



НАЦИОНАЛЬНЫЙ
СТАНДАРТ
РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ

ГОСТ Р
53556.8—
2013

Звуковое вещание цифровое
КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ
ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ
С СОКРАЩЕНИЕМ ИЗБЫТОЧНОСТИ
ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ПО ЦИФРОВЫМ
КАНАЛАМ СВЯЗИ.
ЧАСТЬ III
(MP3-AUDIO)

Параметрическое кодирование высококачественных
звуковых сигналов

(AAC)

ISO/IEC 14496-3:2009
(NEQ)

Издание официальное



Москва
Стандартинформ
2014

Предисловие

1 РАЗРАБОТАН Санкт-Петербургским филиалом Центрального научно-исследовательского института связи «Ленинградское отделение» (ФГУП ЛО ЦНИИС)

2 ВНЕСЕН Техническим комитетом по стандартизации ТК 480 «Связь»

3 УТВЕРЖДЕН И ВВЕДЕН В ДЕЙСТВИЕ Приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 25 октября 2013 г. № 1212-ст

4 Настоящий стандарт разработан с учетом основных нормативных положений международного стандарта ИСО/МЭК 14496-3:2009 «Информационные технологии. Кодирование аудиовизуальных объектов. Часть 3. Аудио» (ISO/IEC 14496-3:2009 «Information technology — Coding of audio-visual objects — Part 3: Audio») [1]

5 ВВЕДЕН ВПЕРВЫЕ

Правила применения настоящего стандарта установлены в ГОСТ Р 1.0—2012 (раздел 8). Информация об изменениях к настоящему стандарту публикуется в ежегодном (по состоянию на 1 января текущего года) информационном указателе «Национальные стандарты», а официальный текст изменений и поправок — в ежемесячном информационном указателе «Национальные стандарты». В случае пересмотра (замены) или отмены настоящего стандарта соответствующее уведомление будет опубликовано в ближайшем выпуске ежемесячного информационного указателя «Национальные стандарты». Соответствующая информация, уведомление и тексты размещаются также в информационной системе общего пользования — на официальном сайте Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии в сети Интернет (gost.ru)

© Стандартиформ, 2014

Настоящий стандарт не может быть полностью или частично воспроизведен, тиражирован и распространен в качестве официального издания без разрешения Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии

Содержание

1 Область применения	1
2 Термины и определения	2
3 Символы и сокращения	2
3.1 Арифметические операторы	2
3.2 Операторы отношения	2
3.3 Мнемоники	2
3.4 Диапазоны	3
3.5 Численное представление	3
3.6 Определения	3
4 Полезные нагрузки для SSC аудио объектного типа	3
4.1 Конфигурация декодера (<i>SSCSpecificConfig</i>)	3
4.2 Полезная нагрузка потока битов SSC	3
5 Семантика	12
5.1 <i>SSCSpecificConfig</i>	12
5.2 Декодирование полезной нагрузки потока битов SSC	13
5.3 Индексация подфреймов	23
6 Процесс декодирования	23
6.1 Переходные процессы	23
6.2 Синусоиды	25
6.3 Шум	29
6.4 Параметрическое стерео	32
6.5 Ситуации запуска/остановки для декодирования	46
Приложение А (обязательное) Комбинация инструмента <i>SBR</i> с параметрическим инструментом стерео	47
Приложение Б (обязательное) Нормативные таблицы	49
Приложение В (справочное) Темп и подача, масштабируемые в декодере	79
Библиография	80

НАЦИОНАЛЬНЫЙ СТАНДАРТ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Звуковое вещание цифровое

КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ С СОКРАЩЕНИЕМ ИЗБЫТОЧНОСТИ
ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ПО ЦИФРОВЫМ КАНАЛАМ СВЯЗИ.ЧАСТЬ III
(MPEG-4 AUDIO)

Параметрическое кодирование высококачественных звуковых сигналов (SSC)

Sound broadcasting digital. Coding of signals of sound broadcasting with reduction of redundancy
for transfer on digital communication channels. A part III (MPEG-4 audio).
Technical description of parametric coding for high quality audio

Дата введения — 2014—09—01

1 Область применения

Стандарт описывает схему параметрического кодирования для сжатия высококачественного аудио *MPEG-4 audio*. Краткое наименование — *SSC (Sinusoidal Coding)*. При скоростях передачи приблизительно 24 Кбит/с стерео и на частоте дискретизации 44,1 кГц схема кодирования *SSC* предлагает качество, которое необходимо для многих приложений.

SSC использует четыре различных инструмента, которые вместе параметризуют аудиосигнал. Эти инструменты состоят из моделирования переходного процесса, моделирования синусоид, моделирования шума и моделирования образа стерео. Одна из отличительных особенностей *SSC* состоит в том, что оно оказывает поддержку декодера для независимого темпа и масштабирования шага при почти любой дополнительной сложности.

Инструмент переходного процесса

Инструмент переходного процесса захватывает чрезвычайно динамичные события входного аудиосигнала. Эти события эффективно моделируются посредством ограниченного количества синусоид, которые формируются посредством огибающей.

Инструмент синусоид речевого выхода для инструментов *FA* и для дублирования *MP* с информацией о форме губ.

Инструмент синусоид захватывает детерминированные события входного аудиосигнала. Природа медленного изменения синусоидальных компонентов для типичных аудиосигналов используется, соединяя синусоиды по последовательным фреймам. Посредством дифференциального кодирования могут быть эффективно представлены параметры частоты, амплитуды и фазы.

Шумовой инструмент

Шумовой инструмент захватывает стохастические или недетерминированные события входного аудиосигнала. В декодере в качестве возбуждения используется генератор белого шума. Чтобы управлять временными и спектральными свойствами шума в аудиосигнале применяется временная и спектральная огибающая.

Инструмент параметрического кодирования стерео

Инструмент параметрического кодирования стерео в состоянии захватывать стереообраз входного аудиосигнала в ограниченном количестве параметров, требуя только небольшого служебного сигнала в пределах от нескольких Кбит/с для среднего качества до приблизительно 9 Кбит/с для более высокого качества. Вместе с монофоническим смешиванием входного сигнала стерео, сгенерированного параметрическим инструментом кодирования стерео, инструмент параметрического декодирования стерео в состоянии регенерировать стереосигнал. Это — универсальный инструмент, который может работать в комбинации с любым монофоническим кодером. В Приложении А настоящего стандарта приводится нормативное описание комбинации *HE—AAC* с инструментом параметрического кодирования стерео. *SSC* также может работать в двойном режиме моно. В этом случае инструмент параметрического кодирования стерео не используется. Инструмент параметрического стерео предназначен для низких скоростей передачи.

2 Термины и определения

2.1 фрейм: Основная единица, которая может декодироваться сама по себе (требуется информация заголовка файла для общих настроек декодера).

2.2 фильтр Лагерра: Структура фильтра, используемого в анализе шумов и синтезе.

2.3 аудио фрейм: Содержит все данные, чтобы декодировать SSC-кодированный фрейм как автономный модуль (требуется информация заголовка файла для общих настроек декодера). Для аудио фреймов с $refresh_sinusoids = \%1$ и $refresh_noise = \%1$ полный фрейм всегда может быть восстановлен, иначе в случае произвольного доступа возможно, что части сигнала не могут быть восстановлены (например, синусоидальные продолжения, шум).

2.4 подфрейм: Мелкструктурированность в пределах фрейма.

2.5 f_s : Частота дискретизации в герцах.

2.6 сегмент: Интервал выборок, которые могут быть синтезированы на основе параметров, которые соответствуют подфрейму. Размер сегмента $2 \cdot S$.

2.7 окно: Функция, которая используется, чтобы взвешивать синтезируемые выборки в пределах сегмента так, чтобы получить достоверный синтез.

2.8 LSF: Спектральная частота линии.

2.9 наложение и дробление: Аддитивный метод объединения перекрывающихся интервалов во время синтеза сигнала.

2.10 процесс связывания: Метод отслеживания синусоидальных компонент в течение продолжительного времени.

2.11 рождение: Первый компонент синусоидальной дорожки.

2.12 продолжение: Компонент синусоидальной дорожки, который находится не в начале или конце дорожки.

2.13 смерть: Последний компонент синусоидальной дорожки.

2.14 SMR: Отношение сигнала к маскировке.

2.15 частичный: Синусоида ограниченной продолжительности.

2.16 IID: Межканальные различия в интенсивности.

2.17 IPD: Межканальная разность фаз.

2.18 OPD: Полная Разность фаз.

2.19 ICC: Межканальная когерентность.

3 Символы и сокращения

3.1 Арифметические операторы

$\lfloor x \rfloor$ Округление x к минус бесконечность

$\lceil x \rceil$ Округление x к плюс бесконечность.

mod Оператор модуля: $mod(x, y) = x - \left\lfloor \frac{x}{y} \right\rfloor y$. Определенный только для положительных значений x и y .

$\Gamma(\alpha)$ Гамма функция распределения, определенная как $\Gamma(\alpha) = \int_0^{\infty} e^{-t} \times t^{\alpha-1} dt$.

3.2 Операторы отношения

$x ? y : z$ Если x является истиной, тогда y , иначе z .

3.3 Мнемоники

Чтобы описать различные типы данных, используемые в кодированном потоке битов, определяются следующие мнемоники.

uimbsf Целое число без знака, старший значащий бит в начале.

simsbf Целое число со знаком, старший значащий бит в начале.

bslbf Левый бит потока битов в начале

3.4 Диапазоны

- [0, 10] Число в диапазоне от 0 до, и включая 10.
- [0, 10> Число в диапазоне от 0 до, но исключая 10.

3.5 Численное представление

- %X Представление двоичного числа (например, %01111100).
- \$X Представление шестнадцатеричного числа (например, 7\$C).
- X Числа без префикса используют представление десятичного числа (например, 124).

3.6 Определения

- S Число выборок в подфрейме.
- L Число выборок в сегменте; $L = 2 \cdot S$.
- numQMFSlots Число выборок поддиапазона QMF на элемент *ps_data* (). Для SSC этот параметр фиксируется в 24.

4 Полезные нагрузки для SSC аудио объектного типа

4.1 Конфигурация декодера (SSCSpecificConfig)

Синтаксис *SSCSpecificConfig* () смотри таблицу 1.

Т а б л и ц а 1 — Синтаксис *SSCSpecificConfig* ()

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<i>SSCSpecificConfig</i> (<i>channelConfiguration</i>) { <i>decoder_level</i> <i>update rate</i> <i>synthesis_method</i> if (<i>channelConfiguration</i> != 1) { <i>mode_ext</i> if ((<i>channelConfiguration</i> == 2) && (<i>mode_ext</i> == 1)) { <i>reserved</i> } } }	2 4 2 2 2	<i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i>

4.2 Полезная нагрузка потока битов SSC

Полезная нагрузка потока битов SSC приведена в таблицах 2—14.

Т а б л и ц а 2 — Синтаксис *ssc_audio_frame* ()

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<i>ssc_audio_frame</i> () { <i>ssc_audio_frame_header</i> () <i>ssc_audio_frame_data</i> () }		

Т а б л и ц а 3 — Синтаксис *ssc_audio_frame_header ()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<i>ssc_audio_frame_header ()</i> { <i>refresh_sinusoids</i> <i>refresh_sinusoids_next_frame</i> <i>refresh_noise</i> for (<i>ch</i> = 0; <i>ch</i> < <i>nrof_channels</i> ; <i>ch</i> ++) { <i>s_nrof_continuations</i> [0][<i>ch</i>] } <i>n_nrof_den</i> <i>n_nrof_lsf</i> <i>freq_granularity</i> <i>amp_granularity</i> <i>phasejitter_present</i> if (<i>phase_jitter_present</i> == 1) { <i>phasejitter_percentage</i> <i>phasejitter_band</i> } }	 1 1 1 Примечание 5 Примечание 2 2 1 2 2	 <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i>
П р и м е ч а н и е: См. описание <i>s_nrof_continuations</i> и <i>n_nrof_lsf</i> в 5.2.		

Т а б л и ц а 4 — Синтаксис *ssc_audio_frame_data ()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<i>ssc_audio_frame_data()</i> { for (<i>sf</i> = 0; <i>sf</i> < <i>nrof_subframes</i> ; <i>sf</i> ++) { for (<i>ch</i> = 0; <i>ch</i> < <i>nrof_channels</i> ; <i>ch</i> ++) { <i>ssc_mono_subframe</i> (<i>sf</i> , <i>ch</i>) if ((<i>channelConfiguration</i> == 2) && (<i>mode_ext</i> == 1) && (mod(<i>sf</i> +1,4) != 0)) { <i>ps_data</i> () } } } }		

Т а б л и ц а 5 — Синтаксис *ssc_mono_subframe ()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<i>ssc_mono_subframe (sf,ch)</i> { <i>subframe_transients</i> (<i>sf</i> , <i>ch</i>) <i>subframe_sinusoids</i> (<i>sf</i> , <i>ch</i>) <i>subframe_noise</i> (<i>sf</i> , <i>ch</i>) }		

Т а б л и ц а 6 — Синтаксис *subframe_transients()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<i>subframe_transients(sf, ch)</i> { <i>t_transient_present[sf][ch]</i> if (<i>t_transient_present[sf][ch]</i> == 1) { <i>t_loc[sf][ch]</i> if (<i>t_type[sf][ch]</i> ==1) { <i>t_b_par[sf][ch]</i> <i>t_chi_par[sf][ch]</i> <i>t_nrof_sin[sf][ch]</i> <i>t_nrof_sin[sf][ch]</i> ++ for (<i>i</i> = 0; <i>i</i> < <i>t_nrof_sin[sf][ch]</i> ; <i>i</i> ++) { <i>t_freq[sf][ch][i]</i> <i>t_amp[sf][ch][i]</i> <i>t_phi[sf][ch][i]</i> } } } }	1 Примечание 2 3 3 3 9 5 5	<i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>uimbsf</i> <i>simsbf</i>
Примечание: См. описание <i>t_loc</i> в 5.2.		

Т а б л и ц а 7 — Синтаксис *subframe_sinusoids()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<i>subframe_sinusoids(sf, ch)</i> { <i>n</i> = 0; <i>p</i> =0; <i>q</i> =0; /* Continuations */ if (<i>sf</i> > 0) { <i>noc</i> = 0; while (<i>tmp_cont[ch][noc]</i> > 0) { <i>noc</i> ++;} <i>s_nrof_continuations[sf][ch]</i> = <i>noc</i> ; } if ((<i>refresh_sinusoids</i> == 1) && (<i>sf</i> == 0)) { for (<i>i</i> = 0; <i>i</i> < <i>s_nrof_continuations[sf][ch]</i> ; <i>i</i> ++, <i>n</i> ++) { <i>s_cont[sf][ch][n]</i> = <i>ssc_huff_dec(huff_scont,bs_codeword)</i> ; <i>s_freq_coarse[sf][ch][n]</i> = <i>ssc_huff_dec(huff_sfreqc,bs_codeword)</i> ; <i>s_freq_fine[sf][ch][n]</i> <i>s_amp_coarse[sf][ch][n]</i> = <i>ssc_huff_dec(huff_sampca,bs_codeword)</i> ; <i>s_amp_fine[sf][ch][n]</i> <i>s_phi[sf][ch][n]</i> if (<i>s_cont[sf][ch][n]</i> > 0) { <i>s_adpcm_grid[sf][ch][n]</i> = <i>ssc_huff_dec(huff_sgrid,bs_codeword)</i> ; <i>s_delta_cont_freq_pha[sf+1][ch][p]</i> <i>p</i> ++; } } } }	 2..5 7..25 0..3 3..16 0..3 5 3..7 2	 <i>bslbf</i> <i>bslbf</i> <i>simsbf</i> <i>bslbf</i> <i>simsbf</i> <i>simsbf</i> <i>bslbf</i> <i>uimbsf</i>

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> } if (s_cont[sf][ch][n] > 1) { s_delta_cont_freq_pha[sf+2][ch][q] q++; } } } else { for (i = 0; i < s_nrof_continuations[sf][ch]; i++, n++) { if (sf == 0) { s_cont[sf][ch][n] = ssc_huff_dec(huff_scont, bs_codeword); } else { s_cont[sf][ch][n] = tmp_cont[ch][n] - 1; } if (s_cont[sf][ch][n] > 0) { p++; } if (s_cont[sf][ch][n] > 1) { if ((refresh_sinusoids_next_frame == 0) (nrof_subframes-sf > 2)) { s_delta_cont_freq_pha[sf+2][ch][q] } q++; } s_delta_cont_amp[sf][ch][n] = ssc_huff_dec(huff_sampcr[amp_granularity], bs_codeword); } } /* Births */ s_nrof_births[sf][ch] = ssc_huff_dec(huff_nrofbirths, bs_codeword); if (s_nrof_births[sf][ch] > 0) { s_cont[sf][ch][n] = ssc_huff_dec(huff_scont, bs_codeword); s_freq_coarse[sf][ch][n] = ssc_huff_dec(huff_sfreqba, bs_codeword); s_freq_fine[sf][ch][n] s_amp_coarse[sf][ch][n] = ssc_huff_dec(huff_sampba, bs_codeword); s_amp_fine[sf][ch][n] s_phi[sf][ch][n] if (s_cont[sf][ch][n] > 0) { if ((refresh_sinusoids_next_frame == 0) (nrof_subframes-sf > 1)) { s_delta_cont_freq_pha[sf+1][ch][p] } } p++; </pre>	<p>2</p> <p>2..5</p> <p>2</p> <p>1..15</p> <p>3..15</p> <p>2..5</p> <p>7..21</p> <p>0..3</p> <p>3..15</p> <p>0..3</p> <p>5</p> <p>2</p>	<p><i>uimsbf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>uimsbf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>simsbf</i></p> <p><i>simsbf</i></p> <p><i>uimsbf</i></p>

Окончание таблицы 7

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> } if (s_cont[sf][ch][n] > 1) { if ((refresh_sinusoids_next_frame == 0) (nrof_subframes-sf > 2)) { s_delta_cont_freq_pha[sf+2][ch][q] } q++; } n++; for (i = 1; i < s_nrof_births[sf][ch]; i++, n++) { s_cont[sf][ch][n] = ssc_huff_dec(huff_scont,bs_codeword); s_delta_birth_freq_coarse[sf][ch][n] = ssc_huff_dec(huff_sfreqbr,bs_codeword); s_delta_birth_freq_fine[sf][ch][n] s_delta_birth_amp_coarse[sf][ch][n] = ssc_huff_dec(huff_sampbr,bs_codeword); s_delta_birth_amp_fine[sf][ch][n] s_phi[sf][ch][n] if (s_cont[sf][ch][n] > 0) { if ((refresh_sinusoids_next_frame == 0) (nrof_subframes-sf > 1)) { s_delta_cont_freq_pha[sf+1][ch][p] } p++; } if (s_cont[sf][ch][n] > 1) { if ((refresh_sinusoids_next_frame == 0) (nrof_subframes-sf > 2)) { s_delta_cont_freq_pha[sf+2][ch][q] } q++; } } } /* Keep track of sinusoids that continue in next sub-frame(s) */ for (i = 0, k = 0; i < n; i++) { if (s_cont[sf][ch][i] > 0) { tmp_cont[ch][k] = s_cont[sf][ch][i]; k++; } } } </pre>	<p>2</p> <p>2..5 5..23</p> <p>0..3 2..21</p> <p>0..3 5</p> <p>2</p> <p>2</p>	<p><i>uimbsf</i></p> <p><i>bslbf</i> <i>bslbf</i></p> <p><i>simsbf</i> <i>bslbf</i></p> <p><i>simsbf</i> <i>simsbf</i></p> <p><i>uimbsf</i></p> <p><i>uimbsf</i></p>
<p>П р и м е ч а н и е — Переменные <i>p</i>, <i>q</i> используются в качестве индексов позиции для <i>subframe+1</i> и <i>subframe+2</i>, соответственно.</p>		

