号

表 6-2 / J T-G 7 2 2 内部処理変数  
(ITU-T G.722)

低 域 A D P C M		
名 称	2 進 表 示	説 明
AL1 ^,AL2 ^	S,0,-1,-2,⋯,-13,-14	2次極予測係数 (単位遅延後)
APL1,APL2	S,0,-1,-2,⋯,-13,-14	2次極予測係数
BL1 ^,⋯ ,BL6 ^	S,0,-1,-2,⋯,-13,-14	6次零予測係数 (単位遅延後)
BPL1,⋯ ,BPL6	S,0,-1,-2,⋯,-13,-14	6次零予測係数
DEPL	S,-4,-5,-6,⋯,-17,-18	量子化器スケールファクタ
DETL ^	S,-4,-5,-6,⋯,-17,-18	量子化器スケールファクタ (単位遅延後)
DLT	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	適応予測器への量子化差分信号 (遅延量0)
DLT1 ^,⋯ ,DTL6 ^	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	適応予測器への量子化差分信号 (遅延量1～6)
DL	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	復号器出力への量子化差分信号
EL	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	差分信号
NBL ^	S,3,2,1,0,⋯,-10,-11	対数量子化器スケールファクタ (単位遅延後)
NBPL	S,3,2,1,0,⋯,-10,-11	対数量子化器スケールファクタ
PLT	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	部分再生信号 (遅延量0)
PLT1 ^,PLT2 ^	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	部分再生信号 (遅延量1～2)
YL	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	出力再生信号
RLT	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	適応予測器への再生信号 (遅延量0)
RLT1 ^,RLT2 ^	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	適応予測器への再生信号 (遅延量1～2)
SL	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	予測器出力値
SPL	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	極予測器出力信号
SZL	S,-1,-2,-3,⋯,-14,-15	零予測器出力信号

注：“^”は、リセット時に、その変数が特定の値に初期化される事を示す。

表6-2/JT-G722 内部処理変数(続き)  
(ITU-T G.722)

高域ADPCM		
名称	2進表示	説明
AH1^,AH2^	S,0,-1,-2,...,-13,-14	2次極予測係数(単位遅延後)
APH1,APH2	S,0,-1,-2,...,-13,-14	2次極予測係数
BH1^,... ,BH6^	S,0,-1,-2,...,-13,-14	6次零予測係数(単位遅延後)
BPH1,... ,BPH6	S,0,-1,-2,...,-13,-14	6次零予測係数
DEPH	S,-4,-5,-6,...,-17,-18	量子化器スケールファクタ
DETH^	S,-4,-5,-6,...,-17,-18	量子化器スケールファクタ(単位遅延後)
DH	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	量子化差分信号(遅延量0)
DH1^,... ,DH6^	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	量子化差分信号(遅延量1~6)
EH	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	差分信号
NBH^	S,3,2,1,0,...,-10,-11	対数量子化器スケールファクタ(単位遅延後)
NBPH	S,3,2,1,0,...,-10,-11	対数量子化器スケールファクタ
PH	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	部分再生信号(遅延量0)
PH1^,PH2^	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	部分再生信号(遅延量0)
YH	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	量子化再生信号(遅延量0)
RH1^,RH2^	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	量子化再生信号(遅延量1~2)
SH	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	予測器出力値
SPH	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	極予測器出力信号
SZH	S,-1,-2,-3,...,-14,-15	零予測器出力信号

注：“^”は、リセット時に、その変数が特定の値に初期化される事を示す。

表 6-3 / JT-G722 量子化器の識別値と出力値  
(ITU-T G.722)

量子化器の定数		
名称	2進表示	説明
Qi	S,2,1,0,-1,⋯,-8,-9	量子化器の識別値
QQi	S,2,1,0,-1,⋯,-8,-9	逆量子化器の出力
WL,WH	S,0,-1,-2,⋯,-10,-11	対数スケールファクタ乗数

低域量子化器					
アドレス	Q 6	Q Q 6	Q Q 5	Q Q 4	WL
0				0	-60
1	35	17	35	150	-30
2	72	54	110	323	58
3	110	91	190	530	172
4	150	130	276	786	334
5	190	170	370	1121	538
6	233	211	473	1612	1198
7	276	254	587	2557	3042
8	323	300	714		
9	370	347	858		
10	422	396	1023		
11	473	447	1219		
12	530	501	1458		
13	587	558	1765		
14	650	618	2195		
15	714	682	2919		
16	786	750			
17	858	822			
18	940	899			
19	1023	982			
20	1121	1072			
21	1219	1170			
22	1339	1279			
23	1458	1399			
24	1612	1535			
25	1765	1689			
26	1980	1873			
27	2195	2088			
28	2557	2376			
29	2919	2738			
30		3101			

高域量子化器			
アドレス	Q 2	Q Q 2	WH
1	564	202	-214
2		926	798

表 6-4 / JT-G 7 2 2 対数から真数への変換表  
(ITU-T G.722)

変換表の定数									
名称	2進表示			説明					
I L A	S,-5,-6,-7,⋯,-15,-16			3 5 3 値表の定数					
I L B	S,0,-1,-2,⋯,-10,-11			3 2 値表の定数					
I L A									
J \ i	0	1	2	3	4	5	6	7	
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
8	1	1	1	1	1	1	1	1	1
16	1	1	1	2	2	2	2	2	2
24	2	2	2	2	2	2	2	2	2
32	3	3	3	3	3	3	3	3	3
40	3	3	3	4	4	4	4	4	4
48	4	4	4	5	5	5	5	5	5
56	5	5	6	6	6	6	6	6	6
64	7	7	7	7	7	7	8	8	8
72	8	8	8	9	9	9	9	10	10
80	10	10	10	11	11	11	11	12	12
88	12	12	13	13	13	13	14	14	14
96	15	15	15	16	16	16	17	17	17
104	18	18	18	19	19	20	20	21	21
112	21	22	22	23	23	24	24	25	25
120	25	26	27	27	28	28	29	30	30
128	31	31	32	33	33	34	35	36	36
136	37	37	38	39	40	41	42	43	43
144	44	45	46	47	48	49	50	51	51
152	52	54	55	56	57	58	60	61	61
160	63	64	65	67	68	70	71	73	73
168	75	76	78	80	82	83	85	87	87
176	89	91	93	95	97	99	102	104	104
184	106	109	111	113	116	118	121	124	124
192	127	129	132	135	138	141	144	147	147
200	151	154	157	161	165	168	172	176	176
208	180	184	188	192	196	200	205	209	209
216	214	219	223	228	233	238	244	249	249
224	255	260	266	272	278	284	290	296	296
232	303	310	316	323	331	338	345	353	353
240	361	369	377	385	393	402	411	420	420
248	429	439	448	458	468	478	489	500	500
256	511	522	533	545	557	569	582	594	594
264	607	621	634	648	663	677	692	707	707
272	723	739	755	771	788	806	823	841	841
280	860	879	898	918	938	958	979	1001	1001
288	1023	1045	1068	1092	1115	1140	1165	1190	1190
296	1216	1243	1270	1298	1327	1356	1386	1416	1416
304	1447	1479	1511	1544	1578	1613	1648	1684	1684
312	1721	1759	1797	1837	1877	1918	1960	2003	2003
320	2047	2092	2138	2185	2232	2281	2331	2382	2382

表 6-4 / J T-G 7 2 2 (続き)  
(ITU-T G.722)

I L A								
j \ i	0	1	2	3	4	5	6	7
328	2434	2488	2542	2598	2655	2713	2773	2833
336	2895	2959	3024	3090	3157	3227	3297	3370
344	3443	3519	3596	3675	3755	3837	3921	4007
352	4095							
I L B								
j \ i	0	1	2	3	4	5	6	7
0	2048	2093	2139	2186	2233	2282	2332	2383
8	2435	2489	2543	2599	2656	2714	2774	2834
16	2896	2960	3025	3091	3158	3228	3298	3371
24	3444	3520	3597	3676	3756	3838	3922	4008

注 1 : i に j を加えた値が、表のアドレスである。

注 2 : 対数から真数への変換法 (6.2.1.3 および 6.2.2.3 を参照) には、手法 1 と手法 2 がある。  
選択した手法に従って、3 5 3 値あるいは 3 2 値のいずれかの変換表を用いれば良い。



表 6-5 / JT-G 7 2 2 量子化幅から 6 ビット出力符号語への変換  
(ITU-T G.722)

SIL	MIL	IL	SIL	MIL	IL
-1	30	000100	0	1	111101
-1	29	000101	0	2	111100
-1	28	000110	0	3	111011
-1	27	000111	0	4	111010
-1	26	001000	0	5	111001
-1	25	001001	0	6	111000
-1	24	001010	0	7	110111
-1	23	001011	0	8	110110
-1	22	001100	0	9	110101
-1	21	001101	0	10	110100
-1	20	001110	0	11	110011
-1	19	001111	0	12	110010
-1	18	010000	0	13	110001
-1	17	010001	0	14	110000
-1	16	010010	0	15	101111
-1	15	010011	0	16	101110
-1	14	010100	0	17	101101
-1	13	010101	0	18	101100
-1	12	010110	0	19	101011
-1	11	010111	0	20	101010
-1	10	011000	0	21	101001
-1	9	011001	0	22	101000
-1	8	011010	0	23	100111
-1	7	011011	0	24	100110
-1	6	011100	0	25	100101
-1	5	011101	0	26	100100
-1	4	011110	0	27	100011
-1	3	011111	0	28	100010
-1	2	111110	0	29	100001
-1	1	111111	0	30	100000

表 6-6 / JT-G 7 2 2 4 ビット符号語から量子化幅への変換  
(ITU-T G.722)

RIL	SIL	IL4
0000	0	0
0001	-1	7
0010	-1	6
0011	-1	5
0100	-1	4
0101	-1	3
0110	-1	2
0111	-1	1
1111	0	0
1110	0	1
1101	0	2
1100	0	3
1011	0	4
1010	0	5
1001	0	6
1000	0	7

注：復号器は、伝送誤りにより“0000”なる符号語が受信入力となっても構わない。

表 6-7 / J T-G 7 2 2 6 ビット符号語から量子化幅への変換  
(ITU-T G.722)

RIL	SIL	IL6	RIL	SIL	IL6
000000	-1	1	111110	-1	2
000001	-1	1	111111	-1	1
000010	-1	1	111101	0	1
000011	-1	1	111100	0	2
000100	-1	30	111011	0	3
000101	-1	29	111010	0	4
000110	-1	28	111001	0	5
000111	-1	27	111000	0	6
001000	-1	26	110111	0	7
001001	-1	25	110110	0	8
001010	-1	24	110101	0	9
001011	-1	23	110100	0	10
001100	-1	22	110011	0	11
001101	-1	21	110010	0	12
001110	-1	20	110001	0	13
001111	-1	19	110000	0	14
010000	-1	18	101111	0	15
010001	-1	17	101110	0	16
010010	-1	16	101101	0	17
010011	-1	15	101100	0	18
010100	-1	14	101011	0	19
010101	-1	13	101010	0	20
010110	-1	12	101001	0	21
010111	-1	11	101000	0	22
011000	-1	10	100111	0	23
011001	-1	9	100110	0	24
011010	-1	8	100101	0	25
011011	-1	7	100100	0	26
011100	-1	6	100011	0	27
011101	-1	5	100010	0	28
011110	-1	4	100001	0	29
011111	-1	3	100000	0	30

注：復号器は、伝送誤りにより“000000、000001、000010、000011”の符号語が受信入力となっても構わない。

表 6-8 / JT-G 7 2 2 5ビット符号語から量子化幅への変換  
(ITU-T G.722)

RIL	SIL	IL5	RIL	SIL	IL5
00000	-1	1	11111	-1	1
00001	-1	1	11110	0	1
00010	-1	15	11101	0	2
00011	-1	14	11100	0	3
00100	-1	13	11011	0	4
00101	-1	12	11010	0	5
00110	-1	11	11001	0	6
00111	-1	10	11000	0	7
01000	-1	9	10111	0	8
01001	-1	8	10110	0	9
01010	-1	7	10101	0	10
01011	-1	6	10100	0	11
01100	-1	5	10011	0	12
01101	-1	4	10010	0	13
01110	-1	3	10001	0	14
01111	-1	2	10000	0	15

注：復号器は、伝送誤りにより”00000、00001”の符号語が受信入力となっても構わない。

表 6-9 / JT-G 7 2 2 量子化幅から2ビット出力符号語への変換  
(ITU-T G.722)

SIH	MIH	IH
-1	2	00
-1	1	01
0	1	11
0	2	10

表 6-10 / JT-G 7 2 2 2ビット符号語から量子化幅への変換  
(ITU-T G.722)

IH	SIH	IH2
00	-1	2
01	-1	1
11	0	1
10	0	2

## 6.2.1 低域ADPCMの説明

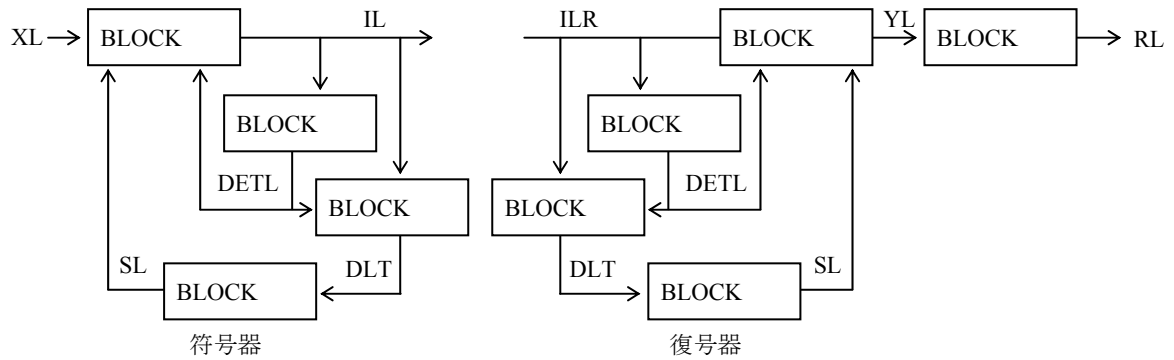


図6-1 / JT-G722 低域ADPCM符号器と復号器  
(ITU-T G.722)

### 6.2.1.1 低域における差分信号の算出と量子化 (BLOCK 1L)

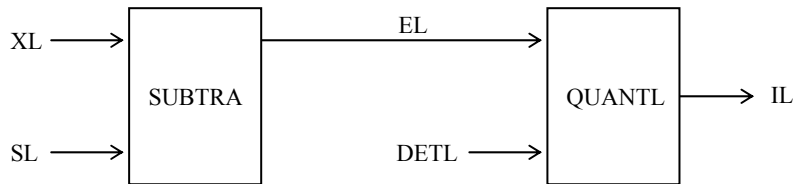


図6-2 / JT-G722 低域における差分信号の算出と量子化  
(ITU-T G.722)

#### (1) SUBTRA

入力: XL, SL

出力: EL

機能: 入力信号からその予測値を差引き、差分信号を求める。

$$EL = XL - SL$$

#### (2) QUANTL

入力: EL, DETL

出力: IL

注1: WDが大きい方の識別値(LDU)と全く同じ値の場合には、次に大きいMILの値を用いる。

注2: 下側識別値LDLと上側識別値LDUが同一の値になった場合、そのMILの値は使用しない。

機能: 低域における差分信号の量子化

$$SIL = EL \gg 15 \quad | \text{ELの符号}$$

$$WD = \begin{cases} EL, & SIL == 0 \text{の時} \\ 32767 - EL \ \& \ 32767, & SIL == -1 \text{の時} \end{cases} \quad | \text{ELの振幅} \\ | \text{(ELの振幅) - 1}$$

量子化器の識別値とそれに対応するM I Lの値は次の通り。

WD		MIL
下側識別値 (LDL)	上側識別値 (LDU)	
0	(Q6 (1) <<3) *DETL	1
(Q6 (1) <<3) *DETL	(Q6 (2) <<3) *DETL	2
(Q6 (2) <<3) *DETL	(Q6 (3) <<3) *DETL	3
(Q6 (3) <<3) *DETL	(Q6 (4) <<3) *DETL	4
(Q6 (4) <<3) *DETL	(Q6 (5) <<3) *DETL	5
:	:	:
:	:	:
(Q6 (26) <<3) *DETL	(Q6 (27) <<3) *DETL	27
(Q6 (27) <<3) *DETL	(Q6 (28) <<3) *DETL	28
(Q6 (28) <<3) *DETL	(Q6 (29) <<3) *DETL	29
その他		30

Q6 は、表6-3/J T-G 7 2 2で与えられる。

I Lは、S I LとM I Lを用いて表6-5/J T-G 7 2 2で与えられる。

6.2.1.2 低域における差分信号の逆量子化 (BLOCK 2L)

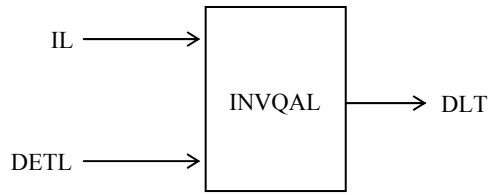


図 6-3 / JT-G 7 2 2 低域における差分信号の逆量子化  
(ITU-T G.722)

(1) INVQAL

入力：I L (復号器では I L R)、D E T L

出力：D L T

機能：低域において、適応予測器に与える量子化差分信号を求める。

$$RIL = IL \ggg 2$$

表 6-6 / JT-G 7 2 2 を用い、RIL から SIL と IL4 を求める。次に、  
表 6-3 / JT-G 7 2 2 において、IL4 をアドレスとして QQ4 を求める

$$WD1 = QQ4 (IL4) \lll 3$$

$$WD2 = \begin{cases} WD1, & SIL = 0 \text{ の時} \\ -WD1, & SIL = -1 \text{ の時} \end{cases}$$

$$DLT = DETL * WD2$$

| LSB を 2 ビット削除  
| DLT 符号を得る  
|  
| 表定数のスケーリング  
| 符号の付加  
|  
|

6.2.1.3 低域における量子化スケールファクタの適応 (BLOCK 3L)

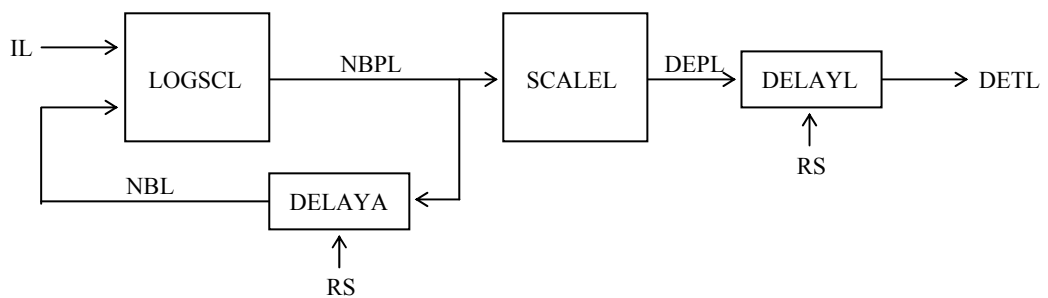


図 6-4 / JT-G 7 2 2 低域における量子化スケールファクタの適応  
(ITU-T G.722)

(1) LOGSCL

入力：IL（複号器ではILR）、NBL

出力：NBPL

機能：低域における対数量子化スケールファクタを更新する。

$$RIL = IL \ggg 2$$

| LSB を 2 ビット削除

表 6-6 / JT-G 7 2 2 を用い、RIL から IL4 を求める。次に、  
表 6-3 / JT-G 7 2 2 において、IL4 をアドレスとして WL  
を求める

$$WD = NBL * 32512$$

| リーク係数 127 / 128

$$NBPL = WD + WL \text{ (IL4)}$$

| スケールファクタの乗数の加算

$$NBPL = \begin{cases} 0, & NBPL < 0 \text{ の時} \\ 18432, & NBPL > 18432 \text{ の時} \end{cases}$$

| 下限値 0

| 上限値 9

(2) DELAYA

入力：x, RS

出力：y

機能：メモリ部、ある入力 x に対して、出力は次式で与えられる。

$$y(n) = \begin{cases} x(n-1), & RS = 0 \text{ の時} \\ 0, & RS = 1 \text{ の時} \end{cases}$$

| 0 へのリセット

(3) SCALEL

入力：NBPL

出力：DEPL

注：手法 1、または手法 2 を用いる。

機能：低域における量子化スケールファクタを求める。

手法 1 (353 値表を用いる)

$$WD1 = (NBPL \ggg 6) \& 511$$

|

$$WD2 = WD1 + 64$$

| ILA の表アドレス算出

表 6-4 / JT-G 7 2 2 において、WD2 をアドレスとして ILA  
を求める

$$DEPL = (ILA(WD2) + 1) \lll 2$$

| 2 ビットシフトのス

| ケーリング

手法 2 (32 値表を用いる)

$$WD1 = (NBPL \ggg 6) \& 31$$

| NBPL の小数部

$$WD2 = NBPL \ggg 11$$

| NBPL の整数部

表 6-4 / JT-G 7 2 2 において WD1 をアドレスとし ILB を求  
める

$$WD3 = ILB(WD1) \ggg (8 - WD2)$$

| 整数部のスケリング

$$DEPL = WD3 \lll 2$$

| 2 ビットシフト

| スケーリング



(4) DELAYL

入力：x, RS

出力：y

機能：メモリ部、ある入力xに対して、出力は次式で与えられる。

$$y(n) = \begin{cases} x(n-1), & \text{RS}=0 \text{ の時} \\ 32, & \text{RS}=1 \text{ の時} \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \text{ 最小値へのリセット} \end{array}$$

6.2.1.4 低域における適応予測器と再生信号算出部 (BLOCK 4L)

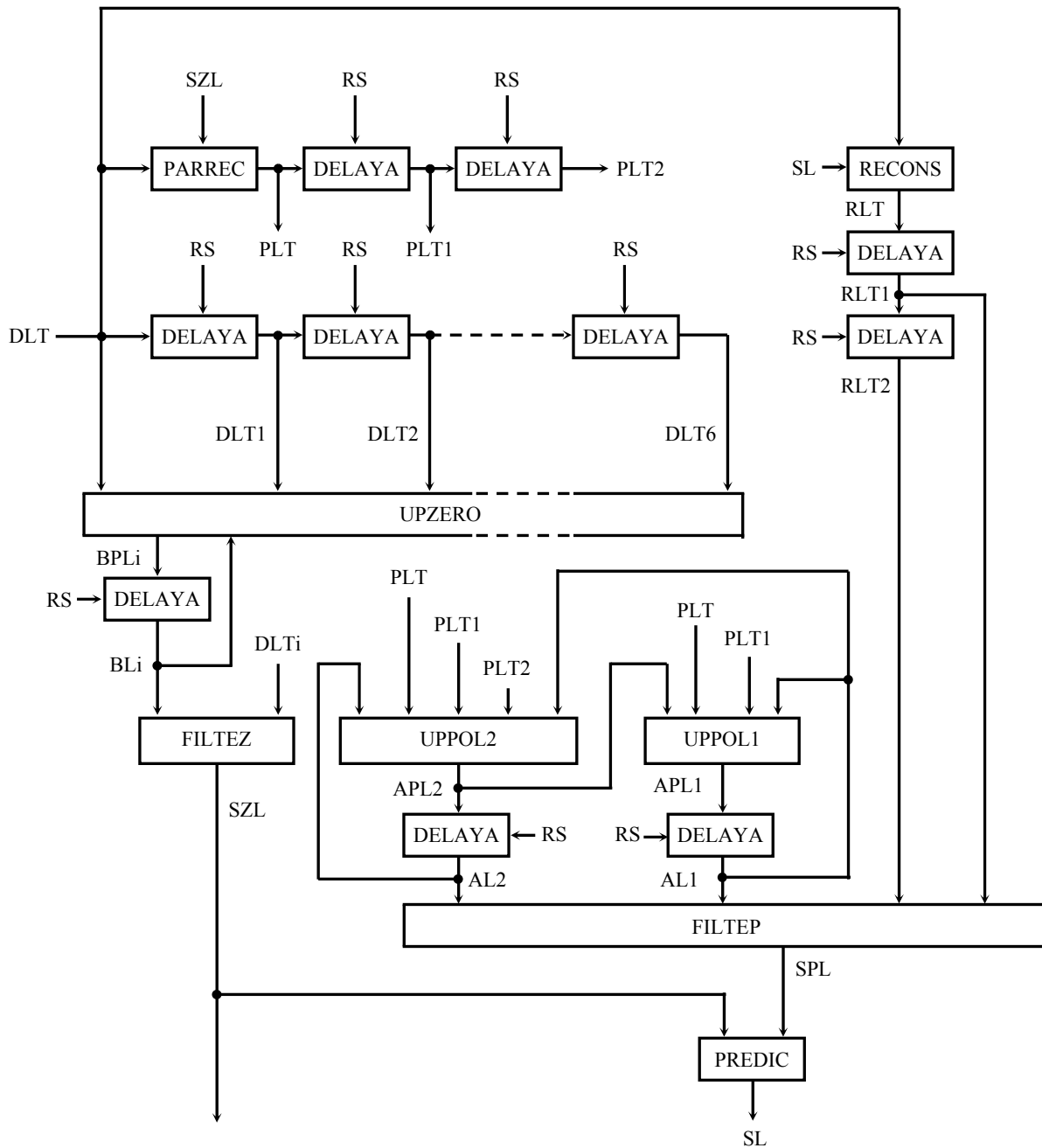


図6-5 / JT-G722 低域における適応予測器と再生信号算出部 (ITU-T G.722)

(1) DELAYA

詳細は 6.2.1.3 を参照のこと。

(2) PARREC

入力：DLT, SZL

出力：PLT

機能：部分再生信号を求める。

$$PLT = SZL + DLT$$

(3) RECONS

入力：SL, DLT

出力：RLT

機能：適応予測器への再生信号を求める。

$$RLT = SL + DLT$$

(4) UPZERO

入力：DLT, DLT<sub>i</sub> (i = 1 ~ 6)、BL<sub>i</sub> (i = 1 ~ 6)

出力：BPL<sub>i</sub> (i = 1 ~ 6)

機能：6次零予測器の係数を更新する。

$$WD1 = \begin{cases} 0, & DLT=0 \text{ の時} \\ 128, & DLT \neq 0 \text{ の時} \end{cases}$$

| 利得 0

| 利得 1/128

$$SG0 = DLT \gg 15$$

| DLT の符号

次の演算を、i が 1 から 6 まで繰り返す。

$$SGi = DLT_i \gg 15$$

| DLT<sub>i</sub> の符号

$$WD2 = \begin{cases} WD1, & SG0 = SGi \text{ の時} \\ -WD1, & SG0 \neq SGi \text{ の時} \end{cases}$$

| WD1 への符号付加

|

$$WD3 = BL_i * 32640$$

| リーク係数 255/256

$$BPL_i = WD2 + WD3$$

| 零予測係数の更新

(5) UP POL 2

入力：AL<sub>i</sub> (i = 1, 2), PLT, PLT<sub>i</sub> (i = 1, 2)

出力：APL 2

機能：極予測器の2次係数を更新する。

$$SG0 = PLT \gg 15$$

| PLT の符号

$$SG1 = PLT_1 \gg 15$$

| PLT<sub>1</sub> の符号

$$SG2 = PLT_2 \gg 15$$

| PLT<sub>2</sub> の符号

$$WD1 = AL_1 + AL_1$$

|

$$WD1 = WD1 + WD1$$

| f(AL<sub>1</sub>)の計算

| (3.6.3 の(34)式)

$$WD2 = \begin{cases} 0 - WD1, & SG0 = SG1 \text{ の時} \\ WD1, & SG0 \neq SG1 \text{ の時} \end{cases}$$

| f(AL<sub>1</sub>)への符号付加

|

$$WD2 = WD2 \gg 7$$

| 利得 1/128

$WD3 = \begin{cases} 128, & SG0=SG2 \text{ の時} \\ -128, & SG0 \neq SG2 \text{ の時} \end{cases}$	利得定数への符号付加
$WD4 = WD2 + WD3$	利得分の計算
$WD5 = AL2 * 32512$	リーク係数 127/128
$APL2 = WD4 + WD5$	極予測器の2次係数の更新
$APL2 = \begin{cases} 12288, & APL2 > 12288 \text{ の時} \\ -12288, & APL2 < -12288 \text{ の時} \end{cases}$	上限値 (+0.75)
	下限値 (-0.75)

(6) U P P O L 1

入力：AL1, APL2, PLT, PLT1

出力：APL1

機能：極予測器の1次係数を更新する。

$SG0 = PLT >> 15$

| PLT の符号

$SG1 = PLT1 >> 15$

| PLT1 の符号

$$WD1 = \begin{cases} 192, & SG0=SG1 \text{ の時} \\ -192, & SG0 \neq SG1 \text{ の時} \end{cases}$$

| 利得 3/256

|

$WD2 = AL1 * 32640$

| リーク係数 255/256

$APL1 = WD1 + WD2$

| 極予測器の1次係数の更新

$WD3 = 15360 - APL2$

|  $(1-2^{-4}-APL2)$  の計算

$$APL1 = \begin{cases} WD3, & APL1 > WD3 \text{ の時} \\ -WD3, & APL1 < -WD3 \text{ の時} \end{cases}$$

| APL1 の上限値

| APL1 の下限値

(7) F I L T E Z

入力：DLTi (i = 1 ~ 6)、BLi (i = 1 ~ 6)

出力：SZL

機能：零予測器の出力信号を求める。

$WD1 = DLT1 + DLT1$

| 零予測器の部分出力を求める。

$WD1 = BL1 * WD1$

|

$WD2 = DLT2 + DLT2$

|

$WD2 = BL2 * WD2$

|

: : :

|

: : :

|

$WD6 = DLT6 + DLT6$

|

$WD6 = BL6 * WD6$

|

$SZL = (((WD6 + WD5) + WD4) + WD3) + WD2) + WD1$

| 零予測器部分出力の総和

(8) F I L T E P

入力：R L T  $i$  ( $i = 1, 2$ ), A L  $i$  ( $i = 1, 2$ )

出力：S P L

機能：極予測器の出力信号を求める。

$$WD1 = RLT1 + RLT1$$

| 極予測器の部分出力を求める。

$$WD1 = AL1 * WD1$$

|

$$WD2 = RLT2 + RLT2$$

|

$$WD2 = AL2 * WD2$$

|

$$SPL = WD1 + WD2$$

| 極予測器部分出力の総和

(9) P R E D I C

入力：S P L, S Z L

出力：S L

機能：予測器の出力値を求める。

$$SL = SPL + SZL$$

6.2.1.5 低域における復号器出力のための再生信号算出器 (BLOCK 5L)



図 6-6 / J T - G 7 2 2 低域における復号器出力のための再生信号算出器  
(ITU-T G.722)

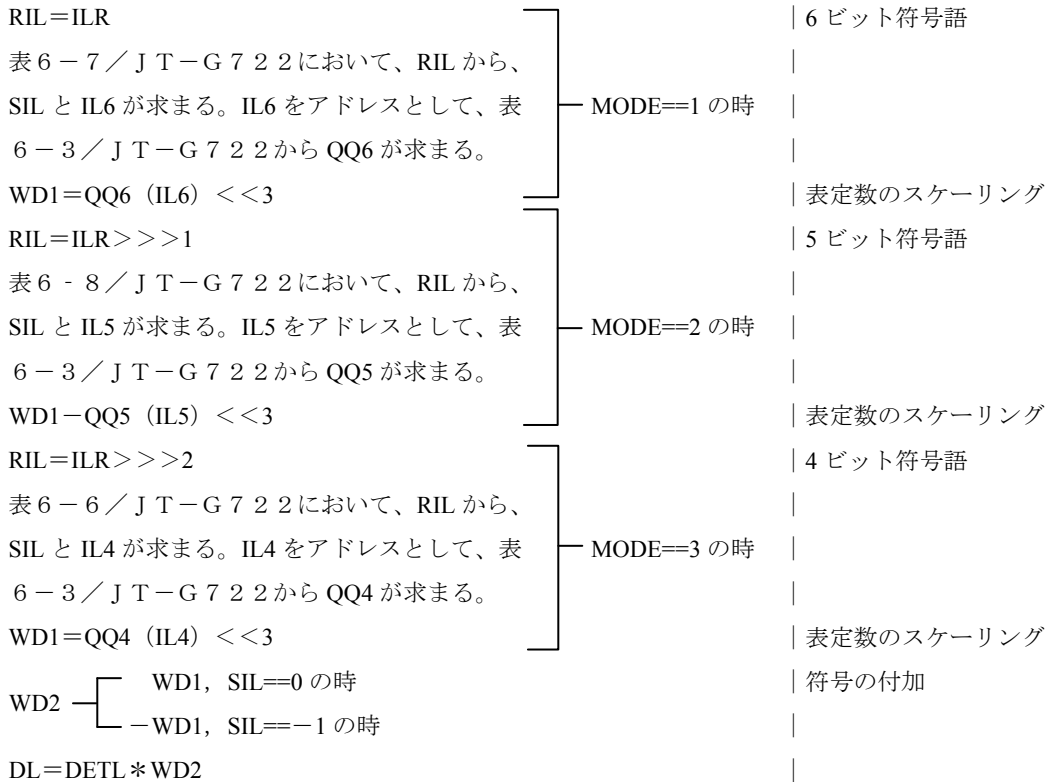
(1) INVQBL

入力：ILR, DETL, MODE

出力：DL

注：モード3の場合、サブブロック“INVQAL”の出力信号(DLT)をDLの代用としても構わない。

機能：低域において、復号器出力のための再生信号を算出する。



(2) RECONS

詳細は、6.2.1.4を参照のこと。入力DLTをDLに、出力RLTをYLに読み替える。

6.2.1.6 低域における再生信号の制限 (BLOCK 6L)

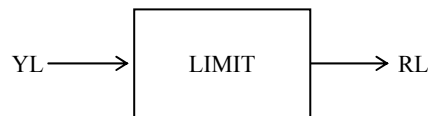


図6-7/JT-G722 低域における再生信号の制限  
(ITU-T G.722)

(1) L I M I T

入力：Y L

出力：R L

機能：出力再生信号を制限する。

RL=YL

$$RL = \begin{cases} 16384, & YL > 16384 \text{ の時} \\ -16384, & YL < -16384 \text{ の時} \end{cases}$$

|  
| 上限値  
| 下限値

6.2.2 高域ADPCMの説明

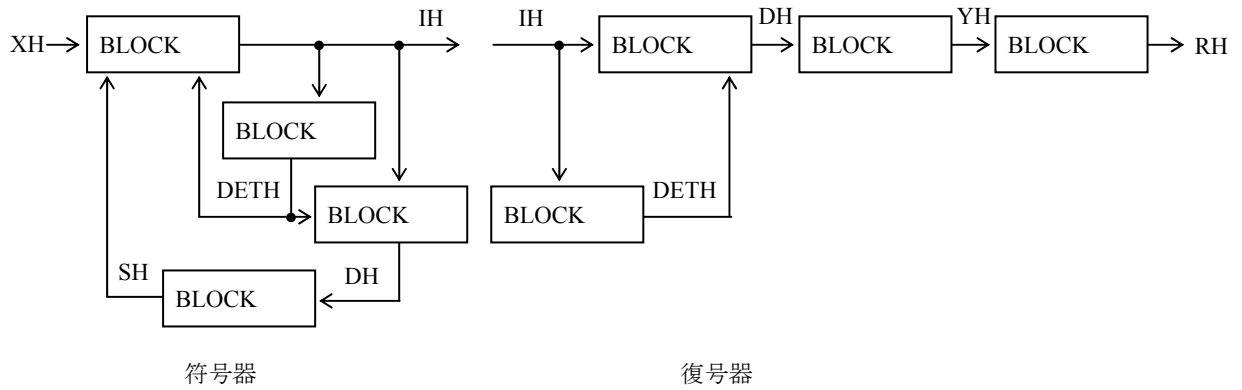


図 6-8 / J T-G 7 2 2 高域ADPCM符号器と復号器  
(ITU-T G.722)

6.2.2.1 高域における差分信号の算出と量子化 (BLOCK 1H)

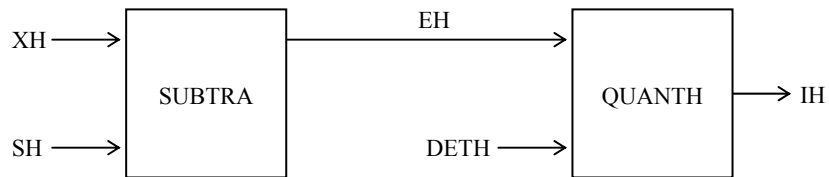


図 6-9 / J T-G 7 2 2 高域における差分信号の算出と量子化  
(ITU-T G.722)

(1) S U B T R A

詳細は 6.2.1.1 を参照のこと。入力 X L, S L を X H, S H に、出力 E L を E H に読み替える。

(2) QUANTH

入力：EH, DETH

出力：IH

注：WDが上側識別値HDUと一致した場合には、一つ大きなMIHの値を用いる。

機能：高域における差分信号の量子化

$$SIH = EH >> 15$$

| EHの符号

$$WD = \begin{cases} EH & SIH = 0 \text{ の時} \\ 32767 - EH \& 32767, & SIH = -1 \text{ の時} \end{cases}$$

| EHの振幅

| (EHの振幅) - 1

量子化器の識別値とそれに対応するMIHの値は次の通り。

WD		MIH
下側識別値 (HDL)	上側識別値 (HDU)	
0	(Q2(1) << 3) * DETH	1
	その他	2

Q2は、表6-3/JT-G722で与えられる。

IHは、SIHとMIHを用いて、表6-9/JT-G722で与えられる。

6.2.2.2 高域における差分信号の逆量子化 (BLOCK 2H)

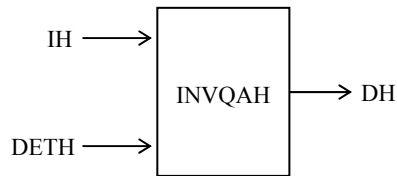


図6-10/JT-G722 高域における差分信号の逆量子化 (ITU-T G.722)

(1) INVQAH

入力：IH, DETH

出力：DH

機能：高域における量子化差分信号を求める。

表6-10/JT-G722を用い、IHからSIHとIH2を求める。 | DH符号を得る。

IH2をアドレスとして、表6-3/JT-G722からQQ2を求める。 |

$$WD1 = QQ2(IH2) << 3$$

| 表定数のスケールアップ

$$WD2 = \begin{cases} WD1, & SIH = 0 \text{ の時} \\ -WD1, & SIH = -1 \text{ の時} \end{cases}$$

| 符号の付加

$$DH = DETH * WD2$$

|



6.2.2.3 高域における量子化スケールファクタの適応 (BLOCK 3H)

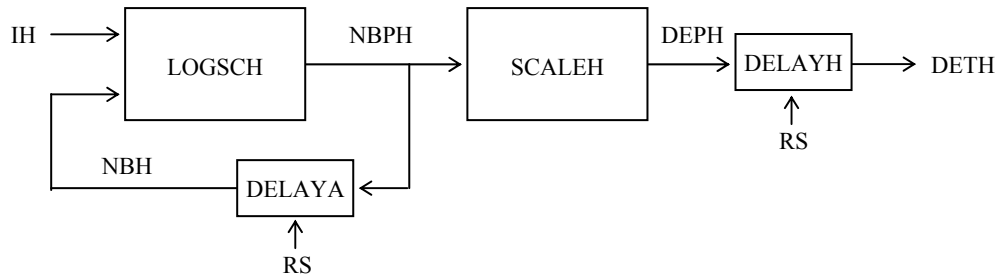


図6-11/JT-G722 高域における量子化スケールファクタの適応  
(ITU-T G.722)

(1) LOGSCH

入力: IH, NBH

出力: NBPH

機能: 高域サブバンドにおける対数量子化スケールファクタを更新する。

表6-10/JT-G722を用い、IHからIH2を求め、

IH2をアドレスとして、表6-3/JT-G722からWHを求め、

$WD = NBH * 32512$  | リークファクタ 127/128

$NBPH = WD + WH$  (IH2) | スケールファクタ乗数との加算

$NBPH = \begin{cases} 0, & NBPH < 0 \text{ の時} \\ 22528, & NBPH > 22528 \text{ の時} \end{cases}$  | 下限値 0  
| 上限値 11

(2) DELAYA

詳細は6.2.1を参照のこと。

(3) SCALEH

入力: NBPH

出力: DEPH

注: 手法1、または手法2を用いる。

機能: 高域における量子化スケールファクタを求める。

手法1 (353値表を用いる)

$WD = (NBPH \gg 6) \& 511$  | ILAの表アドレス算出

表6-4/JT-G722で、WDをアドレスとしてILAを求める。

$DEPH = (ILA(WD) + 1) \ll 2$  | 2ビットのスケールリング

手法2 (32値表を用いる)

$WD1 = (NBPH \gg 6) \& 31$  | NBPHの小数部

$WD2 = NBPH \gg 11$  | NBPHの整数部

表6-4/JT-G722で、WD1をアドレスとしてILBを求める

$WD3 = ILB(WD1) \gg (10 - WD2)$  | 整数部のスケールリング

$DEPH = WD3 \ll 2$  | 2ビットのスケールリング

(4) DELAYH

入力：x, RS

出力：y

機能：メモリ部。ある入力xに対して、出力は次式で与えられる。

$$y(n) = \begin{cases} x(n-1), & \text{RS==0の時} \\ 8, & \text{RS==1の時} \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \text{最小値へのリセット} \end{array}$$

6.2.2.4 高域における適応予測器と再生信号算出部 (BLOCK 4H)

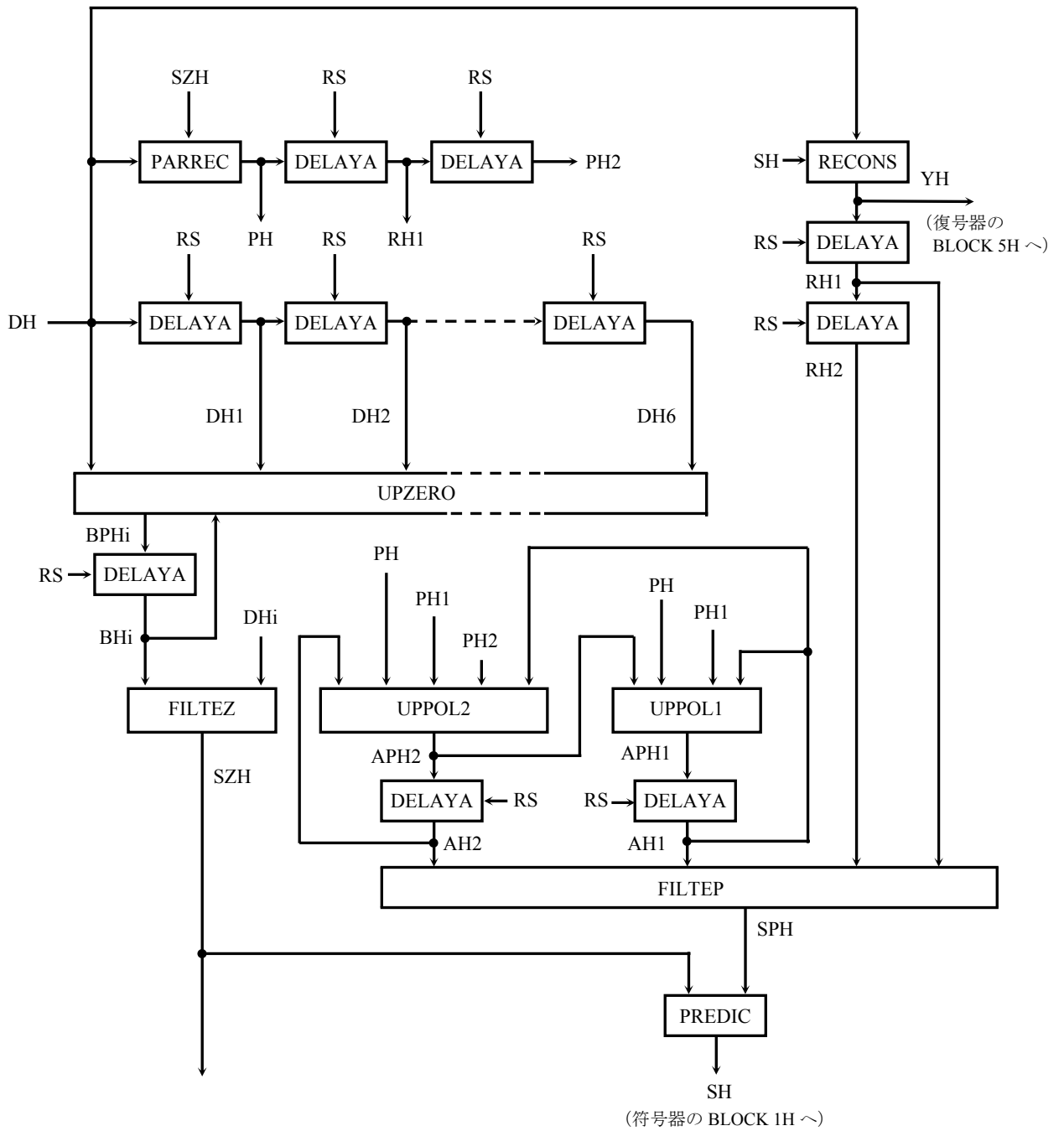


図6-12 / JT-G722 高域における適応予測器と再生信号算出部 (ITU-T G.722)

(1) DELAYA

詳細は 6.2.1.3 を参照のこと。

(2) PARREC

詳細は 6.2.1.4 を参照のこと。入力 DLT と SZL を DH と SZH に、出力 PLT を PH に読み替える。

(3) RECONS

詳細は 6.2.1.4 を参照のこと。入力 SL と DLT を SH と DH に、出力 RLT を YH に読み替える。

(4) UPZERO

詳細は 6.2.1.4 を参照のこと。入力 DLT, DLT<sub>i</sub>, BL<sub>i</sub> を DH, DH<sub>i</sub>, BH<sub>i</sub> に、出力 BPL<sub>i</sub> を BPH<sub>i</sub> に読み替える。

(5) UPPOL2

詳細は 6.2.1.4 を参照のこと。入力 AL<sub>i</sub>, PLT, PLT<sub>i</sub> を AH<sub>i</sub>, PH, PH<sub>i</sub> に、出力 APL<sub>2</sub> を APH<sub>2</sub> に読み替える。

(6) UPPOL1

詳細は 6.2.1.4 を参照のこと。入力 AL<sub>1</sub>, APL<sub>2</sub>, PLT, PLT<sub>1</sub> を AH<sub>1</sub>, APH<sub>2</sub>, PH, PH<sub>1</sub> に、出力 APL<sub>1</sub> を APH<sub>1</sub> に読み替える。

(7) FILTEZ

詳細は 6.2.1.4 を参照のこと。入力 DLT<sub>i</sub> と BL<sub>i</sub> を DH<sub>i</sub> と BH<sub>i</sub> に、出力 SZL を SZH に読み替える。

(8) FILTEP

詳細は 6.2.1.4 を参照のこと。入力 RLT<sub>i</sub> と AL<sub>i</sub> を RH<sub>i</sub> と AH<sub>i</sub> に、出力 SPL を SPH に読み替える。

(9) PREDIC

詳細は 6.2.1.4 を参照のこと。入力 SPL と SZL を SPH と SZH に、出力 SL を SH に読み替える。

6.2.2.5 高域における再生信号の制限 (BLOCK 5H)

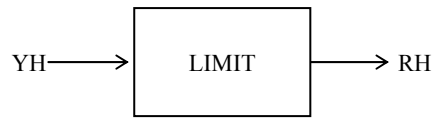


図6-13 / JT-G722 高域における再生信号の制限  
(ITU-T G.722)

(1) L I M I T

詳細は6.2.1.6を参照のこと。入力YLをYHに、出力RLをRHに読み替える。

## 付属資料 A

### コーデックの折り返し接続による信号対総合雑音比の検証

(標準 J T - G 7 2 2 に対する)

以下の記述は標準 J T - G 7 2 2 の要求条件を特に変更するものではなく、標準 J T - G 7 2 2 のコーデックを使用した装置の製品に対する検査に必要な条件を示したものである。これは S B - A D P C M を含むループの信号対総合雑音比の測定を行うものである。

したがってこれらの規格は、標準 J T - G 7 2 2 アルゴリズムのデジタルテストシーケンスに取って代わることを目的としたものではなく、初期製造のモデルに対してデジタルテストシーケンスで一度確認を行った、本コーデックを使用した装置の品質が維持されていることを確認することを目的とするものである。

よってコーデックはまず最初に標準 J T - G 7 2 2 をすべて満たしていることを確認しなければならない。特にアルゴリズムのデジタルテストシーケンスを満足していなければならない、またオーディオ部に対して線形信号対総合雑音比がマスクを満足していることを確認しなければならない (図 2 - 6 および図 2 - 7 / J T - G 7 2 2 ) 。

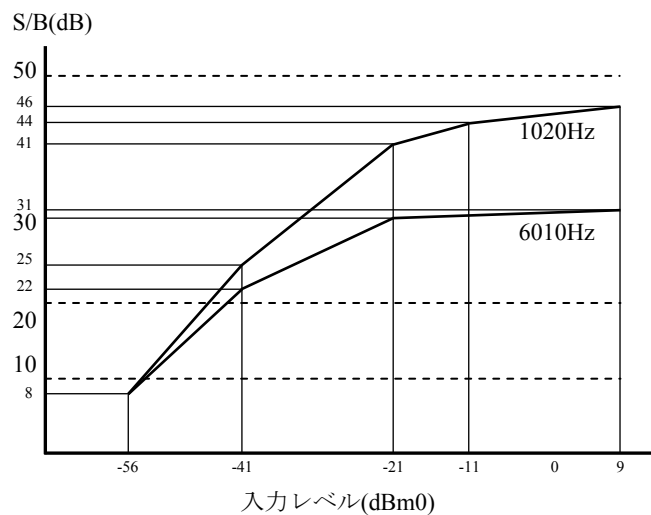
測定原理を付図 A - 3 / J T - G 7 2 2 に図示する。

以下で規定する 3 種類のマスクは計算機シミュレーションおよび基準モデルから得られた結果よりも約 2 dB だけ低く定義してある。

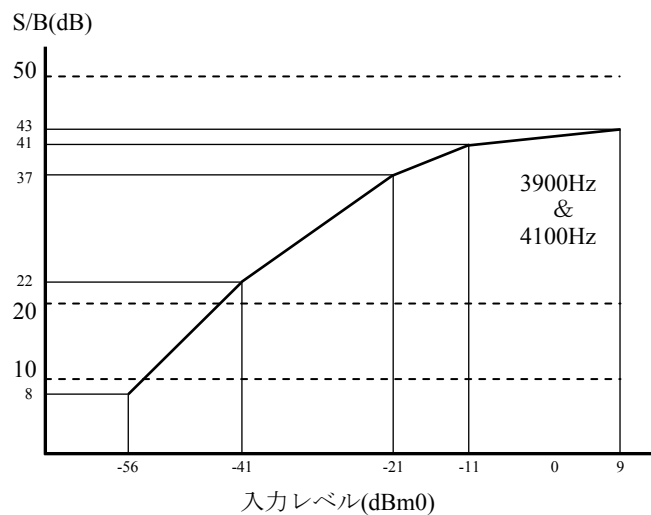
はじめの 2 種類のマスク (付図 A - 1 / J T - G 7 2 2 ) は 1 0 2 0 Hz および 6 0 1 0 Hz の 2 つの周波数に対して与えられている。

3 種類目のマスク (付図 A - 2 / J T - G 7 2 2 ) は 3 9 0 0 Hz および 4 1 0 0 Hz の 2 つの周波数に対して与えられている。標準 J T - G 7 2 2 の検証には直交ミラーフィルタに対する規定がないので、このマスクにより直交ミラーフィルタの特性を確認することができる。

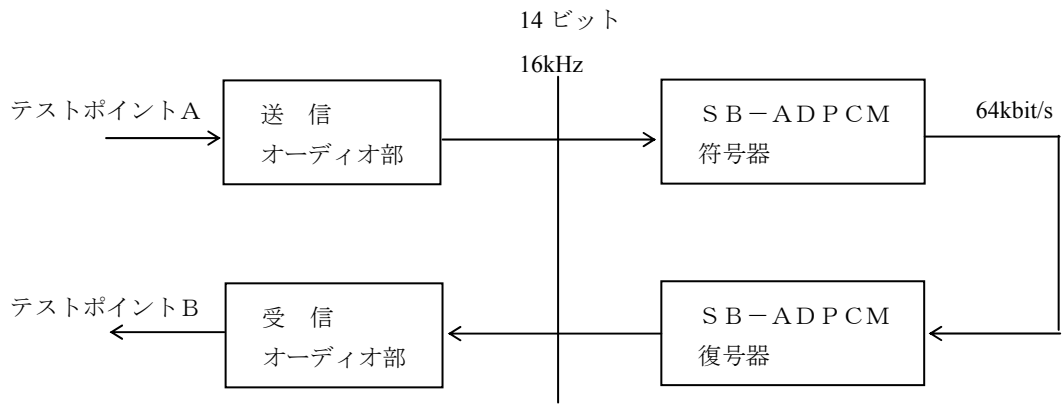
これら 3 種類のマスクにより標準 J T - G 7 2 2 のコーデックを使用した大量生産品の評価を簡略化することができ、また設置する際に行う確認試験を簡単なものにすることができる。



付図A-1 / JT-G 7 2 2 計算機シミュレーションおよび基準モデルの  
(ITU-T G.722) 確認のためのマスク



付図A-2 / JT-G 7 2 2 直交ミラーフィルタの確認のためのマスク  
(ITU-T G.722)



付図A-3 / JT-G 7 2 2 測定原理  
(ITU-T G.722)



## 付録 I 網的側面

(標準 J T - G 7 2 2 に対する)

本付録では、6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化と、デジタル網で使用されている装置とが、相互に及ぼす影響について、その概要を示す。いくつかの一般的な指針についても示した。

接続の方法については、本標準の及ぶ所ではない。

### I.1 網の特性

本標準は、各々以下に示す特徴を備えた網で動作するシステムに適用することができる。

(1) 端末において、網からオクテットタイミングが得られる事。

注：オクテットタイミングは、TTC標準 J T - G 7 2 5 で定義されるフレーム構成に含まれる制御信号から得ても良い。

(2) 同期網である事。

(3) 6 4 kbit/s の接続様式は、以下のいずれかの条件を満たしている事。

(a) 完全な 6 4 kbit/s 信号の透過性 (トランスペアレンシィ)

(b) I T U - T 勧告 G . 8 0 2 に示されたパルス密度制限

注：6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化は、TTC標準 J T - G 7 0 4 の 4 . 1 に示された、シグナリングビットをオクテットの 8 番目のビットに挿入する様な網、あるいは 5 6 kbit/s のみ透過性のある網においても動作することができる。しかしながら、この場合、オーディオ符号化のビットレート及び補助データチャネル容量の低下を生じるため、次の 2 つの動作モード (フレーム無しの 1 bis 及び 3 bis) しか使用できない。

1 bis : オーディオ符号化に 5 6 kbit/s、データチャネルは無し。

3 bis : オーディオ符号化に 4 8 kbit/s、データチャネルに 6.4kbit/s、そしてサービスチャネルのフレームングとモード制御に 1.6kbit/s。

### I.2 電気通信網への統合

6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化システムは、ポイント・ポイント、そして放送等での使用が期待される。具体的な使用例としては、放送用の中継チャネルや音声会議およびテレビ会議用の高品質音声がある。

この符号化システムは、あらゆる 64kbit/s ベアラチャネル—例えば、公衆交換電話網、専用線、あるいは I S D N—を通じて動作する ( I . 1 参照)。

6 4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化の伝送にあたっては、デジタル音声挿入、エコー制御、そしてデジタル減衰器等の処理を、無効にしなければならない。無効化の通信規約は、本標準の主題ではない。

但し、多地点会議装置 ( I . 7 参照) では、信号処理が行われる事に留意されたい。

### I.3 6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化システムのオーディオ性能

#### I.3.1 音 声

6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化システムの通話性能は、Qw値で規定する。

Qw値とは、広帯域システムの信号対相関雑音比の量であり、dB値で評価する。Q値の測定についての詳細は、ITU-T勧告P. 70を参照すればよい。この勧告は、本来、電話帯域への適用を予定したものであるが、添字Wで表した広帯域システムの評価としても適切なフィルタ(50～7000Hz)を使用し、用いられてきた。

参考としては、12.8 kbit/s (7 kHz) PCMシステム(16 kHzの標本化速度、ITU-T勧告G. 711の符号化則)のQw値は約3.8 dBであり、中間のSB-ADPCM符号化処理を除いてA/DとD/Aを直接接続した場合のオーディオ部のQw値は約4.5 dBである。

公称入力レベルにおいて、Qw値で表わした相対的な性能を、付表I-1/JT-G722に示す。

付表 I-1/JT-G722 通話性能の相対レベル (Qw値)  
(ITU-T G.722)

動作モード	変換符号化		
	1	4 アナログ接続 (付図 I-1/JT-G722)	4 デジタル接続 (付図 I-2/JT-G722)
1 (64kbit/s)	4.5	3.8	4.1
2 (56kbit/s)	4.3	3.6	3.8
3 (48kbit/s)	3.8	2.9	3.4

6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化システムの性能は、BER値にして $1 \times 10^{-4}$ 迄のランダム誤りに対して、実質的には影響を受けない事が判っている。 $1 \times 10^{-3}$ に近い、高い誤り率では感知できるほどの劣化を生じるが、ある種の応用においては許容できる場合もあり得る。

話者が複数の場合でも、特に問題が生じない事が確認されている。このため、通常の会議の条件では、正常な動作をすると考えても差し支えない。

モード不適合(即ち、入力オクテット信号に対する復号器内部の変数が、動作モードに一致していない)の状態での性能については、I.5に述べる。

#### I.3.2 音 楽

本来、音声のために設計したものではあるが、モード1で広範囲の音楽の素材を符号化した場合、大きな歪みは生じないと言える。

### I.4 アナログで他の符号化システムと相互接続した場合のオーディオ性能

#### I.4.1 6.4 kbit/s PCM

ITU-T勧告G. 711の6.4 kbit/s PCMリンクと6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化リンクを、アナログで相互接続したパスを通じて行なった非公式な主観試験では、相互作用による影響は無かった。但し、この組合せの性能は、6.4 kbit/s PCMのそれよりも良いものではなかった。2つの符号化システムのデジタルでの相互接続は、I.8に述べる。

#### I.4.2 3.2 kbit/s ADPCM

ITU-T勧告G.721の3.2 kbit/s ADPCMリンクと6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化リンクとを、アナログで相互接続した組合せは、相互作用によるなんらの微候も見られない。但し、この組合せの性能は、3.2 kbit/s ADPCMのそれよりも良いものではなかった。これら2種類の符号化システムのデジタルでの相互接続は、今後の課題である。

#### I.5 モード切替時のオーディオ性能

モード切替は、オーディオ性能を最高にするために、送信側と受信側で同期を取って行なうことが望ましい。しかしながら、モード不適合状態の時間に限度があり、その場合の性能も受容できるものであれば、非同期のモード切替も考えられる。望ましくはないが、例外的な場合として、固定的なモード不適合動作も考えられる。公称人力レベルでの、全てのモード不適合の組合せの相対的な性能を、付表I-2/JTG 722に示す。

付表I-2/JTG 722 モード不適合時の通話性能の相対レベル (Qw値)  
(ITU-T G.722)

音声受信側の 符号化速度	音声送信側の符号化速度	
	56kbit/s	48kbit/s
64kbit/s	4.1	3.5
56kbit/s	—	3.6

注：オーディオ符号化に使用しないビットは、疑似ランダム系列のビットに置き換えてある。

#### I.6 補助データチャネルの性能

オーディオ及びデータチャネルのビットレートの可能な組合せについては、I.1の(3)で述べた接続様式による。

オーディオとデータのチャネルが効果的に分離されているため、データチャネルは、オーディオ信号の特性による影響は受けない。データチャネルの透過性は、端末の認識の為のシグナリングシーケンスを選択した時だけ制限を受ける。これ等のシーケンスに適切なフォーマットのものを選びさえすれば、オーディオ又はデータビットと混同する可能性は極端に低い。このため、実用上データチャネルは透過性を持つと見なしで良い。

データチャネル容量の制御については、TTC標準JTG 725に記載されている。

データチャネルのフォーマットについて、本標準では言及しないが、データチャネルの全容量が1.6 kbit/sの時に、二つの完全に独立した8 kbit/sのデータチャネルを使用する事は、アルゴリズム上で禁じられてはいない。

伝送誤りが発生中に、データチャネルがオーディオ符号化アルゴリズムに起因するエラーの増加を受けることはない。

注：必然的にオーディオ帯域が減少するが、通常高域に割り当てられている2ビットをデータに置き換えれば、データチャネル容量を追加する事もできる。しかし、そのような手法を用いる場合には、折り返し歪を最小限にするために、受信フィルタの特性をより厳しいものにする必要がある。

## I.7 多地点会議の構成

データチャネルの制御、エコー制御、そして端末間の制御メッセージの運用等の、多地点会議設備が持つ特殊な特徴については、本標準の範囲外である。しかし、当然予想される多地点会議設備に対しても、最大の融通性を持つ様なオーディオ符号化アルゴリズムが選ばれている。留意すべき一般的なガイドラインを以下に示す。

- (1) オーディオ性能を最高にするため、送信データチャネルに要求される伝送速度との兼合いを図りながら、多地点会議ユニットにおいて信号加算を行なう場合には、出来るだけ高速のオーディオビットレートを用いるべきである。

(注：信号の加算は、リニア表現の信号を用いて行なうこと。)

- (2) 端末の送受信モード、あるいは多地点会議ユニットのポートが同一である必要は無い。
- (3) 以下の理由により、サブバンド毎の均一PCMレベルでの信号の加算が望ましい。
  - (a) QMFが不要であることから、多地点会議ユニットを小形化できる。
  - (b) 追加のフィルタが不要であることから、信号品質が最高であり、また余分な信号の遅延が避けられる。
  - (c) サブバンドで処理することにより、エコー制御がより容易となる。

サブバンドでの信号加算を用いた多地点会議ユニットの構成例を付図 I-3 / JT-G722 に示す。

- (4) オーディオ性能の点からは、6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化で相互に接続された多地点会議ユニットのタンデム接続段数は、3 に制限される。

(付図 I-4 / JT-G722 参照)

- (5) 多地点会議ユニットに 6.4 kbit/s PCM のポートがある場合には、高域及び低域の信号を求める上で、I.8 節で述べるのと同等のデジタル変換符号化の原則を用いなければならない。

## I.8 6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化システムと 6.4 kbit/s PCM とのデジタル変換符号化

6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化システムと ITU-T 勧告 G. 711 に従う 6.4 kbit/s PCM とのデジタル相互接続に対する推奨方法を、付図 I-5/JT-G 722 に示す。

6.4 kbit/s PCM から 6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化への変換符号化するには A 則または  $\mu$  則 PCM から均一 PCM へ変換し、1.6 kHz 標本化信号を作るために 8 kHz の標本化された均一な信号に対して交互に零振幅標本を挿入すればよい。次に、この信号を、1.6 kHz で標本化されたデジタルの低域通過フィルタに通す。フィルタは、3.4 kHz までのベースバンドの周波数応答には影響する事なく、4.6 kHz 以上の周波数成分を減衰させるものである。出力された信号は、次に、図 I-3/JT-G 722 に示す SB-ADPCM 符号器に与えられる。

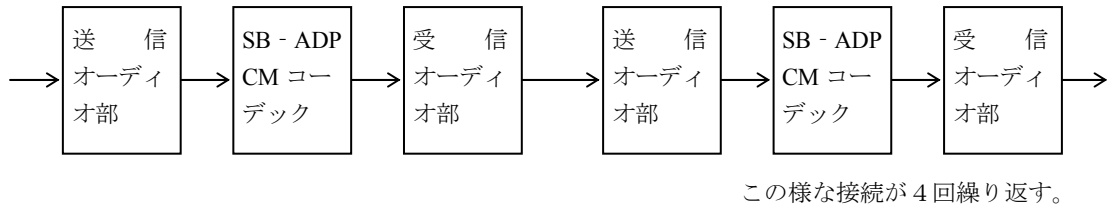
6.4 kbit/s PCM (ITU-T 勧告 G. 711) リンクから発する信号の中の情報を伝送する為に、低域を単独で用いることは避けるべきである。

既に 6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化ブロック図に用いられている、低域通過 (LP) および高域通過 (HP) QMF の設計を利用して、6.4 kbit/s PCM 信号から二つの帯域の信号を求める別の方法を、付図 I-6/JT-G 722 に示す。目的とするところは、低域に生ずる折返し歪みを打消すための高域信号を発生させることにある。6.4 kbit/s PCM 信号は均一 PCM 信号に変換され、交互に零の標本値を挿入する(補間する)ことで 1.6 kHz に補間標本化(アップサンプリング)される。そして、乗数 2 を掛けることで利得を 1 に保つ。低域信号は、同一の高域通過 QMF を 2 段通し、2:1 に間引き標本化(サブサンプリング)すれば求まる。一方、高域信号は、高域通過の次に低域通過と、フィルタを 2 段通し、利得調整のために  $1/2$  を乗じ、符号を反転し、更に 2:1 に間引き標本化すれば求まる。これらの信号を、TTC 標準 JT-G 722 の合成 QMF に入力させれば、適切な 7 kHz 形式の PCM 原信号が得られる。

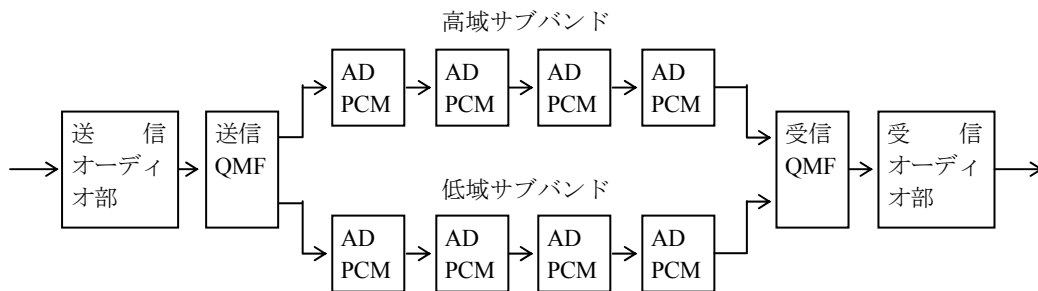
補間標本化及び間引き標本化の処理は、零標本値の挿入の瞬間と標本値の間引きの瞬間が対応するように、同期を取る事が必要である。

6.4 kbit/s (7 kHz) オーディオ符号化から 6.4 kbit/s PCM への変換符号化は、SB-ADPCM 復号器の出力に対し、以下の 3 つの処理を次々に行なうことにより実現できる。

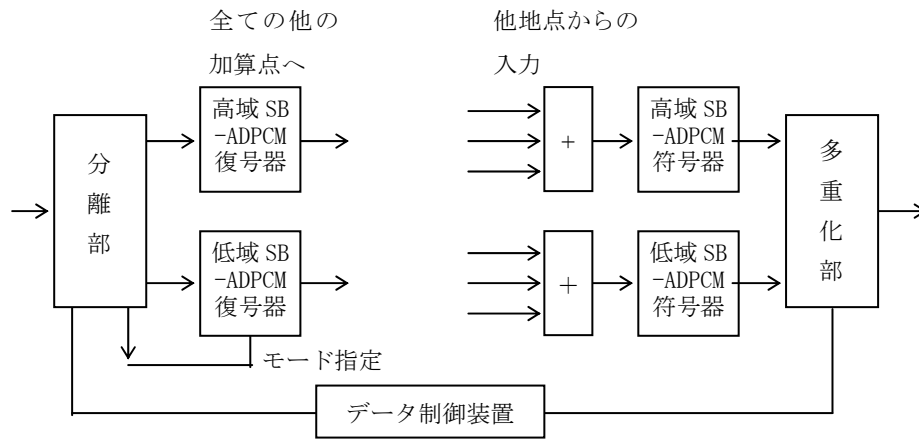
- (1) デジタル低域通過フィルタ処理（1.6 kHz 標本化）。フィルタは、3.4kHz までのベースバンドの周波数応答には影響する事なく、4.6kHz 以上の周波数成分を減衰させるものである。
  - (2) フィルタの出力である 1.6 kHz で標本化された信号から、交互に標本値を間引く。
  - (3) その出力である 8 kHz で標本化された均一 PCM 信号を、A 則、または  $\mu$  則の PCM 信号に変換する。
- 注：6.4 kbit/s PCM 信号を、6.4 kbit/s（7 kHz）信号の低域サブバンドだけから取り出すことは、検討課題である。



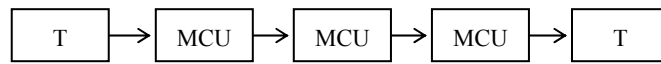
付図 I-1 / JT-G 7 2 2 4 段の変換符号化（アナログ接続）  
 (ITU-T G.722)



付図 I-2 / JT-G 7 2 2 4 段の変換符号化（デジタル接続）  
 (ITU-T G.722)

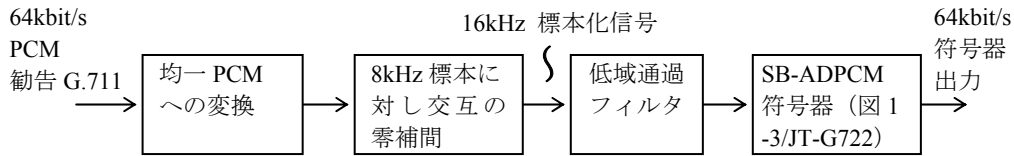


付図 I - 3 / J T - G 7 2 2 多地点会議ユニットの構成例  
(ITU-T G.722)