Т а б л и ц а 8 — Синтаксис *subframe_noise()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> subframe_noise (sf, ch) { if ((refresh_noise == 1) && (sf == 0)) { n_laguerre[ch] n_laguerre_granularity[sf][ch] for (i = 0; i < n_nrof_den; i++) { n_lar_den_coarse[sf][ch][i] = ssc_huff_dec(huff_nlag,bs_codeword); If (n_laguerre_granularity[sf][ch]==1) { n_lar_den_fine[sf][ch][i] } } n_gain[sf][ch] n_ls[sf][ch][0] = ssc_huff_dec(huff_nlsf,bs_codeword); for (i = 1; i < n_nrof_lsf; i++) { n_delta_lsf[sf][ch][i] = ssc_huff_dec(huff_nlsf,bs_codeword); } } else { if (mod(sf,2) == 0) { n_laguerre_granularity[sf][ch] for (i = 0; i < n_nrof_den; i++) { n_delta_lar_den_coarse[sf][ch][i] = ssc_huff_dec(huff_nlag,bs_codeword); if(n_laguerre_granularity[sf][ch]==1) { n_delta_lar_den_fine[sf][ch][i] } } } } if (mod(sf,4) == 0) { n_delta_gain[sf][ch] = ssc_huff_dec(huff_ngain,bs_codeword); if (n_overlap_lsf == 1) { for (i = n_nrof_overlap_lsf; i < n_nrof_lsf; i++) { n_delta_lsf[sf][ch][i] = ssc_huff_dec(huff_nlsf,bs_codeword); } } else { n_ls[sf][ch][0] = ssc_huff_dec(huff_nlsf,bs_codeword); </pre>	<p>2</p> <p>1</p> <p>1..18</p> <p>2</p> <p>7</p> <p>2..9</p> <p>2..9</p> <p>1</p> <p>1..18</p> <p>2</p> <p>1..12</p> <p>1</p> <p>2..9</p> <p>2..9</p>	<p><i>uimbsf</i></p> <p><i>uimbsf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>simsbf</i></p> <p><i>uimbsf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>uimbsf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>simsbf</i></p> <p><i>bslbf</i></p> <p><i>uimbsf</i></p> <p><i>bslbf</i></p>

Окончание таблицы 8

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre>for (i = 1; i < n_nr_of_lsf; i++) { n_delta_lsf[lsf][ch][i] = ssc_huff_dec(huff_nlsf,bs_codeword); } } } }</pre>	2..9	<i>bslbf</i>

Т а б л и ц а 9 — Синтаксис *ps_data()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre>ps_data() { if (enable_ps_header) { if (enable_iid) { iid_mode nr_iid_par = nr_iid_par_tab[iid_mode] nr_ipdopd_par = nr_ipdopd_par_tab[iid_mode] } if (enable_icc) { icc_mode nr_icc_par = nr_icc_par_tab[icc_mode] } enable_ext } frame_class num_env_idx num_env = num_env_tab[frame_class][num_env_idx] if (frame_class) { for (e=0 ; e<num_env ; e++) { border_position[e] } } for (e=0 ; e<num_env ; e++) { if (enable_iid) { iid_dt[e] iid_data() } } for (e=0 ; e<num_env ; e++) { if (enable_icc) { icc_dt[e] icc_data() } } if (enable_ext) { cnt = ps_extension_size if (cnt == 15) cnt += esc_count num_bits_left = 8 * cnt } }</pre>	1 1 3 1 3 1 1 2 5 1 1 8	<i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i> <i>uimsbf</i>

Окончание таблицы 9

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> while (num_bits_left > 7) { ps_extension_id num_bits_left -= 2 ps_extension(ps_extension_id, num_bits_left) } fill_bits } </pre>	<p>2</p> <p><i>num_bits_left</i></p>	<p><i>uimbsf</i></p>

Т а б л и ц а 10 — Синтаксис *ps_extension()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> ps_extension(ps_extension_id, num_bits_left) { if (ps_extension_id == 0) { if (enable_ipdopd) { for (e=0 ; e<num_env ; e++) { ipd_dt[e] ipd_data() opd_dt[e] opd_data() num_bits_left -= ipd_bits + opd_bits + 2 } } reserved_ps num_bits_left -= 2 } } </pre>	<p>1</p> <p>1</p> <p>1</p> <p>1</p>	<p><i>uimsbf</i></p> <p><i>uimsbf</i></p> <p><i>uimsbf</i></p> <p><i>uimsbf</i></p>

Т а б л и ц а 11 — Синтаксис `iid_data()`

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> iid_data() if (iid_dt[e]) { for (b=0 ; b<nr_iid_par; b++) { iid_par_dt[e][b] = ssc_huff_dec(huff_iid_dt[iid_quant], bs_codeword); } } else { for (b=0 ; b<nr_iid_par; b++) { iid_par_df[e][b] = ssc_huff_dec(huff_iid_df[iid_quant], bs_codeword); } } } </pre>	<p>1...20</p> <p>1...18</p>	

Т а б л и ц а 12 — Синтаксис *icc_data()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> icc_data() { if (icc_dt[e]) { for (b=0 ; b<nr_icc_par; b++) { icc_par_dt[e][b] = ssc_huff_dec(huff_icc_dt,bs_ codeword); } } else { for (b=0 ; b<nr_icc_par; b++) { icc_par_df[e][b] = ssc_huff_dec(huff_icc_df,bs_codeword); } } } </pre>	1...14	<i>bslbf</i>
	1...13	<i>bslbf</i>

Т а б л и ц а 13 — Синтаксис *ipd_data()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> ipd_data() { if (ipd_dt[e]) { for (b=0 ; b<nr_ipdopd_par; b++) { ipd_par_dt[e][b] = ssc_huff_dec(huff_ipd_dt, bs_codeword); } } else { for (b=0 ; b<nr_ipdopd_par; b++) { ipd_par_df[e][b] = ssc_huff_dec(huff_ipd_df,bs_codeword); } } } </pre>	1...5	<i>bslbf</i>
	1...4	<i>bslbf</i>

Т а б л и ц а 14 — Синтаксис *opd_data()*

Синтаксис	Количество битов	Мнемоника
<pre> opd_data() { if (opd_dt[e]) { for (b=0 ; b<nr_ipdopd_par; b++) { opd_par_dt[e][b] = ssc_huff_dec(huff_opd_dt,bs_codeword); } } else { for (b=0 ; b<nr_ipdopd_par; b++) { opd_par_df[e][b] = ssc_huff_dec(huff_opd_df,bs_codeword); } } } </pre>	1...5	<i>bslbf</i>
	1...5	<i>bslbf</i>

5 Семантика

5.1 SSCSpecificConfig

decoder_level — пределы сложности для настроек декодера. Декодер, который поддерживает определенный уровень сложности, не в состоянии декодировать поток битов, который кодируется согласно более высокому уровню сложности. Этот декодер в состоянии декодировать поток битов, который кодируется согласно более низкому уровню сложности (таблица 15).

Т а б л и ц а 15 — Уровень декодера

<i>decoder_level</i>	Уровень сложности	<i>max_nrof_sin usoids</i>	<i>max_nrof_den</i>	Число битов для <i>s_nrof_continuation</i>	Число битов для <i>n_nrof_lsf</i>
00	Зарезервировано	<i>Na</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>
01	Носитель	60	24	6	4
10	Зарезервировано	<i>Na</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>
11	Зарезервировано	<i>Na</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>

max_nrof_sin usoids — максимальное количество синусоид, которое допускается.

max_nrof_den — максимальное значение для *n_nrof_den*.

update_rate — четыре бита, указывающие размер подфрейма *S*.

Таблица 16 показывает соотношение между *update_rate* и размером подфрейма *S* в выборках.

Т а б л и ц а 16 — Уровень обновления

<i>update_rate</i>	<i>S</i>	<i>update_rate</i>	<i>S</i>
0000	Зарезервировано	1000	Зарезервировано
0001	Зарезервировано	1001	Зарезервировано
0010	Зарезервировано	1010	Зарезервировано
0011	Зарезервировано	1011	Зарезервировано
0100	384	1100	Зарезервировано
0101	Зарезервировано	1101	Зарезервировано
0110	Зарезервировано	1110	Зарезервировано
0111	Зарезервировано	1111	Зарезервировано

synthesis_method — два бита, предоставляющие информацию о предпочтительном синтезе для специально закодированной программы (таблица 17).

Т а б л и ц а 17 — Метод синтеза

<i>Synthesis_method</i>	Оптимальный синтез
00	Наложение и добавление
01	Зарезервировано
10	Зарезервировано
11	Зарезервировано

mode_ext — в сочетании с *channelConfiguration* биты *mode_ext* обеспечивают полную конфигурацию канала. Число битов зависит от *channelConfiguration* (таблица 18).

Т а б л и ц а 18 — Конфигурация канала

<i>channelConfiguration</i>	Количество битов для <i>mode_ext</i>	<i>nrof_channels</i>
1	0	1
2	2	Согласно <i>mode_ext</i>
0, 3 ... 15	<i>Na</i>	<i>Na</i>

Для *channelConfiguration* == 2, применяется таблица 19:

Т а б л и ц а 19 — Конфигурация канала в случае, если *channelConfiguration* == 2

<i>mode_ext</i>	Полная конфигурация канала	<i>nrof_channels</i>
00	Двойной моно (<i>ch0=left</i> , <i>ch1=right</i>)	2
01	Параметрическое Стерео	1
10	Зарезервировано	<i>Na</i>
11	Зарезервировано	<i>Na</i>

Зарезервировано — два зарезервированных бита; должно быть установлено в %0.

5.2 Декодирование полезной нагрузки потока битов SSC

ssc_audio_frame () — синтаксический элемент, который содержит единственный фрейм SSC

ssc_audio_frame_header () — синтаксический элемент, который содержит данные заголовка для единственного фрейма SSC

ssc_audio_frame_data () — синтаксический элемент, который содержит данные для единственного фрейма SSC

ssc_huff_dec () — процедура декодирования Хаффмана.

refresh_sinusoids — один бит, указывающий, как кодируются синусоидальные продолжения первого подфрейма во фрейме. Если этот бит равняется %0, данные продолжающейся дорожки дифференцированно кодируются относительно последнего подфрейма предыдущего фрейма. Если этот бит равняется %1, данные продолжающейся дорожки в первом подфрейме фрейма кодируются как абсолютные значения.

refresh_sinusoids_next_frame — один бит, обеспечивающий дополнительный предпросмотр фрейма для декодирования ADPCM синусоидальных параметров. Если этот бит устанавливается в %1, следующий фрейм является фреймом обновления. В этом случае бит *refresh_sinusoids* должен быть установлен в %1 в следующем фрейме. Если этот бит устанавливается в %0, следующий фрейм не является фреймом обновления.

refresh_noise — один бит, указывающий, как кодируются шумовые параметры первого подфрейма во фрейме. Если этот бит равняется %0, шумовые параметры дифференцированно кодируются относительно последнего подфрейма предыдущего фрейма. Если этот бит равняется %1, шумовые параметры в первом подфрейме фрейма кодируются как абсолютные значения.

s_nrof_continuations [*sf*] [*ch*] — для подфрейма *sf* и канала *ch*, это значение представляет число продолжений. В случае *sf* == 0 значение *s_nrof_continuations* обеспечивается в потоке битов. Для остальных значений *sf* значение *s_nrof_continuations* получается неявно. Число битов, требуемых для *s_nrof_continuations* [0] [*ch*], зависит от максимального количества разрешенных синусоид, которое зависит от сложности декодера, указанной в *decoder_level*.

n_nrof_den — число коэффициентов LAR знаменателя фильтра FIR для генерации шума.

n_nrof_ls — число коэффициентов LSF, используемых для генерации огибающей для генерации шума. Число битов, требующихся для *n_nrof_ls*, зависит от сложности декодера, указанной *decoder_level*.

freq_granularity — гранулярность дифференцированно или абсолютно кодированных частотных параметров, используемых в *subframe_sinusoids* (). Этот параметр определяет число битов, которые будут считаны из тонкоструктурной части параметров частоты.

amp_granularity — гранулярность дифференцированно или абсолютно кодированных амплитудных параметров, используемых в *subframe_sinusoids* (). Этот параметр определяет таблицу Хаффмана, которая будет использоваться, или число битов, которые будут считаны из тонкоструктурной части амплитудных параметров.

phase_jitter_present — один бит, чтобы указать на присутствие параметров дрожания фазы. Если этот бит равняется %0, никакого дрожания фазы нет. Если этот бит равняется %1, дрожание фазы присутствует.

phase_jitter_percentage — это двухбитовое целое число без знака, указывающее процент расстояния. Полное расстояние равняется половине шага квантования. Максимальное дрожание, применяемое к частотным компонентам

$$\max_jitter = 2^{freq_granularity-1} \frac{phase_jitter_percentage + 1}{2^2}.$$

phase_jitter_band — два бита, указывающие уровень представления частоты, из которого должно быть применено дрожание фазы, таблица 20.

Т а б л и ц а 20 — Полоса дрожания фазы, выраженная в уровнях представления

<i>phase_jitter_band</i>	Уровень представления частоты $f_{jitter, min}$
00	0
01	800
10	1600
11	2400

nrof_subframes — число подфреймов в одном фрейме. Это значение фиксируется в 8.

ssc_mono_subframe () — синтаксический элемент, который содержит данные для одного подфрейма SSC.

ps_data () — синтаксический элемент, который содержит параметрические данные стерео.

subframe_transients () — синтаксический элемент, который содержит переходные данные для одного подфрейма SSC.

subframe_sinusoids () — синтаксический элемент, который содержит данные синусоид для одного подфрейма SSC.

subframe_noise () — синтаксический элемент, который содержит данные о шуме для одного подфрейма SSC.

t_transient_present [*sf*] [*ch*] — один бит, указывающий, присутствует ли переходное состояние в подфрейме *sf*, канала *ch*. Если *t_transient_present* [*sf*] [*ch*] == %1, переходное состояние присутствует. Если *t_transient_present* [*sf*] [*ch*] == %0, переходное состояние отсутствует.

t_loc [*sf*] [*ch*] — указание расположения переходного состояния в подфрейме *sf* канала *ch*, выраженное в числе выборок от начала подфрейма. Допустимый диапазон для *t_loc* равен [0, *S*>. Число битов, которое используется, чтобы представить *t_loc*, вычисляется согласно $\lceil \log_2(S) \rceil$, где *S* представляет размер подфрейма в выборках.

t_type [*sf*] [*ch*] — два бита для указания типа переходного состояния в подфрейме *sf* канала *ch* (таблица 21).

Т а б л и ц а 21 — Типы переходного состояния

<i>t_type</i>	Тип
00	Шаг
01	Мейкснера (<i>Meixner</i>)
10	Зарезервировано
11	Зарезервировано

$t_b_par[sf][ch]$ — для переходного состояния типа Мейкснера в подфрейме sf канала ch , эти 3 бита содержат значение для атаки огибающей перехода, обозначенное как ' b -параметр'. Допустимые значения для $t_b_par[0, 1, 2, 3]$. Остальные значения резервируются. Значение b вычисляется как $b = t_b_par + 2$.

$t_chi_par[sf][ch]$ — для переходного состояния типа Мейкснера в подфрейме sf канала ch , эти 3 бита хранят значение для спада огибающей переходного состояния, обозначенное как ' ξ -параметр'. Допустимые значения для t_chi_par равны $[0, 1, 2, 3]$. Остаточные значения резервируются. Значения ξ сведены в таблицу 22.

Т а б л и ц а 22 — Квантованные значения для b и ξ

ξ		t_b_par			
		0	1	2	3
t_chi_par	0	0,9688	0,9685	0,9683	0,9681
	1	0,9763	0,9756	0,9750	0,9744
	2	0,9839	0,9827	0,9817	0,9807
	3	0,9914	0,9898	0,9884	0,9870

$t_nrof_sin[sf][ch]$ — для переходного состояния типа Мейкснера в подфрейме sf канала ch , эти 3 бита представляют число синусоид, которые присутствуют под огибающей. Число синусоид под огибающей Мейкснера равно значению в потоке плюс один.

$t_freq[sf][ch][i]$ — для переходного состояния типа Мейкснера в подфрейме sf канала ch эти биты представляют частоту в радианах i -ой синусоиды под огибающей переходного состояния.

$$tf[i] = \frac{2\pi}{f_s} \frac{10^{\frac{t_freq[sf][sf][ch][i] - 1}{11,4 \cdot 21,4}} - 1}{0,00437},$$

где tf представляет деквантизованную абсолютную частоту в радианах.

$t_amp[sf][ch][i]$ — для переходного состояния типа Мейкснера в подфрейме sf канала ch эти биты представляют амплитуду i -ой синусоиды под огибающей перехода.

$$ta_q[i] = ta_b^{2 \cdot t_amp[sf][ch][i]},$$

где ta_b представляет логарифмическую базу квантования, $ta_b = 1885,1$. ta_b представляет деквантованную абсолютную амплитуду.

$t_phi[sf][ch][i]$ — для переходного состояния типа Мейкснера в подфрейме sf канала ch эти биты представляют фазу i -ой синусоиды под огибающей переходного состояния. Декодированное значение преобразовывается в значение фазы в радианах в диапазоне $[-\pi, \pi]$ и определяется для начала переходного состояния.

$$tp_q[i] = 2 \cdot tp_e \cdot t_phi[sf][\tilde{n}h][i],$$

где tp_e представляет абсолютную ошибку фазы ($tp_e = \frac{\pi}{32}$), и tp_q представляет деквантизованную абсолютную фазу (в радианах). Допустимый диапазон для t_phi равен $[-16, 15]$.

noc — локальная переменная, которая считает число продолжений в предыдущем подфрейме.

$tmp_cont[ch][noc]$ — локальный массив, который содержит копию s_cont -параметров предыдущего подфрейма, необходимую для того, чтобы правильно проанализировать поток (извлечь число продолжений и отслеживать сколько подфреймов должна продолжаться синусоидальная дорожка в текущем фрейме).