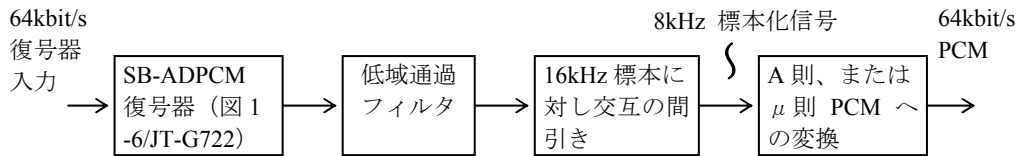


T : 端末  
 MCU : 多地点会議ユニット

付図 I - 4 / J T - G 7 2 2 多地点会議ユニットのタンデム接続  
(ITU-T G.722)

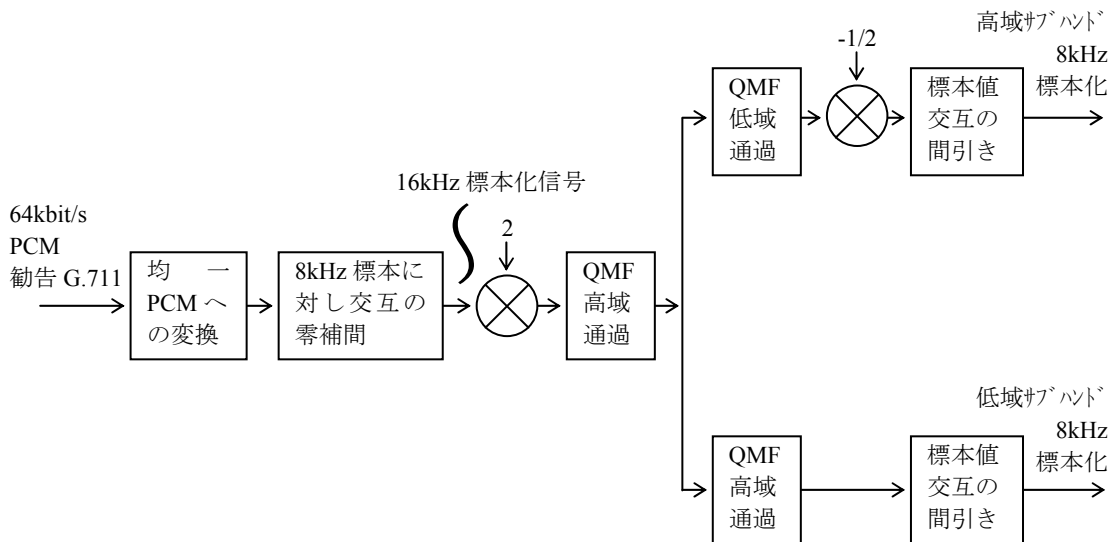


a) 64kbit/s PCM から 64kbit/s (7kHz) オーディオ符号化へ



b) 64kbit/s (7kHz) オーディオ符号化から 64kbit/s PCM へ

付図 I-5 / JT-G722 64kbit/s (7kHz) オーディオ符号化システムと、ITU-T 勧告 (ITU-T G.722) G.711 の 64kbit/s PCM とのデジタル変換符号化



付図 I-6 / JT-G722 ITU-T 勧告 G.711 の 64kbit/s PCM から 64kbit/s (7kHz) オーディオ符号化へのデジタル変換符号化に対する別の方法 (ITU-T G.722)



**付録Ⅱ JT-G722 64 kbit/s SB-ADPCM 7 kHzコーデックの  
検証のためのデジタルテストシーケンスの解説**  
(標準 JT-G722 に対する)

本付録は、広帯域符号化アルゴリズムの一部を成すADPCMコーデックを実現したものの検証に用いる、デジタルテストシーケンスについて述べたものである。

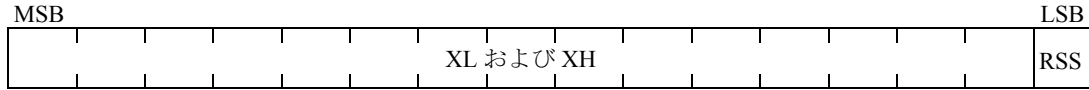
このガイドの大部分は、1990年に出版されたTTC標準JT-G722（第1版）の付属資料2のテキストを複製したものであり、とりわけ、図表の番号は同一としている。修正点は、従来3枚の5インチディスクに収められていたファイルを1枚の3.5インチディスクにまとめたこと、に対応している。

### Ⅱ.1 入出力信号

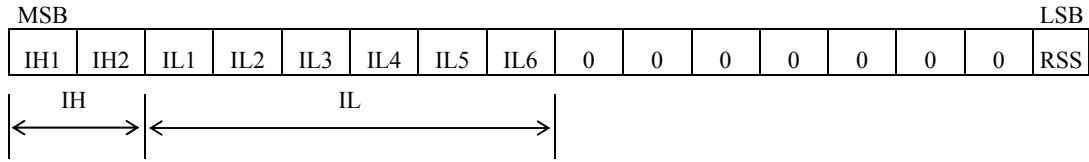
付表Ⅱ-1/JT-G722に、テストシーケンスの入出力信号を定める。この中には、このテストシーケンスに特有ないくつかの信号（#で表示）が含まれており、これらの信号は、テストシーケンス発生器/受信器と、符号器/復号器とのインタフェースを容易にするためのものである。これらの入出力信号の、16ビットワードのフォーマットを、付図Ⅱ-1/JT-G722、付図Ⅱ-2/JT-G722、そして付図Ⅱ-3/JT-G722に示す。

付表Ⅱ-1/JT-G722 テストシーケンスの入出力信号の説明  
(ITU-T G.722)

名 称	説 明
XL	低域符号器への15ビット均一量子化入力信号
XH	高域符号器への15ビット均一量子化入力信号
X#	付図Ⅱ-1/JT-G722に示す16ビット語長の入力テストシーケンス
IL	6ビット低域ADPCM符号語
ILR	受信側6ビット低域ADPCM符号語
IH	2ビット高域ADPCM符号語
I#	付図Ⅱ-2/JT-G722に示す16ビット語長の出力（構成1）並びに 入力（構成2）テストシーケンス
RL	低域復号器からの15ビット均一量子化出力信号
RH	高域復号器からの15ビット均一量子化出力信号
RL#	付図Ⅱ-3/JT-G722に示す16ビット語長の出力テストシーケンス
RH#	付図Ⅱ-3/JT-G722に示す16ビット語長の出力テストシーケンス
RSS	リセット/同期信号
VI	有効データ表示信号

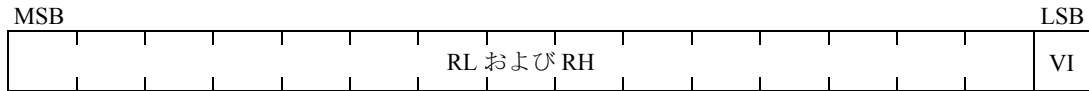


付図Ⅱ-1 / JT-G 7 2 2 X#のワードフォーマット  
(ITU-T G.722)



注1 : IH1 と IL1 は、それぞれ IH と IL の MSB である。  
 注2 : 構成2 では、IL は ILR となる。

付図Ⅱ-2 / JT-G 7 2 2 I#のワードフォーマット  
(ITU-T G.722)

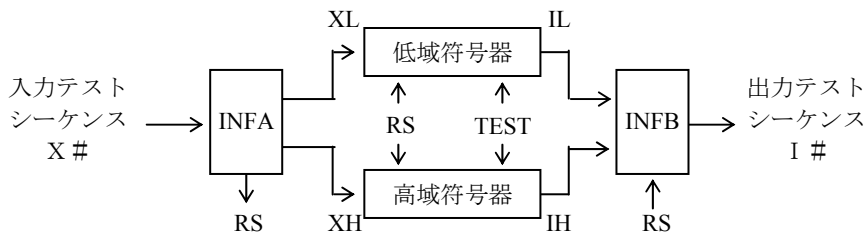


付図Ⅱ-3 / JT-G 7 2 2 RL#とRH#のワードフォーマット  
(ITU-T G.722)

## Ⅱ.2 テストシーケンス適用時の構成

テストシーケンスの使用にあたっては、二種類の構成（構成1と構成2）を用いる。どちらの構成においても、“TEST” 指令信号を用いてデジタルテストシーケンスによる符号器および復号器の試験の用意を行う。“TEST” 指令信号が与えられると、QMFがバイパスされ、ADPCM符号器または復号器に直接テストシーケンスが印加される。入力テストシーケンスX#（復号器ではI#）から“RSS”信号を抜き取り、“RSS”信号を符号器並びに復号器に対するリセット信号“RS”とする。この“RS”信号は、状態変数（表6-2 / JT-G 7 2 2において“^”が付いている内部処理変数）を零または特定の値に初期化するために用いる。

### Ⅱ.2.1 構成1



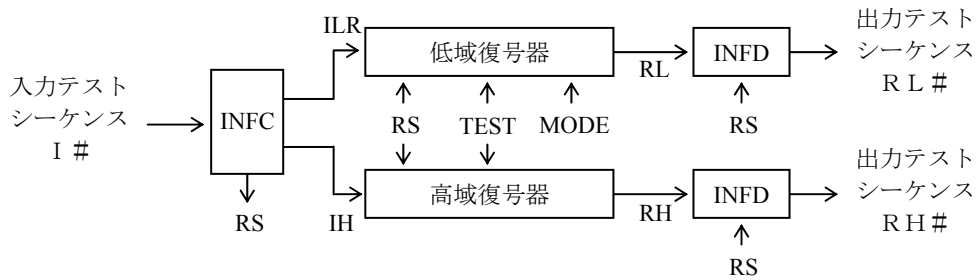
付図Ⅱ-4 / JT-G 7 2 2 構成1 - 符号器のみ  
(ITU-T G.722)

付図Ⅱ-4 / JT-G 7 2 2に示す構成1は、図1-4 / JT-G 7 2 2および図1-5 / JT-G 7 2

2を簡略化したものである。符号器の入力信号XLとXHは、表6-1/JT-G722で説明している。これ等の入力信号は、QMFをバイパスし、低域あるいは高域の符号器にそれぞれ直接与えられる。符号器の出力信号ILとIHは、それぞれサブブロック“QUANTL”および“QUANTH”の記述で定めている。

このシーケンスは、符号器内の量子化器/予測器のフィードバックループの試験に用いる。

## II.2.2 構成2



付図II-5/JT-G722 構成2 - 復号器のみ  
(ITU-T G.722) (RLとRL#は、動作モードにより異なる)

付図II-5/JT-G722に示す構成2は、図1-7/JT-G722と図1-8/JT-G722を簡略化したものである。ここでの試験信号、ILR、IH、そして“MODE”信号については、表6-1/JT-G722で説明している。これに対応する復号器の出力信号RLとRHは、JT-G722の6.2.1.6及び6.2.2.5のサブブロック“LIMIT”で定義している。低域の場合、ADPCM復号器の出力信号は三つの基本動作モード（モード1、2、3）に対応して求まる。QMFがバイパスされるので、出力信号RLとRHは、低域および高域のADPCM復号器からそれぞれ別個に求まる。

構成2は、復号器において、量子化器/予測器のフィードバックループが無い状態での逆量子化器の動作と予測器の適応動作を試験するために用いる。

## II.2.3 リセット/同期信号(RSS)と有効データ表示(VI)

二つの試験構成において、試験に対する正しい出力値を得るために、入力テストシーケンスのスタートに先立って全てのメモリの状態を本文に規定する通りの状態に初期化しなければならない。

構成1の場合、付図II-1/JT-G722に示す通り、入力テストシーケンスX#は、符号器入力信号とリセット/同期信号(RSS)から構成される。このRSS信号は、入力シーケンスの最初のLSBに位置している。RSSが“1”ならば、低域および高域の符号器が初期化され、符号器の出力はゼロ、即ちIH=0及びIL=0、にセットされる。この通常禁止された出力符号を、出力が“無効データ”であることを示すのに用いる。RSS信号が“0”になった後に入力テストシーケンスが有効となり、ADPCMアルゴリズムが動作を開始する。

構成2の場合、付図II-2/JT-G722に示す通り、入力テストシーケンスI#の構成は、最初の8ビットが低域および高域復号器の入力符号語、そして次の8ビットが7ビットのゼロとLSBの“RSS”

とである。このRSS信号は、構成1と同じ役割を持っている。つまり、RSS信号が“1”ならば、低域と高域の復号器が初期化される。RSS信号が“0”になった後に、ADPCMアルゴリズムが動作状態となる。付図Ⅱ-3/JT-G722に示す通り、出力テストシーケンスRL#およびRH#は、15ビットの復号器出力信号と有効データ表示信号(VI)から構成される。復号器に対するRSS信号が“1”の間は、“VI”信号は“1”にセットされ、復号器出力はゼロにセットされる(出力が“無効データ”である事を表す)。“VI”が“0”になれば、出力テストシーケンスは有効である。

テストシーケンス発生器/受信器と符号器/復号器とを接続する為に、付図Ⅱ-4/JT-G722と付図Ⅱ-5/JT-G722に示す四つのサブブロック、INFA、INFB、INFC、INFDが用意されている。これらのサブブロックの詳細を、本文の6.2節で規定したものと同一の表記法を用いて以下に説明する。

(1) INFA

入力: X#

出力: XL, XH, RS

機能: リセット/同期信号と入力信号を取り出し、低域および高域ADPCM符号器に与える。

$RS = X\# \ \& \ 1$	RSS信号の抽出
$XL = X\# \ \gg \ 1$	低域入力信号
$XH = XL$	高域入力信号

(2) INFB

入力: IL, IH, RS

出力: I#

機能: 低域および高域ADPCM符号器の出力信号とリセット/同期信号を結合し、出力テストシーケンスを作り出す。

$I = \begin{cases} (IH \lll 6) + IL \\ 0 \end{cases}$	$RS = 0$	IHとILを結合する。
	$RS = 1$	出力をゼロにする。
$I\# = (1 \lll 8) + RS$		RSS信号を付加する。

(3) INFC

入力: I#

出力: ILR, IH, RS

機能: リセット/同期信号と入力信号を取り出し、低域及び高域ADPCM復号器に与える。

$RS = I\# \ \& \ 1$	RSS信号の抽出
$ILR = (I\# \ \gg \ 8) \ \& \ 63$	低域ADPCM入力
$IH = I\# \ \gg \ 14$	高域ADPCM入力

(4) INFD

入力: RL (高域の場合RH)、RS

出力: RL# (高域の場合RH#)

機能：低域（高域）ADPCM復号器の出力信号と有効データ表示信号を結合し、出力テストシーケンスを作りす。

$$RLX = \begin{cases} RL \ll 1 & RS = 0 \\ 0 & RS = 1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{スケーリングの為の1ビットシフト} \\ | \text{出力をゼロにする。} \\ | VI \text{信号を付加する。} \end{array}$$

$RL\# = RLX$

## II.3 テストシーケンス

### II.3.1 構成1のための入力シーケンス

構成1のために、二種類の入力シーケンスが用意されている。

- (1) トーン、直流、ホワイトノイズからなるシーケンス
- (2) ADPCM符号器のオーバーフロー制御を試験するためのシーケンス

第一の入力シーケンスは、様々な周波数のトーン信号、直流、そして二つのレベルのホワイトノイズから成る。信号の区分とその長さを、付表II-2/JT-G722に示す。

付表II-2/JT-G722 トーン、直流、ホワイトノイズのシーケンス  
(ITU-T G.722)

信号の区分	長さ (16ビット語)
3504Hz トーン	1024
2054Hz トーン	1024
1504Hz トーン	1024
504Hz トーン	1024
254Hz トーン	1024
1254Hz トーン	1024
2254Hz トーン	1024
3254Hz トーン	1024
4000Hz トーン	512
直流、正の低レベル	512
直流、零レベル	512
直流、負の低レベル	512
ホワイトノイズ、低レベル	3072
ホワイトノイズ、高レベル	3072
シーケンスの全長	16384

これ等のトーン信号は、予測器の極をその動作範囲上で動かし、安定性制御の試験をするために用いる。しかしながら、トーン信号に対しては極の二次係数とその下限値付近に限定されるので、その上限値付近での特性は正の直流入力の初めの部分で試験される。直流とホワイトノイズは、量子化スケールファクタをその全ての範囲で変化させるために用いる。

第二の入力シーケンスは、頻繁なオーバーフローの試験である。信号の区分と長さを、付表II-3/JT-G722に示す。

付表Ⅱ-3 / JT-G722 オーバーフロー試験シーケンス  
(ITU-T G.722)

信号の区分	長さ (16 ビット語)
-16384, +16383 ; 繰返し	6 3 9
0, -10000, -8192	3
-16384, +16383, -16384 ; 繰返し	1 2 6
シーケンスの全長	7 6 8

このシーケンスは大きな予測誤差を生じさせ、このため、極予測器および零予測器の出力におけるオーバーフロー制御をチェックするために用いる。

構成1の場合、予測器の零点の係数値は、その制限値である-2と+2に達することは無い。

### Ⅱ.3.2 構成2のための入力シーケンス

構成2のために、三種類の入力テストシーケンスが用意されている。

- (1) 付表Ⅱ-2 / JT-G722 で述べた入力テストシーケンスを与えた場合に、符号器が出力するシーケンス。
- (2) 付表Ⅱ-3 / JT-G722 で述べた入力テストシーケンスを与えた場合に、符号器が出力するシーケンス。
- (3) 連続したサブシーケンスから成る人工的なシーケンス。通常、符号器からは出力されないものである。

上記(3)のテストシーケンスは、16384個の値から成っており、以下に述べる。

#### Ⅱ.3.2.1 低域ADPCM符号語

6ビットの低域符号器の入力シーケンスは、MSBシーケンス、および、残り5ビットの別個のシーケンスから成る。MSBシーケンスは、それぞれ2048ビットの長さを持つ8個のサブシーケンスから成り、それらは以下の通りである。

- (1) 00100100100100100100.....
- (2) 11110000111100001.....
- (3) 11111111111111111.....
- (4) 11001100110011001.....
- (5) 10101010101010101.....
- (6) 00000100000001000.....
- (7) 00101001010010100.....
- (8) 11000110001100011.....

これ等のMSBシーケンスは、零予測器の係数を強制的に±2の範囲の全てに渡って変化させる様にしたものである。

MSBと組み合わせる5ビット語のシーケンスは、それぞれ256値の長さを持つ人工的なサブシーケンス

を、64個つなげたものである。それ等を付表Ⅱ-4/JT-G722に示す。この5ビット語のシーケンスは、対数の量子化器スケールファクタの全ての範囲に渡る試験、および対数から真数への変換の試験を行うために選定されている。

また、この合成されたシーケンスであるILRは、極予測器の試験も行うものであり、極予測器の係数をその可変範囲に渡って変化させる。サブシーケンス番号で(56)から(64)に当たるシーケンスは、伝送誤りによって生じる可能性の有る禁止された符号語を、指定された量子化幅に変換する機能の試験である。

付表Ⅱ-4/JT-G722 ILRの下位5ビットのシーケンス  
(ITU-T G.722)

繰返しパターン、それぞれの長さは256個	
(1) 31 31 31 31 31 31 . . . . .	(33) 15 15 15 15 15 15 . . . . .
(2) 31 が 16 個、30 が 16 個、交互に続く	(34) 15 が 16 個、14 が 16 個、交互に続く
(3) 30 30 30 30 30 30 . . . . .	(35) 14 14 14 14 14 14 . . . . .
(4) 30 が 16 個、29 が 16 個、交互に続く	(36) 14 が 16 個、13 が 16 個、交互に続く
(5) 29 29 29 29 29 29 . . . . .	(37) 13 13 13 13 13 13 . . . . .
(6) 29 が 16 個、28 が 16 個、交互に続く	(38) 13 が 16 個、12 が 16 個、交互に続く
(7) 28 28 28 28 28 28 . . . . .	(39) 12 12 12 12 12 12 . . . . .
(8) 28 が 16 個、27 が 16 個、交互に続く	(40) 12 が 16 個、11 が 16 個、交互に続く
(9) 27 27 27 27 27 27 . . . . .	(41) 11 11 11 11 11 11 . . . . .
(10) 27 が 16 個、26 が 16 個、交互に続く	(42) 11 が 16 個、10 が 16 個、交互に続く
(11) 26 26 26 26 26 26 . . . . .	(43) 10 10 10 10 10 10 . . . . .
(12) 26 が 16 個、25 が 16 個、交互に続く	(44) 10 が 16 個、9 が 16 個、交互に続く
(13) 25 25 25 25 25 25 . . . . .	(45) 9 9 9 9 9 9 . . . . .
(14) 25 が 16 個、24 が 16 個、交互に続く	(46) 9 が 16 個、8 が 16 個、交互に続く
(15) 24 24 24 24 24 24 . . . . .	(47) 8 8 8 8 8 8 . . . . .
(16) 24 が 16 個、23 が 16 個、交互に続く	(48) 8 が 16 個、7 が 16 個、交互に続く
(17) 23 23 23 23 23 23 . . . . .	(49) 7 7 7 7 7 7 . . . . .
(18) 23 が 16 個、22 が 16 個、交互に続く	(50) 7 が 16 個、6 が 16 個、交互に続く
(19) 22 22 22 22 22 22 . . . . .	(51) 6 6 6 6 6 6 . . . . .
(20) 22 が 16 個、21 が 16 個、交互に続く	(52) 6 が 16 個、5 が 16 個、交互に続く
(21) 21 21 21 21 21 21 . . . . .	(53) 5 5 5 5 5 5 . . . . .
(22) 21 が 16 個、20 が 16 個、交互に続く	(54) 5 が 16 個、4 が 16 個、交互に続く
(23) 20 20 20 20 20 20 . . . . .	(55) 4 4 4 4 4 4 . . . . .
(24) 20 が 16 個、19 が 16 個、交互に続く	(56) 4 が 16 個、3 が 16 個、交互に続く
(25) 19 19 19 19 19 19 . . . . .	(57) 3 3 3 3 3 3 . . . . .
(26) 19 が 16 個、18 が 16 個、交互に続く	(58) 3 が 16 個、2 が 16 個、交互に続く、
(27) 18 18 18 18 18 18 . . . . .	(59) 2 2 2 2 2 2 . . . . .
(28) 18 が 16 個、17 が 16 個、交互に続く	(60) 2 が 16 個、1 が 16 個、交互に続く
(29) 17 17 17 17 17 17 . . . . .	(61) 1 1 1 1 1 1 . . . . .
(30) 17 が 16 個、16 が 16 個、交互に続く	(62) 1 が 16 個、0 が 16 個、交互に続く
(31) 16 16 16 16 16 16 . . . . .	(63) 0 0 0 0 0 0 . . . . .
(32) 16 が 16 個、15 が 16 個、交互に続く	(64) 0 が 16 個、3 が 16 個、交互に続く



### II.3.2.2 高域ADPCM符号語

2ビットの高域復号器の入力シーケンスは、MSBシーケンスと、別個のLSBシーケンスから成る。

MSBシーケンスは、低域ADPCMのためのMSBシーケンスと同一の、8個の人工的サブシーケンスから成る。

LSBシーケンスは、8個のつながった人工的サブシーケンスから成る。サブシーケンスは、それぞれ2048ビットの長さであり、以下に示す。

- (1) 1111111.....
- (2) 1が16個、0が16個、交互に続く
- (3) 0000000.....
- (4) 1が8個、0が8個、交互に続く
- (5) 0000000.....
- (6) 1が4個、0が4個、交互に続く
- (7) 1111111.....
- (8) 1が2個、0が2個、交互に続く

1ビットのMSBに1ビットのLSBを付加して作った合成シーケンスの役割は、B.3.2.1で述べた低域ADPCM符号語のそれと等しい。

## II.4 テストシーケンス配布のためのフォーマット

### II.4.1 ファイルタイプ

テストシーケンスは、17のファイルから構成されており、これ等は以下に述べる3個のグループに分類される。

T1クラス：ADPCMコーデックの入力となるソースファイル。これには、構成1（符号器のみ）で用いる2個のファイルと、構成2（復号器のみ）で用いる1個のファイルが含まれる。

T2クラス：合併したソース／比較ファイル。T2クラスには2個のファイルがあり、共に、構成1での符号器の出力を比較するために用いる。また、これ等は構成2で復号器を試験するため、ソースファイルとしても用いる。

T3クラス：異なる動作モードにおける復号器の出力をチェックするために用いる比較ファイル。T3クラスには、低域復号器を試験するための9個のファイルと、高域復号器を試験するための3個のファイルがある。そこで、ファイル名にHまたはLの添字を付けて、高域と低域を区別する。また、ファイル名に1から3の番号を付けて、試験に使用する動作モードに対応させている。

### II.4.2 テストシーケンスファイルのディレクトリ

本節では、デジタルテストシーケンスのために用意された各ファイルについて、その名称と内容について記述する。付図II-6/JT-G722に、試験構成と使用するファイル名との対応を示す。

T1クラスファイル名—

“TIC1.XMT”：16416個の試験値（16ビット語）

符号器の試験のための様々な単一周波数、直流、ホワイト・ノイズから成る。

“TIC2.XMT”：800個の試験値（16ビット語）

符号器のオーバーフローを試験するための人工的シーケンスから成る。

“T1D3.COD” : 16416個の試験値(16ビット語)

復号器の試験をするための人工的シーケンスから成る。上位8ビットにADPCM符号(IH, IL)を下位8ビットにRSS情報(リセット/同期信号)を含む。

#### T2クラスのファイル名—

“T2R1.COD” : 16416個の試験値(16ビット語)

T1C1. XMTファイルに対する出力符号から成る。また、復号器の試験のための入力としても用いる。このため、構成はT1D3. CODファイルと同じである。

“T2R2.COD” : 800個の試験値(16ビット語)

T1C2. XMTファイルに対する出力符号から成る。また、復号器の試験のためのソースとしても用いる。このため、構成はT1D3. CODファイルと同じである。

#### T3クラスのファイル名—

“T3L1.RC1” : 16416個の試験値(16ビット語)

T2R1. CODファイルを入力とした場合の、モード1での低域復号器の出力から成る。

“T3L1.RC2” : T3L1. RC1ファイルと同様。但し、モード2を使用する。

“T3L1.RC3” : T3L1. RC1ファイルと同様。但し、モード3を使用する。

“T3H1.RC0” : 16416個の試験値(16ビット語)

T2R1. CODファイルを入力とした場合の、高域復号器の出力から成る。

“T3L2.RC1” : 800個の試験値(16ビット語)

T2R2. CODファイルを入力とした場合の、モード1での低域復号器の出力から成る。

“T3L2.RC2” : T3L2. RC1のファイルと同様。但し、モード2を使用する。

“T3L2.RC3” : T3L2. RC1のファイルと同様。但し、モード3を使用する。

“T3H2.RC0” : 800個の試験値(16ビット語)

T2R2. CODファイルを入力とした場合の、高域復号器の出力から成る。

“T3L3.RC1” : 16416個の試験値(16ビット語)

T1D3. CODファイルを入力とした場合の、モード1での低域復号器の出力から成る。

“T3L3.RC2” : T3L3. RC1ファイルと同様。但し、モード2を使用する。

“T3L3.RC3” : T3L3. RC1ファイルと同様。但し、モード3を使用する。

“T3H3.RC0” : 16416個の試験値(16ビット語)

T1D3. CODファイルを入力とした場合の、高域復号器の出力から成る。

注：モード指定は、デジタルシーケンスの利用者が設定しなければならない。

ソースファイル	構成 1	比較ファイル
TIC1.XMT	----->	T2R1.COD
TIC2.XMT	----->	T2R2.COD
ソースファイル	構成 2	比較ファイル
T2R1.COD	低域 (モード 1) ----->	T3L1.RC1
	低域 (モード 2) ----->	T3L1.RC2
	低域 (モード 3) ----->	T3L1.RC3
	高域 ----->	T3H1.RC0
T2R2.COD	低域 (モード 1) ----->	T3L2.RC1
	低域 (モード 2) ----->	T3L2.RC2
	低域 (モード 3) ----->	T3L2.RC3
	高域 ----->	T3L2.RC0
TID3.COD	低域 (モード 1) ----->	T3L3.RC1
	低域 (モード 2) ----->	T3L3.RC2
	低域 (モード 3) ----->	T3L3.RC3
	高域 ----->	T3H3.RC0

付図Ⅱ-6 / J T - G 7 2 2 試験の構成  
(ITU-T G.722)

#### Ⅱ.4.3 ファイルフォーマットの説明

すべてのファイルは、行単位にASCII形式で書かれている。各ファイルの最初の2行で、そのファイルの内容についての情報が与えられる。この最初の2行には、次の書式を用いる。

```
/* ITU-T 64KBIT/S SB-ADPCM DIGITAL TEST SEQUENCE G.722 */
/* FILE NAME : XXXX. eee DATE : mm-dd-yy VERSION : V1. 0 */
```

ファイルのそれ以降の行は、まず16個の試験値(16ビット語、全部で64個の16進文字)。それに続いて、1バイトのチェックサム(2個の16進文字)、改行(16進で0DなるASCII符号)、そして、行送り(16進で0AなるASCII符号)となっている。ただし、最後の2つの文字は印字されない。

チェックサムとは、その行にある全ての前の文字(ASCII符号)を合計した値の、下位8ビットの2の補数である。総和の下位8ビットがすべて0の場合には、対応する2の補数を、すべて0とする。

各ファイルの終わりには、注釈行があり、以下に示す。

```
/* END OF FILE : xxxx. eee */
```

## II.4.4 ファイル内部の説明

### II.4.4.1 ファイル名拡張子. XMTを持つファイル

- (1) LSBを1とし、その他全体を0とした、16ビットが16語。  
(RSS=1:リセット状態)
- (2) RSS=0としたデジタルテストシーケンスの16ビットが、16384または768語。(語の下位バイトのLSBが、RSSである。)
- (3) LSBを1とし、その他全部を0とした、16ビットが16語。  
(テストシーケンス終了の印)

### II.4.4.2 ファイル名拡張子. CODを持つファイル

- (1) LSBを1とし、その他全部を0とした、16ビットが16語。  
(RSS=1:リセット状態。ADPCM符号は0としてある。)
- (2) RSS=0としたデジタルテストシーケンスの16ビットが、16384または768語。  
(語の下位バイトのLSBがRSSであり、上位バイトがADPCM符号である。)
- (3) LSBを1とし、その他全部を0とした、16ビットが16語。  
(テストシーケンス終了の印)

### II.4.4.3 ファイル名拡張子. RCXを持つファイル

- (1) LSBを1とし、その他全部を0とした、16ビットが16語。  
(これ等の語が、無効データである事を示す。)
- (2) 有効データである事を表示するために、下位バイトのLSBを0とした、デジタルテストシーケンスの16ビットが、16384又は768語。
- (3) LSBを1とし、その他全部を0とした、16ビットが16語。  
(テストシーケンス終了の印)

## II.4.5 電子メディア

デジタルテストシーケンスは、1枚のMS-DOS 3-1/2インチディスクに記録されている。ディスクのディレクトリを、付表II-5/JT-G722に示す。

付表II-5/JT-G722 デジタルテストシーケンスディスクのディレクトリ  
(ITU-T G.722)

ファイル名	拡張子	バイト数
T1C1	XMT	69973
T1C2	XMT	3605
T1D3	COD	69973
T2R1	COD	69973
T2R2	COD	3605
T3L1	RC1	69973
T3L1	RC2	69973
T3L1	RC3	69973
T3H1	RC0	69973
T3L2	RC1	3605
T3L2	RC2	3605
T3L2	RC3	3605
T3H2	RC0	3605
T3L3	RC1	69973
T3L3	RC2	69973
T3L3	RC3	69973
T3H3	RC0	69973

## 付録Ⅲ J T-G 7 2 2に対する高品質パケット損失補償アルゴリズム

(標準 J T-G 7 2 2 に対する)

### Ⅲ.1 本標準の規定範囲

本付録では、J T-G 7 2 2 に対する高品質なパケット損失補償 (P L C) アルゴリズムを記述する。J T-G 7 2 2 P L C のセレクションテスト結果の統計的分析により、この付録に記載の P L C アルゴリズムは、評価対象の手法 (J T-G 7 2 2 付録Ⅳの P L C を含む) の中で、パケット損失の存在する条件での J T-G 7 2 2 の適用に対して音声品質が最も高い P L C であることが示された。本付録のアルゴリズムは付録Ⅳと同じ演算量・所要メモリ量に対する要求条件を満たすが、付録Ⅳよりは多い。本付録は、その高い品質によりフレーム消失やパケット損失が生じるような J T-G 7 2 2 の広いアプリケーションに適している。例えば、それらのアプリケーションには、V o I P、ボイスオーバW i F i、次世代 D E C T などを含む。本付録のアルゴリズムにより、J T-G 7 2 2 復号器の演算量がワーストケースで 2.8 W M O P S、平均で 2 W M O P S 増加する。基本となるパケット損失補償なしでの J T-G 7 2 2 復号器の実装で演算量の余裕がほとんどないようなアプリケーションを除いて、本アルゴリズムの適用は容易である。

### Ⅲ.2 参照文献

- T T C 標準 J T-G 7 2 2 64kbit/s 以下の 7kHz オーディオ符号化方式
- I T U-T 勧告 G. 1 9 2 *A common digital parallel interface for speech standardization activities*
- I T U-T 勧告 G. 1 9 1 Annex A *Software tools for speech and audio coding standards – Software tool library (STL)*

### Ⅲ.3 略語

本付録で使用される略語を付表Ⅲ-1 / J T-G 7 2 2 に示す。

付表Ⅲ-1 / J T-G 7 2 2 Abbreviations  
(ITU-T G.722)

Abbreviation	Description
ADPCM	Adaptive Differential PCM
ANSI	American National Standards Institute
dB	Decibel
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DC	Direct Current
FIR	Finite Impulse Response
Hz	Hertz
LPC	Linear Predictive Coding
OLA	OverLap-Add
PCM	Pulse Code Modulation
PLC	Packet Loss Concealment
PWE	Periodic Waveform Extrapolation
STL2005	Software Tool Library 2005
QMF	Quadratic Mirror Filter
VoIP	Voice over Internet Protocol
WB	WideBand
WiFi	Wireless Fidelity

### III.4 慣例

本付録では、以下の慣例を用いる。

- PLCは本アルゴリズムに固有な 10ms のフレーム長で動作する。従って本アルゴリズムは、10ms フレームでのみ記述する。より長いサイズ (10ms の倍数) の受信パケットは、10ms 単位で復号される。
- 16kHz サンプリングレートでの信号の離散時間サンプル番号は、一般に“j”または“i”で参照される。
- 8 kHz サンプリングレートでの信号の離散時間サンプル番号は、“n”で参照される。
- 低域信号 (0 – 4 kHz) は下付き添え字“L”で特定される。
- 高域信号 (4 – 8 kHz) は下付き添え字“H”で特定される。
- 本付録では、J T – G 7 2 2 本体の慣例に合わせている。