$s_cont[sf][ch][n]$ — для подфрейма sf и канала ch , эта величина указывает, сколько компонент подфреймов n будет продолжаться в текущем фрейме (если компонент будет продолжаться также в следующем фрейме к числу подкадров, которые он продолжается в текущем фрейме, должна быть добавлена единица. Если значение равно 0, это указывает на прекращение компонента n в подкадре sf , что называют смертью). Допустимый диапазон для s_cont составляет $[0, 9]$.

$s_freq_coarse [sf] [ch] [n]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет грубый параметр частоты n -ой синусоиды.

$s_freq_fine [sf] [ch] [n]$ — для подфрейма sf и канала ch это целое число со знаком представляет более высокий уровень детализации дополнительно к грубому параметру частоты. Число битов, которые будут считаны достигает $(3 - freq_granularity)$. Уровень представления частоты f_H является суммой грубой частоты, точной частоты, масштабируемой по сетке гранулярности.

$$f_H[n] = s_freq_coarse [sf] [ch] [n] + s_freq_fine [sf] [ch] [n] \cdot 2^{freq_granularity}.$$

Дрожание фазы применяется только в комбинации с масштабированием шага и темпа. Если $phase_jitter_present == \%1$ и $f_H > f_{jitter, min}$ параметр дрожания фазы будет

$$f_{jitter} \lfloor \max_jitter \cdot (2x - 1) + 0,5 \rfloor,$$

где x содержит случайное число, равномерно распределенное между 0 и 1, сгенерированное для каждого параметра частоты в подфрейме, соответствуя вышеуказанным требованиям. Декодируемое значение преобразовывается в деквантованное абсолютное значение частоты f_q в радианах, используя следующее уравнение:

$$f_q[n] = \frac{2\pi}{f_s} \frac{10 \frac{f_H[n]}{91,2 \cdot 21,4} - 1}{0,00437}$$

$s_amp_coarse [sf] [ch] [n]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет грубый амплитудный параметр n -ой синусоиды.

$s_amp_fine [sf] [ch] [n]$ — для подфрейма sf и канала ch этот параметр представляет более высокий уровень детализации дополнительно к грубому амплитудному параметру. Число битов, которые будут считаны, насчитывает до $(3 - amp_granularity)$. Уровень представления амплитуды sa_H является суммой грубой амплитуды, точной амплитуды, масштабируемой по сетке гранулярности

$$sa_H[n] = s_amp_coarse [sf] [ch] [n] + s_amp_fine [sf] [ch] [n] \cdot 2^{amp_granularity}.$$

Декодируемое значение преобразовывается в деквантованное линейное значение амплитуды sa_q в диапазоне $[1, 2^{15}-1]$ в соответствии с

$$sa_q[n] = sa_b^{2 \cdot sa_H[n]},$$

где $sa_b = 1,0218$ является базой логарифмического квантования. Его значение соответствует максимальной ошибке 0,1875 дБ.

$s_phi [sf] [ch] [n]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет фазовый параметр n -ой синусоиды. Это значение преобразовывается в значение фазы в радианах в диапазоне $[-\pi, \pi]$ в соответствии с

$$sp_q[n] = 2 \cdot sp_e \cdot s_phi[sf] [ch] [n],$$

где sp_e представляет ошибку абсолютной фазы $\left(sp_e = \frac{\pi}{32} \right)$, а sp_q представляет деквантизованную абсолютную фазу (в радианах). Допустимый диапазон для s_phi равен $[-16, 15]$.

$s_adpcm_grid [sf] [ch] [n]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет начальный индекс в таблице 35 как использующийся в декодере ADPCM для n -ой синусоиды. Эта таблица используется, чтобы декодировать информацию о синусоидах.

$s_delta_cont_freq_pha [sf] [ch] [n]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет уровни представления для n -ой синусоиды, которые служат вводом в декодер ADPCM. Чтобы компенсировать эту задержку декодера на 2 подфрейма, уровни представления передаются заранее на 2 подфрейма. В синтаксисе потока битов будущие уровни представления обозначаются индексами $sf+1$ и $sf+2$, указывающими уровни представления двух последующих подфреймов, соответственно. В случае, если $sf+1$ или $sf+2$ превышает $nrof_subframes$, уровень представления присваивается следующему фрейму. В этом случае новое число подфреймов в следующем фрейме будет $(sf+1) - nrof_subframes$ или $(sf+2) - nrof_subframes$ соответственно.

$s_delta_cont_amp[sf][ch][n]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет дифференциальный амплитудный параметр n -ой синусоиды. Это значение преобразовывается в линейное амплитудное значение в диапазоне $[1, 2^{15}-1]$ в соответствии с

$$sa_{rl}[n] = sa_{rl,psf} + s_delta_cont_amp[sf][ch][n],$$

где sa_{rl} представляет уровень представления амплитуды, а $sa_{rl,psf}$ представляет уровень представления амплитуды в предыдущем подфрейме. Для деквантизации sa_{rl} в sa_q смотрите s_amp_fine . В случае, если амплитудная гранулярность, $amp_granularity$ текущего фрейма отличается от гранулярности предыдущего фрейма, перед применением дифференциально кодированных значений гранулярность значения предыдущего фрейма преобразовывается в гранулярность текущего фрейма согласно

$$sa_{rl,psf} = 2^{amp_granularity} \left\lfloor \frac{sa'_{rl,psf}}{2^{amp_granularity}} + 0,5 \right\rfloor,$$

где $sa'_{rl,psf}$ представляет уровень представления амплитуды предыдущего подфрейма, и $amp_granularity$ представляет гранулярность текущего подфрейма.

$s_nrof_births[sf][ch]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет число рождений. Разрешенный диапазон $[0, max_nrof_sinusoids - s_nrof_continuations[sf][ch]]$.

$s_delta_birth_freq_coarse[sf][ch][n]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет дифференциальный, грубый параметр частоты n -ой синусоиды.

$s_delta_birth_freq_fine[sf][ch][n]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет более высокий уровень детализации в сравнении с грубым дифференциальным параметром частоты. Число битов, которые будут считаны, равно $(3 - freq_granularity)$. Уровень представления дельта-частоты df_{rl} будет

$$df_{rl} = s_delta_birth_freq_coarse[sf][ch][n] + s_delta_birth_freq_fine[sf][ch][n] \cdot 2^{freq_granularity}.$$

Декодированное значение n -ой синусоиды преобразовывается в значение частоты в герцах, используя уровень представления частоты предыдущего рождения f_{rl} подкадра sf ($(n-1)$ -ая синусоида)

$$f_{rl}[n] = f_{rl}[n-1] + df_{rl}[n],$$

где f_{rl} представляет уровень представления частоты. Модификация f_{rl} из-за дрожания фазы использует те же самые правила, как установленные под s_freq_fine . О деквантизации f_{rl} в f_q смотрите также s_freq_fine .

$s_delta_birth_amp_coarse[sf][ch][n]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет дифференциальный, грубый амплитудный параметр n -ой синусоиды.

$s_delta_birth_amp_fine[sf][ch][n]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет более высокий уровень детализации грубого амплитудного параметра. Число битов, которые будут считаны, составляет $(3 - amp_granularity)$. Уровень дельта-представления амплитуды sda_{rl}

$$sda_{rl}[n] = s_delta_birth_amp_coarse[sf][ch][n] + s_delta_birth_amp_fine[sf][ch][n] \cdot 2^{amp_granularity}.$$

Декодированное значение для n -ой синусоиды преобразовывается в линейное амплитудное значение, используя уровень представления амплитуды предыдущего рождения sa_{rl} ($(n-1)$ -ая синусоида):

$$sa_{rl}[n] = sa_{rl}[n-1] + sda_{rl}[n],$$

где sa_{rl} представляет уровень представления амплитуды.

$n_laguerre[ch]$ — λ коэффициент фильтра Лагерра для синтеза шума, см. таблицу 23.

Т а б л и ц а 23 — Возможные значения для λ

$n_laguerre$	λ
00	0
01	0,5
10	0,7
11	Зарезервировано

$n_laguerre_granularity [sf] [ch]$ — 1 бит, обозначающий точность квантования коэффициентов Лагерра.

$n_lar_den_coarse [sf] [ch] [i]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет номер коэффициента LAR знаменателя i .

$n_lar_den_fine [sf] [ch] [i]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет более высокий уровень детализации относительно грубого параметра коэффициента LAR знаменателя. Уровень представления $nlar_i$ является суммой грубого LAR знаменателя и точного LAR знаменателя:

$$nlar_i [i] = n_lar_den_coarse [sf] [ch] [i] + n_lar_den_fine [sf] [ch] [i]$$

и преобразовывается в коэффициент LAR согласно:

$$nlar_q [i] = nlar_i [i] * \Delta_{LAR}.$$

$n_gain [sf] [ch]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет коэффициент усиления. Уровень представления усиления $ngain_i$ получается как:

$$ngain_i = n_gain [sf] [ch]$$

$n_lsf[sf][ch][i]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет номер коэффициента $LSF i$. Разрешенный диапазон для n_lsf составляет [0,255]. Параметры деквантизованного $LSF nlsf_q$ получают так:

$$nlsf_q [i] = n_lsf [sf] [ch] [i] * \pi / 256 + \pi / 512.$$

$n_delta_lsf [sf] [ch] [i]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет номер дифференциального коэффициента $LSF i$. Они получаются, используя следующий алгоритм для $i > 0$:

$$nlsf_q [i] = (nlsf_q [i-1] + n_delta_lsf [sf] [ch] [i]) * \pi / 256 + \pi / 512.$$

$n_delta_lar_den_coarse [sf] [ch] [i]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет номер дифференциального коэффициента LAR знаменателя i .

$n_delta_lar_den_fine [sf] [ch] [i]$ — для подфрейма sf и канала ch это представляет более высокий уровень детализации для грубого параметра коэффициента LAR знаменателя. Уровень представления $ndlar_i$ является суммой дифференциального грубого LAR знаменателя и дифференциального точного LAR знаменателя:

$$ndlar_i [i] = n_delta_lar_den_coarse [sf] [ch] [i] + n_delta_lar_den_fine [sf] [ch] [i]$$

и преобразовывается в коэффициент LAR согласно:

$$nlar_{rl} [i] = nlar'_{rl, psf} [i] + ndlar_i [i],$$

где $nlar_{rl} [i]$ и $nlar'_{rl, psf} [i]$ представляют уровень представления LAR текущего и предыдущего подфреймов, соответственно. В случае, когда $n_laguerre_granularity$ изменяется от %1 до %0 проходя от подфрейма $sf-1$ к sf , значение $nlar'_{rl, psf} [i]$ сначала преобразовывается в наиболее грубую сетку квантования согласно:

$$rl, psf [i] = 4 * \lfloor nlar'_{rl, psf} [i] / 4 + 0,5 \rfloor,$$

где $nlar'_{rl, psf} [i]$ представляет уровень представления LAR предыдущего подфрейма.

$n_delta_gain [sf] [ch]$ — для подфрейма sf и канала ch это значение представляет дифференцированный коэффициент усиления и преобразовывается в уровень представления $ngain_i$ согласно:

$$ngain_{rl} = ngain_{rl, p4sf} + n_delta_gain [sf] [ch],$$

где $ngain_{rl, p4sf}$ представляет уровень представления усиления для подфрейма $sf-4$.

$n_overlap_lsf$ — один бит, указывающий, перекрываются ли коэффициенты LSF из предыдущего определения в канале ch .

$enable_ps_header$ — один бит, указывающий, присутствует ли информация заголовка PS . Если установлен в %1, данные заголовка PS , конфигурирующие декодер PS , передаются. Иначе, сохраняется последняя конфигурация.

$enable_iid$ — один бит, обозначающий присутствие параметров IID . Если $enable_iid$ устанавливается в %1, параметры межканального различия интенсивности (IID) будут отправлены с этого момента в потоке битов. Если $enable_iid == %0$, никакие параметры IID не будут отправлены с этого момента в потоке битов.

iid_mode — конфигурация параметров IID (число полос и сетка квантования, iid_quant) определяется iid_mode . Поддерживаются восемь различных конфигураций для параметров IID (таблица 24).

Т а б л и ц а 24 — Конфигурации режима *IID*

<i>iid_mode</i>	<i>nr_iid_par_tab</i>	<i>nr_ipdopd_par_tab</i>	<i>iid_quant</i>	Диапазон индекса
0 (000)	10	5	0	–7 ... 7
1 (001)	20	11		–7 ... 7
2 (010)	34	17		–7 ... 7
3 (011)	10	5	1	–15 ... 15
4 (100)	20	11		–15 ... 15
5 (101)	34	17		–15 ... 15
6 (110)	Зарезервировано			
7 (111)	Зарезервировано			

Если данные *IID* не отправляются в потоке битов, все параметры *IID* сбрасываются в 0 (то есть *index*=0).

Сетки значения по умолчанию и тонкого квантования для *IID*, *iid_quant* = %0 и *iid_quant* = %1 назначаются, как предусмотрено в таблице 25 и таблице 26, соответственно.

Т а б л и ц а 25 — Сетка квантования по умолчанию для *IID*.

Индекс	–7	–6	–5	–4	–3	–2	–1	0
<i>IID</i> [дБ]	–25	–18	–14	–10	–7	–4	–2	0
Индекс	1	2	3	4	5	6	7	
<i>IID</i> [дБ]	2	4	7	10	14	18	25	

Т а б л и ц а 26 — Сетка тонкого квантования для *IID*.

Индекс	–15	–14	–13	–12	–11	–10	–9	–8
<i>IID</i> [дБ]	–50	–45	–40	–35	–30	–25	–22	–19
Индекс	–7	–6	–5	–4	–3	–2	–1	0
<i>IID</i> [дБ]	–16	–13	–10	–8	–6	–4	–2	0
Индекс	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>IID</i> [дБ]	2	4	6	8	10	13	16	19
Индекс	9	10	11	12	13	14	15	
<i>IID</i> [дБ]	22	25	30	35	40	45	50	

Конфигурация параметров межканальной разности фаз (*IPD*) / полной разности фаз (*OPD*), строго связывается с конфигурацией *IID*. Это также иллюстрируется в таблице 24.

enable_icc — один бит, обозначающий присутствие параметров *ICC*. Если *enable_icc* будет установлен в %1, то параметры межканальной когерентности (*ICC*) будут отправлены с этого момента в потоке битов. Если *enable_icc* == %0, никакие параметры *ICC* не будут отправлены с этого момента в потоке битов.

icc_mode — конфигурация параметров межканальной когерентности (число полос и сетка квантования) определяется *icc_mode*. Для параметров *ICC* поддерживаются восемь различных конфигураций (таблица 27).

Т а б л и ц а 27 — Конфигурация режима ICC

<i>icc_mode</i>	<i>nr_icc_par_tab</i>	Диапазон индекса	Процедуры смешивания
0 (000)	10	0 ... 7	R_a
1 (001)	20	0 ... 7	
2 (010)	34	0 ... 7	
3 (011)	10	0 ... 7	R_b
4 (100)	20	0 ... 7	
5 (101)	34	0 ... 7	
6 (110)	зарезервировано		
7 (111)	зарезервировано		

Если никакие данные ICC не отправляются в потоке битов, все параметры ICC сбрасываются в 1 (то есть *index*=0). Сетка квантования по умолчанию для ICC приводится в таблице 28.

Т а б л и ц а 28 — Сетка квантования для ICC

Индекс	0	1	2	3	4	5	6	7
ρ	1	0,937	0,84118	0,60092	0,36764	0	−0,589	−1

enable_ext — уровень расширения PS задействуется, используя бит *enable_ext*. Если он устанавливается в %1, параметры *IPD* и *OPD* отправляются. Если это отключается, то есть %0, уровень расширения пропускается, и *enable_ipdopd* устанавливается в %0.

frame_class — бит *frame_class* определяет, располагаются ли позиции параметров текущего фрейма равномерно на протяжении фрейма (*FIX_BORDERS*: *frame_class* == %0) или они определяются, используя позиции, описанные *border_position* (*VAR_BORDERS*: *frame_class* == %1).

num_env_idx — число (наборов) параметров (оглабляющих) на фрейм определяется, используя *num_env_idx*. В случае фиксированного интервала параметров (*frame_class* == %0) и переменного интервала параметров (*frame_class* == %1) это соотношение показано в таблице 29.

num_env — локальная переменная, обозначающая число оглабляющих стерео (наборов параметров). *num_env* = 0 сигнализирует о том, что никакие новые параметры стерео не передаются, и что последние параметры в предыдущем элементе *ps_data* () должны сохраняться неизменными и применяться к текущему элементу *ps_data* ().

Т а б л и ц а 29 — Число наборов параметров *num_env* как функция *num_env_idx* в случае фиксированного и переменного интервала

<i>num_env_idx</i>	<i>num_env_tab</i> [<i>frame_class</i>] [<i>num_env_idx</i>]	
	<i>frame_class</i> == 0	<i>frame_class</i> == 1
0	0	1
1	1	2
2	2	3
3	4	4

border_position [*e*] — в случае расположения параметров с переменными интервалами позиции параметров определяются *border_position* [*e*]. Он содержит индекс выборки *QMF* n_e для набора параметров в текущего элемента *ps_data* ().

iid_dt [e] — этот флаг описывает для индекса огибающей *e*, кодируются ли параметры *IID* дифференцированно в течение времени (*iid_dt* == %1) или по частоте (*iid_dt* == %0). В случае, когда *iid_mode* текущего элемента *ps_data* () отличается от *iid_mode* предыдущего элемента *ps_data* (), *iid_dt* [0] должно иметь значение 0%, принуждая к дифференцированному кодированию частоты.

iid_data () — синтаксический элемент, содержащий данные *IID*.

icc_dt [e] — этот флаг описывает для индекса огибающей *e*, кодируются ли параметры *ICC* дифференцированно в течение времени (*icc_dt* == %1) или по частоте (*icc_dt* == %0). В случае, когда *icc_mode* текущего элемента *ps_data* () отличается от *icc_mode* предыдущего элемента, *ps_data* (), *icc_dt* [0] должно иметь значение 0%, принуждая к дифференцированному кодированию частоты.

icc_data () — синтаксический элемент, содержащий данные *ICC*.

cnt — локальная переменная, обозначающая число байтов, используемых для элемента *ps_extension* ().

ps_extension_size — длиной уровня расширения *PS* является *ps_extension_size*, измеренный в байтах. Если размер расширения приводит к использованию кода *escape* (*ps_extension_size* == 15), длина уровня расширения увеличивается на дополнительное количество байтов.

esc_count — в случае, если используется код *escape* (*ps_extension_size* == 15), *esc_count* описывает дополнительную длину уровня расширения *PS*, измеренную в байтах.

num_bits_left — локальная переменная, описывающая число битов, остающихся для чтения в элементе *ps_extension* ().

ps_extension_id — идентификационная бирка (версия) уровня расширения *PS* дается *ps_extension_id*. В данный момент поддерживается только одна версия (таблица 30).

Т а б л и ц а 30 — Описание *ps_extension_id*

<i>ps_extension_id</i>	Версия
00 (0)	v0
01 (1)	Зарезервировано
10 (2)	Зарезервировано
11 (3)	Зарезервировано

fill_bits — эти *fill_bits* выполняют побайтное выравнивание данных *ps_extension* ().

enable_ipdopd — применение параметров *IPD* и *OPD* в потоке битов обозначается *enable_ipdopd*. Если установлено (*enable_ipdopd* == %1), параметры *IPD* и *OPD* отправляются, если отключено (*enable_ipdopd* == %0), параметры *IPD* и *OPD* для текущего фрейма в потоке битов не отправляются. В случае *enable_iid* == %0, *enable_ipdopd* не должен быть установлен в %1. Сетка квантования и для *IPD*, и для *OPD* обеспечивается в таблице 31. Если данные *IPD* или *OPD* не отправляются в потоке битов, все параметры *IPD* и *OPD* устанавливаются в 0 (то есть *index*=0).

Т а б л и ц а 31 — Сетка квантования для *IPD/OPD*

Индекс	0	1	2	3	4	5	6	7
Уровень представления	0	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{4}$	π	$\frac{5\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{7\pi}{4}$

ipd_dt [e] — этот флаг описывает для индекса огибающей *e*, кодируются ли параметры *IPD* дифференцированно в течение времени (*ipd_dt* == %1) или по частоте (*ipd_dt* == %0). В случае, когда *iid_mode* текущего элемента *ps_data* () отличается от *iid_mode* предыдущего элемента *ps_data* (), у *ipd_dt* [0] должно быть значение 0%, принуждающее к измененному кодированию частоты.

ipd_data () — синтаксический элемент, содержащий данные *IPD*.

opd_dt [e] — этот флаг описывает для индекса огибающей *e*, кодируются ли параметры *OPD* дифференцированно в течение времени (*opd_dt* == %1) или по частоте (*opd_dt* == %0). В случае, когда *iid_mode* текущего элемента *ps_data* () отличается от *iid_mode* предыдущего элемента *ps_data* (), у *opd_dt* [0] должно быть значение 0%, принуждающее к иному кодированию частоты.

opd_data() — синтаксический элемент, содержащий данные *OPD*.

reserved_ps — этот бит зарезервирован и имеет значение % 0.

iid_par_dt[e][b] — в случае дифференцированного кодирования параметров *IID* в течение времени (*iid_dt[e] == %1*), *iid_par_dt[e][b]* описывает различие индекса *IID* относительно позиции параметра $b^{ой}$ для огибающей $e-1$. Если никакой предыдущий параметр не доступен, *iid_par_dt[e][b]* представляет различие индекса *IID* относительно декодируемого значения 0 (т.е. *index=0*). Индекс *IID* *iid_par[e][b]*, определяется как:

$$iid_par[e][b] = iid_par[e-1][b] + iid_par_dt[e][b],$$

где *iid_par[e-1][b]* представляет индекс *IID* предыдущей огибающей $e-1$. Значение *IID*, *iid[b]*, получается при использовании *iid_par[e][b]*, как индекса к таблице 25 или таблице 26, в зависимости от *iid_mode*.

iid_par_df[e][b] — в случае дифференцированного кодирования параметров *IID* по частоте (*iid_dt[e] == %0*), *iid_par_df[e][b]* описывает отличие *IID* относительно $(b-1)$ -го параметра в огибающей e . Если никакие предыдущие параметры не доступны, *iid_par_df[e][b]* представляет отличие *IID* относительно декодируемого значения 0 (то есть *index=0*). Индекс *IID*, *iid_par[e][b]*, определяется как:

$$iid_par[e][0] = iid_par_df[e][0],$$

$$iid_par[e][b] = iid_par[e][b-1] + iid_par_df[e][b] \quad \text{для } b > 0,$$

где *iid_par[e][b-1]* представляет индекс *IID* предыдущего значения *IID* для огибающей e . Величина *IID*, *iid[b]*, получается при использовании *iid_par[e][b]*, как индекса к таблице 25 или таблице 26, в зависимости от *iid_mode*.

icc_par_dt[e][b] — в случае дифференцированного кодирования параметров *ICC* в течение времени (*icc_dt[e] == %1*), *icc_par_dt[e][b]* описывает отличие относительно $b^{ой}$ позиции параметра для огибающей $e-1$. Если никакой предыдущий параметр не доступен, *icc_par_dt[e][b]* представляет различие в *ICC* относительно декодируемого значения 1 (то есть *index=0*). Индекс *ICC*, *icc_par[e][b]* определяется как:

$$icc_par[e][b] = icc_par[e-1][b] + icc_par_dt[e][b],$$

где *icc_par[e-1][b]* представляет индекс *ICC* предыдущей огибающей $e-1$. Значение *ICC*, $\rho[b]$ получается при использовании *icc_par[e][b]*, как индекса к таблице 28.

icc_par_df[e][b] — в случае дифференцированного кодирования параметров *ICC* по частоте (*icc_dt[e] == %0*), *icc_par_df[e][b]* описывает отличие *ICC* относительно $(b-1)^{го}$ параметра для огибающей e . Если предыдущие параметры не доступны, *icc_par_df[e][b]* представляет отличие *ICC* относительно декодируемого значения 1 (то есть *index=0*). Индекс *ICC*, *icc_par[e][b]* определяется как:

$$icc_par[e][0] = icc_par_df[e][0],$$

$$icc_par[e][b] = icc_par[e][b-1] + icc_par_df[e][b] \quad \text{для } b > 0,$$

где *icc_par[e][b-1]* представляет индекс *ICC* предыдущего значения *ICC* для огибающей e . Значение *ICC* $\rho[b]$ получается при использовании *icc_par[e][b]*, как индекса к таблице 28.

ipd_par_dt[e][b] — в случае дифференцированного кодирования параметров *IPD* в течение времени (*ipd_dt[e] == %1*), *ipd_par_dt[e][b]* описывает отличие *IPD* относительно $b^{ой}$ позиции параметра для огибающей e . Если никакой предыдущий параметр не доступен, *ipd_par_dt[e][b]* представляет отличие *IPD* относительно декодируемого значения 0 (то есть *index=0*). Для параметров *IPD* по модулю 8 применяется дифференцированное кодирование. Индекс *IPD*, *ipd_par[e][b]*, определяется как:

$$ipd_par[e][b] = \text{mod}(ipd_par[e-1][b] + ipd_par_dt[e][b], 8)$$

где *ipd_par[e-1][b]* представляет индекс *IPD* предыдущей огибающей, $e-1$. Величина *IPD*, *ipd[b]*, получается при использовании *ipd_par[e][b]*, как индекса к таблице 31.

ipd_par_df[e][b] — в случае дифференцированного кодирования параметров *IPD* по частоте (*ipd_dt[e] == %0*), *ipd_par_df[e][b]* описывает различие *IPD* относительно $(b-1)^{го}$ параметра для огибающей e . Если предыдущие параметры не доступны, *ipd_par_df[e][b]* представляет отличие *IPD* относительно декодируемого значения 0 (то есть *index=0*). Для параметров *IPD* по модулю 8 применяется дифференцированное кодирование. Индекс *IPD*, *ipd_par[e][b]*, определяется как:

$$ipd_par[e][0] = ipd_par_df[e][0][e][0],$$

$$ipd_par[e][b] = \text{mod}(ipd_par[e][b-1] + ipd_par_df[e][b], 8) \quad \text{для } b > 0,$$

где $ipd_par[e][b-1]$ представляет индекс IPD предыдущего значения IPD для огибающей e . Значение IPD , $ipd[b]$ получается при использовании $ipd_par[e][b]$, как индекса к таблице 31.

$opd_par_dt[e][b]$ — в случае дифференцированного кодирования параметров OPD в течение времени ($opd_dt[e] == \%1$), $opd_par_dt[e][b]$ описывает отличие OPD относительно b -ой позиции параметра для огибающей e ($e-1$). Если предыдущие параметры не доступны, $opd_par_dt[e][b]$ представляет отличие OPD относительно декодируемого значения 0 (то есть $index=0$). Замечание: для параметров OPD по модулю 8 применяется дифференцированное кодирование. Индекс OPD , $opd_par[e][b]$, определяется как:

$$opd_par[e][b] = mod(opd_par[e-1][b] + opd_par_dt[e][b], 8),$$

где $opd_par[e-1][b]$ представляет индекс OPD предыдущей огибающей, $e-1$. Значение OPD , $opd[b]$, получается при использовании $opd_par[e][b]$, как индекса к таблице 31.

$opd_par_df[e][b]$ — в случае дифференцированного кодирования параметров OPD в течение времени ($opd_dt[e] == \%0$), $opd_par_df[e][b]$ описывает отличие OPD относительно $(b-1)$ -ой позиции параметра для огибающей e . Если предыдущие параметры не доступны, $opd_par_df[e][b]$ представляет отличие OPD относительно декодируемого значения 0 (то есть $index=0$). Для параметров OPD по модулю 8 применяется дифференцированное кодирование. Индекс OPD , $opd_par[e][b]$, определяется как:

$$opd_par[e][0] = opd_par_df[e][0]$$

$$opd_par[e][b] = mod(opd_par[e][b-1] + opd_par_df[e][b], 8) \quad \text{для } b > 0,$$

где $opd_par[e][b-1]$ представляет индекс OPD предыдущего значения OPD для огибающей e . Величина OPD , $opd[b]$, получается при использовании $opd_par[e][b]$, как индекса к таблице 31.

5.3 Индексация подфреймов

В случае, когда дифференцированное кодирование применяется от одного подфрейма до следующего, может быть назначен отрицательный индекс подфрейма sf фрейма k . В этом случае отрицательный подфрейм должен быть скорректирован согласно $sf = sf + nrof_subframes$.

Полученный таким образом индекс подфрейма находится во фрейме $k-1$. Точно так же в случае, когда sf больше, чем $nrof_subframes$, подфрейм должен быть скорректирован согласно $sf = sf - nrof_subframes$.

Индекс подфрейма, полученный таким образом, находится во фрейме $k+1$.

6 Процесс декодирования

После деформатирования потока битов монофонический сигнал M восстанавливается как комбинация переходных процессов, синусоид и шума. Впоследствии используются параметры стерео, чтобы восстановить левый и правый сигналы из монофонического кодированного сигнала. Для двойного моно и моно параметрический декодер стерео не используется.

Параметрический декодер состоит из трех декодеров: декодера переходов, синусоидального декодера и декодера шума. Декодируемый сигнал получается суммированием выходов этих трех декодеров. В описании декодеров в параметрическом декодере индексация подфрейма sf и канала ch иногда для ясности опускается.

6.1 Переходные процессы

Определяются два типа переходных процессов, переходный процесс шага и переходный процесс типа Мейклера. Декодирование переходного процесса шага включает только интерпретацию позиции. Для типа Мейклера должны декодироваться параметризованная огибающая $g[n]$ и ряд синусоид.

6.1.1 Переходный процесс шага

Переходный процесс шага не генерирует собственный сигнал, но он используется, чтобы изменить форму окна для того, чтобы синтезировать синусоидальные и шумовые компоненты.

6.1.2 Переходный процесс Мейклера

Для декодирования переходного процесса Мейклера сначала должна быть сгенерирована огибающая. Для огибающей требуются следующие параметры: стартовая позиция t_{loc} , начальный наклон, обозначенный t_b_par (параметр b) и наклон спада, представленный t_chi_par (параметр ξ) (рисунок 1).

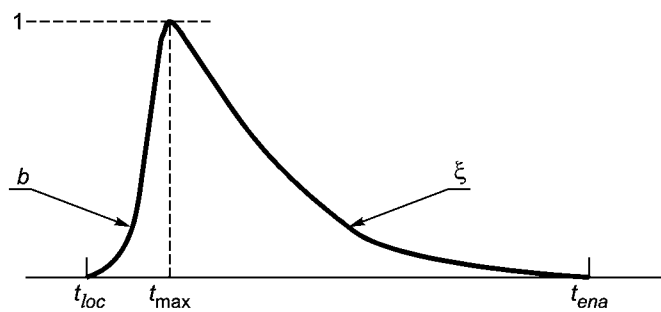


Рисунок 1 — Огибающая Мейкслера описывается функцией $g[n]$. Наклоном атаки управляет параметр b . Спадом управляет параметр ξ

Время старта огибающей t_{loc} для простоты объяснения принимается как $n = 0$. Эта огибающая $g[n]$ сгенерирована согласно

$$g[0] = \frac{(1 - \xi^2)^{\frac{b}{2}}}{a_{\max}},$$

$$g[n] = g[n - 1] \cdot \xi \cdot \sqrt{\frac{b + n - 1}{n}},$$

для $n = 1$, включая t_{end} , конечная позиция переходного окна t_{end} определяется ниже. Максимум a_{\max} находится в позиции t_{\max} и дается приближениями

$$t_{\max} = \frac{b - 1}{-2 \cdot \log_e(\xi)},$$

$$a_{\max} = \sqrt{\frac{-2 \cdot \log_e(\xi)}{\Gamma(b)}} \cdot \left(\frac{b - 1}{e}\right)^{\frac{b - 1}{2}},$$

Эти сложные выражения, особенно выражение для a_{\max} , были оценены для допустимых значений t_b_par и t_chi_par и сводятся в таблицу 32.

Т а б л и ц а 32 — t_{\max} для всех возможных значений t_b_par и t_chi_par

t_{\max}		t_b_par			
		0	1	2	3
t_chi_par	0	15	30	45	59
	1	20	39	57	75
	2	30	56	79	100
	3	57	96	126	150

Т а б л и ц а 33 — a_{\max} для всех возможных значений t_b_par и t_chi_par

a_{\max}		t_b_par			
		0	1	2	3
t_chi_par	0	0,152713500109658	0,131630525645664	0,120142673294398	0,112550174511598
	1	0,132843681407528	0,115639700421076	0,106510539071702	0,100663024431527
	2	0,109279971016712	0,0971964875412947	0,0909719057150294	0,0872632874594248
	3	0,0797175749717262	0,0744985442180281	0,0723059623257423	0,0715041477354716

Переходный процесс должен быть синтезирован до t_{end} . Позиция t_{end} определяется как конец второго полного последующего подфрейма после позиции переходного процесса t_{loc} .

$$t_{end} = 3 \cdot S - t_{loc} - 1.$$

Подсчет выборок в подфрейме начинается с 0. Если переходный процесс стартует точно в начале подфрейма ($t_{loc} = 0$), то $t_{end} = 3 \cdot S - 1$.

6.1.3 Синусоиды под огибающей

Получающееся представление переходного процесса получается путем комбинирования огибающей и синусоид согласно

$$t(n) = g[n] \cdot \sum_{i=1}^{t_rof_sin} ta_q[i] \cdot \cos(tf_q[i] \cdot n + tp_q[i]),$$

для n вплоть до $n=0$ и включая t_{end} .

6.2 Синусоиды

6.2.1 Соединение

Фрейм обновления, обозначенный `refresh_sinusoids == %1`, используется, чтобы указать, стартует ли фрейм с абсолютных значений для всех продолжений или стартует с дифференциально кодированных продолжений. Для рождения каждой синусоидальной дорожки во фрейме в потоке битов предоставляется `s_cont`, чтобы сигнализировать о числе подфреймов, в которых продолжается дорожка после текущего подфрейма в этом фрейме. В случае, если дорожка продолжается в первом подфрейме следующего фрейма, к этому числу добавляется 1. Если дорожка продолжается после первого подфрейма следующего фрейма, к этому числу добавляется 2. Основываясь на этой информации, декодер в состоянии соединить параметры, которые принадлежат дорожке.

`s_cont` заполняется в следующем порядке:

- 1) продолжения;
- 2) рождения (отсортированные по частоте в порядке возрастания).

При прохождении от одного подфрейма к следующему декодер отслеживает число продолжений, `s_nrof_continuations[sf]`. Число продолжений, существующих в подфрейме `sf+1`, может быть непосредственно получено из числа записей в `s_cont[sf]`, не равных нулю. Для первого подфрейма в фрейме `s_nrof_continuations` читается из потока битов, чтобы задействовать произвольный доступ.

Общее количество синусоидальных компонентов в подфрейме `sf`, `s_nrof_sin[sf]`, вычисляется так:

`sf == 0:`

$$s_nrof_sin[0] = s_nrof_continuations[0][ch] + s_nrof_births[0][ch],$$

`sf > 0:`

$$s_nrof_sin[sf] = \sum_{i=1}^{max_nrof_sinusoids-1} (s_cont[sf-1][ch][i] > 0) + s_nrof_births[sf][ch].$$

6.2.2 Декодирование синусоидальных параметров

В описании ниже мы принимаем, что имеет место синусоидальная дорожка длины k , в подфреймах $sf = [K, K+k+1]$. Для рождений дорожки ($sf = K$) частота и фаза индекса синусоиды n представляются $f_q[K][ch][n]$ и $sp_q[K][ch][n]$, соответственно. Для продолжений, чтобы получить информацию о частоте и фазе для подфрейма, требуются уровни представления вместе с отслеживанием информации.

Для продолжения ($sf = [K+1, K+k-1]$) уровни представления `s_delta_cont_freq pha[sf][ch][n]` преобразовываются в квантованную ошибку прогноза $\Delta[sf][ch][n]$, используя таблицу 35 с индексом `== 2`. Квантованная ошибка прогноза $\Delta[sf][ch][n]$ затем умножается на масштабный коэффициент `c[sf][ch][n]`. Для первого продолжения `c[K+1][ch][p]`, где p представляет индекс синусоиды в подфрейме $K+1$, зависит от частоты рождения, то есть $f_q[K]$. Таблица 34 показывает значение масштабного коэффициента c для возможных частотных диапазонов $f_q[K]$.

Т а б л и ц а 34 — Таблица масштабных коэффициентов

Частотный диапазон, Гц	Масштабный коэффициент $c[K+1]$
[0 — 500]	1/8
<500—1000]	1/4
<1000—4000]	1/2
<4000—22050]	1

Для других продолжений $sf = [K + 2, K_{+k} - 1]$ с изменяется согласно полученным уровням представления вдоль дорожки посредством блока “Backward Adaptation”. Если $s_delta_cont_freq_pha[sf][ch][n]$ равно 1 или 2 (внутренний уровень) для подфрейма sf , то c для подфрейма $sf+1$ устанавливается в

$$c[sf + 1][ch][p] = c[sf][ch][n] \times 2^{-1/4}.$$

Если $s_delta_cont_freq_pha[sf][ch][n]$ равняется 0 или 3 (внешний уровень), то c для подфрейма $sf+1$ устанавливается в

$$c[sf + 1][ch][p] = c[sf][ch][n] \times 2^{1/2}.$$

Чтобы избежать очень маленьких или очень больших записей по ошибке прогноза, адаптация выполняется только если абсолютное значение внутреннего уровня $0,75c[sf+1][ch][p]$ находится между $\pi/128$ и $3\pi/8$.