本付録における主要なシンボルを、付表III – 2 / J T – G 7 2 2 に示す。

付表III – 2 / J T – G 7 2 2 Symbols  
(ITU-T G.722)

Symbol	Description
$x_{out}(j)$	16 kHz G.722 decoder output
$x_{PLC}(i)$	16 kHz G.722 PLC output
$w(j)$	LPC window
$x_w(j)$	Windowed speech
$r(i)$	Autocorrelation
$\hat{r}(i)$	Autocorrelation after spectral smoothing and white noise correction
$\hat{a}_i$	Intermediate LPC predictor coefficients
$a_i$	LPC predictor coefficients
$d(j)$	16 kHz short-term prediction error signal
$avm$	Average magnitude
$a'_i$	Weighted short-term synthesis filter coefficients
$xw(j)$	16 kHz weighted speech
$xwd(n)$	Down-sampled weighted speech (2 kHz)
$b_i$	60th order low-pass filter for down-sampling
$c(k)$	Correlation for coarse pitch analysis (2 kHz)
$E(k)$	Energy for coarse pitch analysis (2 kHz)
$c2(k)$	Signed squared correlation for coarse pitch analysis (2 kHz)
$cpp$	Coarse pitch period
$cpplast$	Coarse pitch period of last frame
$Ei(j)$	Interpolated $E(k)$ (to 16 kHz)
$c2i(j)$	Interpolated $c2(k)$ (to 16 kHz)
$\tilde{E}(k)$	Energy for pitch refinement (16 kHz)

Symbol	Description
$\tilde{c}(k)$	Correlation for pitch refinement (16 kHz)
$ppfe$	Pitch period for frame erasure
$ptfe$	Pitch tap for frame erasure
$ppt$	Pitch predictor tap
$merit$	Figure of merit of periodicity
$Gr$	Scaling factor for random component
$Gp$	Scaling factor for periodic component
$ltring(j)$	Long-term (pitch) ringing
$ring(j)$	Final ringing (including short-term)
$wi(j)$	Fade-in window
$wo(j)$	Fade-out window
$wn(j)$	Output of noise generator
$wgn(j)$	Scaled output of noise generator
$fn(j)$	Filtered and scaled noise
$cfecount$	Counter of consecutive 10 ms frame erasures
$w_i(j)$	Window for overlap-add
$w_o(j)$	Window for overlap-add
$h_i$	QMF filter coefficients
$x_L(n)$	Low-band subband signal (8 kHz)
$x_H(n)$	High-band subband signal (8 kHz)
$I_L(n)$	Index for low-band ADPCM coder (8 kHz)
$I_H(n)$	Index for high-band ADPCM coder (8 kHz)
$s_{Lz}(n)$	Low-band predicted signal, zero section contribution
$s_{Lp}(n)$	Low-band predicted signal, pole section contribution
$s_L(n)$	Low-band predicted signal
$e_L(n)$	Low-band prediction error signal
$r_L(n)$	Low-band reconstructed signal
$p_{Li}(n)$	Low-band partial reconstructed truncated signal
$\nabla_L(n)$	Low-band log scale factor
$\Delta_L(n)$	Low-band scale factor
$\nabla_{L,m1}(n)$	Low-band log scale factor, 1st mean
$\nabla_{L,m2}(n)$	Low-band log scale factor, 2nd mean



Symbol	Description
$\nabla_{L,track}(n)$	Low-band log scale factor, tracking
$\nabla_{L,chg}(n)$	Low-band log scale factor, degree of change
$\beta_L(n)$	Stability margin of low-band pole section
$\beta_{L,MA}(n)$	Moving average of stability margin of low-band pole section
$\beta_{L,min}$	Minimum stability margin of low-band pole section
$s_{Hz}(n)$	High-band predicted signal, zero section contribution
$s_{Hp}(n)$	High-band predicted signal, pole section contribution
$s_H(n)$	High-band predicted signal
$e_H(n)$	High-band prediction error signal
$r_H(n)$	High-band reconstructed signal
$r_{H,HP}(n)$	High-band high-pass filtered reconstructed signal
$p_H(n)$	High-band partial reconstructed signal
$p_{H,HP}(n)$	High-band high-pass filtered partial reconstructed signal
$\nabla_H(n)$	High-band log scale factor
$\nabla_{H,m}(n)$	High-band log scale factor, mean
$\nabla_{H,track}(n)$	High-band log scale factor, tracking
$\nabla_{H,chg}(n)$	High-band log scale factor, degree of change
$\alpha_{LP}(n)$	Coefficient for low-pass filtering of high-band log scale factor
$\nabla_{H,LP}(n)$	Low-pass filtered high-band log scale factor
$r_{Le}(n)$	Estimated low-band reconstructed error signal
$es(n)$	Extrapolated signal for time lag calculation of re-phasing
$R_{SUB}(k)$	Sub-sampled normalized cross-correlation
$R(k)$	Normalized cross-correlation
$T_{LSUB}$	Sub-sampled time lag
$T_L$	Time lag for re-phasing
$es_{tw}(n)$	Extrapolated signal for time lag refinement for time-warping
$T_{Lwarp}$	Time lag for time-warping
$x_{warp}(j)$	Time-warped signal (16 kHz)
$es_{ola}(j)$	Extrapolated signal for overlap-add (16 kHz)

### III.5 PLCアルゴリズムの概要記述

理解を容易にするため、6種類のフレームを定義し、本付録での記述で参照する。

- タイプ1： パケット損失後に8フレームを超えて受信したフレーム
- タイプ2： パケット損失の第1および第2損失フレーム
- タイプ3： パケット損失の第3から第6の損失フレーム
- タイプ4： パケット損失の第6フレームを超えた損失フレーム
- タイプ5： パケット損失直後の受信フレーム
- タイプ6： パケット損失後の第2から第8の受信フレーム

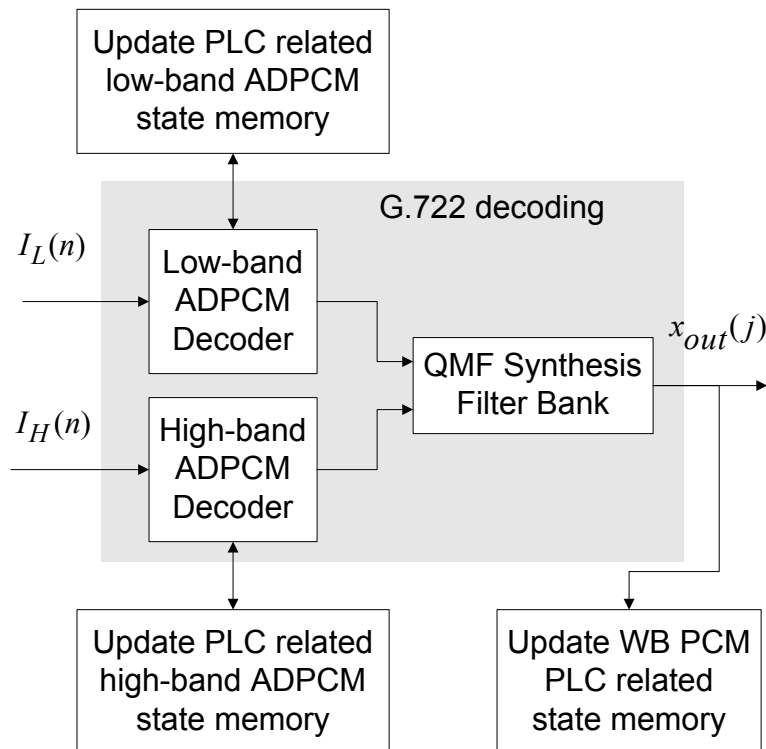
これを、付図Ⅲ-1/J T-G 7 2 2 に時間軸上での例で例示する。P L Cアルゴリズムは、本アルゴリズムに固有な 10ms のフレーム長で動作する。



付図Ⅲ-1/J T-G 7 2 2 Time-line of frame types  
(ITU-T G.722)

#### タイプ1

タイプ1フレームは、P L Cとその関連処理を有効にするための状態メモリの維持と処理を追加した J T-G 7 2 2 に従って復号される。これは、付図Ⅲ-2/J T-G 7 2 2 に示される。

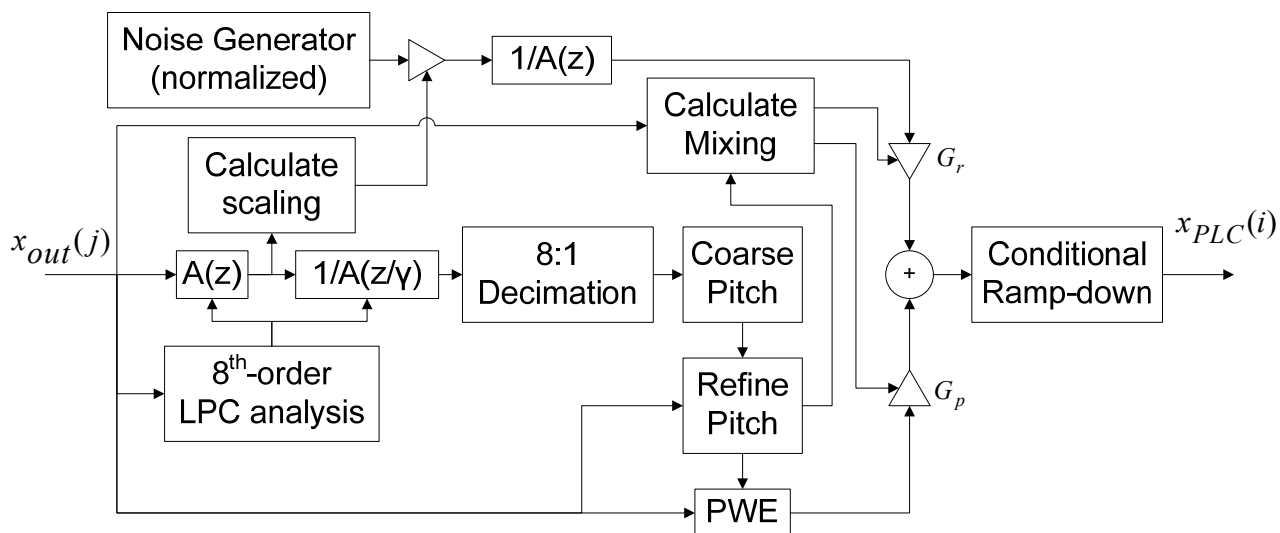


付図Ⅲ-2/J T-G 7 2 2 Regular JT-G722 decoding (Type 1)  
(ITU-T G.722)

#### タイプ2、タイプ3およびタイプ4

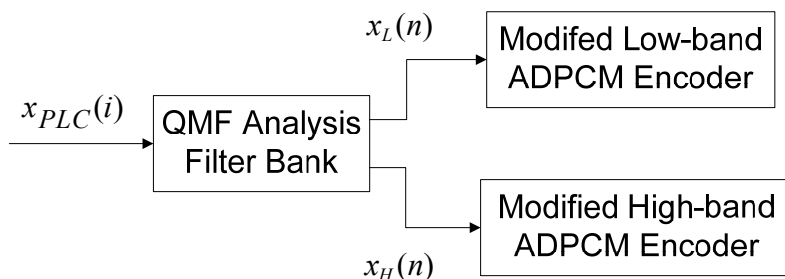
タイプ2、タイプ3およびタイプ4のフレームに対しては、本アルゴリズムは、16kHz 出力信号領域での

広帯域 (WB) PCM PLC を実行する。WB PCM PLC のブロック図を付図Ⅲ-3 / JT-G 7 2 2 に示す。JT-G 7 2 2 の過去の出力音声が入力され、WB PCM PLC に渡される。WB PCM PLC は、周期波形外挿 (PWE) に基づき、またピッチ推定は WB PCM PLC の重要な構成要素である。最初は、重み付き音声領域での (2kHz へ) ダウンサンプルされた信号に基づき、粗いピッチが推定される。次に、元の 16kHz サンプルングを用いた最大限の分解能で、この推定値の精度を上げる。WB PCM PLC の出力は周期的に外挿された波形と LPC で整形された雑音との線形結合である。消失が継続する場合には、出力波形は徐々にミュートされる。ミュートは 20ms のフレーム損失後から始まり 60ms の損失後に終了する。



付図Ⅲ-3 / JT-G 7 2 2 Block diagram of WB PCM PLC (for frames of Type 2, Type 3 and Type 4) (ITU-T G.722)

付図Ⅲ-4 / JT-G 7 2 2 2 に示すとおり、タイプ 2、タイプ 3 およびタイプ 4 のフレームに対しては、WB PCM PLC の出力が JT-G 7 2 2 の QMF 分析フィルタバンクに通されて、対応するサブバンド信号が得られ、その後、修正された低域および高域 ADPCM 符号器へ通され、復号器の状態とメモリを更新する。この更新には、部分的な簡易化された帯域分割 ADPCM 符号器が用いられる。



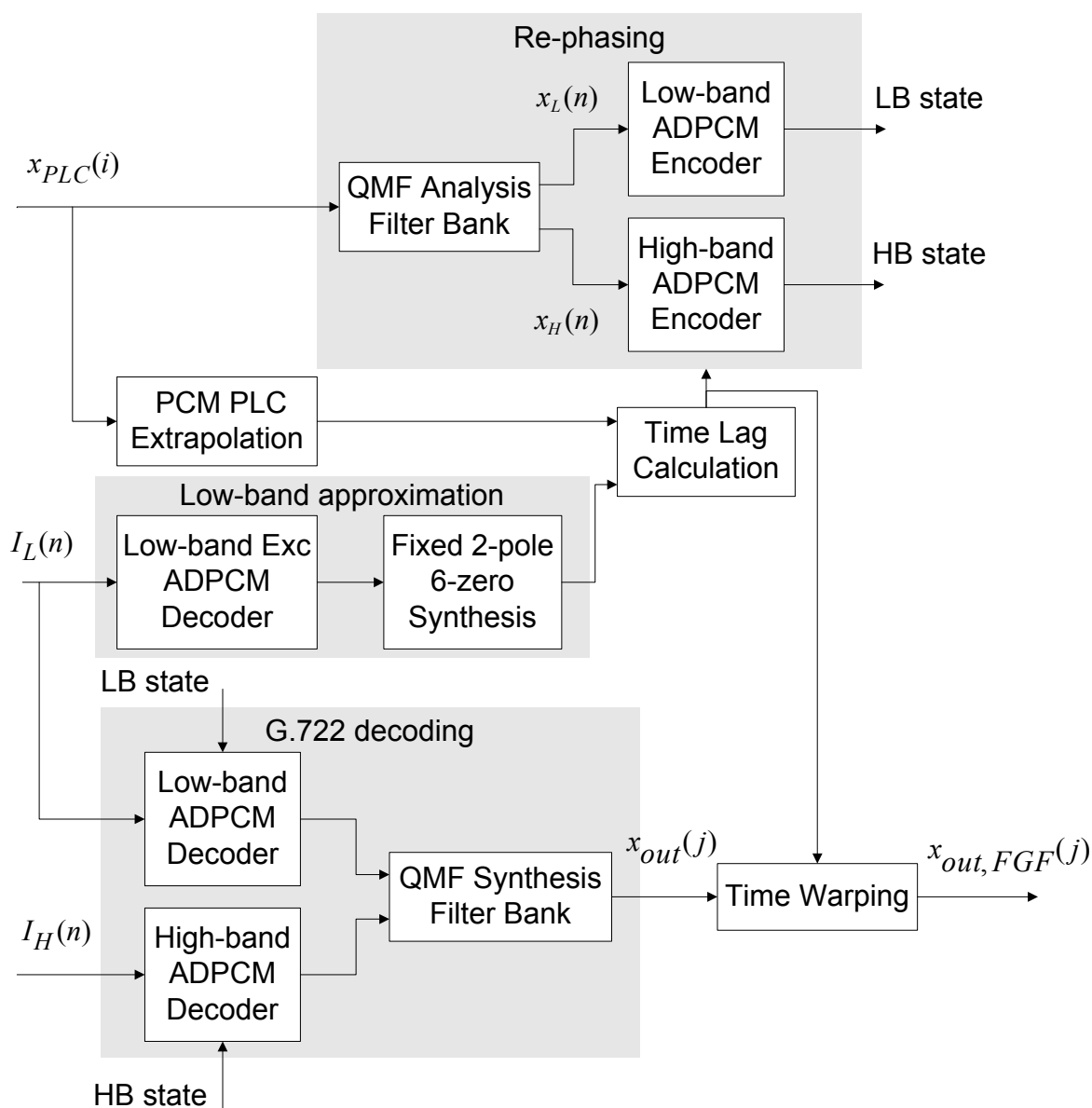
付図Ⅲ-4 / JT-G 7 2 2 Re-encoding of PLC output to update subband ADPCM states (for frames of Type 2, Type 3 and Type 4) (ITU-T G.722)

損失フレームでは、付図Ⅲ-3 / JT-G 7 2 2 および付図Ⅲ-4 / JT-G 7 2 2 に示した処理が行われる。付図Ⅲ-4 / JT-G 7 2 2 の修正された低域および高域 ADPCM 符号器は、低演算量実現のため

簡易化されている。詳細は、Ⅲ.7 節に記述される。通常の符号器と異なるひとつの特徴は信号の特性やパケット損失の継続長に基づく復号器の適応リセットである。

### タイプ 5

最初の受信フレームであるフレームタイプ 5 に対しては、最も複雑な処理が行われ、ここでは、外挿波形から復号波形への過渡処理が行われる。そこで用いられる主要な技術は再位相同期 とタイムワープである。再位相同期 とタイムワープの上位ブロック図を付図Ⅲ-5 / J T-G 7 2 2 に示す。



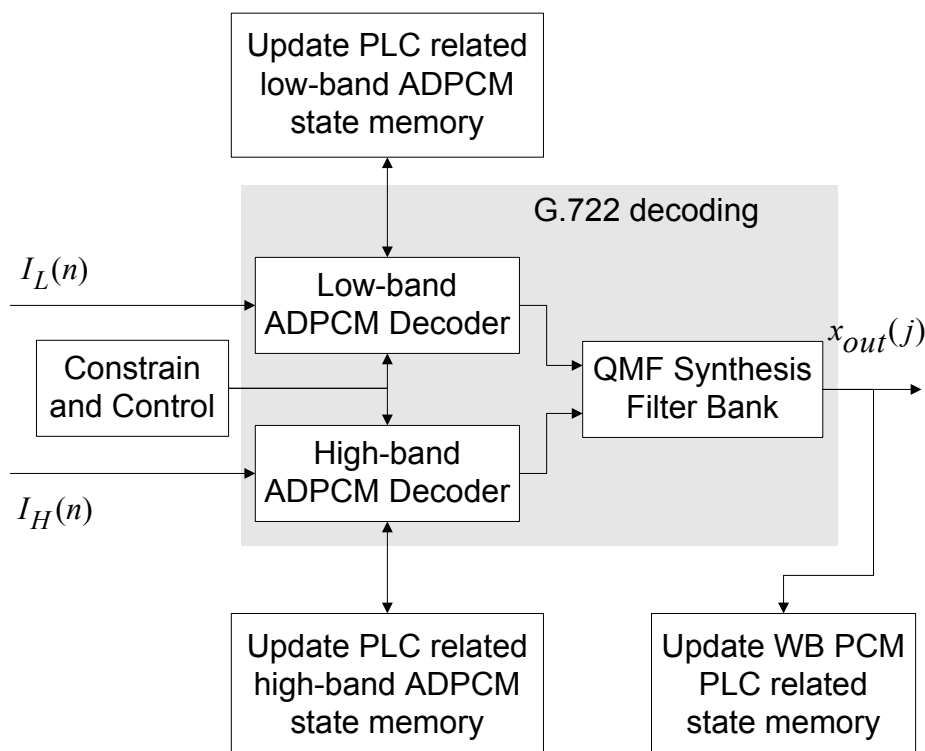
付図Ⅲ-5 / J T-G 7 2 2 Re-phasing and Time-warping (Type 5)  
(ITU-T G.722)

また、最初の受信フレームでは、復号器での QMF 合成フィルタバンクのメモリの更新が必要である。詳細は、Ⅲ.9 節を参照のこと。他にもフレームタイプ 5 で重要な処理が行われる。それは、最初の受信フレームの先頭における低域および高域の対数尺度ファクタの適応設定のような技術を含む (Ⅲ.8.1 節およびⅢ.8.2 節)。更に、フレームタイプ 1 で行われる状態メモリ更新がフレームタイプ 5 に対しても適用される。Ⅲ.8.2.3

節、Ⅲ.8.3 節およびⅢ.8.4 節に記載の技術がタイプ5のフレームに対して適用され、タイプ6のフレームに延長される。

### タイプ5およびタイプ6

タイプ6のフレームは、修正され制約された帯域分割ADPCM復号器で復号される。タイプ6のフレームの復号のブロック図を付図Ⅲ-6/J T-G 7 2 2に示す。



付図Ⅲ-6/J T-G 7 2 2 Constrained and controlled decoding in first received frames (Type 5 and Type 6) (ITU-T G.722)

帯域分割ADPCM復号器の制約および制御は、タイプ5とタイプ6の両方のフレーム、すなわちパケット損失後の最初の80msに対して課せられる。40msを超えては延長しない場合もあるし、継続長や度合いが適応的な場合もある。詳細は、Ⅲ.8節を参照のこと。

誤りなしチャネル条件では、本アルゴリズムはJ T-G 7 2 2とビットイグザクトである。更に、誤り条件でも、本アルゴリズムはパケット損失後の第8フレームを越えたフレームではJ T-G 7 2 2と同一であり、ビット誤りがなければJ T-G 7 2 2の誤りなし出力への収束が期待されるべきものである。

本PLCアルゴリズムは10msの倍数であればどんなサイズのパケットでも対応できる。本PLCアルゴリズムは、10msを超えるサイズのパケットに対しては、単に10ms間隔でパケットサイズ分の回数だけ複数呼び出される。従って以降では、本PLCアルゴリズムは、本アルゴリズムに固有の10msフレームを単位に記述される。

### Ⅲ.6 WB PCM PLC - J T-G 7 2 2出力信号の波形外挿

パケット損失(タイプ2、タイプ3およびタイプ4フレーム)に対応する損失フレームに対して、付図Ⅲ-3/J T-G 7 2 2に示すWB PCM PLC手法により、現フレームを埋めるためにJ T-G 7 2 2の

過去のフレームの出力波形  $x_{out}(j)$  を外挿する。そして、外挿された広帯域信号波形  $x_{PLC}(i)$  は、タイプ 2、タイプ 3 およびタイプ 4 のフレーム区間中では、J T-G 7 2 2 PLC の出力波形として使用される。付図 III-3 / J T-G 7 2 2 での記載の便宜上、信号  $x_{PLC}(i)$  が損失フレームに対する WB PCM PLC により算出された後に、この信号  $x_{PLC}(i)$  は、J T-G 7 2 2 復号器 / PLC システム全体の最終出力信号である  $x_{out}(j)$  のバッファに書き込まれるものとする。付図 III-3 / J T-G 7 2 2 の各々のブロックの詳細を以降の各節で記述する。

### III.6.1 8 次の L P C 分析

現フレームの信号  $x_{out}(j)$  が算出されバッファに格納された後にフレーム処理ループの最後のあたりで、付図 III-3 / J T-G 7 2 2 における 8 次の L P C 分析が行われる。この 8 次の L P C 分析は一般的な自己相関型の L P C 分析であり、現在の受信フレームの信号  $x_{out}(j)$  に対して 10ms の非対称分析窓を用いて行われる。非対称窓は以下で与えられる。

$$w(j) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos\left(\frac{(j+1)\pi}{121}\right) \right], & \text{for } j = 0, 1, 2, \dots, 119 \\ \cos\left(\frac{(j-120)\pi}{80}\right), & \text{for } j = 120, 121, \dots, 159 \end{cases} \quad (1)$$

$x_{out}(0), x_{out}(1), \dots, x_{out}(159)$  を現在の受信フレームの J T-G 7 2 2 復号器 / PLC 出力広帯域信号のサンプルを表すものとする。窓掛け処理は以下のように行われる。

$$x_w(j) = x_{out}(j)w(j), \quad j = 0, 1, 2, \dots, 159 \quad (2)$$

次に、自己相関係数は以下により算出される。

$$r(i) = \sum_{j=i}^{159} x_w(j)x_w(j-i), \quad i = 0, 1, 2, \dots, 8 \quad (3)$$

そして、自己相関係数に対してスペクトル平滑化および白色雑音修正処理が次のように適用される。

$$\hat{r}(i) = \begin{cases} 1.0001 \times r(0), & i = 0 \\ r(i) e^{\frac{-(2\pi i \sigma / f_s)^2}{2}}, & i = 1, 2, \dots, 8 \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $f_s = 16000$  は入力信号の標本化周波数であり、また  $\sigma = 40$  である。

次に、自己相関係数  $\hat{r}(i)$  を L P C 予測係数  $\hat{a}_i, i = 0, 1, \dots, 8$  に変換するためにレビンソンダービン反復法が用いられる。もし、レビンソンダービン反復を完了する前に不完全で終了する場合（例えば、予測残差エネルギー  $E(i)$  が零より小さいために）、直前フレームの短期予測係数が現フレームにも用いられる。このような例外処理を行うために、 $\hat{a}_i$  の配列に対しては初期値が必要である。その配列  $\hat{a}_i$  の初期値には、 $\hat{a}_0 = 1$  および  $\hat{a}_i = 0 (i = 1, 2, \dots, 8)$  が設定される。レビンソンダービン反復アルゴリズムは以下で規定される。

1. もし  $\hat{r}(0) \leq 0$  であれば、直前フレームの配列  $\hat{a}_i$  を使い、レビンソンダービン反復を終了する。
2.  $E(0) = \hat{r}(0)$
3.  $k_1 = -\hat{r}(1) / \hat{r}(0)$
4.  $\hat{a}_1^{(1)} = k_1$

5.  $E(1) = (1 - k_1^2)E(0)$
6. もし  $E(1) \leq 0$  であれば、直前フレームの配列  $\hat{a}_i$  を用い、レビンソン-ダービン反復を終了する。
7.  $i = 2, 3, 4, \dots, 8$  に対して以下を行う：

$$k_i = \frac{-\hat{r}(i) - \sum_{j=1}^{i-1} \hat{a}_j^{(i-1)} \hat{r}(i-j)}{E(i-1)}$$

$$\hat{a}_i^{(i)} = k_i$$

$$\hat{a}_j^{(i)} = \hat{a}_j^{(i-1)} + k_i \hat{a}_{i-j}^{(i-1)}, \text{ for } j=1, 2, \dots, i-1$$

$$E(i) = (1 - k_i^2)E(i-1).$$

もし  $E(i) \leq 0$  であれば、直前フレームの配列  $\hat{a}_i$  を用い、レビンソン-ダービン反復を終了する。

もし反復が不完全で終了する場合、直前フレームの配列  $\hat{a}_i$  を用いる。反復が成功して完了した場合（通常のケース）、下記のようにLPC予測係数が得られる。

$$\hat{a}_0 = 1 \tag{5}$$

$$\hat{a}_i = \hat{a}_i^{(8)}, \text{ for } i = 1, 2, \dots, 8 \tag{6}$$

上記により求められた係数に対して、下記のように帯域拡張処理を適用することにより最終的なLPC予測係数セットが得られる。

$$a_i = (0.96852)^i \hat{a}_i, \text{ for } i = 0, 1, \dots, 8 \tag{7}$$

### III.6.2 短期予測残差信号の算出

付図III-3/JTG722の“**A(z)**”で示されたブロックは、短期線形予測誤差フィルタを表し、そのフィルタ係数は上記で算出された  $a_i$  ( $i = 0, 1, \dots, 8$ ) の係数である。このブロックは、8次のLPC分析の後に行われる。このブロックでは短期予測残差信号  $d(j)$  を下記のように算出する。

$$d(j) = x_{out}(j) + \sum_{i=1}^8 a_i \cdot x_{out}(j-i), \text{ for } j=0, 1, 2, \dots, 159 \tag{8}$$

ここで、現フレームの時間サンプル番号  $n$  は、直前フレームの時間サンプル番号から連続しているものとする。つまり、 $0, 1, 2, \dots, 159$  の時間サンプル番号の範囲が現フレームを表しているとする、 $-160, -159, \dots, -1$  の時間サンプル番号の範囲は直前フレームを表す。このように、上記式においては、サンプル番号  $(j-i)$  が負の場合は、それは直前フレームの最後尾近傍の信号サンプルを示している。

### III.6.3 スケーリング係数の算出

付図III-3/JTG722の“**Calculate Scaling**”で示されたブロックでは、現フレームの短期予測残差信号の平均振幅を算出する。このブロックは、III.6.2節で示された短期予測残差信号  $d(j)$  の算出の後に行われる。この平均振幅  $avm$  は、下記のように算出される。

$$avm = \frac{1}{160} \sum_{j=0}^{159} |d(j)| \tag{9}$$

次フレームが損失フレーム（パケット損失に相当）の場合、もし、現フレームが十分に無声である場合には、この平均振幅  $avm$  を、白色ガウス雑音系列の振幅を調整するためのスケーリング係数として用いる。

### III.6.4 重み付き音声信号の算出

付図III-3/J T-G 7 2 2の“1/A(z/γ)”で示されたブロックは、重み付け短期合成フィルタを表す。このブロックでは、現フレームの短期予測残差信号  $d(j)$  の算出の後に行われる。このフィルタの係数  $a'_i$  ( $i=0, 1, \dots, 8$ ) は  $\gamma_1=0.75$  を用いて下記のように求められる。

$$a'_i = \gamma_1^i a_i, \text{ for } i = 1, 2, \dots, 8 \quad (10)$$

短期予測残差信号  $d(j)$  はこの重み付け短期合成フィルタにかけられる。その結果得られる出力の重み付け音声信号  $xw(j)$  は、下記により算出される。

$$xw(j) = d(j) - \sum_{i=1}^8 a'_i \cdot xw(j-i), \text{ for } j=0, 1, 2, \dots, 159 \quad (11)$$

### III.6.5 8対1間引き処理

重み付け音声信号は 60 次の最小位相 F I R 低域通過フィルタにかけられ、低域通過フィルタ処理後の 16kHz 重み付け音声信号を 2kHz のダウンサンプルされた重み付け音声信号  $xwd(n)$  にダウンサンプルするための 8対1間引き処理が行われる。この間引き処理は、重み付け音声信号  $xw(j)$  の算出後に行われる。演算量を削減するため、F I R 低域通過フィルタ処理は  $xwd(n)$  の新たなサンプルが必要になった場合にのみ行われる。ダウンサンプルされた重み付け音声信号  $xwd(n)$  は下記のように算出される。

$$xwd(n) = \sum_{i=0}^{59} b_i \cdot xw(8n+7-i), \text{ for } n=0, 1, 2, \dots, 19 \quad (12)$$

ここで、 $b_i$  ( $i=0, 1, 2, \dots, 59$ ) は、付表III-3/J T-G 7 2 2に示す 60 次の F I R 低域通過フィルタのフィルタ係数である。

付表III-3/J T-G 7 2 2 Coefficients for 60th order FIR filter  
(ITU-T G.722)

Lag, $i$	$b_i$ in Q15	Lag, $i$	$b_i$ in Q15	Lag, $i$	$b_i$ in Q15
0	1209	20	-618	40	313
1	728	21	-941	41	143
2	1120	22	-1168	42	-6
3	1460	23	-1289	43	-126
4	1845	24	-1298	44	-211
5	2202	25	-1199	45	-259
6	2533	26	-995	46	-273
7	2809	27	-701	47	-254
8	3030	28	-348	48	-210
9	3169	29	20	49	-152
10	3207	30	165	50	-89
11	3124	31	365	51	-30
12	2927	32	607	52	21
13	2631	33	782	53	58
14	2257	34	885	54	81



Lag, $i$	$b_i$ in Q15	Lag, $i$	$b_i$ in Q15	Lag, $i$	$b_i$ in Q15
15	1814	35	916	55	89
16	1317	36	881	56	84
17	789	37	790	57	66
18	267	38	654	58	41
19	-211	39	490	59	17

### III.6.6 粗いピッチ周期抽出

演算量を低減するために、WB PCM PLCではピッチ抽出を次の2段階で実施する。(1) 2 kHz 分解能に間引きされた信号で粗いピッチ周期を決定、(2) 16 kHz 分解能の間引きされていない信号でピッチ周期を高精度化。このようなピッチ抽出は、フレームを受信しているときのみ、ダウンサンプルされた重み付け音声信号  $xwd(n)$  が算出された後に実行される。本節では、付図III-3/J T-G 7 2 2で”Coarse Pitch”ブロックとして記載されている、第1段階の粗いピッチ周期抽出アルゴリズムについて記載する。本アルゴリズムは、いくつかの追加の決定論理を伴う正規化相互相関の最大化に基づいている。

15ms のピッチ分析窓が粗いピッチ周期抽出に使用される。ピッチ分析窓の最後尾は現在のフレームの最後尾に等しい。サンプリングレート 2 kHz においては、15 ms は 30 サンプルに対応する。一般性を損なわないよう、インデックスの範囲  $n = 0$  から  $n = 29$  は、 $xwd(n)$  のピッチ分析窓に対応させる。粗いピッチ周期抽出アルゴリズムでは、まず、 $k = MINPPD - 1$  から  $k = MAXPPD + 1$  の全ての整数に対して以下の値を計算する。

$$c(k) = \sum_{n=0}^{29} xwd(n)xwd(n-k) \quad (13)$$

$$E(k) = \sum_{n=0}^{29} [xwd(n-k)]^2 \quad (14)$$

$$c2(k) = \begin{cases} c^2(k), & \text{if } c(k) \geq 0 \\ -c^2(k), & \text{if } c(k) < 0 \end{cases} \quad (15)$$

ここで、 $MINPPD = 5$  および  $MAXPPD = 33$  であり、各々、間引きされた領域での最小および最大のピッチ周期を表す。粗いピッチ周期抽出アルゴリズムでは、配列  $\{c2(k)/E(k)\}$  内の全ての  $c(k) > 0$  である極大値を見つけるために、 $k = MINPPD, MINPPD + 1, MINPPD + 2, \dots, MAXPPD$  の範囲を探索する（隣り合う値が共に自身よりも小さいものを極大値とする）。 $N_p$  は、そのような正の極大値の個数を表す。 $k_p(j), j = 1, 2, \dots, N_p$  は、 $c2(k_p(j))/E(k_p(j))$  が極大値で  $c(k_p(j)) > 0$  であるインデックスを表し、 $k_p(1) < k_p(2) < \dots < k_p(N_p)$  とする。便宜上、 $c2(k)/E(k)$  を”正規化相関二乗”と呼ぶ。

$N_p = 0$ 、すなわち、関数  $c2(k)/E(k)$  で正の極大値が無いとき、このアルゴリズムは最大の負の極大値を  $|c2(k)/E(k)|$  の最大値で探索する。そのような最大の負の極大値が見つかった場合、対応するインデックス  $k$  は粗いピッチ周期出力  $cpp$  として使用され、本ブロックの処理が終了する、正規化相関二乗関数  $c2(k)/E(k)$  に正の極大値も負の極大値も存在しないとき、粗いピッチ周期出力は  $cpp = MINPPD$  にセットされ、本ブロックの処理が終了する。 $N_p = 1$  ならば、粗いピッチ周期出力は  $cpp = k_p(1)$  にセットされ、本ブロックの処理が終了する。