При получении квантованной ошибки прогноза Δ вывод фильтра прогноза добавляется к ней, приводя к развернутой фазе ψ_r :

$$\psi_r[sf][ch][n] = \psi_p[sf][ch][n] + \Delta[sf][ch][n] \cdot c[sf][ch][n].$$

Используется прогнозирующее устройство второго порядка. Поведение ввода — вывода фильтра таково

$$\psi_p[sf + 1][ch][p] = 2 \cdot \psi_r[sf][ch][n] - \psi_r[sf - 1][ch][q],$$

где q является индексом синусоиды в подфрейме $sf-1$, ψ_r является вводом и ψ_p является выводом фильтра прогноза.

Чтобы инициализировать фильтр прогноза, нужно одно значение из предыдущих значений для ввода $\psi_r[K-1]$, где K является индексом подфрейма рождения дорожки. Так как это значение не доступно, предполагаем, что частота является постоянной в подфрейме $(K-1)$. Для рождения дорожки имеем информацию о частоте и фазе, таким образом, можем вычислить ввод в $(K-1)$ и K согласно:

$$\psi_r[K-1][ch][n] = sp_q[K][ch][n] - f_q[K][ch][n] S,$$

$$\psi_r[K][ch][n] = sp_q[K][ch][n],$$

где S представляет интервал обновления. Развернутые фазы являются отфильтрованными по низким частотам LPF -phase блока. Это делается следующим образом:

$$\psi[sf][ch][n] = 0,25\psi_r[sf + 1][ch][p] + 0,5\psi_r[sf][ch][n] + 0,25\psi_r[sf - 1][ch][q],$$

где sf является индексом подфрейма вдоль дорожки. В конце дорожки ($sf = K_{+k} - 1$), применяется следующее правило:

$$\psi[sf][ch][n] = \psi_r[sf][ch][n].$$

Восстановленные фазы получают из сглаженных развернутых фаз следующим образом:

$$sp_q[sf][ch][n] = \text{mod}(\psi[sf][ch][n] + \pi, 2) - \pi.$$

Чтобы получить частоту, развернутые фазы должны дифференцироваться вдоль дорожки. Дифференциация реализуется приближением. Частота получается с помощью:

$$v[sf][ch][n] = (\psi[sf][ch][n] - \psi[sf - 1][ch][q]) \frac{2}{S} - v[sf - 1][ch][q],$$

где S представляет интервал обновления и $\varpi[K][ch][n] = f_q[K][ch][n]$. Когда фаза рождения и частота рождения известны в декодере, вычисляются частоты ϖ последующих фреймов. Чтобы ослабить

сигнал с шумами, которые вносятся этой дифференциацией, применяется фильтр низких частот на частоты (*LPF-freq*):

$$f_q [sf] [ch] [n] = 0,25 \varpi [sf + 1] [ch] [p] + 0,5 \varpi [sf] [ch] [n] + 0,25 \varpi [sf - 1] [ch] [q].$$

Для первого продолжения дорожки ($sf=K+1$) определение изменяется на:

$$f_q [K + 1] [ch] [p] = 0,5 \cdot \varpi [K + 1] [ch] [p] + 0,5 \cdot \varpi [K] [ch] [n].$$

Также последняя частота в дорожке ($sf = K_{+k}-1$) получается другим способом:

$$f_q [sf] [ch] [n] = 0,5 \cdot \varpi [sf] [ch] [n] + 0,5 \cdot \varpi [sf - 1] [ch] [q].$$

Для дорожек длиной $k = 2$ продолжение вычисляется согласно

$$f_q [sf] [ch] [n] = 0,5 \cdot \varpi [sf - 1] [1 \text{ ch}] [q] + 0,5 \cdot \varpi [sf] [ch] [n].$$

Таким образом получаются фазы и частоты из уровней представления *s_delta_cont_freq pha*.

Во фреймах обновлений применяется следующая процедура. Если $sf = [K, \dots, K+R, \dots, K_{+k}-1]$, подфрейм $K+R$ является первым подфреймом фрейма с *refresh_sinusoids == %1*. Подфрейм $(K+R-1)$ является последним подфреймом фрейма с *refresh_sinusoids_next_frame == %1*. Значения фазы и частоты для подфрейма с подфрейма K до и включая подфрейм $K+R-1$ получаются как описано выше, как будто дорожка заканчивается в подфрейме $(K+R-1)$. Значения фазы и частоты для подфрейма $K+R$ до подфрейма $(K_{+k}-1)$ получаются как описано выше, как будто подфрейм $K+R$ является рожденным. Для инициализации квантованной ошибки прогноза Δs_adpcm_grid используется в качестве индекса к таблице 35 и $s[K+R][ch][n] = 1$.

Т а б л и ц а 35 — Квантованная ошибка прогноза Δ

Δ	<i>s_delta_cont_freq pha</i>			
Индекс	0	1	2	3
0	−4,2426	−1,0607	1,0607	4,2426
1	−3,5676	−0,8919	0,8919	3,5676
2	−3,0000	−0,7500	0,7500	3,0000
3	−2,5227	−0,6307	0,6307	2,5227
4	−2,1213	−0,5303	0,5303	2,1213
5	−1,7838	−0,4460	0,4460	1,7838
6	−1,5000	−0,3750	0,3750	1,5000
7	−1,2613	−0,3153	0,3153	1,2613
8	−1,0607	−0,2652	0,2652	1,0607
9	−0,8919	−0,2230	0,2230	0,8919
10	−0,7500	−0,1875	0,1875	0,7500
11	−0,6307	−0,1577	0,1577	0,6307
12	−0,5303	−0,1326	0,1326	0,5303
13	−0,4460	−0,1115	0,1115	0,4460
14	−0,3750	−0,0938	0,0938	0,3750
15	−0,3153	−0,0788	0,0788	0,3153
16	−0,2652	−0,0663	0,0663	0,2652
17	−0,2230	−0,0557	0,0557	0,2230
18	−0,1875	−0,0469	0,0469	0,1875
19	−0,1577	−0,0394	0,0394	0,1577
20	−0,1326	−0,0331	0,0331	0,1326
21	−0,1115	−0,0279	0,0279	0,1115

В случае, когда *phase_jitter_present* устанавливается в %1, и фаза и частота получаются посредством декодирования *ADPCM*, никакое дрожание фазы не применяется.

6.2.3 Синтез синусоид для сегментов без переходного процесса

Параметры синусоид используются, чтобы синтезировать синусоидальные компоненты. Это делается на основе сегмента, состоящего из выборок L .

Синтез использует стратегию 50% перекрытия и добавления. Чтобы синтезировать подфрейм, в начале нового фрейма должны быть доступными параметры предыдущего подфрейма. Это означает, что должны быть доступными параметры последнего подфрейма в предыдущем фрейме.

Фактический синтез синусоиды выполняется согласно

$$s_i[n] = sa_q[i] \cdot \cos\left(f_q[i] \cdot \left(n - \frac{L-1}{2}\right) + sp_q[i]\right), \text{ для } n = [0, L-1].$$

Фазовая информация sp_q определяется для середины сегмента $(=(L-1)/2)$. Фазовая информация исходной фазы sp_q вычисляется из s_phi (см. 5.2). Для продолжений фаза вычисляется как описано в 6.2.2.

В перекрытии и добавлении выбирается следующее, дополнительное симметричное окно амплитуды

$$w_s[n] = 1/2 - 1/2 \cos\left(\frac{\pi(2n+1)}{L}\right), \text{ для } n = [0, L-1].$$

Сегмент длины L получается из

$$\tilde{s}_{sf}[n] = w_s[n] \sum_{i=0}^{s_nrof_sin[sf]} s_i[n], \text{ для } n = [0, L-1].$$

Синусоидальное добавление для подфрейма sf тогда вычисляется, используя добавление из предыдущего подфрейма согласно:

$$s_{sf}[n] = \tilde{s}_{sf-1}[S+n] + \tilde{s}_{sf}[n], \text{ для } n = [0, S-1].$$

6.2.4 Синтез синусоид для сегментов без переходного процесса

Для синусоид с частотой ниже 400 Гц должно использоваться только окно $w_s[n]$.

Для других синусоид для синтеза сегмента применяются другие формы окна, в зависимости от компонента (продолжение, рождение, или отмирание).

Следующее выражение точно описывает окно $w_s[n]$

$$w_s[n] = \begin{cases} 0, & 0 \leq n < d-10 \\ \frac{n-d+11}{22}, & d-10 \leq n \leq d+10 \\ 1, & d+10 < n < S \\ 1/2 - 1/2 \cos\left(\pi \cdot \frac{2n+1}{L}\right), & S \leq n < L \end{cases}.$$

6.2.4.2 Отмирание и переходный процесс во второй половине сегмента

Следующее выражение описывает окно $w_s[n]$

$$w_s[n] = \begin{cases} 1/2 - 1/2 \cos\left(\pi \cdot \frac{2n+1}{L}\right), & 0 \leq n < S \\ 1, & S \leq n < d-10 \\ \frac{d-n+11}{22}, & d-10 \leq n \leq d+10 \\ 0, & d+10 < n < L \end{cases}.$$

6.3 Шум

Шум синтезируется в интервалах 4 подфреймов или $2L$ выборок. Модель для синтеза шума состоит из генератора псевдослучайных чисел, временного регулятора огибающей, механизма окна для перекрытия и добавления, и фильтра IIR .

Временная огибающая $H[n]$ представляется при использовании единственного усиления и ряда линейных спектральных частот ($LSFs$), представляющих коэффициенты LPC . Как усиление, так и $LSFs$ обновляются один раз каждые 4 подфрейма ($2L$ выборок). Коэффициенты Лагерра представляются параметрами LAR . Они обновляются раз за 2 подфрейма (L выборок), то есть вдвое чаще малой частоты обновления, которая используется для временной огибающей.

Чтобы предотвратить разрывы, интервалы, которые изменяются временной огибающей, имеют перекрытие 25 %. В области перекрытия используется окно Ханнинга. Первые 4 сгенерированные подфрейма $2L$ выборок стартуют с постепенного появления, используя окно Ханнинга.

Окно w_n определяется так

$$w_s[n] = \begin{cases} 1/2 - 1/2 \cos\left(\frac{3\pi(2n+1)}{8S}\right), & n = \left[0, \frac{4S}{3} - 1\right], \\ 1, & n = \left[\frac{4S}{3}, 4S - 1\right], \\ w_n\left[\frac{16S}{3} - 1 - n\right], & n = \left[4S, \frac{16S}{3} - 1\right]. \end{cases}$$

6.3.1 Генерация шума

Шум генерируется с помощью генератора псевдослучайных чисел, определенный линейной конгруэнтной последовательностью U

$$U[n+1] = \text{mod}(a \cdot U[n] + c, m),$$

где $U[0]$ является начальным значением, a множитель, c инкремент и m модуль ($c = 2^{32}$). В начале декодирования начальное значение устанавливается в *channel_number* (0 = левый, 1 = правый), приводя к независимым источникам шума для каждого канала. Для генерации каждого следующего интервала шума начальное значение устанавливается в конечное значение предыдущего интервала. Алгоритм приводится ниже.

```
#define RAND_SCALE          (1/4294967296,0)
#define RAND_FACTOR         1664525L
#define RAND_OFFSET        1013904223L
Double noiseUDN(unsigned long *lp_seed)
{
    *lp_seed = (*lp_seed * RAND_FACTOR + RAND_OFFSET) & 0xFFFFFFFF;
    return *lp_seed * RAND_SCALE;
}
```

Этот алгоритм возвращает значение $U = [0, 1]$. Нормальное распределение X получается добавлением 12 последовательных выборок распределения ($U - 0,5$). Для следующей выборки X используются 12 новых последовательных выборок. Используя это нормальное распределение X , посредством фильтрации шума генерируется спектральный шум.

Чтобы избежать разрывов в генерации шума, перекрывающиеся временные интервалы берутся от генератора шума холостого хода. Это реализуется, копируя начальное число из предыдущего интервала в текущий интервал во время перекрытия.

6.3.2 Временная огибающая

Временная огибающая применяется к интервалу $2L + 4S/3$ выборок, которые сгенерированы генератором случайного шума. Форма временной огибающей представляется временным доменом, эквивалентным *Line Spectral Frequencies*, которые являются представлением коэффициентов LPC . Параметр дополнительного усиления используется, чтобы масштабировать всю огибающую. Так как у интервалов LSF имеется перекрытие 25 %, существует потенциальная избыточность в параметрах LSF в этой области перекрытия. В случае, когда присутствует эта избыточность, кодируется только один набор $LSFs$, допустимый для двух огибающих в области перекрытия. Об этой ситуации сообщается параметром $n_{overlap_lsf}$. В случае

refresh_noise == %1 первый *LSF* и усиление для этого определенного интервала кодируются в абсолютных значениях посредством параметров *n_lsf* и *n_gain*. Последующие *LSFs* кодируются дифференцированно со ссылкой друг на друга.

В случае *refresh_noise* == %0, параметр усиления для этого интервала кодируется дифференцированно со ссылкой на усиление предыдущего фрейма посредством параметра *n_delta_gain*. Кодирование параметров *LSF* в той ситуации зависит от установки *n_overlap_lsf*. В случае *refresh_noise* == %0 и *n_overlap_lsf* == %0, *LSF* кодируется как в ситуации где *refresh_noise* == %1. В случае *refresh_noise* == %0 и *n_overlap_lsf* == %1, число коэффициентов *LSF*, *n_nrof_overlap*, вычисляется из предыдущего определения в канале *ch* согласно

```
n_nrof_overlap = 0;
for (i = 0; i < n_nrof_lsf; i++) {
  if (n_lsf[sf-4][ch][i] >= 192) n_nrof_overlap ++
}
```

Коэффициенты *LSF*, которые перекрываются, копируются из предыдущего определения согласно

```
for (i = 0, j = n_nrof_lsf - n_nrof_overlap; i < n_nrof_overlap; i++, j++)
{
  n_lsf[sf][ch][i] = n_lsf[sf-4][ch][j] - 192
}
```

6.3.2.1 Декодирование параметров усиления и *LSF*

Усиление масштабирует всю временную огибающую. Существуют две огибающих на фрейм, усиление для первой и второй временной огибающей кодируется в *sf*=0 и *sf*=4 соответственно. Коэффициент усиления *G*, который фактически применяется к временной огибающей, вычисляется как

$$G = \begin{cases} 0 & \text{если } ngain_n = 0 \\ 10 \frac{ngain_n - 21}{20} & \text{в других случаях} \end{cases}$$

Декодируемые *LSFs*, *nlsf_q* преобразовываются в *a*-параметры, используя следующие уравнения. Все *LSFs* преобразовываются к позициям на единичном круге

$$z[i] = e^{jnlsf_q[i]} \quad i = [1, n_nr_of_lsf].$$

Эти позиции разделяются на два полинома:

$$z_p[i] = z[2i] \quad i = \left[1, \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor \right],$$

$$z_q[i] = z[2i - 1] \quad i = \left[1, \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor \right].$$

Для обоих полиномов комплексно сопряженные элементы связываются

$$z_p[i] = z_p^* \left[i - \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor \right] \quad i = \left[1 + \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor, 2 \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor \right],$$

$$z_q[i] = z_q^* \left[i - \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor \right] \quad i = \left[1 + \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor, 2 \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor \right].$$

Полиномы вычисляются следующим образом

$$P_p = \prod_{i=1}^{2 \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor} (z - z_p[i]),$$

$$P_q = \prod_{i=1}^{2 \left\lfloor \frac{n_nr_of_lsf}{2} \right\rfloor} (z - z_q[i]).$$

В случае, если $n_nr_of_lsf$ нечетен, полиномы изменяются так

$$P_Q = P_Q(z + 1)(z - 1).$$

В случае, если $n_nr_of_lsf$ четный

$$P_P = P_P(z - 1),$$

$$P_Q = P_Q(z - 1).$$

Полином $A(z)$ дается как

$$A_z = \frac{P_P(z) + P_Q(z)}{2}.$$

В конечном счете огибающая $H[n]$, где n является индексом выборки, вычисляется как:

$$H[n] = \left[\begin{matrix} G \\ A \left(e^{j \frac{n\pi}{2L + \frac{4S}{3}}} \right) \end{matrix} \right], \quad n = \left[0, 2L + \frac{4S}{3} - 1 \right].$$

Последовательность шума умножается на временную огибающую. В случае $n_nr_of_lsf == 0$, $H[n]$ определяется как

$$H[n] = G, \quad n = \left[0, 2L + \frac{4S}{3} - 1 \right].$$

6.3.3 Шумовая фильтрация

Фильтр синтеза Лагерра применяется после работы по перекрытию — добавлению.

Параметры для фильтрации Лагерра обновляются каждые 2 подфрейма (выборки). Чтобы удостовериться, что в генерации первой выборки уже получается требуемая спектральная плотность, должны быть установлены начальные состояния фильтра. Это реализуется копированием конечных состояний после генерации интервала в начальные состояния для генерации следующего интервала. В случае, если $refresh_noise == \%0$, или запуска декодирования, начальные состояния фильтра будут установлены в 0. Так, используя первый набор параметров для следующих 2 подфреймов (с новыми параметрами) в качестве начальных состояний, используются конечные состояния фильтра, полученные в результате его предыдущей работы. Для обновлений параметров LAR используется дифференциальное кодирование относительно параметров LAR предыдущего интервала.

В потоке битов, для каждого подфрейма, коэффициенты для структуры фильтра Лагерра кодируются в нотации *Log Area Ratio* (LAR). Первый шаг реконструкции параметров Лагерра является деквантизацией $LARs$. Коэффициенты *parcor* ('*rfc*') получаются из деквантованных $LARs$. Последний шаг является преобразованием коэффициентов FIR обратно в коэффициенты Лагерра.

6.3.3.1 Квантованные $LARs$

Коэффициенты LAR в знаменателе деквантуются, умножая значение, закодированное в потоке битов на постоянное Δ_{LAR} , которое определяется как

$$\Delta_{LAR} = \frac{dynr}{levels - 1},$$

где $dynr=2^*8$ является динамическим диапазоном коэффициентов LAR (от -8 до $+8$), и $levels=2^{bits}-2$, с $bits=9$ представляет число уровней представления.

6.3.3.2 Преобразование $LARs$ в *parcors*

Следующий алгоритм описывает преобразование m коэффициентов LAR , $nlar_q$ в m ($m=n_nrof_den$) *parcors* '*rfc*'.

```
for (i=0; i < m; i++)
{
  rfc[i] = (exp(nlar_q[i]) - 1) / (exp(nlar_q[i]) + 1)
}
```

6.3.3.3 Преобразование *parcorgs* в коэффициенты *FIR*

Следующий алгоритм описывает преобразование m коэффициентов *parcor*, '*rfc*' в $m+1$ a -параметров '*p*'.

```

for (k=0; k < m; k++)
{
  d[k] = - rfc[k];
  for (i=0; i < k; i++)
  {
    d[i] = tmp[i] + rfc[k] * tmp[k-i-1];
  }
  for (i=0; i <= k; i++)
  {
    tmp[i] = d[i];
  }
}
p[0] = 1,0;
for (k = 0; k < m.; k++)
{
  p[k+1] = -d[k];
}

```

6.3.3.4 Преобразование коэффициентов *FIR* в коэффициенты Лагерра

a -параметры p преобразуются обратно в коэффициенты Лагерра a , используя следующий алгоритм

$a'_M = P_M$,
 $a'_m = P_m - a'_{m+1}\lambda$,
 где $m = [n_nrof_den-1.. 0]$ и

$$a_m = \frac{a'_m}{a'_0} \sqrt{1 - \lambda^2}.$$

6.4 Параметрическое стерео

6.4.1 Параметры стерео

В представлении образа стерео используются три различных типа параметров стерео:

- 1) межканальное различие в интенсивности или *IID*, определенный относительными уровнями ограниченного полосой сигнала;
- 2) межканальное и полное различие фаз, *IPD* и *OPD*, определяющее поведение фазы ограниченного полосой сигнала;
- 3) межканальная когерентность *ICC*, определяющая (не)сходство левого и правого ограниченного полосой сигнала.

Ввод в параметрический стереодекодер состоит из монофонического параметрически сгенерированного сигнала, полученного посредством синтеза переходного процесса, синусоид и шума. Вывод состоит из левого и правого представления стерео соответственно.

6.4.2 Блок фильтров анализа *QMF*

Этот блок фильтров идентичен 64 блоку фильтров комплексного анализа *QMF*. Однако в уравнении матрицы $M(k, n)$ множитель " $(2*n+1)$ " нужно заменить на " $(2*n-1)$ ". Ввод в блок фильтров является блоками из 64 выборок монофонического синтезируемого сигнала M . Для каждого блока блок фильтров выводит один слот из 64 выборок *QMF*.

6.4.3 Фильтрация низкой частоты

Поддиапазоны *QMF* далее разделяются, чтобы получить более высокую разрешающую способность по частоте, действующую надлежащий анализ и синтез стерео для более низких частот. В зависимости от числа полос стерео были определены две гибридных конфигурации. Обзор разделений и типа фильтра, который используется, чтобы выполнить разделение, см. в таблице 36.

Т а б л и ц а 36 — Обзор разделения низкой частоты для доступных конфигураций

Конфигурация, число полос стерео	Поддиапазон QMF p	Число полос Q^p	Фильтр
10, 20	0	8	Тип А
	1	2	Тип В
	2	2	
34	0	12	Тип А
	1	8	
	2	4	
	3	4	
	4	4	

Тип А: $G_q^p = g^p[n] \exp\left(j \frac{2\pi}{Q^p} \left(q + \frac{1}{2}\right)(n-6)\right)$.

Тип В: $G_q^p = g^p[n] \cos\left(\frac{2\pi}{Q^p} q(n-6)\right)$,

где g^p представляет фильтры прототипа в поддиапазоне QMF p . Q^p представляет число подподдиапазонов в поддиапазоне QMF p , q индекс подподдиапазона в канале QMF p и n индекс времени. Все прототипные фильтры длиной 13 имеют задержку 6 выборок QMF. Прототипные фильтры перечисляются в таблице 37 и таблице 38 для конфигураций 10, 20 и 34 полосы стерео соответственно.

Т а б л и ц а 37 — Коэффициенты прототипного фильтра для фильтров, которые разделяют нижние поддиапазоны QMF для конфигураций 10 и 20 полос стерео

n	$g^0[n]$, $Q^0 = 8$	$g^{1,2}[n]$, $Q^{1,2} = 2$
0	0,00746082949812	0
1	0,02270420949825	0,01899487526049
2	0,04546865930473	0
3	0,07266113929591	−0,07293139167538
4	0,09885108575264	0
5	0,11793710567217	0,30596630545168
6	0,125	0,5
7	0,11793710567217	0,30596630545168
8	0,09885108575264	0
9	0,07266113929591	−0,07293139167538
10	0,04546865930473	0
11	0,02270420949825	0,01899487526049
12	0,00746082949812	0

Т а б л и ц а 38 — Коэффициенты прототипного фильтра для фильтров, которые разделяют нижние поддиапазоны *QMF* для конфигурации 34 полосы стерео

n	$g^0[n], Q^0 = 12$	$g^1[n], Q^1 = 8$	$g^{2,3,4}, Q^{2,3,4} = 4$
0	0,04081179924692	0,01565675600122	-0,05908211155639
1	0,03812810994926	0,03752716391991	-0,04871498374946
2	0,05144908135699	0,05417891378782	0
3	0,06399831151592	0,08417044116767	0,07778723915851
4	0,07428313801106	0,10307344158036	0,16486303567403
5	0,08100347892914	0,12222452249753	0,23279856662996
6	0,08333333333333	0,12500000000000	0,25000000000000
7	0,08100347892914	0,12222452249753	0,23279856662996
8	0,07428313801106	0,10307344158036	0,16486303567403
9	0,06399831151592	0,08417044116767	0,07778723915851
10	0,05144908135699	0,05417891378782	0
11	0,03812810994926	0,03752716391991	-0,04871498374946
12	0,04081179924692	0,01565675600122	-0,05908211155639

Чтобы выравнять по времени все выборки, приходящие из гибридного блока фильтров, компенсируют задержку остающихся поддиапазонов QMF, которые не фильтровались. Эта задержка составляет 6 выборок поддиапазона QMF. Это означает $G_0^k(z) = z^{-6}$ для $k = [3 \dots 63]$ (10, 20 полос стерео) или $k = [5 \dots 63]$ (34 полосы стерео). Чтобы компенсировать полную задержку гибридного блока фильтров анализа, первые 10 наборов (6 от задержки и 4 от фильтра QMF) гибридных поддиапазонов сбрасывается и поэтому не принимается во внимание при обработке.

Результатом этой работы является слот гибридных выборок поддиапазона, состоящих из LF (низкая частота) части поддиапазона $sub\ QMF$ и HF (высокая частота) части поддиапазона QMF .

6.4.4 Кадрирование

Один фрейм параметрического аудио включает два фрейма данных стерео. Параметры стерео в пределах фрейма стерео могут быть присвоены одному или более слотам. Границы фрейма стерео и позиции n_e слотов, которым были присвоены параметры стерео, определяют так называемые области. Параметры стерео определяются для последнего слота.

6.4.5 Декорреляция

Посредством всечастотной фильтрации и задержки, выборки поддиапазона $sub\ s_k(n)$ преобразовываются в декоррелированные выборки поддиапазона $sub\ d_k(n)$, где k представляет частоту в гибридном спектре, а n — индекс времени.

6.4.5.1 Константы

DECAY SLOPE=0.05

```
NR ALLPASS LINKS=3
```

NR PAR BANDS

Наклон затухания всечастотного фильтра.

Число связей фильтра для всечастотного фильтра

Число полос частот, которые могут адресоваться индексом параметра, $b(k)$.

$$NR_PAR_BANDS \begin{cases} 20 \\ 34 \end{cases}$$

, 10 или 20 полос стерео
, 34 полосы стерео

NR BANDS

Число полос частот, которые могут адресоваться индексом поддиапазона *sub. k*.

NR_PAR_BANDS	$\begin{cases} 71 \\ 91 \end{cases}$	$\begin{cases} , 10 \text{ или } 20 \text{ полос стерео} \\ , 34 \text{ полосы стерео} \end{cases}$
$DECAY_CUTOFF$		Стартовая полоса частот для наклона затухания всечастотного фильтра
$DECAY_CUTOFF$	$\begin{cases} 10 \\ 32 \end{cases}$	$\begin{cases} , 10 \text{ или } 20 \text{ полос стерео} \\ , 34 \text{ полосы стерео} \end{cases}$
$NR_ALLPASS_BANDS$		Число полос всечастотного фильтра
$NR_ALLPASS_BANDS$	$\begin{cases} 30 \\ 50 \end{cases}$	$\begin{cases} , 10 \text{ или } 20 \text{ полос стерео} \\ , 34 \text{ полосы стерео} \end{cases}$
$SHORT_DELAY_BAND$		Первая полоса стерео, использующая короткую, в одну выборку, задержку
$SHORT_DELAY_BAND$	$\begin{cases} 42 \\ 62 \end{cases}$	$\begin{cases} , 10 \text{ или } 20 \text{ полос стерео} \\ , 34 \text{ полосы стерео} \end{cases}$
$a_{Smooth} = 0,25$		Коэффициент сглаживания

6.4.5.2 Вычисление декоррелируемого сигнала $d_k(z)$

Процесс декорреляции для первой полосы частот $NR_ALLPASS_BANDS$ $s_k(n)$ основан на всечастотном фильтре, описанном в Z-домене. Его функция передачи для каждой полосы k определяется:

$$H_k(z) = z^2 \cdot \varphi_{Fract}(k) \cdot \prod_{m=0}^{NR_ALLPASS_LINKS-1} \frac{Q_{Fract_allpass}(k,m)z^{-d(m)} - a(m)g_{DecaySlope}(k)}{1 - a(m)g_{DecaySlope}(k)Q_{fract_allpass}(k,m)z^{-d(m)}}$$

для $0 \leq k < NR_ALLPASS_BANDS$.

Матрица длины фрагментарной задержки, $Q_{Fract_allpass}(k,m)$ и вектор фрагментарной задержки, $\varphi_{Fract}(k)$ определяются выражением

$$Q_{Fract_allpass}(k,m) = \exp(-i\pi q(m)f_{center}(k)), \begin{cases} 0 \leq k < NR_ALLPASS_BANDS \\ 0 \leq m < NUM_OF_LINKS \end{cases},$$

и

$\varphi_{Fract}(k) = \exp(-i\pi q_\varphi f_{center}(k))$, $0 \leq k < NR_ALLPASS_BANDS$, где $i = \sqrt{-1}$ обозначает мнимую единицу. Постоянная длины фракционной задержки $q_\varphi = 0,39$.

Вектора коэффициентов фильтра $a(m)$ и вектора длины задержки $d(m)$ см. в таблице 39.

Вектор $g_{DecaySlope}$ содержит независимые от времени факторы для того, чтобы сделать всечастотный фильтр вариантом частотнозависимого. Это определяется выражением:

$$g_{DecaySlope}(k) = \begin{cases} \max(0, 1 - DECAY_SLOPE \cdot (k - DECAY_CUTOFF)), & k - DECAY_CUTOFF \geq 0 \\ 1, & \text{для } 0 \leq k < NR_ALLPASS_BANDS. \end{cases}$$

Для верхних полос $NR_ALLPASS_BANDS \leq k < NR_BANDS$ функция передачи $H_k(z)$ равняется задержке согласно:

$$H_k(z) = z^{-D(k)}, \text{ где } D(k) \text{ определяется}$$

$$D(k) = \begin{cases} 14, & NR_ALLPASS_BANDS \leq k < SHORT_DELAY_BAND \\ 1, & SHORT_DELAY_BAND \leq k < NR_BANDS \end{cases}$$

6.4.5.3 Обнаружение переходов

Чтобы обработать переходные процессы и другие быстрые огибающие времени, всечастотный фильтр должен быть ослаблен при этих сигналах. Это делается по следующей схеме:

сначала определяется матрица входной мощности $P(i, n)$, которая содержит сумму выборок поддиапазона sub в квадрате каждой полосы параметра

$$P(i, n) = \sum_{k=b(k)} |s_k(n)|^2, \quad 0 \leq i < NR_PAR_BANDS,$$

где $b(k)$ определяется в таблице 48 и таблице 49.

Применяется пиковое затухание к мощности входного сигнала согласно:

$$P_{PeakDecayNrg}(i, n) = \begin{cases} P(i, n) & , \alpha P_{PeakDecayNrg}(i, n-1) < P(i, n) \\ \alpha P_{PeakDecayNrg}(i, n-1) & , \text{в других случаях} \end{cases}$$

для $0 \leq i < NR_PAR_BAND$. α является фактором пикового затухания.

Впоследствии входная мощность и сигналы пикового затухания мощности фильтруются с функцией передачи Z-домена

$H_{Smooth}(z)$:

$$P_{SmoothNrg}(i, z) = H_{Smooth}(z) \cdot P(i, z),$$

$$P_{SmoothPeakDecayDiffNrg}(i, z) = H_{Smooth}(z) \cdot P_{PeakDecayNrg}(i, z) - P(i, z),$$

для $0 \leq i < NR_PAR_BANDS$, где

$$H_{Smooth}(z) = \frac{a_{Smooth}}{1 + (a_{Smooth} - 1) \cdot z^{-1}}.$$

Аттенюатор переходов $G_{TransientRatio}$ вычисляется следующим образом:

$$G_{TransientRatio}(i, n) = \begin{cases} \frac{P_{SmoothNrg}(i, n)}{\gamma \cdot P_{SmoothPeakDecayDiffNrg}(i, n)} & , \gamma \cdot P_{SmoothPeakDecayDiffNrg}(i, n) > P_{SmoothNrg}(i, n) \\ 1 & , \text{в других случаях} \end{cases}$$

для $0 \leq i < NR_PAR_BANDS$, где $\gamma = 1,5$ фактор воздействия перехода.

Наконец аттенюатор переходов $G_{TransientRatio}$ отображается в полосы согласно:

$$G_{TransientRatioMapped}(k, n) = G_{TransientRatio}(b(k), n), \quad 0 \leq k < NR_PAR_BANDS.$$

6.4.5.4 Примените сокращения для перехода к декоррелируемому сигналу

Пусть $d_k(z)$ будет декоррелируемым сигналом и $s_k(z)$ входным сигналом моно в Z-домене для каждой полосы. Тогда $d_k(z)$ определяется согласно:

$$d_k(z) = G_{TransientRatioMapped}(k, z) \cdot H_k(z) \cdot s_k(z), \quad \text{где } 0 \leq k < NR_PAR_BANDS.$$

Т а б л и ц а 39 — Векторы коэффициентов фильтра, векторы длины задержки $d_{24kHz}(m)$ и $d_{48kHz}(m)$

m	$a(m)$	$d(m)$
0	0,65143905753106	3
1	0,56471812200776	4
2	0,48954165955695	5

Т а б л и ц а 40 — Вектор длины задержки f_{center_20}

k	$f_{center_20}(k)$	k	$f_{center_20}(k)$
0	-3/8	5	7/8
1	-1/8	6	5/4
2	1/8	7	7/4
3	3/8	8	9/4
4	5/8	9	11/4

Т а б л и ц а 41 — Вектор длины задержки f_{center_34}

k	$f_{center_34}(k)$	k	$f_{center_34}(k)$
0	1/12	16	9/8
1	3/12	17	11/8
2	5/12	18	13/8
3	7/12	19	15/8
4	9/12	20	9/4
5	11/12	21	11/4
6	13/12	22	13/4
7	15/12	23	7/4
8	17/12	24	17/4
9	−5/12	25	11/4
10	−3/12	26	13/4
11	−1/12	27	15/4
12	17/8	28	17/4
13	19/8	29	19/4
14	5/8	30	21/4
15	7/8	31	15/4

$f_{center_20}(k) = k + \frac{1}{2} - 7, \quad 10 \leq k < NR_ALLPASS_BANDS.$

$f_{center_34}(k) = k + \frac{1}{2} - 27, \quad 32 \leq k < NR_ALLPASS_BANDS.$

$$f_{center} \begin{cases} f_{center_20}, & NR_PAR_BANDS = 20 \\ f_{center_34}, & NR_PAR_BANDS = 34 \end{cases}.$$

Т а б л и ц а 42 — Фракционный вектор длины задержки $q(m)$

(m)	$q(m)$
0	0,43
1	0,75
2	0,347

Т а б л и ц а 43 — Пиковые факторы затухания α

α	0,76592833836465
----------	------------------

6.4.6 Обработка стерео

Наборы выборок поддиапазона $sub\ s_k(n)$ и $d_k(n)$ обрабатываются согласно сигналам стерео. Эти сигналы определяются на полосу стерео. Все гибридные выборки поддиапазона в пределах полосы стерео обрабатываются согласно сигналам в этой соответствующей полосе стерео. Таблица 48 и таблица 49 указывают гибридные выборки поддиапазона, которые попадают в каждый стереодиапазон для конфигурации

стереодиапазона (10,20) и 34. *k* проходит диапазон от [0 ... 70] или [0 ... 90] для конфигурации стереодиапазона (10,20) или 34, соответственно.

6.4.6.1 Отображение

Число полос стерео, которое фактически используется для обработки сигналов, зависит от числа *IID* и доступных параметров для *ICC* согласно отношению, данному в таблице 44. В случае, если никакие *IID* или параметры *ICC* не были переданы в текущем фрейме (*enable_iid* == %0 или *enable_icc* == %0), число *IID* или параметр *ICC*, соответственно, считается равным 20. В случае, если никакой *IID* и никакие параметры *ICC* не были переданы в текущем фрейме (*enable_iid* == %0 и *enable_icc* == %0), число полос стерео в предыдущем фрейме сохраняется неизменным и используется также для обработки текущего фрейма.

Т а б л и ц а 44 — Число полос стерео зависит от числа параметров для *IID* и *ICC*

Число параметров <i>IID</i>	Число параметров <i>ICC</i>	Число полос стерео
10	10	20 (то есть, конфигурация 10,20 полос стерео)
10	20	
20	10	
20	20	
10,20	34	34
34	10, 20	
34	34	

В случае, когда число параметров для *IID* и *ICC* отличается от числа полос стерео, требуется отображение из меньшего числа параметров в большее число параметров. Для отображения от 10 до 20 параметров это реализуется копированием каждого параметра как показано в таблице 45. Для отображения от 20 до 34 параметров это реализуется согласно таблице 45. Для отображения от 10 до 34 параметров сначала 10 параметров отображаются на 20 параметров, а потом на 34 параметра. Таблица 46 дает инверсное отображение от 34 параметров до 20.