2つ以上の極大値が存在するとき ( $N_p \geq 2$ )、粗いピッチ周期出力  $cpp$  を決定するために、本ブロックではアルゴリズム 2.5.1、2.5.2、2.5.3、及び 2.5.4（以下に記述する）を順に用いる。4つのアルゴリズムにおいて前段のアルゴリズムで計算された変数は持ち越され、後段のアルゴリズムで用いられる。

以下のアルゴリズム 2.5.1 は、正規化相関二乗  $c2(k_p)/E(k_p)$  の極大値近傍の最大の2次補間のピークを識別するために使用される。 $E(k_p)$  に対しては線形補間が実行されるが、 $c(k_p)$  に対しては2次補間が実行される。これらの補間は 16kHz の間引きなしの音声信号の時間分解能で実行される。以下のアルゴリズムでは、

$D$  は  $xw(n)$  を  $xwd(n)$  へ間引くときの間引きファクタを表す。従って、ここでは  $D=8$  である。

・ アルゴリズム 2.5.1 -  $c2(k_p)/E(k_p)$  の近傍での最大の2次補間ピークを見つける：

(i)  $c2max = -1$ 、 $Emax = 1$ 、 $jmax = 0$  にセットする。

(ii)  $j=1, 2, \dots, N_p$  に対して、以下の12ステップを実行する：

1.  $a = 0.5 [c(k_p(j)+1) + c(k_p(j)-1)] - c(k_p(j))$  にセットする。

2.  $b = 0.5 [c(k_p(j)+1) - c(k_p(j)-1)]$  にセットする。

3.  $ji = 0$  にセットする。

4.  $ei = E(k_p(j))$  にセットする。

5.  $c2m = c2(k_p(j))$  にセットする。

6.  $Em = E(k_p(j))$  にセットする。

7.  $c2(k_p(j)+1)E(k_p(j)-1) > c2(k_p(j)-1)E(k_p(j)+1)$  ならば、ステップ7の以下処理を実行：

$$\Delta = [E(k_p(j)+1) - ei] / D$$

$k = 1, 2, \dots, D/2$  に対して、ステップ7の以下処理を実行：

$$ci = a (k/D)^2 + b (k/D) + c(k_p(j))$$

$$ei \leftarrow ei + \Delta$$

$(ci)^2 Em > (c2m) ei$  ならば、以下の3行を実行：

$$ji = k$$

$$c2m = (ci)^2$$

$$Em = ei$$

8.  $c2(k_p(j)+1)E(k_p(j)-1) \leq c2(k_p(j)-1)E(k_p(j)+1)$  ならば、ステップ8の以下処理を実行：

$$\Delta = [E(k_p(j)-1) - ei] / D$$

$k = -1, -2, \dots, -D/2$  に対して、ステップ8の以下処理を実行：

$$ci = a (k/D)^2 + b (k/D) + c(k_p(j))$$

$$ei \leftarrow ei + \Delta$$

$(ci)^2 Em > (c2m) ei$  ならば、以下の3行を実行：

$$ji = k$$

$$c2m = (ci)^2$$

$$Em = ei$$

9.  $lag(j) = k_p(j) + ji/D$  にセットする。

10.  $c2i(j) = c2m$  にセットする。

11.  $Ei(j) = Em$  にセットする。

12.  $c2m \times Emax > c2max \times Em$  ならば、以下の3行を実行：

$$jmax = j$$

$$c2max = c2m$$

$$Emax = Em$$

(iii) 粗いピッチ周期の第1候補を  $cpp = lag(jmax)$  としてセットする。

シンボル←は、左側のパラメータを右側の値で更新することを示す

真の粗いピッチ周期の整数倍付近の粗いピッチ周期を選定することを避けるために、直前フレームの粗いピッチ周期出力  $cpplast$  に十分に近いタイムラグがあるかどうか、 $c2(k_p)/E(k_p)$  の極大値に対応するタイムラグの探索が実行される（最初のフレームのために、 $cpplast$  は 12 に初期化される）。タイムラグが  $cpplast$  の 25%以内ならば、十分に近いと考えられる。 $cpplast$  の 25%以内の全てのタイムラグに対して、対応する正規化相関二乗  $c2(k_p)/E(k_p)$  の 2 次補間のピーク値が比較され、最大の正規化相関二乗に対応する補間されたタイムラグがさらなる検討のために選択される。以下のアルゴリズム 2.5.2 は上述のタスクを実行する。上述のアルゴリズム 2.5.1 で算出された補間された配列  $c2i(j)$  および  $Ei(j)$  はこのアルゴリズムで使用される。

・アルゴリズム 2.5.2 –直前フレームの粗いピッチ周期出力に近い全てのタイムラグのうち補間された  $c2(k_p)/E(k_p)$  を最大化するタイムラグを見つける：

- (i) インデックス  $im = -1$  にセットする。
- (ii)  $c2m = -1$  にセットする。
- (iii)  $Em = 1$  にセットする。
- (iv)  $j = 1, 2, \dots, N_p$  に対して、以下を実行

$|k_p(j) - cpplast| \leq 0.25 \times cpplast$  ならば、以下を実行

$c2i(j) \times Em > c2m \times Ei(j)$  ならば、以下の 3 行を実行

$$im = j$$

$$c2m = c2i(j)$$

$$Em = Ei(j)$$

ここで留意すべきは、 $cpplast$  の 25%以内のタイムラグ  $k_p(j)$  が存在しなければ、インデックス  $im$  の値はアルゴリズム 2.5.2 が実行された後も  $-1$  に留まるということである。 $cpplast$  の 25%以内のタイムラグが 1 つ以上あれば、インデックス  $im$  はそれらのタイムラグのうち最大の正規化相関二乗に対応する。

次に、アルゴリズム 2.5.3 は、粗いピッチ周期出力として、ピッチ範囲前半中の別のタイムラグを選択すべきかどうか決定する。実際には、16 未満の補間されたタイムラグ  $lag(j)$  を探索し、最大 32 までの、その値の整数倍（その値を含む）近くで、十分に大きい正規化相関二乗の極大値があるかをチェックする。この条件を満足するタイムラグが 1 つ以上あれば、それらのタイムラグのうち最小値が粗いピッチ周期出力として選択される。

さらに、上記アルゴリズム 2.5.1 および 2.5.2 で算出された変数が、以下のアルゴリズム 2.5.3 へ最終値として持ち越される。下記の中で、パラメータ  $MPDTH$  は 0.06、そして閾値配列  $MPTH(k)$  は  $MPTH(2) = 0.7$ 、 $MPTH(3) = 0.55$ 、 $MPTH(4) = 0.48$ 、 $MPTH(5) = 0.37$ 、および  $MPTH(k) = 0.30$  ( $k > 5$  のとき) として与えられる。

・アルゴリズム 2.5.3 -粗いピッチ周期出力として、粗いピッチ周期範囲前半中の別のタイムラグを選択すべきかどうかチェックする：

$j = 1, 2, 3, \dots, N_p$  に対して、その順番で、 $lag(j) < 16$  の間以下を実行：

- (i)  $j \neq im$  ならば、 $threshold = 0.73$  に設定；そうでなければ、 $threshold = 0.4$  に設定。
- (ii)  $c2i(j) \times Emax \leq threshold \times c2max \times Ei(j)$  ならば、この  $j$  を不適当とみなし、この  $j$  に対しては ステップ(iii)をスキップ。 $j$  を 1 インクリメントしてステップ(i)へ戻る。

(iii)  $c2i(j) \times Emax > threshold \times c2max \times Ei(j)$ ならば、以下を実行：

a)  $k=2, 3, 4, \dots$  に対して、 $k \times lag(j) < 32$ の間以下を実行：

1.  $s = k \times lag(j)$

2.  $a = (1 - MPDTH) s$

3.  $b = (1 + MPDTH) s$

4.  $m = j+1, j+2, j+3, \dots, N_p$  に対して、この順番で、 $a$  と  $b$  との間のタイムラグ  $lag(m)$  があるかどうかを確かめる。 $a$  と  $b$  との間のタイムラグが無ければ、この  $j$  を不適当とみなし、ステップ(iii)を止め、 $j$  を 1 インクリメントしてステップ(i)へ戻る。 $a < lag(m) \leq b$  かつ  $c2i(m) \times Emax > MPTH(k) \times c2max \times Ei(m)$ を満足する  $m$  が少なくとも 1 つあったならば、 $lag(j)$ の  $k$  番目の整数倍近傍に正規化相関二乗の十分に大きいピークが見つかったと考えられ、この場合、ステップ(iii) a) 4.をやめて、 $k$  を 1 インクリメントして、ステップ(iii) a) 1.へ戻る。

b) step (iii) a) が不完全に停止することなく完了したら、すなわち、32 未満である  $lag(j)$ の全ての整数倍の $\pm 100 \times MPDTH\%$  以内で正規化相関二乗の十分に大きい補間されたピークがあったら、本アルゴリズムを停止し、アルゴリズム 2.5.4 をスキップして、粗いピッチ周期の最終出力として  $c_{pp} = lag(j)$ をセットする。

上記アルゴリズム 2.5.3 が粗いピッチ周期  $c_{pp}$  の的確な出力を見つけることなく完了したら、アルゴリズム 2.5.4 は直前フレームの粗いピッチ周期付近の正規化相関二乗の最大の極大値を調べ、上記アルゴリズム 2.5.2 で示したように、粗いピッチ周期  $c_{pp}$  出力を最終決定する。再び、変数が上記アルゴリズム 2.5.1 および 2.5.2 で算出され、それらの最終値を下記アルゴリズム 2.5.4 へ伝える。下記の中で、パラメータは  $SMDTH = 0.095$  および  $LPTH1 = 0.78$  である。

・アルゴリズム 2.5.4: 粗いピッチ周期出力の最終決定

(i)  $im = -1$  ならば、すなわち、直前フレームの粗いピッチ周期付近に十分に大きい正規化相関二乗が無かったら、アルゴリズム 2.5.1 の最後で算出された  $c_{pp}$  を粗いピッチ周期の最終出力として使用し、本アルゴリズムを終了する。

(ii)  $im = jmax$  ならば、すなわち、直前フレームの粗いピッチ周期付近の正規化相関二乗の最大の極大値が、このフレームの中で正規化相関二乗の全ての補間されたピークの全体の最大値であるならば、アルゴリズム 2.5.1 の最後で算出された  $c_{pp}$  を粗いピッチ周期の最終出力として使用し、本アルゴリズムを終了する。

(iii)  $im < jmax$  ならば、以下の処理を実行する：

$c2m \times Emax > 0.43 \times c2max \times Em$  ならば、以下の処理を実行する：

a)  $lag(im) > MAXPPD/2$  ならば、出力  $c_{pp} = lag(im)$ にセットし本アルゴリズムを終了する。

b) そうでなければ、for  $k=2, 3, 4, 5$  に対して、以下の処理を実行する：

1.  $s = lag(jmax) / k$

2.  $a = (1 - SMDTH) s$

3.  $b = (1 + SMDTH) s$

4.  $lag(im) > a$  かつ  $lag(im) < b$  ならば、出力  $c_{pp} = lag(im)$ にセットし本アルゴリズムを終了する。

(v)  $im > jmax$  ならば、以下の処理を実行する：

$c2m \times Emax > LPTH1 \times c2max \times Em$  ならば、出力  $c_{pp} = lag(im)$ にセットし本アルゴリズムを終了する。

(vi) アルゴリズムの実行がここまで進んだということは、上記のどのステップでも粗いピッチ周期の最終出

力値を選択しなかったということである。この場合、アルゴリズム 2.5.1 の最後に算出された  $cpp$  を粗いピッチ周期の最終出力値として受け入れる。

### Ⅲ.6.7 ピッチ周期の高精度化

付図Ⅲ-3/J T-G 7 2 2 で” Refine Pitch” というラベルがついているブロックは、J T-G 7 2 2 で復号された音声信号出力の最大限の 16 kHz 時間分解能で、粗いピッチ周期の近傍を探索することによって、ピッチ周期抽出アルゴリズムの第 2 段階の処理を実行する。本ブロックはまず、粗いピッチ周期  $cpp$  に、間引きファクタ  $D$  ( $D=8$ ) を乗じることにより、間引きされていない信号領域へ変換する。ピッチ高精度化分析窓のサイズ  $WSZ$  として、 $cpp \times D$  サンプルと 160 サンプル (10 ms に相当) との小さいほうが選ばれる：  
 $WSZ = \min (cpp \times D, 160)$ 。

次に、探索範囲の下限が  $lb = \max(MINPP, cpp \times D - 4)$  で算出され、ここで  $MINPP = 40$  サンプルは最小のピッチ周期である。探索範囲の上限は  $\min(MAXPP, cpp \times D + 4)$  で算出され、ここで  $MAXPP = 265$  サンプルは最大のピッチ周期である。

本ブロックは、合計  $XQOFF = MAXPP + 1 + FRSZ$  サンプルの J T-G 7 2 2 で復号された 16 kHz の音声信号  $x_{out}(j)$  をバッファに保持するようになっており、ここで  $FRSZ = 160$  はフレームサイズである。このバッファの最後の  $FRSZ$  サンプルは、現フレームの J T-G 7 2 2 で復号された音声信号からなる。最初の  $MAXPP + 1$  は、現フレームの直前のフレームの J T-G 7 2 2 復号器/PLC 出力信号で占められている。分析窓の最後のサンプルは、現フレームの最後のサンプルに配置される。インデックス範囲  $j=0 \sim j=WS-1$  が分析窓に対応し、これは  $x_{out}(j)$  バッファの最後の  $WSZ$  サンプルであり、負のインデックスは分析窓より前のサンプルを示す。以下の間引きされていない信号領域における相関とエネルギーの条件によって、探索範囲  $[lb, ub]$  の範囲内でタイムラグ  $k$  を算出する。

$$\tilde{c}(k) = \sum_{j=0}^{WSZ-1} x_{out}(j)x_{out}(j-k) \quad (16)$$

$$\tilde{E}(k) = \sum_{j=0}^{WSZ-1} x_{out}(j-k)^2 \quad (17)$$

比率  $\tilde{c}^2(k)/\tilde{E}(k)$  を最大化するタイムラグ  $k \in [lb, ub]$  が、最終の高精度化されたピッチ周期として選択される。すなわち、

$$ppfe = \arg \max_{k \in [lb, ub]} \left[ \frac{\tilde{c}^2(k)}{\tilde{E}(k)} \right] \quad (18)$$

次に、ブロック” Refine Pitch” はまた、ピッチに関連した更に 2 つのスケーリング係数を算出する。まず 1 つ目は  $ptfe$  と呼ばれる、フレーム損失のピッチタップである。これは周期波形の外挿に使用されるスケーリング係数である。これは、分析窓の  $x_{out}(j)$  信号の大きさの平均値と、 $x_{out}(j)$  信号の  $ppfe$  サンプル前の部分の大きさの平均値との比率として算出され、これら 2 つの信号部分の相関と同じ極性である。

$$ptfe = \text{sign}(\tilde{c}(ppfe)) \left[ \frac{\sum_{j=0}^{WSZ-1} |x_{out}(j)|}{\sum_{j=0}^{WSZ-1} |x_{out}(j - ppfe)|} \right] \quad (19)$$

$\sum_{j=0}^{WSZ-1} |x_{out}(j - ppfe)| = 0$  となるケースでは、 $ptfe$  は 0 にセットされる。 $ptfe$  が算出されると、 $ptfe$  の値の範囲は  $[-1, 1]$  となる。

2 つ目のピッチに関連したスケーリング係数は  $ppt$  と呼ばれる、ピッチ予測器タップである。これは長期フィルタのリングング信号(後述する)を算出するために使用される。これは  $ppt = 0.75 \times ptfe$  で算出される。

### III.6.8 混合比の算出

付図III-3/J T-G 7 2 2で” Calculate Mixing” というラベルがついているブロックは、周期的に外挿される波形と、フィルタ処理された雑音信号との混合比を決定するために、評価値を算出する。この演算は、各々のパケット損失の最初の損失フレームの間だけ実行され、結果として生じる混合比は、特定のパケット損失の全体に渡って使用される。評価値は3つの信号特性（対数利得，1次の正規化自己相関およびピッチ予測利得）の重み付け加算である。各々は以下で計算される。

$$x_{out}(j) \text{ に III.6.7 節と同じ記号を付与し、ピッチ高精度化分析窓における } x_{out}(j) \text{ の信号エネルギーは、}$$

$$sige = \sum_{j=0}^{WSZ-1} x_{out}^2(j) \quad (20)$$

であり、底2の対数利得  $lg$  は次のように計算される。

$$lg = \begin{cases} \log_2(sige) & , \text{if } sige \neq 0 \\ 0 & , \text{if } sige = 0 \end{cases} \quad (21)$$

もし  $\tilde{E}(ppfe) \neq 0$  ならば、ピッチ予測残差エネルギーは次のように計算される。

$$rese = sige - \tilde{c}^2(ppfe) / \tilde{E}(ppfe) \quad (22)$$

そして、ピッチ予測利得  $pg$  は次のように計算される。

$$pg = \begin{cases} 10 \log_{10} \left( \frac{sige}{rese} \right) & , \text{if } rese \neq 0 \\ 20 & , \text{if } rese = 0 \end{cases} \quad (23)$$

もし、 $\tilde{E}(ppfe) = 0$  ならば、 $pg = 0$  にセットする。 $sige = 0$  ならば、同様に  $pg = 0$  にセットする。

1 次の正規化自己相関  $\rho_1$  は、次のように計算される。

$$\rho_1 = \begin{cases} \left[ \frac{\sum_{j=0}^{WSZ-2} x_{out}(j)x_{out}(j+1)}{sige} \right] & , \text{if } sige \neq 0 \\ 0 & , \text{if } sige = 0 \end{cases} \quad (24)$$

これら3つの信号特性が得られた後、評価値は次のように計算される。

$$merit = lg + pg + 12\rho_1 \quad (25)$$

上記で算出された  $merit$  は2つのスケーリング係数  $Gp$  および  $Gr$  を決定し、そしてそれは事実上、周期的に外挿される波形と、フィルタ処理された雑音信号との混合比を決定する。 $merit$  に対して2つの閾値が使用される： $merit$  の高い閾値  $MHI$  および  $merit$  の低い閾値  $MLO$ 。これらの閾値は  $MHI = 28$  および  $MLO = 20$  にセットされる。ランダム（フィルタ処理された雑音）成分に対するスケーリング係数  $Gr$  は次のように計算される。

$$Gr = \frac{MHI - merit}{MHI - MLO} \quad (26)$$

そして、周期成分に対するスケーリング係数  $Gp$  は以下のように計算される。

$$Gp = 1 - Gr \quad (27)$$

### III.6.9 周期波形の外挿

付図III-3/J T-G 7 2 2で” Periodic Waveform Extrapolation” というラベルがついているブロックは、 $merit > MLO$  ならば、損失フレームの間中、以前の出力音声信号波形を周期的に外挿する。

各々のパケット損失の最初の損失フレームで、フレーム毎にインクリメントされる平均ピッチ周期が算出される。ピッチ周期履歴バッファ  $pph(m)$ ,  $m = 1, 2, \dots, 5$  は、過去5フレームのピッチ周期  $ppfe$  を保持する。平均ピッチ周期のインクリメントは以下のようにして得ることができる。直前のフレームから開始して、それに先行するフレームからそのフレームへのピッチ周期のインクリメントを算出する（負の値はピッチ周期のデクリメントを意味する）、ピッチ周期のインクリメントが0ならば、アルゴリズムは先行するフレームの

ピッチ周期のインクリメントをチェックする。この処理は0以外のピッチ周期インクリメントが見つかるか、4フレーム過去のフレームを調べるまで続く。過去5フレーム全てが同一のピッチ周期ならば、平均ピッチ周期インクリメントはゼロにセットされる。それ以外は、ゼロ以外のピッチ周期インクリメントが  $m$  個前のフレームで見つかり、かつ、ピッチ周期インクリメントの大きさがそのフレームのピッチ周期の5%未満であったならば、そのフレームの平均ピッチ周期インクリメント  $ppinc$  が、 $m$  で除算することにより得られ、その結果得られる値は $[-1, 2]$ の範囲に制限される。

パケット損失の2つ目の連続損失フレームで、平均ピッチ周期インクリメント  $ppinc$  は、ピッチ周期  $ppfe$  に加算され、結果として得られる数は、最も近い整数に丸められ $[MINPP, MAXPP]$ の範囲に制限される。

現在のフレームがパケット損失の最初の損失フレームならば、いわゆる”リンギング信号”が算出され、フレームの始まりの波形遷移をスムーズにするためのオーバーラップ加算に使用される、リンギング信号と周期的に外挿される波形のオーバーラップ長は、最初の損失フレームでは20サンプルである。インデックスの範囲  $j=0, 1, 2, \dots, 19$  は、現時点の最初の損失フレームの最初の20サンプルに対応し、それはオーバーラップ周期であり、負のインデックスは過去のフレームに対応する。長期リンギング信号は、短期間予測残差信号のスケーリングされたものとして得られ、その信号はオーバーラップ加算周期よりも1ピッチ周期早い信号である。

$$ltring(j) = x_{out}(j - ppfe) + \sum_{i=1}^8 a_i \cdot x_{out}(j - ppfe - i), \text{ for } j = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (28)$$

20サンプルの  $ltring(j)$  が算出されたら、それらはIII.6.7節で算出されたスケーリング係数  $ppt$  によってスケーリングされる。

$$ltring(j) \leftarrow ppt \cdot ltring(j), \text{ for } j = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (29)$$

フィルタメモリ  $ring(j), j = -8, -7, \dots, -1$  は直前フレームの  $x_{out}(j)$  信号の最後の8サンプルの値に初期化され。最終的なリンギング信号は以下のように得られる。

$$ring(j) = ltring(j) - \sum_{i=1}^8 a_i \cdot ring(j - i), \text{ for } j = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (30)$$

インデックス範囲  $j=0, 1, 2, \dots, 159$  は現在の最初の損失フレームに対応し、インデックス範囲  $j=160, 161, 162, \dots, 209$  は次のフレームの最初の50サンプルに対応する。さらに、 $wi(j)$  および  $wo(j), j=0, 1, \dots, 19$  は、各々、フェードインおよびフェードアウトの三角窓に対応し、故に  $wi(j) + wo(j) = 1$  である。そして、周期的な波形の外挿は以下の2段階で実行される。

$$\text{Step1: } x_{out}(j) = wi(j) \cdot ptfe \cdot x_{out}(n - ppfe) + wo(j) \cdot ring(j), \text{ for } j = 0, 1, 2, \dots, 19 \quad (31)$$

$$\text{Step2: } x_{out}(j) = ptfe \cdot x_{out}(j - ppfe), \text{ for } j = 20, 21, 22, \dots, 209 \quad (32)$$

### III.6.10 正規化雑音生成器

$merit < MHI$  ならば、付図III-3/J T-G 7 2 2で”Noise Generator (Normalized)”というラベルが付いているブロックは、平均振幅1の白色ガウス雑音のシーケンスを生成する。演算量を低減するために、白色ガウス雑音は事前に計算されてテーブルに保存される。極端にテーブルが長くなることや、短いテーブルにより同じ雑音パターンを繰り返してしまうことを避けるため、特別なインデキシングの手法が使用される。この手法では、テーブル  $wn(j)$  に127エントリあり、雑音生成ブロック出力のスケーリングされたものは以下である。

$$wgn(j) = avm \times wn(\text{mod}(cfecount \times j, 127)), \text{ for } j = 0, 1, 2, \dots, 209 \quad (33)$$

ここで  $cfecount$  はフレームカウンタであり、 $cfecount = k$  は現在のパケット損失の  $k$  番目の連続損失フレー

ムに対応し、 $\text{mod}(m,127) = m - 127 \times \lfloor m/127 \rfloor$  はモジュロ演算である。

### III.6.11 雑音シーケンスのフィルタリング

付図III-3/J T-G 7 2 2で”1/A(z)”というラベルのブロックは短期合成フィルタを示す。 $\text{merit} < MHI$  ならば、スケールされた白色ガウス雑音をフィルタ処理することにより、直前フレームの  $x_{out}(j)$  信号と同じスペクトル包絡を生成する。フィルタ処理された雑音  $fn(j)$  は以下のように得られる。

$$fn(j) = wgn(j) - \sum_{i=1}^8 a_i \cdot fn(j-i) \quad , \text{ for } j=0, 1, 2, \dots, 209 \quad (34)$$

### III.6.12 周期成分とランダム成分の混合

$\text{merit} > MHI$  ならば、III.6.9節で算出された周期的な外挿波形  $x_{out}(j)$  だけが、WB PCM PLCの出力として使用される。 $\text{merit} < MLO$  ならば、フィルタ処理された雑音信号  $fn(j)$  だけが WB PCM PLCの出力として使用される。 $MLO \leq \text{merit} \leq MHI$  ならば、これら2つの成分が以下のように混合される。

$$x_{out}(j) \leftarrow Gp \cdot x_{out}(j) + Gr \cdot fn(j) \quad , \text{ for } j=0, 1, 2, \dots, 209 \quad (35)$$

$x_{out}(j)$  信号の  $j = 160, 161, 162, \dots, 199$  に外挿される最初の付加的な40サンプルは、次のフレームのリングング信号  $ring(j), j = 0, 1, 2, \dots, 39$  になる。次のフレームが再び損失フレームならば、このリングング信号の最初の20サンプルだけがオーバーラップ加算に使用される。次のフレームが受信フレームならば、そのときはこのリングング信号の40サンプル全てがオーバーラップ加算に使用される。

### III.6.13 条件付ランプダウン

パケット損失が20ms以下であれば、III.6.12節で計算された  $x_{out}(j)$  信号がWB PCM PLC出力信号として使用される。パケット損失が60msを超える場合は、WB PCM PLC出力信号は完全にミュートされる。パケット損失が20msより長く60ms以下である場合は、III.6.12節で計算された  $x_{out}(j)$  信号が直線的にランプダウンされる（線形的にゼロへ減衰する）。この条件のランプダウンは、 $\text{cfecount} > 2$  のときの損失フレームの間、以下のアルゴリズムで規定されたように動作する。配列  $\text{gawd}()$  はQ15フォーマットの{-52, -69, -104, -207}で与えられる。この場合もやはり、インデックス範囲  $j = 0, 1, 2, \dots, 159$  が  $x_{out}(j)$  の現在のフレームに対応する。

$\text{cfecount} \leq 6$  ならば、以下の9行を実行：

$$\text{delta} = \text{gawd}(\text{cfecount}-3)$$

$$\text{gaw} = 1$$

$j = 0, 1, 2, \dots, 159$  に対して、以下の2行を実行：

$$x_{out}(j) = \text{gaw} \cdot x_{out}(j)$$

$$\text{gaw} = \text{gaw} + \text{delta}$$

$\text{cfecount} < 6$  ならば、以下の3行を実行：

$j = 160, 161, 162, \dots, 209$  に対して、以下の2行を実行：

$$x_{out}(j) = \text{gaw} \cdot x_{out}(j)$$

$$\text{gaw} = \text{gaw} + \text{delta}$$

そうでなければ ( $\text{cfecount} > 6$  ならば)、 $j = 0, 1, 2, \dots, 209$  に対して  $x_{out}(j) = 0$  をセットする。



### Ⅲ.6.14 最初の受信フレームにおけるオーバーラップ加算

タイプ5フレームでは、J T-G 7 2 2復号器からの出力  $x_{out}(j)$  は直前の損失フレームのリングング信号  $ring(j)$  でオーバーラップ加算される。(Ⅲ.6.12節参照)

$$x_{out}(j) = w_i(j) \cdot x_{out}(j) + w_o(j) \cdot ring(j) \quad j = 0 \dots L_{OLA} - 1 \quad (36)$$

ここで、

$$L_{OLA} = \begin{cases} 8 & \text{if } G_p = 0 \\ 40 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (37)$$

### Ⅲ.7 PLC出力の再符号化

フレーム損失(フレームタイプ2、3または4)区間でJ T-G 7 2 2 ADPCM復号器のメモリやパラメータを更新するため、概念的には、PLC出力はJ T-G 7 2 2符号器に引き渡される。これは以下の項目を含む。

- (1) QMF分析フィルタバンクへのPLC出力の通過
- (2) 低域ADPCM符号器を使っての低域サブバンド信号の符号化、及び
- (3) 高域ADPCM符号器を使っての高域サブバンド信号の符号化

演算量を削減するため、簡易化されたADPCMサブバンド符号器が設計される。ステップ1から3までのブロック図を付図Ⅲ-4/J T-G 7 2 2に示す。

#### Ⅲ.7.1 QMF分析フィルタバンクへのPLC出力の通過

復号サブバンド信号と連続するサブバンド信号を供給するために、QMF分析フィルタバンクのメモリが初期化される。WB PCM PLC出力の最初の22サンプルがフィルタメモリを構成し、サブバンド信号は以下の式によって計算される。

$$x_L(n) = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{PLC}(23+j-2i) + \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{PLC}(22+j-2i) \quad (38)$$

$$x_H(n) = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{PLC}(23+j-2i) - \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{PLC}(22+j-2i) \quad (39)$$

ここで、 $x_{PLC}(0)$  は、現フレームの16kHz WB PCM PLC出力の最初のサンプルに相当し、 $x_L(n=0)$  と  $x_H(n=0)$  は、それぞれ、現フレームの8kHzの低域と高域の最初のサンプルに相当する。フィルタリングは、オフセットの余分な22サンプルを除いたJ T-G 7 2 2符号器の送信側のQMFと同一であり、入力信号ではなくWB PCM PLC出力がフィルタバンクに入力される。さらに、サブバンド信号の完全なフレーム(80 samples ~ 10 ms)を生成するため、WB PCM PLCは現フレームより22サンプル拡張して、(182 samples ~ 11.375 ms)を生成する必要がある。サブバンド信号  $x_L(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, 79$ 、及び  $x_H(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, 79$  は、それぞれ式(38)、(39)によって生成される。

#### Ⅲ.7.2 低域信号の再符号化

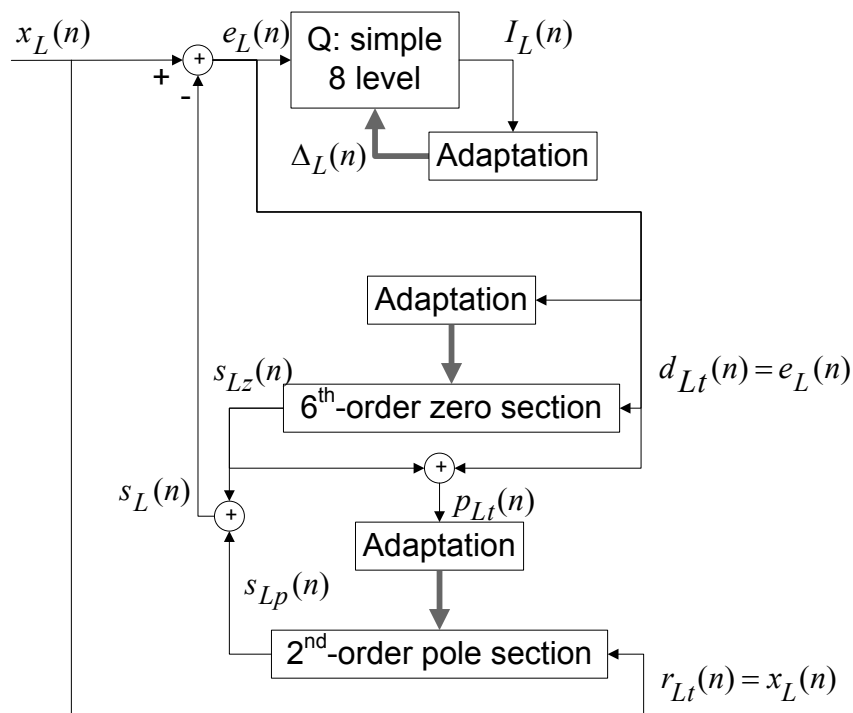
低域信号  $x_L(n)$  は、簡略化された低域ADPCM符号器を使って符号化される。低域ADPCM符号器は、付図Ⅲ-7/J T-G 7 2 2に従って簡略化される。逆量子化器は除去され、量子化されていない予測誤差が量子化予測誤差に取って代わる。

さらに、適応量子化器の更新は、6ビットの低域符号器インデックス  $I_L(n)$  によって表される64セットのうち8サブセットに基づいてのみ行われるので、予測誤差は8セットに対してのみ量子化される。適応量

子化器と同様の更新を行うことで、さらに量子化を簡略化することができる。付表Ⅲ-4/J T-G 7 2 2 に、 $e_L(n)$  の絶対値に基づく 8 レベルの簡略化された量子化器に対する決定レベル、出力符号、及び乗数を示す。

付表Ⅲ-4/J T-G 7 2 2 Decision levels, output code, and multipliers for the 8-level simplified quantizer (ITU-T G.722)

$m_L$	Lower threshold	Upper threshold	$I_L$	Multiplier, $W_L$
1	0.00000	0.14103	3c	-0.02930
2	0.14103	0.45482	38	-0.01465
3	0.45482	0.82335	34	0.02832
4	0.82335	1.26989	30	0.08398
5	1.26989	1.83683	2c	0.16309
6	1.83683	2.61482	28	0.26270
7	2.61482	3.86796	24	0.58496
8	3.86796	$\infty$	20	1.48535



付図Ⅲ-7/J T-G 7 2 2 Low-band ADPCM subband re-encoding (ITU-T G.722)

付図Ⅲ-7/J T-G 7 2 2 の構成要素は、J T-G 7 2 2 低域ADPCMサブバンド符号器と等価なものとして計算される。

$$s_{Lz}(n) = \sum_{i=1}^6 b_{L,i}(n-1) \cdot e_L(n-i) \quad (40)$$

$$s_{Lp}(n) = \sum_{i=1}^2 a_{L,i}(n-1) \cdot x_L(n-i) \quad (41)$$

$$s_L(n) = s_{Lp}(n) + s_{Lz}(n) \quad (42)$$

$$e_L(n) = x_L(n) - s_L(n) \quad (43)$$

$$p_{Ll}(n) = s_{Lz}(n) + e_L(n) \quad (44)$$

適応量子化器は、J T-G 7 2 2 符号器と全く同じように更新される（3.5 節/J T-G 7 2 2 参照）。零と極の適応動作は、3.6.3 節/J T-G 7 2 2、及び 3.6.4 節/J T-G 7 2 2 の記述のように、J T-G 7 2 2 符号器と同じように行われる。