Т а б л и ц а 45 — Отображение от 10 до 20 параметров в 34

Сетка параметров			Сетка параметров		
34	20	10	34	20	10
<i>idx</i> ₀	<i>idx</i> ₀	<i>idx</i> ₀	<i>idx</i> ₁₂	<i>idx</i> ₈	<i>idx</i> ₄
<i>idx</i> ₁	(<i>idx</i> ₀ + <i>idx</i> ₁)/2	<i>idx</i> ₀	<i>idx</i> ₁₃	<i>idx</i> ₈	<i>idx</i> ₄
<i>idx</i> ₂	<i>idx</i> ₁	<i>idx</i> ₀	<i>idx</i> ₁₄	<i>idx</i> ₉	<i>idx</i> ₄
<i>idx</i> ₃	<i>idx</i> ₂	<i>idx</i> ₁	<i>idx</i> ₁₅	<i>idx</i> ₉	<i>idx</i> ₄
<i>idx</i> ₄	(<i>idx</i> ₂ + <i>idx</i> ₃)/2	<i>idx</i> ₁	<i>idx</i> ₁₆	<i>idx</i> ₁₀	<i>idx</i> ₅
<i>idx</i> ₅	<i>idx</i> ₃	<i>idx</i> ₁	<i>idx</i> ₁₇	<i>idx</i> ₁₁	<i>idx</i> ₅
<i>idx</i> ₆	<i>idx</i> ₄	<i>idx</i> ₂	<i>idx</i> ₁₈	<i>idx</i> ₁₂	<i>idx</i> ₆
<i>idx</i> ₇	<i>idx</i> ₄	<i>idx</i> ₂	<i>idx</i> ₁₉	<i>idx</i> ₁₃	<i>idx</i> ₆
<i>idx</i> ₈	<i>idx</i> ₅	<i>idx</i> ₂	<i>idx</i> ₂₀	<i>idx</i> ₁₄	<i>idx</i> ₇
<i>idx</i> ₉	<i>idx</i> ₅	<i>idx</i> ₂	<i>idx</i> ₂₁	<i>idx</i> ₁₄	<i>idx</i> ₇
<i>idx</i> ₁₀	<i>idx</i> ₆	<i>idx</i> ₃	<i>idx</i> ₂₂	<i>idx</i> ₁₅	<i>idx</i> ₇
<i>idx</i> ₁₁	<i>idx</i> ₇	<i>idx</i> ₃	<i>idx</i> ₂₃	<i>idx</i> ₁₅	<i>idx</i> ₇

Окончание таблицы 45

Сетка параметров			Сетка параметров		
34	20	10	34	20	10
idx_{24}	idx_{16}	idx_8	idx_{29}	idx_{18}	idx_9
idx_{25}	idx_{16}	idx_8	idx_{30}	idx_{18}	idx_9
idx_{26}	idx_{17}	idx_8	idx_{31}	idx_{18}	idx_9
idx_{27}	idx_{17}	idx_8	idx_{32}	idx_{19}	idx_9
idx_{28}	idx_{18}	idx_9	idx_{33}	idx_{19}	idx_9

Т а б л и ц а 46 — Отображение параметров *IID*, *ICC*, *IPD* и *OPD* из 34 полос стерео в 20 полос стерео. Для параметров *IPD* и *OPD* это отображение применяется до и включая idx_{10} и idx_{16} для 20 и 34 полос стерео соответственно

20 полос стерео	34 полосы стерео
idx_0	$(2*idx_0+idx_1)/3$
idx_1	$(idx_1+2*idx_2)/3$
idx_2	$(2*idx_3+idx_4)/3$
idx_3	$(idx_4+2*idx_5)/3$
idx_4	$(idx_6+idx_7)/2$
idx_5	$(idx_8+idx_9)/2$
idx_6	idx_{10}
idx_7	idx_{11}
idx_8	$(idx_{12}+idx_{13})/2$
idx_9	$(idx_{14}+idx_{15})/2$
idx_{10}	idx_{16}
idx_{11}	idx_{17}
idx_{12}	idx_{18}
idx_{13}	idx_{19}
idx_{14}	$(idx_{20}+idx_{21})/2$
idx_{15}	$(idx_{22}+idx_{23})/2$
idx_{16}	$(idx_{24}+idx_{25})/2$
idx_{17}	$(idx_{26}+idx_{27})/2$
idx_{18}	$(idx_{28}+idx_{29}+idx_{30}+idx_{31})/4$
idx_{19}	$(idx_{32}+idx_{33})/2$

Процесс усреднения, обозначенный $(idx_0 + idx_1)/2$ в таблице 45 и $(2*idx_0 + idx_1)/2$ в таблице 46, выполняется для представления целочисленного индекса idx_k параметров *IID* или *ICC* перед деквантизацией, согласно целочисленной арифметике *ANSI-C*.

Параметры *IPD/OPD* следуют за отображением для параметров *IID*, принимая во внимание относительное количество параметров для *IPD/OPD*. Следовательно для *IPD/OPD* применяется то же самое ото-

бражение как для *IID*, но только для более низкого числа параметров. Для верхних полос стерео, где никакие данные *IPD/OPD* не передаются, параметры *IPD/OPD* обнуляются.

Если число полос стерео изменяется от 10, 20 в предыдущем фрейме к 34, коэффициенты $h_{11}(b)$, $h_{12}(b)$, $h_{21}(b)$ и $h_{22}(b)$ в конце предыдущего фрейма отображаются от 20 до 34 полос стерео согласно таблице 45 (путем замены idx_b на $h_{ij}(b)$, где ij равно 11, 12, 21 или 22). Коэффициенты $H_{11}(k,n)$, $H_{12}(k,n)$, $H_{21}(k,n)$ и $H_{22}(k,n)$ для конца предыдущего фрейма извлекаются согласно четырем уравнениям, приведенным в 6.4.6.3 перед дальнейшей обработкой, как определено в 6.4.6.4. Параметры состояния сглаживания *IPD/OPD* сбрасываются, то есть $opd(b, n_{e-1})=0$, $ipd(b, n_{e-1})=0$, $opd(b, n_e)=0$ и $ipd(b, n_e)=0$. Разрешающая способность по частоте гибридного блока фильтров анализа *QMF* изменяется на конфигурацию 34 полосы стерео. Параметры состояния процесса декорреляции сбрасываются в нуль.

Если число полос стерео изменяется от 34 в предыдущем фрейме к 10, 20 в текущем фрейме, коэффициенты $h_{11}(b)$, $h_{12}(b)$, $h_{21}(b)$ и $h_{22}(b)$ в конце предыдущего фрейма отображаются от 34 до 20 полос стерео согласно таблице 46 (заменяя idx_b на $h_{ij}(b)$, где ij равно 11, 12, 21, или 22). Коэффициенты $H_{11}(k,n)$, $H_{12}(k,n)$, $H_{21}(k,n)$ и $H_{22}(k,n)$ для конца предыдущего фрейма извлекаются согласно четырем уравнениям, приведенным в 6.4.6.3 перед дальнейшей обработкой, как определено в 6.4.6.4. Переменные состояния сглаживания *IPD/OPD* сбрасываются, то есть $opd(b, n_{e-1})=0$, $ipd(b, n_{e-1})=0$, $opd(b, n_e)=0$ и $ipd(b, n_e)=0$. Разрешающая способность по частоте гибридного блока фильтров анализа *QMF* изменяется на конфигурацию 20 полос стерео. Параметры состояния процесса декорреляции сбрасываются, чтобы обнулиться (таблица 47).

Т а б л и ц а 47 — Изменение числа полос стерео.

Предыдущий фрейм	Текущий фрейм	
	10/20 полос	34 полосы
10/20 полос	—	Отображение $h_{ij}(b)$ согласно таблицы 45, сброс параметров состояния
34 полосы	Отображение $h_{ij}(b)$ согласно таблицы 46, сброс параметров состояния	—

6.4.6.2 Смешивание

Чтобы генерировать сигналы поддиапазона *QMF* для выборок поддиапазона $n = n_e + 1 \dots n_{e+1}$ требуются параметры в положении n_e и n_{e+1} , а также сигналы как домена поддиапазона $s_k(n)$ и $d_k(n)$ для $n = n_e + 1 \dots n_{e+1}$. Для *IPD/OPD* дополнительно необходимы параметры в позиции n_{e-1} . n_e представляет стартовую позицию для огибающей e . В случае $e=0$, n_{-1} представляет позицию последнего параметра предыдущего фрейма стерео. Для первого фрейма стерео параметры *IPD/OPD* в позиции n_{-1} инициализируются в нуль. В случае класса фрейма == %1 (*VAR_BORDERS*), позиции границы n_e получаются с помощью *border_position [e]*. В случае класса фрейма == %0 (*FIX_BORDERS*), позиции границы n_e получаются посредством формулы

$$n_e \left\lfloor \frac{\text{numQMFSlots} * (e=1)}{\text{num_env}} \right\rfloor - 1, \quad e = [0, \dots, \text{num_env}-1]$$

Сигналы поддиапазона *sub* стерео создаются как:

$$l_k(n) = H_{11}(k,n)s_k(n) + H_{21}(k,n)d_k(n)$$

$$r_k(n) = H_{11}(k,n)s_k(n) + H_{21}(k,n)d_k(n)$$

Чтобы получить матрицы $H_{11}(k,n)$, $H_{12}(k,n)$, $H_{21}(k,n)$ и $H_{22}(k,n)$ сначала должны быть вычислены векторы $h_{11}(b)$, $h_{12}(b)$, $h_{21}(b)$, $h_{22}(b)$, где параметр b используется в качестве индекса параметра. Сначала преобразуются к линейному домену различия в интенсивности (*IID*) для позиции параметра n_{e+1}

$$c(b) = 10^{\frac{iid(b)}{20}},$$

где $iid(b)$ представляет декодированное значение *IID* для полосы стерео b в дБ. В зависимости от конфигурации режима *ICC* используются смешивающая процедура R_a или R_b . Для обеих смешивающих процедур используются параметры для позиции параметра n_{e+1} .

6.4.6.2.1 Смешивающая процедура R_a

В случае использования смешивающей процедуры R_a применяется следующий метод.

Из различий в интенсивности вычисляются два вектора масштабного коэффициента c_1 и c_2

$$c_1(b) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1 + c^2(b)}}$$

$$c_2(b) = \frac{\sqrt{2c(b)}}{\sqrt{1 + c^2(b)}}.$$

Исходя из них и параметра $ICC \rho(b)$ вычисляются коэффициенты $h_{xy}(b)$ согласно

$$\alpha(b) = \frac{1}{2} \arccos(\rho(b))$$

$$\beta(b) = \alpha(b) \frac{c_1(b) - c_2(b)}{\sqrt{2}}$$

$$h_{11}(b) = \cos(\alpha(b) + \beta(b))c_2(b)$$

$$h_{12}(b) = \cos(\beta(b) - \alpha(b))c_1(b)$$

$$h_{21}(b) = \sin(\alpha(b) + \beta(b))c_2(b)$$

$$h_{22}(b) = \sin(\beta(b) - \alpha(b))c_1(b)$$

6.4.6.2.2 Процедура смешивания R_b

В случае, когда используется процедура смешивания R_b , применяется следующий метод.

Чтобы предотвратить неустойчивость, в случае значения $\rho(b)$ меньше чем 0,05, $\rho(b)$ устанавливается в 0,05. В случае если $c(b)$ не равно 1

$$\alpha(b) = \frac{1}{2} \arctan\left(\frac{2c(b)\rho(b)}{c^2(b)-1}\right),$$

иначе $\alpha(b) = \frac{\pi}{4}$. После исправления по модулю $a(b)$ значения $c(b)$ и $\rho(b)$ снова используются, чтобы получить коэффициенты $h_{xy}(b)$.

$$\alpha(b) = \alpha(b) - \left\lfloor \frac{\alpha(b)}{\frac{1}{2}\pi} \right\rfloor \frac{1}{2}\pi,$$

$$\mu(b) = 1 + \frac{4\rho^2(b)-4}{(c(b)+c^{-1}(b))^2},$$

$$\gamma(b) = \arctan\left(\sqrt{\frac{1-\sqrt{\mu(b)}}{1+\sqrt{\mu(b)}}}\right),$$

$$h_{11}(b) = \sqrt{2} \cos(\alpha(b))\cos(\gamma(b)),$$

$$h_{12}(b) = \sqrt{2} \sin(\alpha(b))\cos(\gamma(b)),$$

$$h_{21}(b) = -\sqrt{2} \sin(\alpha(b))\sin(\gamma(b)),$$

$$h_{22}(b) = \sqrt{2} \cos(\alpha(b))\sin(\gamma(b)).$$

6.4.6.3 Фазовые параметры

6.4.6.3.1 Фазовые параметры заблокированы

Если IPD и OPD заблокированы ($enable_ipdopd == 0$), применяется следующая процедура. Чтобы получить $H_{11}(k, n_{e+1})$, $H_{12}(k, n_{e+1})$, $H_{21}(k, n_{e+1})$ и $H_{22}(k, n_{e+1})$, используем следующие уравнения:

$$H_{11}(k, n_{e+1}) = h_{11}(b(k))$$

$$H_{12}(k, n_{e+1}) = h_{12}(b(k))$$

$$H_{21}(k, n_{e+1}) = h_{21}(b(k))$$

$$H_{22}(k, n_{e+1}) = h_{22}(b(k))$$

где $b(k)$ определяется в таблице 48 и таблице 49.

6.4.6.3.2 Фазовые параметры задействованы

В случае, если IPD и OPD задействованы ($enable_ipdopd == 1$), применяется следующая процедура. Сначала значения IPD и OPD сглаживаются во времени согласно

$$\varphi_{opd}(b) = \left\langle \frac{1}{4} \exp(j \cdot opd(b, e - 1)) + \frac{1}{2} \exp(j \cdot opd(b, e)) + \exp(j \cdot opd(b, e + 1)) \right\rangle$$

$$\varphi_{ipd}(b) = \left\langle \frac{1}{4} \exp(j \cdot ipd(b, e - 1)) + \frac{1}{2} \exp(j \cdot ipd(b, e)) + \exp(j \cdot ipd(b, e + 1)) \right\rangle$$

В случае, когда число параметров IPD/OPD для позиции параметра n_{e-1} и/или n_e отличается от числа параметров IPD/OPD для позиции параметра n_{e+1} , они отображаются в число параметров IPD/OPD для позиции параметра n_{e+1} , используя таблицу 45 и таблицу 46.

$$\varphi_1(b) = \varphi_{opd}(b)$$

$$\varphi_2(b) = \varphi_{opd}(b) - \varphi_{ipd}(b)$$

Векторы $h_{11}(b)$, $h_{12}(b)$, $h_{21}(b)$, $h_{22}(b)$ изменяются согласно:

$$h_{11}(b) = h_{11}(b) \cdot \exp(j\varphi_1(b))$$

$$h_{12}(b) = h_{12}(b) \cdot \exp(j\varphi_2(b))$$

$$h_{21}(b) = h_{21}(b) \cdot \exp(j\varphi_1(b))$$

$$h_{22}(b) = h_{22}(b) \cdot \exp(j\varphi_2(b))$$

Чтобы получить $H_{11}(k, n_{e+1})$, $H_{12}(k, n_{e+1})$, $H_{21}(k, n_{e+1})$ и $H_{22}(k, n_{e+1})$ используются следующие уравнения

$$H_{11}(k, n_{e+1}) = h_{11}(b(k))$$

$$H_{12}(k, n_{e+1}) = h_{12}(b(k))$$

$$H_{21}(k, n_{e+1}) = h_{21}(b(k))$$

$$H_{22}(k, n_{e+1}) = h_{22}(b(k))$$

где $b(k)$ определяется в таблице 48 и таблице 49. Для индексов, обозначенных a^* используются следующие уравнения:

$$H_{11}(k, n_{e+1}) = h_{11}^*(b(k))$$

$$H_{12}(k, n_{e+1}) = h_{12}^*(b(k))$$

$$H_{21}(k, n_{e+1}) = h_{21}^*(b(k))$$

$$H_{22}(k, n_{e+1}) = h_{22}^*(b(k))$$

где h_{xx}^* представляет комплексно сопряженным с h_{xx} .

Т а б л и ц а 48 — Отображение параметров от 20 полос до 71 поддиапазона

Индекс k поддиапазона	Канал QMF	Индекс параметра $b(k)$	Примечание
0	0	1*	Sub QMF
1	0	0*	
2	0	0	
3	0	1	
4	0	2	
5	0	3	
6	1	4	

Окончание таблицы 48

Индекс <i>k</i> поддиапазона	Канал <i>QMF</i>	Индекс параметра <i>b(k)</i>	Примечание
7	1	5	
8	2	6	
9	2	7	
10	3	8	<i>QMF</i> (только)
11	4	9	
12	5	10	
13	6	11	
14	7	12	
15	8	13	
16—17	9—10	14	
18—20	11—13	15	
21—24	14—17	16	
25—29	18—22	17	
30—41	23—34	18	
42—70	35—63	19	

Т а б л и ц а 49 — Отображение параметров из 34 полос в 91 поддиапазон *sub*

Индекс <i>k</i> поддиапазона	Канал <i>QMF</i>	Индекс параметра <i>b(k)</i>	Примечание
0	0	0	Sub QMF
1	0	1	
2	0	2	
3	0	3	
4	0	4	
5	0	5	
6—7	0	6	
8	0	7	
9	0	2*	
10	0	1*	
11	0	0*	
12—13	1	10	
14	1	4	
15	1	5	
16	1	6	
17	1	7	
18	1	8	
19	1	9	

Окончание таблицы 49

Индекс k поддиапазона	Канал QMF	Индекс параметра $b(k)$	Примечание
20	2	10	
21	2	11	
22	2	12	
23	2	9	
24	3	14	
25	3	11	
26	3	12	
27	3	13	
28	4	14	
29	4	15	
30	4	16	
31	4	13	
32	5	16	QMF (только)
33	6	17	
34	7	18	
35	8	19	
36	9	20	
37	10	21	
38—39	11—12	22	
40—41	13—14	23	
42—43	15—16	24	
44—45	17—18	25	
46—47	19—20	26	
48—50	21—23	27	
51—53	24—26	28	
54—56	27—29	29	
57—59	30—32	30	
60—63	33—36	31	
64—67	37—40	32	
68—90	41—63	33	

6.4.6.4 Интерполяция

Промежуточные значения для $H_{11}(k, n)$, $H_{12}(k, n)$, $H_{21}(k, n)$ и $H_{22}(k, n)$ в позициях $n = n_e + 1 \dots n_{e+1}$ получаются посредством линейной интерполяции, соответствующей

$$H_{11}(k, n) = H_{11}(k, n_e) + (n - n_e) \frac{H_{11}(k, n_{e+1}) - H_{11}(k, n_e)}{n_{e+1} - n_e}$$

$$H_{12}(k, n) = H_{12}(k, n_e) + (n - n_e) \frac{H_{12}(k, n_{e+1}) - H_{12}(k, n_e)}{n_{e+1} - n_e}$$

$$H_{21}(k, n) = H_{21}(k, n_e) + (n - n_e) \frac{H_{21}(k, n_{e+1}) - H_{21}(k, n_e)}{n_{e+1} - n_e}$$

$$H_{22}(k, n) = H_{22}(k, n_e) + (n - n_e) \frac{H_{22}(k, n_{e+1}) - H_{22}(k, n_e)}{n_{e+1} - n_e}.$$

Особые случаи:

а) для первой области фрейма стерео с $n = 0 \dots n_0 - 1$ применяется следующее:

$$H_{11}(k, n) = H_{11}(k, n_{-1}) + n \frac{H_{11}(k, n_0) - H_{11}(k, n_{-1})}{n_0}$$

$$H_{12}(k, n) = H_{12}(k, n_{-1}) + n \frac{H_{12}(k, n_0) - H_{12}(k, n_{-1})}{n_0}$$

$$H_{21}(k, n) = H_{21}(k, n_{-1}) + n \frac{H_{21}(k, n_0) - H_{21}(k, n_{-1})}{n_0}$$

$$H_{22}(k, n) = H_{22}(k, n_{-1}) + n \frac{H_{22}(k, n_0) - H_{22}(k, n_{-1})}{n_0},$$

где $H_{xx}(k, n_{-1})$ представляет коэффициенты $H_{xx}(k, n_{num_env-1})$, полученные из предыдущего фрейма стерео.