低域復号器はフレーム損失の 60ms 後に自動的にリセットされるが、フレーム損失状態に入ってから 30ms 程度で適応的にリセットすることができる。低域信号の再符号化の間、部分再生信号  $p_{Ll}(n)$  の特性を監視して、低域 ADPCM 復号器の適応的リセットを制御する。 $p_{Ll}(n)$  の極性は損失が続く限り監視され、その後、最初の損失フレームにおいて 0 に初期化される。

$$\text{sgn}[p_{Ll}(n)] = \begin{cases} \text{sgn}[p_{Ll}(n-1)]+1 & p_{Ll}(n) > 0 \\ \text{sgn}[p_{Ll}(n-1)] & p_{Ll}(n) = 0 \\ \text{sgn}[p_{Ll}(n-1)]-1 & p_{Ll}(n) < 0 \end{cases} \quad (45)$$

損失フレームにおいてフレーム単位に、一定信号としての特性を監視して、各損失フレームの始まりでリセットされ、次のように更新される。

$$\text{cnst}[p_{Ll}(n)] = \begin{cases} \text{cnst}[p_{Ll}(n-1)]+1 & p_{Ll}(n) = p_{Ll}(n-1) \\ \text{cnst}[p_{Ll}(n-1)] & p_{Ll}(n) \neq p_{Ll}(n-1) \end{cases} \quad (46)$$

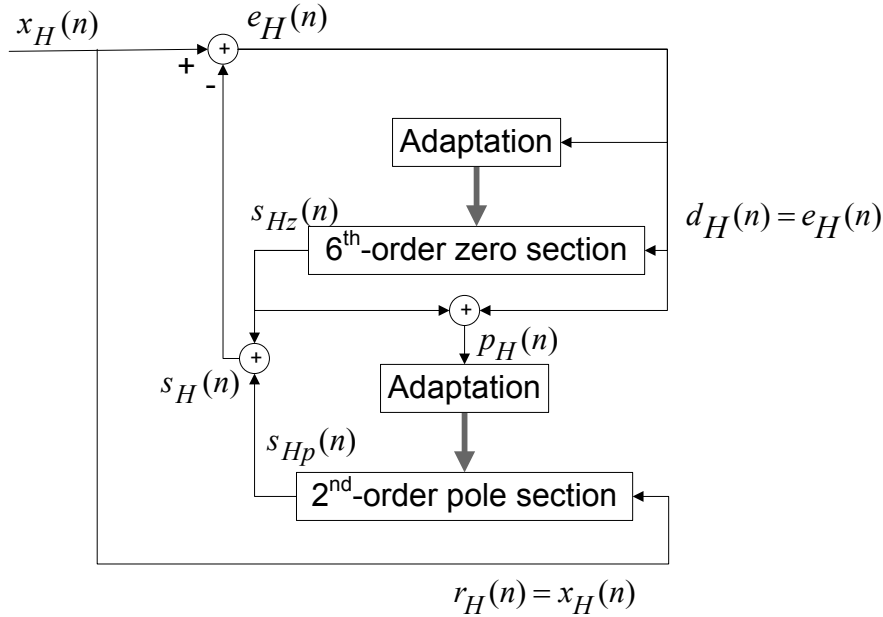
3～5 フレームの損失の最後で以下の条件が満たされる場合、低域復号器がリセットされる。

$$\left| \frac{\text{sgn}[p_{Ll}(n)]}{N_{lost}} \right| > 36 \quad \text{OR} \quad \text{cnst}[p_{Ll}(n)] > 40 \quad (47)$$

ここで、 $N_{lost}$  は損失フレームの数、すなわち、3、4 または 5 である。

### III.7.3 高域信号の再符号化

高域信号  $x_H(n)$  は、付図 III-8/J T-G 7 2 2 に示されるような簡略化された高域 ADPCM 符号器を使って符号化される。適応量子化器は除去されているが、これは、最初に受信したフレームの対数スケールファクタが損失前のフレームの移動平均によって上書きされるアルゴリズムであるため、高域の対数スケールファクタの再符号化が必要ないからである。高域 ADPCM 符号器の量子化予測誤差は、量子化されていない予測誤差に置き換えられる。



付図Ⅲ－８／J T－G 7 2 2 High-band ADPCM subband re-encoding  
(ITU-T G.722)

付図Ⅲ－８／J T－G 7 2 2 の構成要素は、J T－G 7 2 2 低域ADPCMサブバンド符号器と等価なものとして計算される。

$$s_{Hz}(n) = \sum_{i=1}^6 b_{H,i}(n-1) \cdot e_H(n-i) \quad (48)$$

$$s_{Hp}(n) = \sum_{i=1}^2 a_{H,i}(n-1) \cdot x_H(n-i) \quad (49)$$

$$s_H(n) = s_{Hp}(n) + s_{Hz}(n) \quad (50)$$

$$e_H(n) = x_H(n) - s_H(n) \quad (51)$$

$$p_H(n) = s_{Hz}(n) + e_H(n) \quad (52)$$

零と極の適応動作は、3.6.3 節／J T－G 7 2 2、及び 3.6.4 節／J T－G 7 2 2 の記述のように、J T－G 7 2 2 符号器と同じように行われる。

低域の再符号化と同様、高域の復号はフレーム損失の 60ms 後に自動的にリセットされるが、フレーム損失状態に入ってから 30ms 程度で適応的にリセットされても良い。高域信号の再符号化の間、部分再生信号  $p_H(n)$  が監視され、高域 ADPCM 復号器の適応的リセットを制御する。 $p_H(n)$  の符号は損失が続く限り監視され、その後、最初の損失フレームにおいて 0 に初期化される。

$$\text{sgn}[p_H(n)] = \begin{cases} \text{sgn}[p_H(n-1)] + 1 & p_H(n) > 0 \\ \text{sgn}[p_H(n-1)] & p_H(n) = 0 \\ \text{sgn}[p_H(n-1)] - 1 & p_H(n) < 0 \end{cases} \quad (53)$$

損失フレームにおいてフレーム単位に、一定信号としての の特性を監視して、各損失フレームの始まりでリセットされ、次のように更新される。

$$\text{cnst}[p_H(n)] = \begin{cases} \text{cnst}[p_H(n-1)] + 1 & p_H(n) = p_H(n-1) \\ \text{cnst}[p_H(n-1)] & p_H(n) \neq p_H(n-1) \end{cases} \quad (54)$$

3～5フレームの損失の最後で以下の条件が満たされる場合、低域復号器がリセットされる。

$$\left| \frac{\text{sgn}[p_H(n)]}{N_{\text{lost}}} \right| > 36 \quad \text{OR} \quad \text{cnst}[p_H(n)] > 40 \quad (55)$$

### III.8 PLCのための信号特性監視とその利用

#### III.8.1 低域対数スケールファクタ

低域対数スケールファクタ  $\nabla_L(n)$  の特性はフレーム受信中に更新され、スケールファクタの適応量子化器の状態を適応的に設定するために、フレーム損失後の先頭受信フレームで使われる。低域対数スケールファクタの定常性の尺度は、適切な状態のリセットを決めるために算出され、利用される。

##### III.8.1.1 低域対数スケールファクタの定常性

低域対数スケールファクタ  $\nabla_L(n)$  の定常性は、フレーム受信中に計算され更新される。それは、一定の漏洩を伴う  $\nabla_L(n)$  の一次移動平均  $\nabla_{L,m1}(n)$  に基づいている。

$$\nabla_{L,m1}(n) = 7/8 \cdot \nabla_{L,m1}(n-1) + 1/8 \cdot \nabla_L(n) \quad (56)$$

一次移動平均のトラッキングの尺度である  $\nabla_{L,trck}(n)$  は以下のように計算される。

$$\nabla_{L,trck}(n) = 127/128 \cdot \nabla_{L,trck}(n-1) + 1/128 \cdot \left| \nabla_{L,m1}(n) - \nabla_{L,m1}(n-1) \right| \quad (57)$$

適応的な漏洩を伴う二次移動平均  $\nabla_{L,m2}(n)$  は式(58)によって計算される。

$$\nabla_{L,m2}(n) = \begin{cases} 7/8 \cdot \nabla_{L,m2}(n-1) + 1/8 \cdot \nabla_{L,m1}(n) & \nabla_{L,trck}(n) < 3277 \\ 3/4 \cdot \nabla_{L,m2}(n-1) + 1/4 \cdot \nabla_{L,m1}(n) & 3277 \leq \nabla_{L,trck}(n) < 6554 \\ 1/2 \cdot \nabla_{L,m2}(n-1) + 1/2 \cdot \nabla_{L,m1}(n) & 6554 \leq \nabla_{L,trck}(n) < 9830 \\ \nabla_{L,m2}(n) = \nabla_{L,m1}(n) & 9830 \leq \nabla_{L,trck}(n) \end{cases} \quad (58)$$

低域対数スケールファクタの定常性は以下の式に従った変化の度合いとして計算される。

$$\nabla_{L,chg}(n) = 127/128 \cdot \nabla_{L,chg}(n-1) + 1/128 \cdot 256 \cdot \left| \nabla_{L,m2}(n) - \nabla_{L,m2}(n-1) \right| \quad (59)$$

ただし、損失フレーム中は更新を行わない。すなわち、以下の式となる。

$$\begin{aligned} \nabla_{L,m1}(n) &= \nabla_{L,m1}(n-1) \\ \nabla_{L,trck}(n) &= \nabla_{L,trck}(n-1) \\ \nabla_{L,m2}(n) &= \nabla_{L,m2}(n-1) \\ \nabla_{L,chg}(n) &= \nabla_{L,chg}(n-1) \end{aligned} \quad (60)$$

##### III.8.1.2 低域適応量子化器の対数スケールファクタのリセット

フレーム損失直後の先頭フレームにおいて、低域対数スケールファクタはフレーム損失前の定常性に依存して適応的にリセット（上書き）される。

$$\nabla_L(n-1) \leftarrow \begin{cases} \nabla_{L,m2}(n-1) & \nabla_{L,chg}(n-1) < 6554 \\ \frac{\nabla_L(n-1)}{3276} [\nabla_{L,chg}(n-1) - 6554] + \frac{\nabla_{L,m2}(n-1)}{3276} [9830 - \nabla_{L,chg}(n-1)] & 6554 \leq \nabla_{L,chg}(n-1) \leq 9830 \\ \nabla_L(n-1) & 9830 < \nabla_{L,chg}(n-1) \end{cases} \quad (61)$$

### III.8.2 高域対数スケールファクタ

高域対数スケールファクタ  $\nabla_H(n)$  の特性はフレーム受信中に更新され、スケールファクタの適応量子化の状態を設定するために、フレーム損失後の受信フレームで使われる。さらに、その特性はフレーム損失後の高域対数スケールファクタの収束を適応的に制御する。

#### III.8.2.1 低域対数スケールファクタの定常性と移動平均

$\nabla_H(n)$  のトラッキングは以下の式によって計算される。

$$\nabla_{H,trck}(n) = 0.97 \cdot \nabla_{H,trck}(n-1) + 0.03 \cdot [\nabla_{H,m}(n-1) - \nabla_H(n)] \quad (62)$$

トラッキングに基づいて、移動平均は適応的なリーク量を伴って以下の式によって計算される。

$$\nabla_{H,m}(n) = \begin{cases} 255/256 \cdot \nabla_{H,m}(n-1) + 1/256 \cdot \nabla_H(n) & |\nabla_{H,trck}(n)| < 1638 \\ 127/128 \cdot \nabla_{H,m}(n-1) + 1/128 \cdot \nabla_H(n) & 1638 \leq |\nabla_{H,trck}(n)| < 3277 \\ 63/64 \cdot \nabla_{H,m}(n-1) + 1/64 \cdot \nabla_H(n) & 3277 \leq |\nabla_{H,trck}(n)| < 4915 \\ 31/32 \cdot \nabla_{H,m}(n-1) + 1/32 \cdot \nabla_H(n) & 4915 \leq |\nabla_{H,trck}(n)| \end{cases} \quad (63)$$

移動平均は、III.8.2.2 で述べられるように、最初に受信したフレームの高域対数スケールファクタをリセットするために使われる。

高域対数スケールファクタの定常性の尺度は、以下の式による平均から計算される。

$$\nabla_{H,chg}(n) = 127/128 \cdot \nabla_{H,chg}(n-1) + 1/128 \cdot 256 \cdot |\nabla_{H,m}(n) - \nabla_{H,m}(n-1)| \quad (64)$$

定常性の尺度は、III.8.2.3 節に述べられるように、フレーム損失後の再収束を制御するために使われる。ただし、フレーム損失中は更新を行わない。すなわち、以下の式となる。

$$\begin{aligned} \nabla_{H,trck}(n) &= \nabla_{H,trck}(n-1) \\ \nabla_{H,m}(n) &= \nabla_{H,m}(n-1) \\ \nabla_{H,chg}(n) &= \nabla_{H,chg}(n-1) \end{aligned} \quad (65)$$

#### III.8.2.2 高域適応量子化器の対数スケールファクタのリセット

最初に受信したフレームにおいて、高域対数スケールファクタは損失前に受信したフレームの移動平均にリセットされる。

$$\nabla_H(n-1) \leftarrow \nabla_{H,m}(n-1) \quad (66)$$

#### III.8.2.3 高域適応量子化器の対数スケールファクタの収束

フレーム損失後の高域対数スケールファクタの収束は、フレーム損失前の定常性の尺度である  $\nabla_{H,chg}(n)$  によって制御される。定常な場合は、適応低域通過フィルタがパケット損失後の  $\nabla_H(n)$  に適応される。低域

通過フィルタは、0ms、40ms、または 80ms に渡って適用され、その間に低域通過フィルタの次数が徐々に低減されている。そのサンプル数  $N_{LP,\nabla_H}$  は以下の式によって定められる。

$$N_{LP,\nabla_H} = \begin{cases} 640 & \nabla_{H,chg} < 819 \\ 320 & \nabla_{H,chg} < 1311 \\ 0 & \nabla_{H,chg} \geq 1311 \end{cases} \quad (67)$$

低域通過フィルタ処理は以下の式によって与えられる。

$$\nabla_{H,LP}(n) = \alpha_{LP}(n)\nabla_{H,LP}(n-1) + (1-\alpha_{LP}(n))\nabla_H(n) \quad (68)$$

ここで、係数は以下の通りである。

$$\alpha_{LP}(n) = 1 - \left( \frac{n+1}{N_{LP,\nabla_H} + 1} \right)^2, \quad n = 0, 1, \dots, N_{LP,\nabla_H} - 1 \quad (69)$$

従って、低域通過フィルタの効果は時間  $n$  と共にサンプル単位で低減されることになる。低域通過フィルタ処理された対数スケールファクタは、 $N_{LP,\nabla_H}$  サンプルの間に**通常**の対数スケールファクタに取って代わる。

### III.8.3 低域の極

(極の) 安定性マージンは、低域ADPCM復号器のために、フレーム受信中に更新され、フレーム損失後の極に制約を与えるために使われる。

#### III.8.3.1 低域の極の安定性マージン

低域の極の安定性マージンは以下の式で定義される。

$$\beta_L(n) = 1 - |a_{L,1}(n)| - a_{L,2}(n) \quad (70)$$

ここで、 $a_{L,1}(n)$  と  $a_{L,2}(n)$  は2つの極係数である。安定性マージンの移動平均は次の式によりフレーム受信中に更新される。

$$\beta_{L,MA}(n) = 15/16 \cdot \beta_{L,MA}(n-1) + 1/16 \cdot \beta_L(n) \quad (71)$$

ただし、フレーム損失中は移動平均の更新は行わない。

$$\beta_{L,MA}(n) = \beta_{L,MA}(n-1) \quad (72)$$

#### III.8.3.2 低域の極に関する制約

通常の J T - G 7 2 2 低域 (及び高域) ADPCM符号化、及び復号処理の間、 $\beta_{L,\min} = 1/16$  の最小安定性マージンが維持される。フレーム損失直後の 40ms の間、増加された最小安定性マージンは、低域ADPCM復号器のために維持される。それはフレーム損失の時から時間と安定性マージンの移動平均の両方の関数である。最初の3つの 10ms フレームでは、下記式に示す最小安定性マージンはフレーム境界に設定され、そのフレームを通して適用される。

$$\beta_{L,\min} = \min\{3/16, \beta_{L,MA}(n-1)\} \quad (73)$$

4 番目の 10ms フレームへのフレーム境界において、下記に示す最小安定性マージンが適用される。

$$\beta_{L,\min} = \min\left\{2/16, \frac{1/16 + \beta_{L,MA}(n-1)}{2}\right\} \quad (74)$$

一方で  $\beta_{L,\min} = 1/16$  の通常の最小安定性マージンは全ての他のフレームにおいて適用される。

### III.8.4 高域の部分再生信号と再生信号

損失または受信された全てのフレームを通して、高域の部分再生信号  $p_H(n)$  と、再生信号  $r_H(n)$  の高域通過フィルタ処理された信号が保持される。

$$p_{H,HP}(n) = 0.97[p_H(n) - p_H(n-1) + p_{H,HP}(n-1)] \quad (75)$$

$$r_{H,HP}(n) = 0.97[r_H(n) - r_H(n-1) + r_{H,HP}(n-1)] \quad (76)$$

これはほぼ 40Hz で 3dB のカットオフ周波数に相当し、基本的に直流成分除去である。

フレーム損失直後の 40ms の間、通常の部分再生信号と通常再生信号は、それぞれ、高域の極の適応と高域の再生信号出力を目的として、それぞれの高域通過フィルタ処理された信号に置き換えられる。

### III.9 タイムラグ計算

位相同期 (III.10 節) とタイムワープ (III.11 節) 技術は、損失フレームの補償波形  $x_{PLC}(j)$  と最初の受信フレームの信号の一部に用いられる。

#### III.9.1 低域サブバンド再構成信号の低演算な推定

タイムラグの算出に最初の受信フレームで使用される信号は、極零フィルタ係数 ( $a_{Lpwe,i}(159), b_{Lpwe,i}(159)$ ) と  $STATE_{159}$  から得られる他の必要な状態の情報を使用して、低域サブバンドの切捨てを行った差分  $d_{Lt}(n)$  (J T - G 7 2 2 本体(11)式) をフィルタリングすることにより求められる。(III.10.1 節を参照)

$$r_{Le}(n) = \sum_{i=1}^2 a_{Lpwe,i}(159) \cdot r_{Le}(n-i) + \sum_{i=1}^6 b_{Lpwe,i}(159) \cdot d_{Lt}(n-i) + d_{Lt}(n) \quad n=0,1,\dots,79 \quad (77)$$

#### III.9.2 位相同期とタイムワープ要求の確定

最後の受信フレームが無声区間の場合、評価値に応じてタイムラグ  $T_L$  を零に設定する。

$$IF \text{ merit} \leq MLO, T_L = 0 \quad (78)$$

さらに、最初の受信フレームが無声区間の場合、下記に示される正規化された一次の自己相関係数に応じて、

$$r(1) = \frac{\sum_{n=0}^{78} r_{Le}(n) \cdot r_{Le}(n)}{\sum_{n=0}^{78} r_{Le}(n) \cdot r_{Le}(n+1)} \quad (79)$$

タイムラグを零に設定する。



$$IF\ r(1) < 0.125, T_L = 0 \quad (80)$$

その他の場合、タイムラグは以下の節で説明される通りに計算される。

### Ⅲ.9.3 タイムラグの計算

タイムラグ計算は、以下のステップを含む。

- (1) 外挿信号の生成
- (2) 粗いタイムラグの探索
- (3) タイムラグ探索の高精度化

以下の副節において、本ステップを記述する。

#### Ⅲ.9.3.1 外挿信号の生成

タイムラグは、 $x_{PLC}(j)$  と  $r_{Le}(n)$  の誤った配置を表している。誤った配置を計算するため、 $x_{PLC}(j)$  を最初の受信フレームに拡張して、正規化した相互相関関数を極大にする。本節では、 $x_{PLC}(j)$  を外挿する方法を記載し、必要な信号の長さを規定する。Ⅲ.6 節に示す通り、 $x_{PLC}(j)$  を  $x_{out}(j)$  バッファに複製すると想定する。これはタイプ5フレーム（最初の受信フレーム）であるため、想定される対応は以下の通りである。

$$x_{out}(j-160) = x_{PLC}(j), \quad j = 0, 1, \dots, 159 \quad (81)$$

相関を探索する範囲は、以下の通りである。

$$\Delta_{TL} = \min(\lfloor ppfe \cdot 0.5 + 0.5 \rfloor + 3, \Delta_{TLMAX}) \quad (82)$$

ここで、 $\Delta_{TLMAX} = 28$  であり、 $ppfe$  は  $x_{PLC}(j)$  を生成する上で周期波形の外挿のために用いられるピッチ周期である。

ラグ探索の窓長（16 k H z サンプリングにおいて）を以下に示す。

$$LSW_{16k} = \begin{cases} 80 & \lfloor ppfe \cdot 1.5 + 0.5 \rfloor < 80 \\ 160 & \lfloor ppfe \cdot 1.5 + 0.5 \rfloor > 160 \\ \lfloor ppfe \cdot 1.5 + 0.5 \rfloor & otherwise \end{cases} \quad (83)$$

8 kHz サンプリングにおいて、以下のようにラグ探索窓  $LSW$  を規定する。

$$LSW = \lfloor LSW_{16k} \cdot 0.5 \rfloor \quad (84)$$

上記から、 $x_{PLC}(j)$  から派生させる必要がある外挿信号の全長を以下に示す。

$$L = 2 \cdot (LSW + \Delta_{TL}) \quad (85)$$

受信フレームの最初のサンプルに関する外挿信号の開始位置は以下の通りである。

$$D = 12 - \Delta_{TL} \quad (86)$$

外挿信号  $es(j)$ は、以下のように構成される。

```

If  $D < 0$ 
     $es(j) = x_{out}(D + j)$   $j = 0, 1, \dots, -D - 1$ 
    If  $(L + D \leq ppfe)$ 
         $es(j) = x_{out}(-ppfe + D + j)$   $j = -D, -D + 1, \dots, L - 1$ 
    Else
         $es(j) = x_{out}(-ppfe + D + j)$   $j = -D, -D + 1, \dots, ppfe - D - 1$ 
         $es(j) = es(j - ppfe)$   $j = ppfe - D, ppfe - D + 1, \dots, L - 1$ 
Else
     $ovs = ppfe \cdot \lceil D / ppfe \rceil - D$ 
    If  $(ovs \geq L)$ 
         $es(j) = x_{out}(-ovs + j)$   $j = 0, 1, \dots, L - 1$ 
    Else
        If  $(ovs > 0)$ 
             $es(j) = x_{out}(-ovs + j)$   $j = 0, 1, \dots, ovs - 1$ 
        If  $(L - ovs \leq ppfe)$ 
             $es(j) = x_{out}(-ovs - ppfe + j)$   $j = ovs, ovs + 1, \dots, L - 1$ 
        Else
             $es(j) = x_{out}(-ovs - ppfe + j)$   $j = ovs, ovs + 1, \dots, ovs + ppfe - 1$ 
             $es(j) = es(j - ppfe)$   $j = ovs + ppfe, ovs + ppfe + 1, \dots, L - 1$ 

```

### III.9.3.2 粗いタイムラグ探索

粗いタイムラグ  $T_{LSUB}$  は、間引き標本化された正規化相互相関関数  $R_{SUB}(k)$  のピークの探索により、最初に計算される。

$$R_{SUB}(k) = \frac{\sum_{i=0}^{LSW/2-1} es(4i - k + \Delta_{TL}) \cdot r_{Le}(2i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{LSW/2-1} es^2(4i - k + \Delta_{TL}) \sum_{i=0}^{LSW-1} r_{Le}^2(2i)}}, \quad k = -\Delta_{TL}, -\Delta_{TL} + 4, -\Delta_{TL} + 8, \dots, \Delta_{TL} \quad (87)$$

高精度化を行う間、境界外の探索を回避するため、 $T_{LSUB}$  を以下のように調整する。

$$\text{If } (T_{LSUB} > \Delta_{TLMAX} - 4) \quad T_{LSUB} = \Delta_{TLMAX} - 4 \quad (88)$$

$$\text{If } (T_{LSUB} < -\Delta_{TLMAX} + 4) \quad T_{LSUB} = -\Delta_{TLMAX} + 4 \quad (89)$$

### III.9.3.3 タイムラグ探索の高精度化

以下に与えられる  $R(k)$  のピークを探索することにより、探索が高精度化されてタイムラグ  $T_L$  が与えられる。

$$R(k) = \frac{\sum_{i=0}^{LSW-1} es(2i - k + \Delta_{TL}) \cdot r_{Le}(i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{LSW-1} es^2(2i - k + \Delta_{TL}) \sum_{i=0}^{LSW-1} r_{Le}^2(i)}}, \quad k = -4 + T_{LSUB}, -2 + T_{LSUB}, \dots, 4 + T_{LSUB} \quad (90)$$

最終的に、以下の条件が照合される。

$$\text{If } \sum_{i=0}^{LSW-1} r_{Le}^2(i) = 0 \quad (91)$$

$$\text{Or } \sum_{i=0}^{LSW-1} es(2i - T_L + A_{TL}) \cdot r_{Le}(i) \leq 0.25 \cdot \sqrt{\sum_{i=0}^{LSW-1} r_{Le}^2(i)} \quad (92)$$

$$\text{Or } (T_L > A_{TLMAX} - 2) \parallel (T_L < -A_{TLMAX} + 2) \quad (93)$$

Then  $T_L = 0$

### Ⅲ.10 位相同期

位相同期は、損失フレーム補償波形  $x_{PLC}(j)$  が1番目の受信フレームの直前で最後に入力した信号サンプルに同調する時間内の位置に内部状態を設定するプロセスである。位相同期は、以下のステップに分けることができる。

- (1) 損失フレームを再び符号化する間、中間 J T - G 7 2 2 状態を蓄積する
- (2) タイムラグに応じて再符号化を調節する。
- (3) QMF 合成フィルタメモリを更新する。

以下の副節において、本ステップをより詳しく記述する。

#### Ⅲ.10.1 再符号化における中間的な J T - G 7 2 2 状態の蓄積

Ⅲ.7 節に記述されるように、再生された信号  $x_{PLC}(j)$  は、損失フレーム区間において再符号化され、J T - G 7 2 2 復号器の状態メモリを更新する。 $x_{PLC}(j)$  の  $j$  番目のサンプルを再符号化した後の J T - G 7 2 2 状態と P L C 状態を  $STATE_j$  とする。通常維持されるフレーム境界における J T - G 7 2 2 状態（すなわち  $STATE_{159}$ ）に加えて、更に  $STATE_{159-A_{TLMAX}}$  も蓄積される。位相同期を容易にするため、サブバンド信号  $x_L(n), x_H(n)$   $n = 69 - A_{TLMAX} / 2 \dots 79 + A_{TLMAX} / 2$  も蓄積される。

#### Ⅲ.10.2 タイムラグに応じた再符号化の調整

タイムラグの極性に応じて、再符号化の調整手順は以下のようになる。

$\Delta_{TL} > 0$  の場合

- (1) J T - G 7 2 2 の状態と P L C の状態を  $STATE_{159-A_{TLMAX}}$  に再び蓄積する。
- (2) Ⅲ.7.2 節、Ⅲ.7.3 節に従い、 $x_L(n), x_H(n)$   $n = 80 - A_{TLMAX} / 2 \dots 79 - \Delta_{TL} / 2$  を再符号化する。

$\Delta_{TL} < 0$  の場合

- (1) J T - G 7 2 2 の状態と P L C の状態を  $STATE_{159}$  に再び蓄積する。
- (2) Ⅲ.7.2 節、Ⅲ.7.3 節に従い、 $x_L(n), x_H(n)$   $n = 80 \dots 79 + |\Delta_{TL} / 2|$  を再び符号化する。

$n = 79 + |\Delta_{TL} / 2|$  までの  $x_L(n)$  と  $x_H(n)$  の再符号化を容易にするために、 $x_{PLC}(j)$  の  $A_{TLMAX} + 182$  までのサンプルが必要になることに注意されたい。

#### Ⅲ.10.3 QMF 合成フィルタメモリの更新

最初の受信フレームにおいて、QMF 合成フィルタメモリは、再計算される必要がある。というのは、損失フレーム区間において P L C が 16 KHz 出力音声領域で行われるため、QMF 合成フィルタバンクが動作しないためである。時間的には、メモリは最後のフレームの最後のサンプルに相当する。しかしながら、位相同期を考慮する必要がある。J T - G 7 2 2 に従うと、QMF 合成フィルタメモリは以下のように与えられる。

$$x_d(i) = r_L(n-i) - r_H(n-i), \quad i = 1, 2, \dots, 11 \quad (94)$$

$$x_s(i) = r_L(n-i) + r_H(n-i), \quad i = 1, 2, \dots, 11 \quad (95)$$

1 番目の受信フレームの最初の 2 つの出力サンプルを以下の様に計算する

$$x_{out}(j) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_d(i), \quad (96)$$

$$x_{out}(j+1) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_s(i) \quad (97)$$

フィルタメモリ、すなわち  $x_d(i)$   $x_s(i)$ 、 $i=1,2,\dots,11$  は、再符号化を行う簡略化サブバンド ADPCM 符号器への位相同期された入力の最後の 11 サンプル、すなわち、位相同期位置区間までの後尾のサンプルである  $x_L(n)$ 、 $x_H(n)$ 、 $n=69-\Delta_{TL}/2, 69-\Delta_{TL}/2+1, \dots, 79-\Delta_{TL}/2$  から計算される。

$$x_d(i) = x_L(80-\Delta_{TL}/2-i) - x_H(80-\Delta_{TL}/2-i), \quad i=1,2,\dots,11 \quad (98)$$

$$x_s(i) = x_L(80-\Delta_{TL}/2-i) + x_H(80-\Delta_{TL}/2-i), \quad i=1,2,\dots,11 \quad (99)$$

ここで、 $x_L(n)$  および  $x_H(n)$  は、損失フレーム区間中、状態メモリに蓄積されたものである。

### III.11 タイムワーブ処理

タイムワーブ処理は、時間軸の信号の伸張・圧縮過程である。本節は、周期的に波形外挿した信号  $x_{PLC}(j)$  の配置を修正するため、 $x_{out}(j)$  がタイムワーブされる方法を記述する。以下の節において記載されるアルゴリズムは、 $T_L \neq 0$  の条件で実行される。

#### III.11.1 タイムラグの高精度化

オーバーラップ加算窓の相互相関を極大にすることで、タイムラグ  $T_L$  は、タイムワーブ処理のために高精度化される。 $T_L$  に基づいた 1 番目の受信フレーム内のオーバーラップ加算窓の推定開始位置を以下に示す。

$$SP_{OLA} = \max(0, MIN\_UNSTBL - T_L) \quad (100)$$

ここで、 $MIN\_UNSTBL=16$  である。

$SP_{OLA}$  に関連する外挿信号の開始位置を以下に示す。

$$D_{ref} = SP_{OLA} - T_L - RSR \quad (101)$$

ここで、 $RSR=4$  は高精度化した探索範囲である。

外挿信号に要求される長さを以下に示す。

$$L_{ref} = OLALG + RSR \quad (102)$$

外挿信号  $es_{tw}(j)$  を III.9.3.1 節に示す同様の手順を用いて取得する。ただし、 $LSW=OLALG$ 、 $L=L_{ref}$ 、 $D=D_{ref}$  とする。

高精度化ラグ  $T_{ref}$  を以下のピーク探索により算出する。

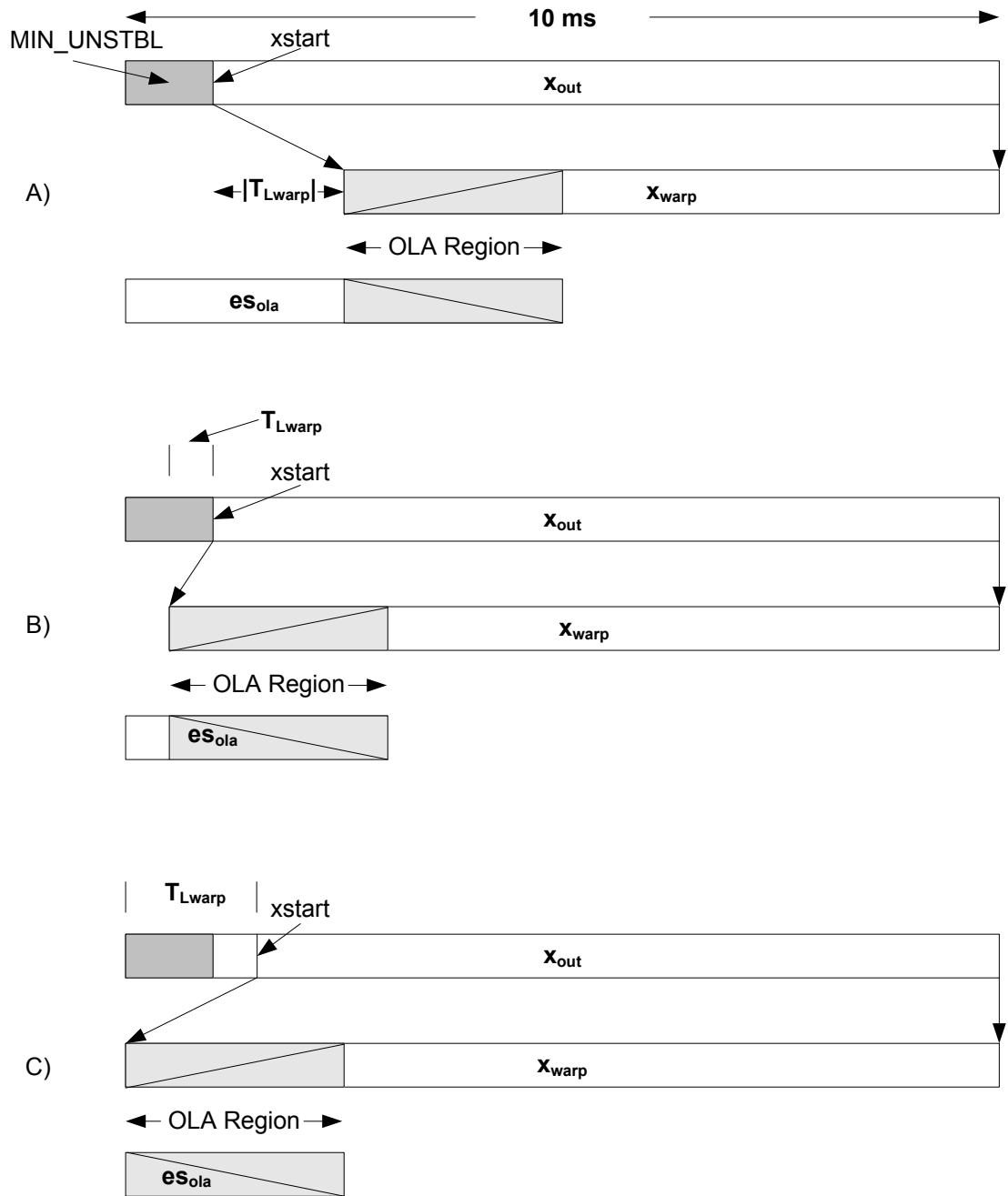
$$R(k) = \frac{\sum_{i=0}^{OLALG-1} es_{tw}(i-k+RSR) \cdot x_{out}(i+SP_{OLA})}{\sqrt{\sum_{i=0}^{OLALG-1} es_{tw}^2(i-k+RSR) \sum_{i=0}^{OLALG-1} x_{out}^2(i+SP_{OLA})}}, \quad k = -RSR, -RSR+1, \dots, RSR \quad (103)$$

タイムワープ処理のために使われる最終的なタイムラグを、以下により求める。

$$T_{Lwarp} = T_L + T_{ref} \quad (104)$$

### Ⅲ.11.2 タイムワープ $x_{out}(j)$ 信号の算出

信号  $x_{out}(j)$  は、 $T_{Lwarp}$  サンプルだけタイムワープされ、後段の処理で波形外挿信号  $es_{ola}(j)$  とオーバーラップ加算される信号  $x_{warp}(j)$  を形成する。 $T_{Lwarp}$  の値に依存した、3つのケースを付図Ⅲ-9/J T-G 7 2 2 に示す。a)  $T_{Lwarp} < 0$  の場合、 $x_{out}(j)$  は圧縮される。 $x_{out}(j)$  の最初の  $MIN\_UNSTBL$  サンプルは、ワープ処理では使用されずに、 $x_{warp}(j)$  を生成して  $xstart=MIN\_UNSTBL$  となる。b)  $0 \leq T_{Lwarp} < MIN\_UNSTBL$  の場合、 $x_{out}(j)$  は、 $T_{Lwarp}$  サンプルだけ伸張される。 $x_{out}(j)$  の最初の  $MIN\_UNSTBL$  サンプルは同様に使用せずに、 $xstart=MIN\_UNSTBL$  となる。c)  $T_{Lwarp} \geq MIN\_UNSTBL$  の場合、 $x_{out}(j)$  は、 $T_{Lwarp}$  サンプルだけ再び伸張される。一方、ワープ処理の区間で付加的な  $T_{Lwarp}$  サンプルが生成されるため、この場合において  $x_{out}(j)$  の最初の  $T_{Lwarp}$  サンプルは必要でない。よって  $xstart=T_{Lwarp}$  となる。



付図Ⅲ-9 / JT-G 7 2 2 Three cases for warping of  $x_{out}$ : a)  $T_{Lwarp} < 0$ , b)  $0 \leq T_{Lwarp} < MIN\_UNSTBL$ ,  
 (ITU-T G.722) c)  $T_{Lwarp} \geq MIN\_UNSTBL$

それぞれの場合の、挿入／抜き取りを行う単位のサンプル数を以下に示す。

$$spad = \frac{(160 - x_{start})}{|T_{Lwarp}|} \quad (105)$$

ワーブ処理は、 $x_{out}[x_{start}]$ から開始して部分的な信号サンプルシフトとの三角窓オーバーラップ加算によって実行される。圧縮を実行するために、周期的にサンプルを抜き取る。サンプルを抜き取った位置から、元の信号と（抜き取りにより）左シフトした信号をオーバーラップ加算する。伸張を行うためには、サンプルを周期的に繰り返す。サンプル繰返し位置から、元の信号とその信号を（サンプル繰返しにより）右シフトした信号は、オーバーラップ加算される。オーバーラップ加算窓の長さ  $L_{olawarp}$ （付図Ⅲ-9 / JT-G 7 2 2に

示されたOLA領域とは異なる)は、サンプル挿入/抜取りの周期に依存して以下によって与えられる。

$$\begin{aligned} \text{If } T_{Lwarp} < 0, L_{olawarp} &= \frac{(160 - xstart - |T_{Lwarp}|)}{|T_{Lwarp}|} \\ \text{Else } L_{olawarp} &= \lceil spad \rceil \\ L_{olawarp} &= \min(8, L_{olawarp}). \end{aligned} \quad (106)$$

ワープされた入力信号  $x_{warp}$  の長さは、下式で与えられる。

$$L_{xwarp} = \min(160, 160 - MIN\_UNSTBL + T_{Lwarp}) \quad (107)$$

### III.11.3 波形外挿信号の算出

ワープ信号  $x_{warp}(j)$  と外挿信号  $es_{ola}(j)$  は、付図III-9/JT-G722に示される最初の受信フレームとオーバーラップ加算される。外挿信号  $es_{ola}(j)$  は、以下の2つの過程において、 $x_{out}(j)$  信号バッファ内に直接生成される。

Step 1

$$es_{ola}(j) = x_{out}(j) = ptfe \cdot x_{out}(j - pptfe) \quad j = 0, 1, \dots, 160 - L_{xwarp} + 39 \quad (108)$$

Step 2

$$x_{out}(j) = x_{out}(j) \cdot w_i(j) + ring(j) \cdot w_o(j) \quad j = 0, 1, \dots, 39, \quad (109)$$

ここで、 $w_i(j)$  と  $w_o(j)$  は、窓長40の三角上側/下側ランプのオーバーラップ加算窓であり、 $ring(j)$  は、III.6.12節から算出されるリングング信号である。

### III.11.4 波形外挿信号とタイムワープ信号のオーバーラップ加算

III.11.3節で算出される外挿信号は、以下に従ってワープ信号  $x_{warp}(j)$  とオーバーラップ加算される。

$$x_{out}(160 - L_{xwarp} + j) = x_{out}(160 - L_{xwarp} + j) \cdot w_o(j) + x_{warp}(j) \cdot w_i(j), \quad j = 0, 1, \dots, 39 \quad (110)$$

$x_{warp}(j)$  の残りの部分は、単純に信号バッファに複製される。

$$x_{out}(160 - L_{xwarp} + j) = x_{warp}(j), \quad j = 40, 41, \dots, L_{xwarp} - 1 \quad (111)$$

## III.12 TTC標準JT-G722 PLCアルゴリズムのビットイグザクト記述

JT-G722 PLCは、固定小数点ANSI-Cコードによりビットイグザクト形式で規定されており、日本ITU協会から入手可能である。不一致が発生した場合、Cコードの記述は本標準の本文記述より優先される。固定小数点ANSI-Cコードは、ITU-T勧告G.191(日本ITU協会から入手可能)ソフトウェアツール(STL2005)の中のJT-G722のCコードとSTL2005の16ビット固定小数点演算ライブラリ2.3版を用いている。

### III.12.1 シミュレーションソフトウェアの使用

decg722 (PLCを含む)の実行形式は、下記の通りである。

decg722 [-fsize N] g192\_input\_file speech\_output\_file

ここで、Nは160の倍数のフレームサイズ、すなわち、10msの倍数である。

モードとフレームサイズは、ITU-T勧告G. 192のビットストリームに間接的に埋め込まれており、コマンドラインで設定されるフレームサイズと矛盾する場合は、復号器はG. 192ビットストリームのフレームサイズを使用する。10msおよび20msのフレームサイズに対しては、復号器は、G. 192のビットストリームからモードとフレームサイズの両方を一意に決めることができる。一方、30msもしくはそれ以上のフレームサイズについては、復号器がモードとフレームサイズの両方を正しく決定するために、コマンドラインのフレームサイズを設定しなければならない。

### Ⅲ.12.2 ソフトウェアシミュレーションの構成

ソースコードは、ディレクトリ名“src”に含まれる。Microsoft Visual C 6.0のワークスペースファイルは、workspace/VC6.0/に配置される。g722\_plc\_g192.dswを開くことにより、JT-G722PLC Cソースコードとプロジェクトを開くことができる。

ビットイグザクト動作の簡単なテストは、“testplc”という名称のディレクトリにおいて実行することができる。そのディレクトリ内の“testplc.pl”という名称のperlスクリプトを実行することによりテストを実行する。

このテストは、ビットイグザクト動作の簡単な検査を行うだけのものであり、実装の適正な動作に対する網羅的検証には不十分である。

付表Ⅲ-5/JT-G722は、PLCをサポートする新しいJT-G722の復号器状態メモリの一覧であり、付表Ⅲ-6/JT-G722は、新しいテーブルの一覧である。

付表Ⅲ-5/JT-G722 New G.722 decoder state memory (structure WB\_PLC\_state)  
(ITU-T G.722)

Member	Words (16-bit)	Description
Energymax32	2	Energy
Cormax	2	Correlation
Wsz	1	Window size
scaled_flag	1	Scaling flag
Xq	638	16 kHz speech output buffer
Stsyml	8	Short-term synthesis filter memory
Al	9	LPC filter coefficients
Alast	9	Past LPC filter coefficients
Ppt	1	Pitch predictor tap
Stwpm1	8	Short-term weighted all-pole filter memory
Xwd	45	Down-sampled weighted speech buffer
xwd_exp	1	Exponent of down-sampled weighted speech buffer
Dfm	60	Down-sampling filter memory
Scaler	1	Scaling factor for random component
Merit	1	Figure of merit for mixing ratio
Ptfe	1	Pitch tap for frame erasure
Ppf	1	Pitch period – “floating” point value
Ppinc	1	Pitch period increment
Pweflag	1	Periodic waveform extrapolation flag
Cplast	1	Coarse pitch last
Pph	5	Pitch period history
Pp	1	Pitch period
Cfcount	1	Consecutive frame erasure counter
Ngfae	1	Number of good frames after erasure
Nfle	1	Number of frames in last erasure
Avm	1	Average magnitude



Member	Words (16-bit)	Description
Lag	1	Time shift lag
psml_mean	1	Pole section margin, low-band mean
nbpl_mean1	1	nbpl first mean (low-band)
nbpl_mean2	1	nbpl second mean (low-band)
nbpl_trck	1	nbpl tracking (low-band)
nbpl_chng	1	nbpl change (low-band)
pl_postn	1	pl signal positive-negative measure (low-band)
lb_reset	1	Low-band decoder reset flag
nbph_mean	1	nbph mean (high-band)
nbph_trck	1	nbph tracking (high-band)
nbph_chng	1	nbph change (high-band)
nbh_mode	1	nbh mode for convergence (high-band)
hp_flag	1	Flag for hp filter on rh and ph signals (high-band)
nbph_lp	1	Low-pass filtered nbph (high-band)
ph_postn	1	ph signal positive-negative measure (high-band)
hb_reset	1	High-band decoder reset flag
rhhp_m1	1	Past sample of high-pass filtered rh signal (high-band)
rh_m1	1	Past sample of rh signal (high-band)
phhp_m1	1	Past sample of high-pass filtered ph signal (high-band)
ph_m1	1	Past sample of ph signal (high-band)
sb_sample	1	Sub-band sample number
cpl_postn	1	Copy of pl_postn
cph_postn	1	Copy of ph_postn
crhhp_m1	1	Copy of rhhp_m1
crh_m1	1	Copy of rh_m1
cphp_m1	1	Copy of phhp_m1
cph_m1	1	Copy of ph_m1
Ds	104	Copy of regular G.722 decoder state
Lb	39	Low-band signal
Hb	39	High-band signal

附表Ⅲ－6 / J T－G 7 2 2 New G.722 decoder table ROM.

(ITU-T G.722)

Table	Words (16-bit)	Description
inv_frm_size	3	Inverse of frame size
wlil4rilil	9	Table for low-band scale factor update
q4	8	Table for low-band scale factor update
NGFAEOFFSET_P1	8	Sample offset into 10 ms frames
div_n	20	Table for division
gawd	4	Table for gradual muting
olaup	16	Table for overlap-add
oladown	16	Table for overlap-add
wn	127	Table of normalized noise samples
bdf	60	Filter for 8:1 decimation
x	4	For coarse pitch
x2	4	For coarse pitch
invk	4	For coarse pitch
MPTH	4	For coarse pitch
sstwin_h	8	Upper 16-bit for spectral smoothing
sstwin_l	8	Lower 16-bit for spectral smoothing
bwel	9	Bandwidth expansion
STWAL	9	For short-term weighting filter

Table	Words (16-bit)	Description
win	160	Window for LPC analysis
tablog	33	Table for log2 function
olaug	40	Window for overlap-add
oladg	40	Window for overlap-add
nbphtab	8	Table for nbph
nbpltab	6	Table for nbpl
ola3	3	Table for overlap-add
ola4	4	Table for overlap-add
ola5	5	Table for overlap-add
ola6	6	Table for overlap-add
ola7	7	Table for overlap-add
ola8	8	Table for overlap-add

付表Ⅲ－７／ＪＴ－Ｇ 7 2 2 は、ITU-T 勧告 G.191 から同一のままに残っている J T - G 7 2 2 の C コードソースファイルの一覧、付表Ⅲ－８／ＪＴ－Ｇ 7 2 2 は変更された一覧、付表Ⅲ－９／ＪＴ－Ｇ 7 2 2 は、J T - G 7 2 2 P L C で追加されたファイルである。

付表Ⅲ－７／ＪＴ－Ｇ 7 2 2 G.722 identical source files  
(ITU-T G.722)

File name	Description
decg722.c	G.722 main decoder function
softbit.c/h	G.722 softbit functions
g722_com.h	Common G.722 definitions
ugstdemo.h	Definitions for UGST demo programs

付表Ⅲ－８／ＪＴ－Ｇ 7 2 2 G.722 modified source files  
(ITU-T G.722)

File name	Description
funcg722.c/h	G.722 functions
g722.c	G.722 frame en- and de-coding functions

付表Ⅲ－９／ＪＴ－Ｇ 7 2 2 G.722 P L C new source files  
(ITU-T G.722)

File name	Description
apfilter.c	All-pole filter functions
autocor.c	Autocorrelation function
azfilter.c	All-zero filter function
coarptch.c	Coarse pitch analysis
decim.c	8:1 decimation function
dspfunc.c	DSP functions
g722plc.c/h	G.722 PLC functions
levinson.c	Levinson-Durbin recursion function
memutil.c/h	Memory utility functions allow automatic scratch memory usage
merit.c	Merit calculation function
ppchange.c/h	Re-phasing and time-warping related functions

<b>File name</b>	<b>Description</b>
prfn.c	Pitch refinement function
table.c/h	Table ROM
utility.c/h	Utility functions

## 付録Ⅳ J T - G 7 2 2 に対する低演算量パケット損失補償アルゴリズム

(標準 J T - G 7 2 2 に対する)

### Ⅳ.1 本標準の規定範囲

本付録は、パケット損失環境下で音声品質の低下を抑えるための J T - G 7 2 2 復号器向け低演算量パケット損失補償 (P L C) アルゴリズムを記述する。J T - G 7 2 2 向け P L C のセレクションテスト結果の統計的分析により、本付録が付録Ⅲと同じ品質要求を満たしていることが示された。これは、付録Ⅲと比較すると品質が低いものの、J T - G 7 2 2 の通常の復号処理と比較してほとんど演算量の増加なし (0.07 WMOPS の増加) に達成されている。このように、このアルゴリズムは、演算量の制限が強いアプリケーションおよび低コストのデバイスを中心に、フレーム消失あるいはパケット損失が生じるようなアプリケーションに適している。例えば、次世代 D E C T や V o I P がこのようなアプリケーションに含まれる。

本付録を通じて用いられる参考文献、略語、および表記法は、Ⅳ.2、Ⅳ.3、およびⅣ.4 節で定義される。Ⅳ.5 節は、本アルゴリズムの概要記述を示し、また遅延および演算量に関する情報を含む。Ⅳ.6 節は、アルゴリズムの詳細な機能記述を含む。最後に、Ⅳ.7 節は、シミュレーションソフトウェアに関する情報を提供する。

### Ⅳ.2 参考文献

- T T C 標準 J T - G 7 2 2, 64kbit/s 以下の 7kHz オーディオ符号化方式
- I T U - T 勧告 G. 1 9 2, *A common digital parallel interface for speech standardization activities*
- T T C 標準 J T - G 7 2 9, 8kbit/s CS-ACELP を用いた音声符号化方式
- I T U - T 勧告 G. 1 9 1 Annex A, *Software tools for speech and audio coding standards – Software tool library (STL)*

### Ⅳ.3 略語

本付録内で用いられている頭字語を以下にまとめる。

DC	Direct Current
FIR	Finite Impulse Response
HB	Higher Band
HPF	High Pass Filter
IIR	Infinite Impulse Response
LB	Lower-Band
LP	Linear Prediction
LPC	Linear Predictive Coding
LSB	Least Significant Bit
LTP	Long-Term Prediction
MSB	Most Significant Bit
PLC	Packet Loss Concealment
QMF	Quadrature Mirror Filterbank
WB	WideBand
WMOPS	Weighted Million Operations Per Second

### Ⅳ.4 表記法および慣例

本付録を通じて、「フレーム」および「パケット」という言葉は、同じものとみなす。

J T - G 7 2 2 の表記法が利用される。表記法の詳細を以下に示す。

- すべてのフレームは、16kHzの $2L$ サンプルを含む。ここで10msフレームについては $L = 80$ であり、20msフレームについては160である。
- 時間領域の信号は、その記号および括弧付きのサンプルのインデックスで示す。記号 $n$ は、サンプルのインデックスとして用いられる。
- 慣例によって、8kHzでサンプリングされた信号については、現在のフレームは $n=0, \dots, L-1$ に相当する。 $n < 0$ のインデックスを持つサンプルは過去のサンプルであり、 $n \geq L$ のインデックスを持つサンプルは、未来のサンプルである。

付表IV-1 / JT-G 7 2 2 Table of relevant symbols  
(ITU-T G.722)

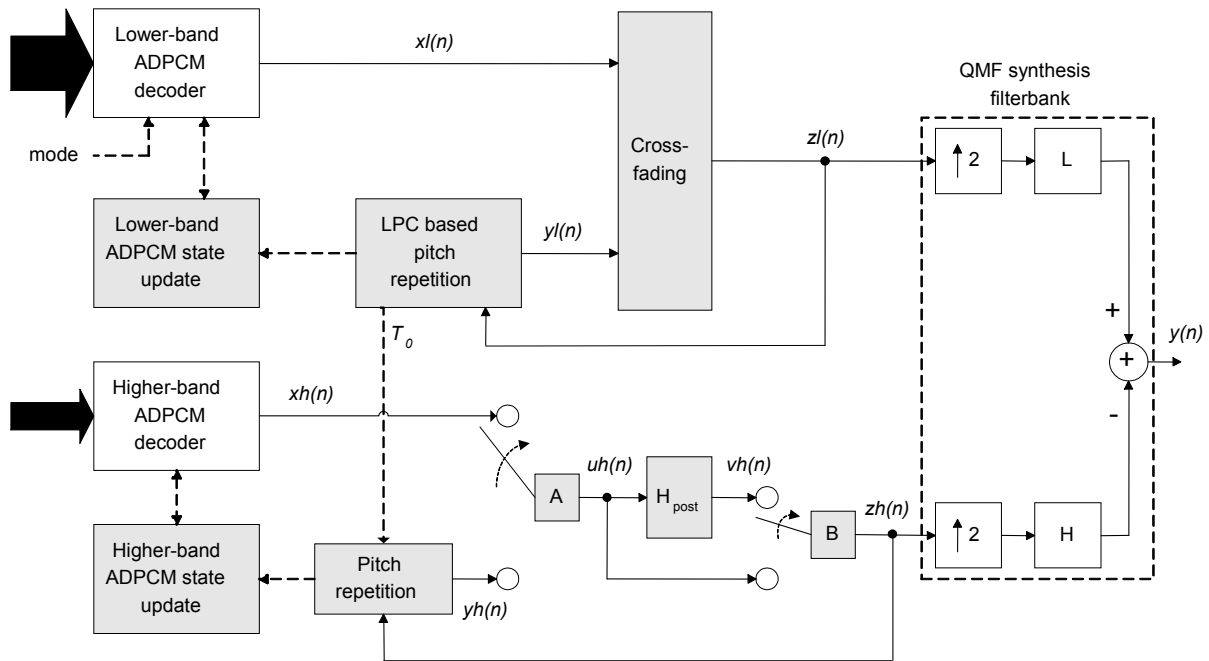
Type	Name	Description
Filters	$A(z)$	8 <sup>th</sup> order LPC filter
	$B(z)$	2 <sup>nd</sup> order LPC filter
	$H_{pre}(z)$	Lower-band high-pass filter
	$H_{post}(z)$	Higher-band high-pass filter
	$H_{dec}(z)$	4:1 decimation filter
Signals	$x_l(n)$	Lower-band ADPCM decoder output
	$y_l(n)$	Lower-band extrapolated signal
	$z_l(n)$	Lower-band reconstruction
	$x_h(n)$	Higher-band ADPCM decoder output
	$y_h(n)$	Higher-band extrapolated signal
	$z_h(n)$	Higher-band reconstruction
	$e(n)$	Lower-band LP residual signal
Parameters	$a_i$	Lower-band LP coefficients
	$T_0$	Pitch delay in lower band
	$g\_mute\_lb$	Lower-band muting factor
	$g\_mute\_hb$	Higher-band muting factor

#### IV.5 JT-G 7 2 2 PLCアルゴリズムの概要記述

本付録のJT-G 7 2 2 PLCアルゴリズムはJT-G 7 2 2本体の復号器に統合される。JT-G 7 2 2符号化器は変更されない（JT-G 7 2 2本体の3節と同一）ことに注意されたい。

##### IV.5.1 変更されたJT-G 7 2 2復号器

変更されたJT-G 7 2 2復号器を付図IV-1 / JT-G 7 2 2に示す。復号は、JT-G 7 2 2本体のQMF合成フィルタバンクを用いて結合される二つのサブバンドで実行される。JT-G 7 2 2本体と比較すると、この復号器は、フレーム消失を補償する機構を含んでいる。この機構は、ハイライトされた（灰色の影付きの）ブロックに対応する。



付図IV-1 / J T - G 7 2 2 Block diagram of G.722 decoder with PLC

(ITU-T G.722) (the highlighted blocks correspond to the PLC algorithm).

変更された J T - G 7 2 2 復号器は、16kHz でサンプリングされ、10ms あるいは 20ms のフレームに分割された出力信号を生成する。この動作は、以下のように、現在および直前のフレームのタイプ（正常フレームか異常フレームか）に依存する。

- フレーム消失がない場合（すなわち正常フレームのみの場合）

低域（LB）のビット列が、指定されたモード（1, 2, 3 は、それぞれ 64, 56, 48kbit/s を示す）にしたがって復号される。クロスフェーディングブロックは再生された信号を変更しない。すなわち  $z_l(n) = x_l(n)$  である。同様に、高域（HB）のビット列が復号される。A と B のスイッチは、それぞれ  $u_h(n) = x_h(n)$  および  $z_h(n) = u_h(n) = x_h(n)$  を選択する。広帯域再生信号  $y(n)$  は、J T - G 7 2 2 本体と同様に、QMF 合成フィルタバンクから得られる。復号された信号  $z_l(n)$  および  $z_h(n)$  は、将来のフレームで消失があった場合に用いるために保存される。

- フレーム消失の場合

- 低域では、最初の消失したフレームについては、短期予測器および長期予測器が過去の有効な信号  $z_l(n)$  ( $n < 0$ ) から推定される。クラス情報も抽出される。信号  $y_l(n)$  がこの予測器およびクラス情報を用いて生成される。消失したフレームの信号は  $z_l(n) = y_l(n)$  ( $n = 0, \dots, L-1$ ) として再生される。さらに、ADPCM 状態が更新される。消失フレーム再生および ADPCM 状態更新の処理は、正常フレームを受信するまで繰り返される。消失したフレームが生成されるだけでなく、クロスフェーディングで用いるために、10ms 分の信号が  $y_l(n)$  に追加される ( $n = L, \dots, L+79$ ) ことに注意されたい。正常フレームが受信されれば、ADPCM 復号器によって再生された信号  $x_l(n)$  ( $n = 0, \dots, L-1$ ) および外挿された信号  $y_l(n)$  ( $n = 0, \dots, L-1$ ) はクロスフェーディングされる。このクロスフェーディングは最後の消失フレームに続く最初の 10ms の間のみ用いられる。
- 高域では、消失したフレームは過去の信号  $z_h(n)$  ( $n < 0$ ) を用いて外挿され、ADPCM 状態が更新される。外挿された信号  $y_h(n)$  は前のフレーム  $z_h(n)$  をピッチに同期して繰り返すことによって得られる。スイッチ A は  $u_h(n) = y_h(n)$  ( $n = 0, \dots, L-1$ ) を選択する。信号  $u_h(n)$  が直流除去フィルタ  $H_{post}$  によって高域通過フィルタリングされ、 $v_h(n)$  が得られる。スイッチ B は、

$zh(n) = vh(n)$  ( $n=0, \dots, L-1$ ) を選択する。この処理は、正常フレームが受信されるまで繰り返される。正常フレームを受信すれば、スイッチAはADPCM復号器出力、すなわち  $uh(n) = xh(n)$  ( $n=0, \dots, L-1$ ) を選択する。最後の消失フレームに続く最初の4秒間は、スイッチBは  $zh(n) = vh(n)$  ( $n=0, \dots, L-1$ ) を選択し、4秒後は、 $zh(n) = uh(n)$  ( $n=0, \dots, L-1$ ) を選択する。

#### IV.5.2 遅延および演算量

本付録のJT-G722PLCは遅延の増加なしに動作する。

演算量および所要メモリ量を付表IV-2/JT-G722にまとめる。

付表IV-2/JT-G722 Complexity figures of the G.722 PLC algorithm  
(ITU-T G.722)

(a) Observed worst-case complexity in WMOPS based on STL2005 (figures in brackets represent the additional WMOPS compared with G.722 decoding).

Frame length	10 ms	20 ms
G.722 decoding (no PLC)	3.11	3.10
G.722 with PLC	3.18 [0.07]	3.15 [0.05]

(b) Memory requirement (figures in brackets represent the maximal additional complexity compared with G.722 decoding).

Frame length	Static RAM (in 16-bit kwords)	Scratch RAM (in 16-bit kwords)	Total RAM	Program ROM (in number of basic-ops and function calls)	Data ROM (in 16-bit kwords)
10 ms	967 [863]	692 [452]	1659 [1315]	1061 [615]	882[109]
20 ms		963 [452]	1899 [1315]		

JT-G722本体と比較すると、PLCアルゴリズムは、最悪で0.07 WMOPSの増加をもたらす。この演算量のピークは、消失後の最初の有効なフレームで起きる。

#### IV.6 JT-G722PLCアルゴリズムの機能記述

##### IV.6.1 低域の復号

###### IV.6.1.1 正常フレームの場合のADPCM復号器

JT-G722本体の4.1, 4.2, 4.3節と同一である。

加えて、適応的ミュートイングのためのカウンタ  $cnt\_mute\_lb$  および (IV.6.1.2.7節で用いられる) ミュートイングファクタ  $g\_mute\_lb$  が次のようにリセットされる。

$$cnt\_mute\_lb = 0$$

$$g\_mute\_lb = 1$$

また、未来のフレームで消失が起きた場合に用いるために信号  $zl(n)$  が保存される。

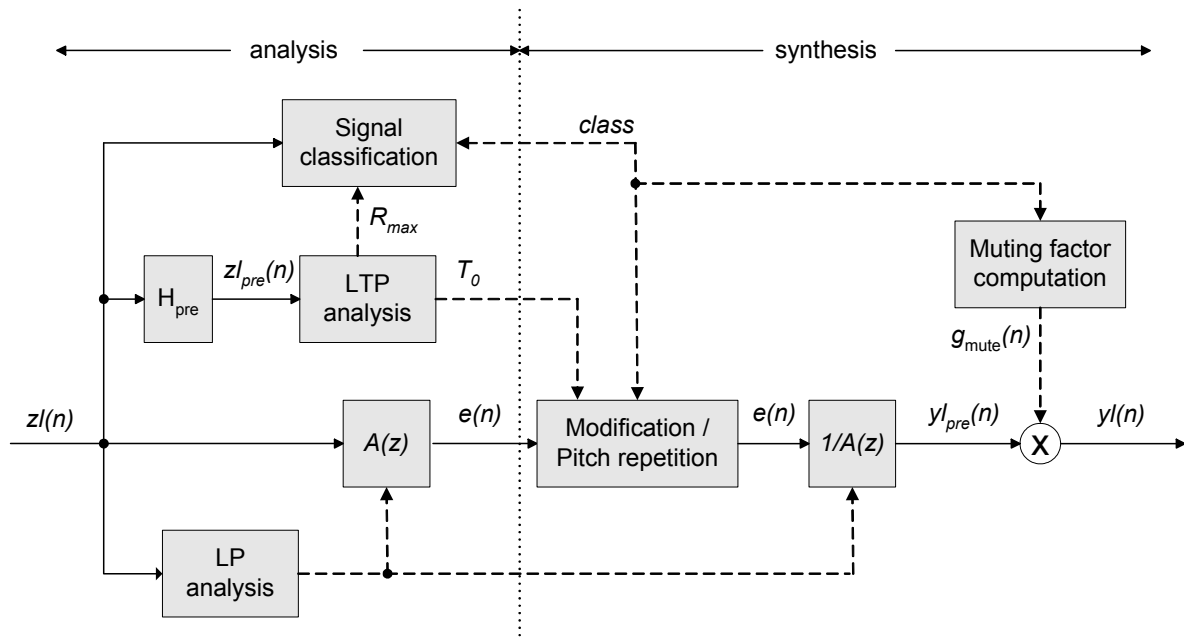
#### IV.6.1.2 正常フレームの次の異常フレームの場合：消失フレームの外挿方法

低域における消失フレームの外挿を付図IV-2/J T-G 7 2 2に示す。これは、過去の有効な信号  $z_l(n)$  ( $n < 0$ ) の分析、および信号  $y_l(n)$  ( $n = 0, \dots, L-1$ ) の合成を含む。低域の消失フレームは、 $x_l(n)$  ( $n = 0, \dots, L-1$ ) に対応する。ここで 10ms フレームについては  $L=80$  であり、20ms フレームについては  $L=160$  である。

過去の信号  $z_l(n)$  ( $n = -297, \dots, -1$ ) は、297 サンプル長のバッファにバッファリングされ、以下のように分割される。

- PLCアルゴリズムで用いられる、ピッチ遅延の最大値の2倍 ( $2 \times 144$ ) に対応する 288 サンプル
- ピッチジッタ用の 1 サンプル
- LPCメモリの 8 サンプル

このバッファ長により、低域再生信号の過去 2 ピッチ周期分を蓄積することができる。



付図IV-2/J T-G 7 2 2 Block diagram of lower-band extrapolation of missing frame (ITU-T G.722)

##### IV.6.1.2.1 LP分析

短期分析フィルタ  $A(z)$  および短期合成フィルタ  $1/A(z)$  は、8 次の線形予測 (LP) フィルタに基づいている。LP フィルタは以下のように定義される。

$$A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_8 z^{-8} \quad (1)$$

LP 分析は、窓かけおよび自己相関関数の計算、およびレビンソン-ダービンアルゴリズム、という 2 つの部分からなる。60Hz の帯域拡張および 40dB の白色雑音補正を含む自己相関関数の計算は、J T-G 7 2 9 の 3. 2. 1 節と、一点の相違を除いて同一である。ここでは、LP 窓は、下に定義されるような非対称のハミング窓である。

$$w_{lp}(n) = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{(n+80)\pi}{69}\right), & n = -80, \dots, -11 \\ 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{(n+11)\pi}{10}\right), & n = -10, \dots, -1 \end{cases} \quad (2)$$

この窓  $w_{lp}(n)$  は、演算量を削減するために 80 サンプル (8kHz のサンプリング周波数で 10ms) に限定されており、 $z_l(n)$  最後の 10ms ( $n = -80, \dots, -1$ ) に適用される。レビンソン-ダービンアルゴリズムは、J T-



G 7 2 9 の 3. 2. 2 節と同一である。

LP 分析の後、過去の信号  $z_l(n)$  ( $n = -289, \dots, -1$ ) は、残差信号  $e(n)$  ( $n = -289, \dots, -1$ ) を得るために、以下のように  $A(z)$  でフィルタリングされる。

$$e(n) = z_l(n) + \sum_{i=1}^8 a_i z_l(n-i) \quad (3)$$

#### IV.6.1.2.2 前処理

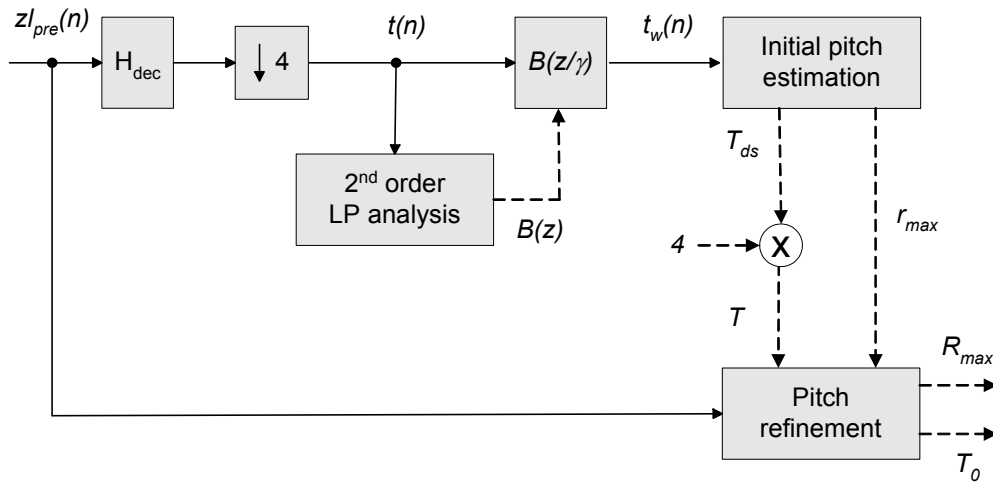
高域通過フィルタは、望ましくない低域成分への予防策として機能する。カットオフ周波数 50Hz の 1 次の極零フィルタが用いられる。このフィルタは以下のように与えられる。

$$H_{pre}(z) = \frac{1-z^{-1}}{1-\frac{123}{128}z^{-1}} \quad (4)$$

前処理された信号  $z_{l_{pre}}(n)$  ( $n = -288, \dots, -1$ ) を得るために、過去の信号  $z_l(n)$  ( $n = -288, \dots, -1$ ) が  $H_{pre}(z)$  でフィルタリングされる。

#### IV.6.1.2.3 LTP 分析

PLC アルゴリズムは、ピッチ周期の反復を用いる。ピッチ周期あるいはピッチ遅延  $T_0$  は、消失の直前の過去の有効な前処理された信号  $z_{l_{pre}}(n)$  ( $n = -288, \dots, -1$ ) で決定される。 $T_0$  は、長期予測 (LTP) 分析によって開ループで推定される。



付図IV-3 / JT-G 7 2 2 Block diagram of LTP analysis  
(ITU-T G.722)

付図IV-3 / JT-G 7 2 2 に示すように、ピッチ推定は、以下のステップで導かれる。

- 信号  $z_{l_{pre}}(n)$  ( $n = -288, \dots, -1$ ) が、低域通過フィルタ  $H_{dec}(z)$  でフィルタリングされる。ここで、

$$H_{dec}(z) = \frac{3692(1+z^8) + 6190(z^{-1} + z^{-7}) + 8525(z^{-2} + z^{-6}) + 10186(z^{-3} + z^{-5}) + 10787z^{-4}}{65536} \quad (5)$$

は 8 次の FIR フィルタであり、2kHz サンプルの信号  $t(n)$  ( $n = -72, \dots, -1$ ) を得るために 4 で間引きされる。フィルタメモリは、毎回 0 に初期化される。

- 信号  $t(n)$  ( $n = -72, \dots, -1$ ) は、フィルタ  $B(z/\gamma)$  で重み付けされ、 $t_w(n)$  ( $n = -72, \dots, -1$ ) が得られる。ここで、 $B(z) = 1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2}$  かつ  $\gamma = 0.94$  である。 $B(z)$  の係数は前の段落で述べた、窓かけ、自己相関関数計算、そしてレビンソン-ダービンを用いた、 $t(n)$  の 2 次の LP 分析によって得られる。窓  $w_p(n)$  ( $n = -72, \dots, -1$ ) の最後の 72 サンプルのみが用いられ、これは、サンプリング周波数 2kHz で 36ms 分に相当することに注意されたい。

- ピッチ遅延の初期推定値  $T_{ds}$  は、以下のように、重み付けかつ間引きされた信号領域で正規化相互相関を用いて求められる。

- 初期値  $T_{ds} = 18$
- 正規化相互相関の計算

$$r(i) = \frac{\sum_{j=-35}^{-1} t_w(j) t_w(j-i)}{\max\left(\sum_{j=-35}^{-1} t_w^2(j), \sum_{j=-35}^{-1} t_w^2(j-i)\right)}, \quad i=1, \dots, 35 \quad (6)$$

- $[1, 35]$  の範囲で最初に  $r(i) < 0$  となる初期遅延  $i_0$  の決定。  $\min_{i=1, \dots, 35} r(i) \geq 0$  の場合、以下の2つのステップが省略されることに注意されたい。

- 相関の最大値を探索するための下限の決定

$$i_1 = \max(i_0, 4)$$

- $[i_1, 35]$  の範囲での相関の最大値の探索

$$T_{ds} = \arg \max_{i=i_1, \dots, 35} r(i) \quad (7)$$

倍ピッチを選択することを回避するために、より小さなピッチを優先する手続きも適用される。

- 次に、初期ピッチ遅延推定値  $T_{ds}$  は、  $T = 4T_{ds}$  の近傍における相互相関最大値を探索することによって、前処理された信号領域で高精度化され、以下のように  $T_0$  が得られる。

$$T_0 = \arg \max_{i=T-2, \dots, T+2} R(i) \quad (8)$$

ここで

$$R(i) = \frac{\sum_{j=-T}^{-1} z l_{pre}(j) z l_{pre}(j-i)}{\max\left(\sum_{j=-T}^{-1} z l_{pre}^2(j), \sum_{j=-T}^{-1} z l_{pre}^2(j-i)\right)} \quad (9)$$

である。

- $R_{\max}$  が、  $R_{\max} = R(T_0)$  によって計算される。

#### IV.6.1.2.4 信号分類

PLCの処理は、品質を最適化するために、信号の特徴に依存する。例えば、消失前のフレームが非定常的なセグメント（例えば破裂音）の場合は信号は迅速にミュートイングさせるべきであり、フレームが定常的なセグメント（例えば強い有声音）の場合は信号はピッチに同期して反復され、ゆっくりと減衰させた方がよい。LP残差の外挿およびミュートイングをコントロールするために、本付録のPLCアルゴリズムでは、分類が用いられる。

消失前の信号  $z l(n)$  ( $n = -288, \dots, -1$ ) は、以下に定義する5つのクラスのうちのひとつに分類される。

- TRANSIENT 大きなエネルギーの変化を持つ一時的な信号（例えば破裂音）
- UNVOICED 無声音
- VUV\_TRANSITION 有声音と無声音の間の遷移に対応
- WEAKLY\_VOICED 弱い有声音（例えば母音の立ち上りあるいは立下り）
- VOICED 有声音信号（例えば安定した母音）

分類のために用いられる特徴量を以下に挙げる。

- LTP分析の副産物である正規化相関関数  $R_{\max}$
- サブバンドエネルギー比。ここではこの値は、JT-G722の慣例を用いて、低域と高域のADPCMのスケールファクタの差分、NBH-NBLを計算することによって、対数領域で得られる。NBLおよび

NBH は、J T-G 7 2 2 本体 3.5 節のように計算される。

- $z_l(n)$  ( $n=-80, \dots, -1$ ) のゼロ交差レート  $zcr$ 。以下のように定義される。

$$zcr = \sum_{n=-80}^{-1} [z_l(n) \leq 0 \text{ AND } (z_l(n-1) > 0)] \quad (10)$$

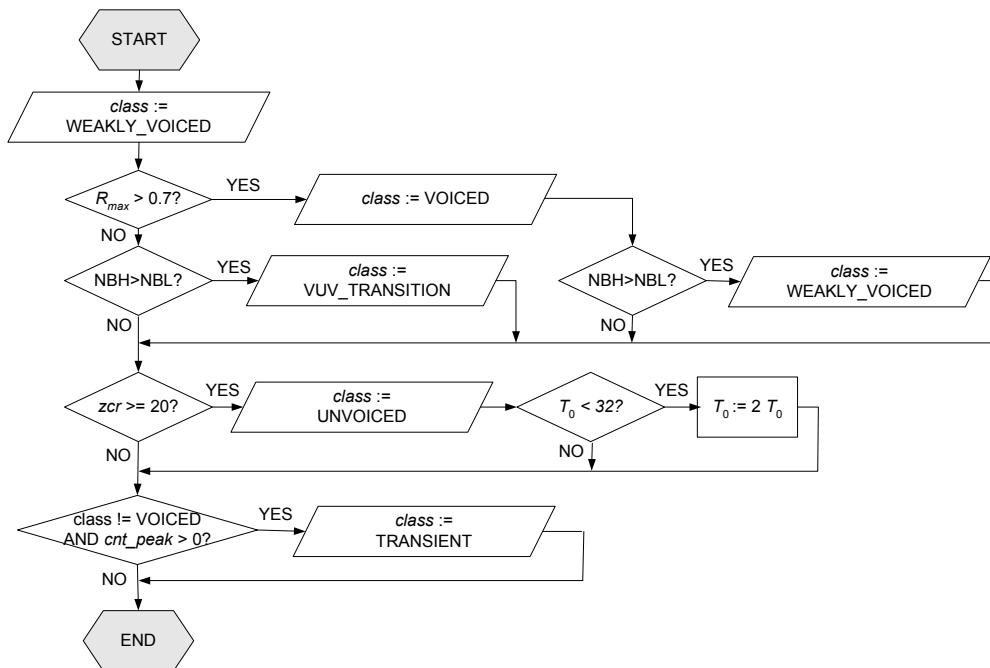
ここで  $\leq$  および  $>$  の比較は二値の結果 (真の場合 1、偽の場合 0) を与え、"AND" は AND のビット演算である。

- 最新のピッチ周期内の大きなピークと推定された数  $cnt\_peak$

$$cnt\_peak = \sum_{n=-T_0}^{-1} \left[ \frac{|e(n)|}{4} > \max_{i=-2, \dots, 2} (|e(n-T_0+i)|) \right] \quad (11)$$

ここで、比較  $>$  は二値の結果 (真の場合 1、偽の場合 0) を与え、 $T_0$  は LTP 分析で推定されたピッチ遅延である。カウンタ  $cnt\_peak$  は、最新のピッチ周期内の大きなピークと推定された数である。

これらの特徴量に基づき、付図 IV-4 / J T-G 7 2 2 に示すフローチャートに従ったヒューリスティックにより、信号のカテゴリ、すなわち  $class$  が得られる。 $class$  が UNVOICED に設定された場合、短いピッチ遅延による異音を避けるためにピッチ遅延  $T_0$  が変更されることに注意されたい。また、 $class$  が VOICED でなくかつ  $T_0$  が偶数の場合、 $T_0$  が 1 増やされることにも注意されたい。いわゆるピッチ遅延  $T_0$  は、残差信号生成処理で用いられる反復周期を決定する。



付図 IV-4 / J T-G 7 2 2 Classification flowchart (ITU-T G.722)

#### IV.6.1.2.5 線形予測残差の修正 / ピッチ反復

ピッチ反復方法は、反復区間の残差信号から消失フレームの線形予測残差  $e(n)$ ,  $n=0, \dots, L-1$  の推定に用いられる。上述したように、反復区間は、最新の正しい  $T_0$  個の残差サンプル  $e(n)$ ,  $n=-T_0, \dots, -1$  を含んでいる。

#### 線形予測残差修正

$class$  が VOICED で無い場合、ピッチ反復処理を実行する前に、反復区間は、修正される。以下に示すように、その修正は、反復区間の各サンプル値の大きさを制限することにある。

$$e(n) = \min \left( \max_{i=-2, \dots, +2} (|e(n-T_0+i)|, |e(n)|) \right) \times \text{sign}(e(n)), \quad n = -T_0, \dots, -1 \quad (12)$$

ここで、

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \geq 0 \\ -1 & \text{if } x < 0 \end{cases} \quad (13)$$

### 線形予測残差のピッチ反復

消失フレームの線形予測残差  $e(n)$ ,  $n = 0, \dots, L-1$  は、以下のように、分類結果を基に外挿される。

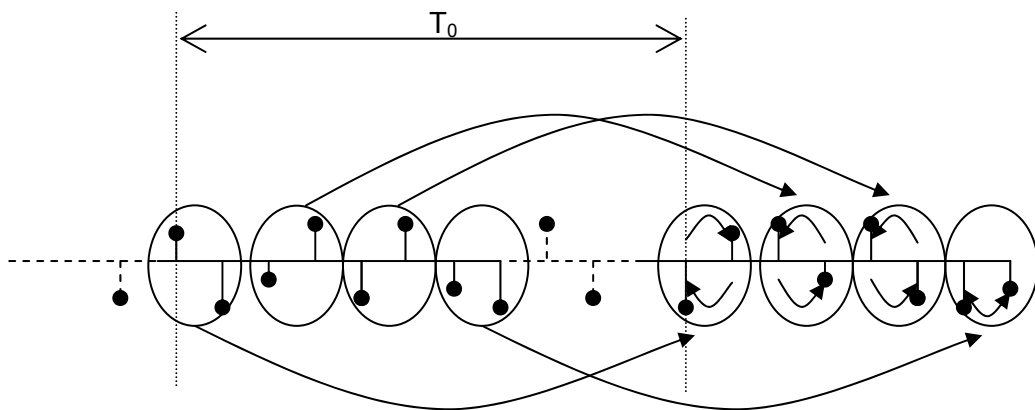
- *class* が VOICED の場合、消失信号  $e(n)$ ,  $n = 0, \dots, L-1$  は、反復区間をピッチに同期して反復することにより得られる。

$$e(n) = e(n-T_0) \quad (14)$$

- *class* が VOICED で無い場合、過度の有声性を回避するため、ピッチ同期反復方法は、以下の方法を用い、サンプル毎に小さなジッタを与えることで、修正される。繰り返し区間のサンプルは、二つずつのグループとみなされ、そして、それぞれのグループを形成する 2 サンプルが入れ替えられ、さらに、入れ替えられたグループが連結され、外挿された残差信号が形成される。 $T_0 < L$  の場合、外挿された残差信号は、反復区間を拡張し、この処理が反復される。この処理により、消失信号  $e(n)$ ,  $n = 0, \dots, L-1$  は以下のように得られる。

$$e(n) = e(n-T_0 + (-1)^n) \quad (15)$$

この処理を付図IV-5 / J T-G 7 2 2 に図示する。



付図IV-5 / J T-G 7 2 2 LP residual  $e(n)$  extrapolation with jitter (if *class* is not VOICED)  
(ITU-T G.722)

さらに、追加の 80 サンプル (10ms)  $e(n)$ ,  $n = L, \dots, L+79$  が、クロスフェーディングのために上式を用いて算出される。

#### IV.6.1.2.6 線形予測合成

線形予測合成後の再生された消失フレームは、次式で与えられる。

$$y_{pre}^l(n) = e(n) - \sum_{i=1}^8 a_i y_l(n-i) \quad (16)$$

ここで、 $e(n)$ 、 $n=0, \dots, L-1$ は、外挿された残差信号であり、 $L$ は、フレーム長である。

さらに、80 サンプル (10ms)、 $y_{pre}^l(n)$ 、 $n=L, \dots, L+79$ が、上式を用いて生成され、これらのサンプルは、クロスフェージングに使われる。

#### IV.6.1.2.7 適応的ミュートイング

再生信号のエネルギーは、各サンプルに対して、サンプル毎に算出されて適応化されるゲインファクタを適用することで制御される。すなわち、合成信号  $y_{pre}^l(n)$  は、下式の再生低域側信号  $y_l(n)$  を得るために適応ミュートイングファクタ  $g\_mute\_lb$  for  $n=0, \dots, L-1$  によってサンプル毎にミュートされる。

$$y_l(n) = g\_mute\_lb \times y_{pre}^l(n) \quad (17)$$

追加の合成信号  $y_{pre}^l(n)$ 、 $n=L, \dots, L+79$  はクロスフェージングのために必要で、同様に  $y_l(n) = g\_mute\_lb \times y_{pre}^l(n)$  でミュートされる。

$g\_mute\_lb$  の計算は、いくつかのパラメータ、すなわち 10ms と 20ms フレームに対しては  $inc\_mute$ 、 $fac1$ 、 $fac2p$  そして  $fac3p$  を用い、10ms フレームに対しては  $cf10$  を用いて算出される。これらのパラメータは、付表IV-3 / JT-G 7 2 2 に示すように、 $class$  の値に依存する。

付表IV-3 / JT-G 7 2 2 Adaptive muting parameters  
(ITU-T G.722)

Parameter	$class = \text{TRANSIENT}$	$class = \text{UV\_TRANSITION}$	Other cases
$inc\_mute$	4	2	1
$fac1$	409	10	10
$fac2p$	409	10	20
$fac3p$	409	399	190
$cf10$	0	399	20

#### 最初の消失 10ms フレームに対するミュートイングファクタの計算

この場合、ミュートイングファクタは、 $n=0, \dots, 79$  に対して、以下のように  $fac1$  を用いてサンプル毎に適応される。

$$g\_mute\_lb = g\_mute\_lb - fac1$$

ここで、 $g\_mute\_lb$  は 1 に初期化されていたものである (IV.6.1.1 節を参照のこと)。

そして、 $cnt\_mute\_lb$  は最初の消失 10ms フレームの最後で以下のように、更新される。

$$cnt\_mute\_lb = cnt\_mute\_lb + 80 \times inc\_mute$$

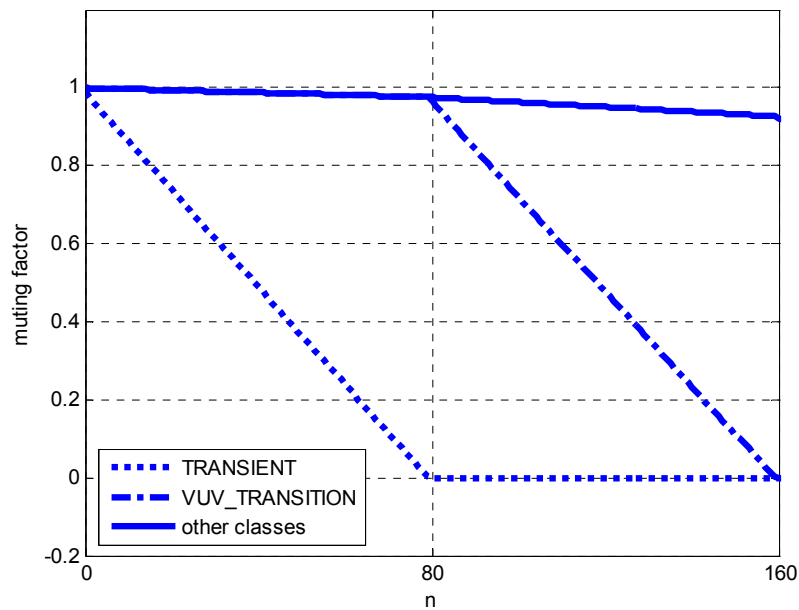
ここで、 $cnt\_mute\_lb$  は0に初期化されていたものである (IV.6.1.1 節を参照のこと)。  
追加の合成信号に対するミュートイングファクタも、同様に  $n=80, \dots, 159$  に対して、以下のように  $cf10$  を用いてサンプル毎に適応される。

$$g\_mute\_lb = g\_mute\_lb - cf10$$

そして、 $cnt\_mute\_lb$  も、追加フレームの最後で更新される。

$$cnt\_mute\_lb = cnt\_mute\_lb + 80 \times inc\_mute$$

ミュートイングファクタの変化を付図IV-6 / J T-G 7 2 2に示す。



付図IV-6 / J T-G 7 2 2 Muting factor as a function of the sample index for 10 ms frames  
(ITU-T G.722) (80 samples for current frame + 80 samples for cross-fading part)

#### その他の場合 (20ms フレーム、あるいは、連続した 10ms フレームの消失) に対するミュートイングファクタの計算

これらの場合も、ミュートイングファクタ  $g\_mute\_lb$  は、 $n=0, \dots, L-1$  に対して、適応ファクタ  $fac1$  を用いてサンプル毎に適応される。しかしながら、 $g\_mute\_lb$  は、 $cnt\_mute\_lb$  の値によって、さらに減少する。その減少量は、 $class$  に依存する。処理方法は、以下の通り。

$$g\_mute\_lb = g\_mute\_lb - fac1$$

$$\text{if } (cnt\_mute\_lb \geq 80) \quad g\_mute\_lb = g\_mute\_lb - fac2p$$

$$\text{if } (cnt\_mute\_lb \geq 160) \quad g\_mute\_lb = g\_mute\_lb - fac3p$$

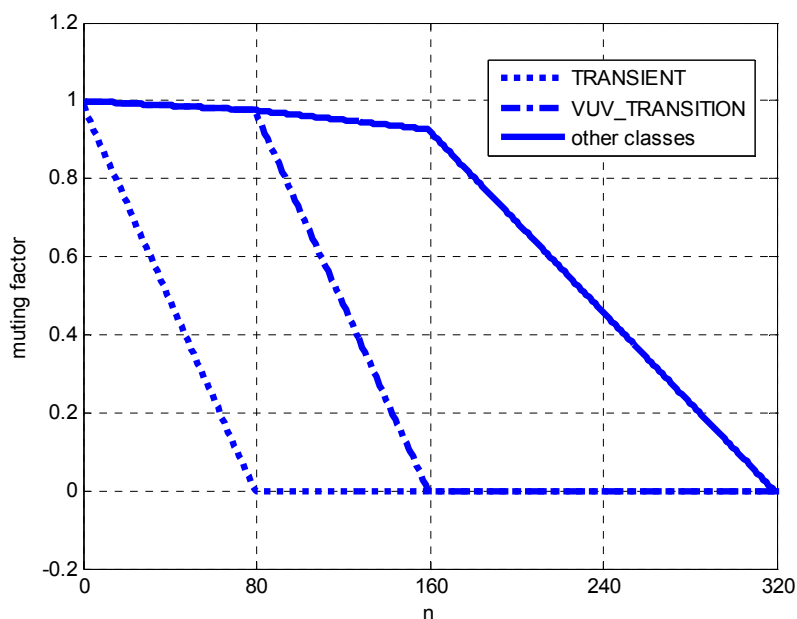
$$\text{if } (cnt\_mute\_lb \geq 320) \quad g\_mute\_lb = 0$$

$$cnt\_mute\_lb = cnt\_mute\_lb + inc\_mute$$

追加の合成信号に対するミュートイングファクタ  $yl_{pre}(n)$ 、 $n=L, \dots, L+79$  は、クロスフェーディングのために必要であり、 $n=L, \dots, L+79$  に対しても同様にミュートイングされる。

注：最初の消失 20ms フレームに対して、 $g\_mute\_lb$  及び  $cnt\_mute\_lb$  は最初の消失より前に初期化される（IV.6.1.1 節を参照のこと）。

そのミュートファクタの変化を付図IV-7/J T-G 7 2 2に示す。最初の 160 サンプルに対するゲイン値は付図IV-6/J T-G 7 2 2に示されるそれらの値と同じである。



付図IV-7/J T-G 7 2 2 Muting factor as a function of the sample index (ITU-T G.722)

#### IV.6.1.3 消失フレームの外挿：異常フレーム後の異常フレームの場合

異常フレーム後に異常フレームが継続する場合、最初の消失フレームにおける分析パラメータ ( $a_i, i=1, \dots, 8, T_0, class$ ) が保持される。前フレームにてクロスフェーディングのために生成された信号は、 $yl(n), n=0, \dots, 79$  にコピーされる。クロスフェーディングのために次フレームとともに使われる 10ms 部分を含む最新の L サンプル  $yl(n), n=80, \dots, L+79$  は、IV.6.1.2 節に記述されているように合成される。

#### IV.6.1.4 ADPCM復号器状態の更新

低域側ADPCM復号器の状態は、フレーム消失からの復帰を助けるために消失したフレームを外挿した後に、更新される。この更新は、単純なADPCM復号器リセット以上に複雑なものである。しかしながら、演算量を最小限にするため、そのADPCM状態は、付加的処理を必要としない、利用可能なあるいは先験的情報に基づいて更新される。状態は、以下に示すように J T-G 7 2 2 表記を用いて、変更される。

$$\begin{aligned}
 DLT_i &= 0, \quad i=1, \dots, 6 \\
 PLT_i &= \frac{yl(L-i)}{2}, \quad i=1, 2 \\
 RLT_i &= yl(L-i), \quad i=1, 2 \\
 \\ 
 SL &= yl(L) \\
 SZL &= \frac{yl(L)}{2} \\
 \text{if } cnt\_mute\_hb > 160, \\
 \quad DETL &= 32 \\
 \quad NBL &= 0
 \end{aligned}$$

#### IV.6.1.5 クロスフェーディング

クロスフェーディングの詳細を、付表IV-4/J T-G 7 2 2に示す。クロスフェーディング窓は、10ms 時間に対応したバートレット窓（三角窓）に基づいている。

付表IV-4/J T-G 7 2 2 Cross-fading operation  
(ITU-T G.722)

		Current frame	
		Bad	Good
Previous frame	Bad	$z_l(n) = y_l(n), n = 0, \dots, L-1$	$z_l(n) = \frac{n}{79} x_l(n) + (1 - \frac{n}{79}) y_l(n), n = 0, \dots, 79$ and $z_l(n) = x_l(n), n = 80, \dots, L-1$
	Good	$z_l(n) = y_l(n), n = 0, \dots, L-1$	$z_l(n) = x_l(n), n = 0, \dots, L-1$

#### IV.6.2 高域の復号

##### IV.6.2.1 正常フレームの場合のADPCM復号器

TTC標準J T-G 7 2 2/4.1、4.2、4.3と同様である。

さらに、カウンタ  $cnt\_mute\_hb$  とミュートファクタ  $g\_mute\_hb$  (IV.6.2.2.2節で使用している)が、適応的ミュートのために、以下のようにリセットされる。

$$cnt\_mute\_hb = 0$$

$$g\_mute\_hb = 1$$

そして、信号  $zh(n)$  は、将来のフレームが消失した場合に使用するために格納される。

##### IV.6.2.2 消失フレームの外挿

高域側における消失フレームの外挿は、160 サンプルのバッファ長でバッファされている過去の信号  $zh(n)$ ,  $n = -160, \dots, -1$  を用いる。

##### IV.6.2.2.1 反復処理

高域側における消失フレームの外挿は、 $class = VOICED$  の場合は、前の信号  $zh(n)$  をピッチに同期させて反復させることによって構成されている。それ以外の場合は、繰り返し周期は 80 サンプル (10ms) に設定される。別の表現をすれば、以下ようになる。

$$y_{h\_pre}(n) = zh(n - T_h), n = 0, \dots, L-1 \quad (18)$$

ここで、 $class = VOICED$  の場合は  $T_h = T_0$ 、その他の場合は  $T_h = 80$  である。

##### IV.6.2.2.2 適応的ミュート

低域側再生信号に対してと同様に、高域側再生信号のエネルギーも、サンプル毎に計算され適応化されるゲインファクタを適用することで、制御される。 $n = 0, \dots, L-1$  に対する合成信号  $y_{h\_pre}(n)$  は、再生高域側信号  $y_h(n)$  を得るため、適応ミュートファクタ  $g\_mute\_hb$  を用いてサンプル毎にミュートされる。



高域側のミュートイングは、IV.6.1.2.7 節に記載されている低域側ミュートイングのミュートイングと同じである。しかしながら、高域側ではクロスフェージングを用いないので、ひとつの消失フレームの後、`cnt_mute_hb` が、`cnt_mute_lb` と比較して常に 80 サンプル先行するように、別のカウンタ `cnt_mute_hb` および別のミュートイングファクタ `g_mute_hb` が使用される。

#### IV.6.2.3 高域通過の後処理

フレームが消失した場合、高域側再生信号  $uh(n)$ 、 $n=0, \dots, L-1$  に、非常に小さな振幅の DC オフセットが現れ、その次の最初の正常フレームに対して、影響を与える可能性がある。QMF 合成の後、これは 8 kHz 成分を生成する。この不快な高周波ノイズを避けるため、カットオフ周波数が 50Hz の一次極/零フィルタが用いられる。このフィルタは、下式で与えられる。

$$H_{post}(z) = \frac{\frac{7303}{8192}(1-z^{-1})}{1 - \frac{3207}{4096}z^{-1}} \quad (19)$$

信号  $uh(n)$  は、 $vh(n)$  を得るために  $H_{post}(z)$  でフィルタリングされる。ここで、 $n=0, \dots, L-1$  である。

このフィルタは、フレームが消失している間、およびそれに引き続く最初の 4 フレームの間、適用される。

#### IV.6.2.4 ADPCM復号器状態の更新

低域側復号と同様に、高域側 ADPCM 復号器の状態は、消失フレームの外挿後、更新される。その更新は、JT-G 7 2 2 表記を用いて、以下のように示される。

```
NBH = NBH/2
DETH = scaleh(NBH)
if cnt_mute_hb > 160
    NBH = 0
    DETH = 8
```

この更新は、高域側のスケールファクタのみに制限される。

#### IV.6.3 QMF合成フィルタバンク

異常フレームを復号する場合に、(各二つの出力サンプルに対する) 関数 `qmf_rx` がそれぞれコールされた後の 22 サンプルのディレイラインのシフトを、 $L+22$  長の線形バッファに置き換える以外は、TTC 標準 JT-G 7 2 2 / 4.4 と同様である。このバッファのメモリ部分は、各フレームの最初に更新され、フィルタメモリは、各フレームの最後に保存される。

#### IV.7 TTC標準 JT-G 7 2 2 PLCアルゴリズムのビットイグザクト記述

16 ビット固定小数点記述の TTC 標準 JT-G 7 2 2 PLC アルゴリズムをシミュレートする ANS I C ソースコード (リリース 1. 1) が日本 I T U 協会から入手可能である。以下の副節では、このシミュレーションコードの使用法と、ソフトウェア構成の概要を示す。TTC 標準 JT-G 7 2 2 PLC アルゴリズムは、ITU-T ソフトウェア・ツール・ライブラリ (STL2005) からの JT-G 7 2 2 のコードを用いて実装されている。PLC アルゴリズム (IV.5 および IV.6 節) の算術的記述は、いくつかの他の方法でも実装し得る。そのため、IV.5 および IV.6 節における算術的記述との相違があった場合でも、本節における ANS I C

コードのアルゴリズム記述の方が、優先される。

#### IV.7.1 シミュレーションソフトウェアの利用方法

PLC機能付きTTC標準JT-G722復号器用コマンドラインは、以下の通りである。

```
decg722 [-fsize N] g192_bst output
```

ここで、Nは16kHz時のフレームサイズである（デフォルトは160）。

出力ファイルは、16ビットPCM信号を含むデータファイルである。

符号化されたビットストリームのマッピングテーブルは、シミュレーションソフトウェアに含まれている。

#### IV.7.2 シミュレーションソフトウェアの構成

付表IV-5 / JT-G722 List of tables added by the PLC algorithm  
(ITU-T G.722)

Table name	Size	Description
G722PLC_lpc_win_80	80	LPC window
G722PLC_lag_h	8	Lag window for bandwidth expansion (high part)
G722PLC_lag_l	8	Lag window for bandwidth expansion (low part)
G722PLC_fir_lp	9	Coefficients of low-pass quarter-band decimation filter
G722PLC_b_hp	3	High-pass filter coefficients (numerator)
G722PLC_a_hp	3	High-pass filter coefficients (denominator)

付表IV-6 / JT-G722 List of files (G.722 decoder with PLC)  
(ITU-T G.722)

(a) Identical files – from G.191 STL software

Filename	Description
softbit.c	G.722 soft bit handling
g722_com.h	G.722 additional header file
softbit.h	G.722 soft bit handling
ugstdemo.h	Definitions for UGST demo programs

(b) Modified files – from G.191 STL software

Filename	Description
decg722.c	G.722 decoder interface
g722.c	G.722 main decoder routines
g722.h	G.722 main header file
funcg722.c	G.722 library
funcg722.h	G.722 library

(c) New files

Filename	Description
g722_plc.c, g722_plc.h	PLC library and headers
g722_plc_tables.c	PLC tables
oper32_b.c, oper32_b.h	Additional basic operators and headers

## 付録 用語解説

(標準 J T - G 7 2 2 に対する)

(1) 帯域分割適応差分パルス符号変調 (S B - A D P C M)

[sub-band adaptive differential pulse code modulation (S B - A D P C M)] 信号の周波数帯域を複数の帯域に分割し、各帯域の信号を A D P C M 符号化により、デジタル信号に変換する処理。

(2) 直交ミラーフィルタ (QMF) [quadrature mirror filter (QMF)]

帯域を分割し、再合成した後の信号に、分割による折り返し歪が残らないようにしたフィルタ。

(3) 折り返し歪 [aliasing effect]

アナログ信号を標本化する際に、標本化周波数  $f_s$  の  $1/2$  以上の成分が標本化周波数の  $1/2$  のところで折り返された形で混入する歪となる。これを折り返し歪という。

(4) 折り返し阻止フィルタ [anti-aliasing filter]

標本化に於ける折り返し歪を防止するための帯域制限フィルタで、標本化処理の前段に置かれる。通常、低域通過フィルタが用いられる。

(5)  $x/\sin x$  補正 [ $x/\sin x$  correction]

D/A 変換時の標本化パルス巾が有限の時、パルス巾と周波数に比例する変数  $x$  を考えると、周波数応答は  $\sin x/x$  となり、高域で低下する。これを補正して平坦な周波数応答を得る為に  $x/\sin x$  補正が用いられる。

(6) 直線位相非巡回型デジタルフィルタ [linear-phase non-recursive digital filter]

帰還路を持たない構成で、インパルス応答が有限な長さだけ持続し、入出力の位相差が信号の周波数に比例しているデジタルフィルタ。

(7) 間引き標本化 [subsampling]

処理対象帯域を狭める為に、標本化信号 (標本点) を一定周期毎に間引き元の標本化周波数より低い標本化信号に変換すること。

(8) 補間標本 [upsampling]

処理対象帯域を広げる為に、標本化信号 (標本点) の間に補間信号を挿入し元の標本化信号より高い標本化周波数の標本化信号に変換すること。

(9) 極予測器 [pole predictor]

信号の過去の標本値から、現在の標本値を推定する予測器において、信号の極を近似する為の特性を持ったもの。

(10) 零予測器 [zero predictor]

信号の過去の標本値から、現在の標本値を推定する予測器において、信号の零点を近似する為の特性を持ったもの。

付録 T T C標準用語対照表

(標準 J T - G 7 2 2 に対する)

英 語	T T C 標準用語
absolute group delay	絶対群遅延
adaptation	適応
adaptive differential pulse code modulation (ADPCM)	適応差分パルス符号変調 (ADPCM)
adaptive prediction	適応予測
adaptive quantizer	適応量子化器
aliasing effect	折り返し歪
analogue-to-digital converter	A/D変換器
anti-aliasing filter	折り返し阻止フィルタ
arithmetic	算術
arithmetic addition(subtraction)	算術加算 (減算)
arithmetic shift right(left) operation	算術右 (左) シフト
attenuation/frequency distortion	伝送損失周波数特性
attenuation/frequency response	伝送損失周波数特性
audio coding	オーディオ符号化
audio conferencing	オーディオ会議
audio performance	オーディオ性能
auxiliary data channel	補助データチャネル
binary representation	2進表示
codeword	符号語
crosstalk	漏話
data extraction device	データ抽出装置
data insertion device	データ挿入装置
decision level	識別値
digital test sequence	デジタルテストシーケンス
digital-to-analogue converter	D/A変換器
go/return crosstalk	送受間の漏話
gradient algorithm	グラジェント法
group delay	群遅延
group delay distortion	群遅延歪
high quality speech	高品質音声
higher sub-band	高域
idle noise	無通話時雑音
impulse response	インパルス応答
internal processing variable	内部処理変数
intermodulation	相互変調

英 語	T T C 標準用語
inverse adaptive quantizer	適応逆量子化器
leakage factor	リーク係数
linear-phase non-recursive digital filter	直線位相非巡回型デジタルフィルタ
log-to-linear conversion	対数から真数への変換
logarithmic quantizer scale factor	対数量子化スケールファクタ
logical shift right(left) operation	論理右 (左) シフト
lower sub-band	低域
multipoint	多地点
multipoint conference	多地点会議
multipoint conference arrangement	多地点会議設備
multipoint conference unit (MCU)	多地点会議ユニット (MCU)
partially reconstructed signal	部分再生信号
pole-predictor coefficient	極予測係数
point-to-point	ポイント・ポイント
pseudo-random sequence	擬似ランダム系列
public switched telephone network	公衆交換電話網
quadrature mirror filter (QMF)	直交ミラーフィルタ (QMF)
quantization	量子化
quantized difference signal	量子化差分信号
quantizer interval	量子化幅
quantizer interval index	量子化幅指標
reconstructed signal	再生信号
rounding	丸め
sample	標本
sampling	標本化
sampling interval	標本化間隔
saturation control	飽和处理
sign extension	符号拡張
signal-to-correlated noise ratio	信号対相関雑音比
signal-to-total distortion ratio	信号対総合雑音比
single frequency noise	単一周波数雑音
sub-band adaptive differential pulse code modulation (SB-ADPCM)	帯域分割適応差分パルス符号変調 (SB-ADPCM)
subsampling	間引き標本化
transcoding	変換符号化
truncated	切捨て
2's complement	2の補数

英 語	T T C 標準用語
uniformly quantized signal	均一量子化信号
unique mapping	一対一の対応関係
update	更新
upsampling	補間標本化
unweighted noise power	無評価雑音電力
valid data	有効データ
valid data indicate signal	有効データ表示信号
variation of gain with input level	伝送損失レベル特性
video conferencing	テレビ会議
x/sin x correction	$x / \sin x$ 補正
zero fill	ゼロづめ
zero-predictor coefficient	零予測係数