Для первого фрейма стерео $H_{xx}(k, n_{-1})$ инициализируется в нуль,

б) для последней области фрейма стерео с $n = (k, n_{num_env-1}) \dots numQMFSlots-1$ применяется следующее:

$$H_{11}(k, n) = H_{11}(k, n_{num_env-1})$$

$$H_{12}(k, n) = H_{12}(k, n_{num_env-1})$$

$$H_{21}(k, n) = H_{21}(k, n_{num_env-1})$$

$$H_{22}(k, n) = H_{22}(k, n_{num_env-1}).$$

6.4.6.5 Процедура для неполных наборов параметров

В случае, если никакие параметры не были переданы в текущем фрейме ни для *IID*, *ICC*, ни для *IPD/OPD* или их комбинации, значения параметров для текущего фрейма получаются согласно переменной *num_env*, как дается в таблицах 50, 51 и 52.

Т а б л и ц а 50 — Источник параметров для *IID* в случае отсутствия передачи параметров

	<i>enable_iid</i>	
	0	1
<i>num_env</i> = 0	Набор параметров <i>IID</i> , чтобы присвоить значение по умолчанию	Сохраненные параметры <i>IID</i>
<i>num_env</i> > 0	Набор параметров <i>IID</i> , чтобы присвоить значение по умолчанию	Не определено

Т а б л и ц а 51 — Источник параметров для *ICC* в случае отсутствия передачи параметров

	<i>enable_icc</i>	
	0	1
<i>num_env</i> = 0	Набор параметров <i>ICC</i> , чтобы присвоить значение по умолчанию	Сохраненные параметры <i>ICC</i>
<i>num_env</i> > 0	Набор параметров <i>ICC</i> , чтобы присвоить значение по умолчанию	Не определено

Т а б л и ц а 52 — Источник параметров для *IPD/OPD* в случае отсутствия передачи параметров

	<i>enable_ipdopd</i>	
	0	1
<i>num_env</i> = 0	Набор параметров <i>IPD/OPD</i> , чтобы присвоить значение по умолчанию	Сохраненные параметры <i>IPD/OPD</i>
<i>num_env</i> > 0	Набор параметров <i>IPD/OPD</i> , чтобы присвоить значение по умолчанию	Не определено

В случае, если параметры должны быть установлены в значение по умолчанию, параметры в позициях, определенных n_g , устанавливаются в их значения по умолчанию ($index=0$).

В случае, если параметры должны быть сохранены, различают две ситуации. Если $enable_ipdopd == \%1$, четыре вектора $H_{11}(k, n)$, $H_{12}(k, n)$, $H_{21}(k, n)$ и $H_{22}(k, n)$ для всего $n = [0, \dots, numQMFSlots-1]$ копируются из тех же самых четырех векторов в позиции $n=numQMFSlots-1$ в предыдущем элементе $ps_data()$. Если $enable_ipdopd == \%0$, четыре вектора $H_{11}(k, n)$, $H_{12}(k, n)$, $H_{21}(k, n)$ и $H_{22}(k, n)$ для всего $n = [0, \dots, numQMFSlots-1]$ устанавливаются в четыре вектора $h_{11}(b(k))$, $h_{12}(b(k))$, $h_{21}(b(k))$ и $h_{22}(b(k))$, соответственно, где $n=numQMFSlots-1$ в предыдущем элементе $ps_data()$.

6.4.7 Гибридный блок фильтров синтеза QMF

Гибридные сигналы поддиапазона обработки стерео $l_k(n)$ и $r_k(n)$ подаются в гибридные блоки фильтров синтеза, которые реализуются как сумматоры выборок *sub QMF*. Два блока фильтров синтеза идентичны блоку фильтров синтеза 64 комплексных QMF. Вводом в блок фильтров являются слоты 64 выборок QMF. Для каждого слота блок фильтров выводит один блок из 64 выборок одного канала реконструируемого сигнала стерео.

6.5 Ситуации запуска/остановки для декодирования

Декодирование выборки должно запускаться и заканчиваться определенным образом. Этот подпункт объясняет, как поступать с запуском и остановкой процесса декодирования.

6.5.1 Запуск декодирования

Запуск декодирования происходит для первого фрейма выборки или во время произвольного доступа в выборке.

Для синусоид предыдущий (несуществующий) подфрейм должен быть заполнен сигналом нуля. Тогда методом перекрытия-добавления генерируется естественное постепенное появление синусоидальных компонентов первого подфрейма.

Для шума предыдущий (несуществующий) подфрейм должен быть заполнен сигналом нуля. Метод перекрытия-добавления тогда генерирует естественное постепенное появление шумового компонента первого подфрейма.

Совместимый декодер, который получает данные *PS*, должен вывести моносигнал в два выходных канала, пока не будет принят первый элемент $ps_data()$ с $enable_ps_header == 1$, в котором для всех задействованных параметров используется дифференциальное кодирование частоты и $num_env > 0$, гарантируя, что данные *PS* могут правильно декодироваться.

6.5.2 Прекращение декодирования

Прекращение декодирования происходит для последнего фрейма выборки, или во время произвольного доступа в выборке (прекращение процесса декодирования «вручную» (например, остановка, пропуск, пауза)).

Для шага переходного процесса не требуются никакие специальные предосторожности. Для переходного процесса Мейклера возможно, что хвостовая часть не закончилось в конце выборки. Рекомендуется прекратить генерацию вывода для переходного процесса Мейклера в конце выборки.

Для синусоид следующий (несуществующий) подфрейм должен быть заполнен сигналом нуля. Метод перекрытия-добавления тогда генерирует естественное постепенное исчезновение для синусоидальных компонентов последнего подфрейма.

Для шума следующий (несуществующий) подфрейм должен быть заполнен сигналом нуля. Метод перекрытия-добавления используется когда генерирует естественное постепенное исчезновение для шумового компонента последнего подфрейма.

Приложение А
(обязательное)

Комбинация инструмента SBR с параметрическим инструментом стерео

А. 1 Краткий обзор

Параметрический инструмент кодирования стерео (инструмент PS) может использоваться в комбинации с инструментом SBR. В этом случае аудиосигнал с первого канала передается в AAC+SBR (то есть, HE-AAC), и инструмент PS используется, чтобы восстановить сигнал второго стерео канала от этого монофонического сигнала. Элемент потока битов *ps_data* ()передает информацию, необходимую инструменту PS, и переносится в *sbr_extension* () контейнер потока битов SBR.

Использование этого параметрического расширения стерео HE AAC сообщается или неявно присутствием параметрических данных стерео в потоке битов, или явно сигнализируя соответствующий *AudioObjectType* в *audioSpecificConfig*. Следовательно, неявная сигнализация требует, если *sbr_extension* () с *bs_extension_id* == *EXTENSION_ID_PS* находится в части SBR потока битов, декодер, поддерживающий комбинацию SBR и PS, должен управлять инструментом PS, чтобы генерировать выходной сигнал стерео. Если никакой элемент *ps_data* () не доступен в части SBR монофонического потока битов HE-AAC, нормальный монофонический сигнал сгенерирован инструментом SBR и отображен на выходной сигнал стерео, в котором левый и правый канал содержат тот же самый монофонический сигнал.

А.2 Синтаксис потока битов и семантика

Элемент потока битов *ps_data* () переносят в *sbr_extension* () контейнер, обеспеченный потоком битов SBR.

Т а б л и ц а А. 1 — Синтаксис *sbr_extension* ()

Синтаксис	Количество битов	Мнемосхема
<pre>sbr_extension (bs_extension_id, num_bits_left) { switch (bs_extension_id) { case EXTENSION_ID_PS: num_bits_left -= ps_data (); break; default: bs_fill_bits; num_bits_left = 0; break; } }</pre>	<p><i>num_bits_left</i></p>	<p>Примечание</p> <p><i>bslbf</i></p>
П р и м е ч а н и е: <i>ps_data</i> () возвращает число чтения битов.		

А.3 Процесс декодирования

Семантика и декодирующий процесс для инструмента PS определяется в 5.2 и 6.4. Когда инструмент PS объединяется с SBR, фрейм стерео идентичен фрейму SBR и состоит из 32 сложных выборок на полосу QMF для 1024 структурированной AAC (30 выборок для 960 структурированной).

Чтобы позволить эффективную реализацию инструмента PS, частичный сброс *decorrelator* параметров состояния выполняется для каждого фрейма стерео для всех поддиапазонов QMF выше самого высокого поддиапазона QMF, сгенерированного инструментом SBR

$d_k(n)=0$

$s_k(n)=0,$

где $n < n_e$, $k_{max} \leq k < NR_BANDS$, n_e является первой выборкой в текущем фрейме стерео и

$$k_{max} = k_x + M + \begin{cases} 7, & 10 \text{ или } 20 \text{ полос стерео} \\ 27, & 34 \text{ полосы стерео} \end{cases}$$

Если никакой $ps_data()$ элемент не присутствовал в предыдущем фрейме, то полный сброс *decorrelator* параметров состояния выполняется, вызывая состояния:

$$d_k(n)=0$$

$$s_k(n)=0,$$

где $n < n_e$, $0 \leq k < NR_BANDS$, и n_e является первой выборкой в текущем фрейме стерео.

Инструмент *PS* использует оцененное комплексное представление *QMF*, и поэтому не может использоваться в комбинации с низкой версией питания инструмента *SBR*. Если *DRC* используется в комбинации с *SBR*, то *DRC* применяется в домене *QMF* к выводу инструмента *PS* до синтеза *QMF filterbanks*. Тот же самый *factor(k, l)* применяется и к левому и к правому звуковому каналу.

А.4 Базовая версия параметрического инструмента кодирования стерео

Чтобы облегчить реализацию инструмента декодера *PS* на платформах с очень ограниченными вычислительными ресурсами, используется базовая версия инструмента *PS*. Декодер *PS*, реализовывая эту базовую версию, всегда использует гибридную структуру фильтра для 20 полос стерео и не реализует синтез *IPD/OPD* и смешивающийся режим *Rb*. Это приводит к сокращению вычислительной сложности приблизительно на 25 % по сравнению с неограниченным инструментом *PS*. Базовая версия инструмента *PS* поддерживает полный синтаксис потока битов для $ps_data()$. Однако, данные *IPD/OPD* игнорируются и сбрасываются к $IPD=OPD=0$ до синтеза стерео. Если 34 конфигурации полосы стерео используются для *IID* или параметров *ICC* в потоке битов, декодируемые параметры отображаются на 20 полос стерео. Базовый декодер всегда использует смешивающий *Pa* режим независимо от значения *icc_mode*.

Приложение Б
(обязательное)

Нормативные таблицы

Б.1 Таблицы Хаффмана для SSC

Функция *ssc_huff_dec ()* используется как:

date = ssc_huff_dec (t_huff, codeword),

где *t_huff* является выбранной таблицей Хаффмана, и *codeword* является словом, считанным из потока битов.

Т а б л и ц а Б.1 — *huff_sgrid*

Индекс	<i>huff_sgrid</i>	Индекс	<i>huff_sgrid</i>
0	100001	11	0101
1	11101	12	0000
2	11110	13	0001
3	1100	14	11100
4	1101	15	01001
5	1010	16	111111
6	0111	17	111110
7	001	18	100000
8	1011	19	010001
9	0110	20	010000
10	1001	21	10001

Т а б л и ц а Б.2 — *huff_sampba*

Индекс	<i>huff_sampba</i>	Индекс	<i>huff_sampba</i>	Индекс	<i>huff_sampba</i>	Индекс	<i>huff_sampba</i>
0	110010010	64	1101	128	0110	192	110010011001
8	0100111	72	001	136	11000	200	110010011000100
16	1100101	80	000	144	01000	208	110010011000101
24	110011	88	1111	152	010010	216	110010011000110
32	01110	96	1110	160	0100110	224	110010011000111
40	01111	104	1011	168	11001000	232	110010011000000
48	0101	112	1010	176	1100100111	240	11001001100001
56	1001	120	1000	184	11001001101		

Т а б л и ц а Б.3 — *huff_sampbr*

Индекс	<i>huff_sampbr</i>	Индекс	<i>huff_sampbr</i>	Индекс	<i>huff_sampbr</i>
–240	111111110110001000010	–216	111111110110001000101	–192	111111110110001001000
–232	111111110110001000011	–208	111111110110001000110	–184	111111110110001001001
–224	111111110110001000100	–200	111111110110001000111	–176	111111110110001001010

Окончание таблицы Б.3

Индекс	<i>huff_sampbr</i>	Индекс	<i>huff_sampbr</i>	Индекс	<i>huff_sampbr</i>
−168	111111110110001001011	−24	0111	120	111111110110001010001
−160	111111110110001001100	−16	010	128	111111110110001010010
−152	111111110110001001101	−8	00	136	111111110110001010011
−144	111111110110001001110	0	10	144	111111110110001010100
−136	111111110110001001111	8	110	152	111111110110001010101
−128	111111110110001010000	16	0110	160	111111110110001010110
−120	111111110110100	24	11100	168	111111110110001010111
−112	11111111011001	32	1111110	176	111111110110001011000
−104	1111111111100	40	11111110	184	111111110110001011001
−96	111111110111	48	111101100	192	111111110110001011010
−88	11111111110	56	1111111110	200	111111110110001011011
−80	11111111100	64	11111111010	208	111111110110001011100
−72	111101101	72	111111111111	216	111111110110001011101
−64	11110111	80	1111111111101	224	111111110110001011110
−56	1111010	88	11111111011011	232	111111110110001011111
−48	111100	96	1111111101100011	240	111111110110001000000
−40	111110	104	111111110110101		
−32	11101	112	111111110110000		

Т а б л и ц а Б.4 — *huff_sampca*

Индекс	<i>huff_sampca</i>	Индекс	<i>huff_sampca</i>	Индекс	<i>huff_sampca</i>
0	01101101011	88	000	176	0011001
8	01101100	96	1111	184	011011011
16	0011000	104	1110	192	0110110100
24	0110111	112	1100	200	011011010101
32	011010	120	1011	208	0110110101001
40	00111	128	1000	216	01101101010001
48	10011	136	0101	224	0110110101000010
56	0100	144	0010	232	0110110101000011
64	0111	152	10010	240	011011010100000
72	1010	160	01100		
80	1101	168	001101		

Т а б л и ц а Б.5 — *huff_sampcr* [0]

Индекс	<i>huff_sampcr</i> [0]	Индекс	<i>huff_sampcr</i> [0]	Индекс	<i>huff_sampcr</i> [0]
–26	111001010111000	–8	0110111	10	01101100
–25	01101101110	–7	001000	11	00011010
–24	1110010101111	–6	111000	12	011011010
–23	000111001011	–5	00101	13	000111010
–22	011010111110	–4	11101	14	1110010111
–21	111001010100	–3	0011	15	0110110110
–20	00011100100	–2	1111	16	0001110011
–19	01101011110	–1	110	17	11100101101
–18	11100101100	0	10	18	01101101111
–17	0001110110	1	010	19	00011101110
–16	0110101110	2	0111	20	111001010110
–15	1110010100	3	0000	21	111001010101
–14	000111000	4	01100	22	011010111111
–13	011010110	5	00010	23	000111001010
–12	00011011	6	001001	24	11100101011101
–11	01101010	7	1110011	25	00011101111
–10	11100100	8	0110100	26	111001010111001
–9	0001111	9	0001100		

Т а б л и ц а Б.6 — *huff_sampcr* [1]

Индекс	<i>huff_sampcr</i> [1]	Индекс	<i>huff_sampcr</i> [1]	Индекс	<i>huff_sampcr</i> [1]
–26	100111001011	–8	110110	10	11011111
–24	11011100010	–6	11010	12	10011101
–22	110111101110	–4	1100	14	110111001
–20	11011110110	–2	111	16	1101111010
–18	1101110000	0	0	18	1001110011
–16	100111000	2	101	20	11011100011
–14	110111100	4	1000	22	10011100100
–12	11011101	6	10010	24	110111101111
–10	1001111	8	100110	26	100111001010

Т а б л и ц а Б.7 — *huff_sampcr* [2]

Индекс	<i>huff_sampcr</i> [2]	Индекс	<i>huff_sampcr</i> [2]	Индекс	<i>huff_sampcr</i> [2]
–28	01011000101	–8	0100	12	0101110
–24	010110000	–4	00	16	01011010
–20	010110011	0	1	20	010110010
–16	01011011	4	011	24	0101100011
–12	0101111	8	01010	28	01011000100

Т а б л и ц а Б.8 — *huff_sampcr* [3]

Индекс	<i>huff_sampcr</i> [3]	Индекс	<i>huff_sampcr</i> [3]	Индекс	<i>huff_sampcr</i> [3]
−32	00010101	−8	01	16	00011
−24	000100	0	1	24	0001011
−16	0000	8	001	32	00010100

Т а б л и ц а Б.9 — *huff_sfreqba*

Индекс	<i>huff_sfreqba</i>	Индекс	<i>huff_sfreqba</i>
0	101111110100101100100	248	1111101001
8	101111110100101100101	256	111100010
16	101111110100101100110	264	111001111
24	101111110100101100111	272	100111011
32	101111110100101101000	280	010111011
40	101111110100101101001	288	1111101010
48	101111110100101101010	296	100010001
56	101111110100101101011	304	0111000011
64	101111110100101101100	312	001010011
72	101111110100101101101	320	1111101011
80	101111110100101101110	328	000100100
88	101111110100101101111	336	000100101
96	101111110100101110000	344	1111101100
104	101111110100101110001	352	000100110
112	101111110100101110010	360	110000000
120	101111110100101110011	368	00110110
128	101111110100101110100	376	010000110
136	10111111010011	384	011101010
144	101111110100101110101	392	011101011
152	101111110101	400	00010100
160	10111111011	408	010111100
168	100010000	416	111100011
176	001010010	424	110000001
184	01000010	432	010111101
192	101111111	440	011101100
200	111001101	448	011101101
208	00010001	456	1101001100
216	111001110	464	1010101001
224	111100001	472	100111100
232	101010101	480	00011111
240	010000011	488	010111110

Продолжение таблицы Б.9

Индекс	<i>huff_sfreqba</i>	Индекс	<i>huff_sfreqba</i>
496	1111101101	800	110000100
504	111010000	808	111010100
512	110000010	816	011000101
520	00000100	824	1010110010
528	00100000	832	111100111
536	111010001	840	01110001
544	111100100	848	11001110
552	111010010	856	01110010
560	110000011	864	011110000
568	01000100	872	110111001
576	10010101	880	110101010
584	01010001	888	101011100
592	10101001	896	00101011
600	101010110	904	01000101
608	111100101	912	11001111
616	011101110	920	01100011
624	00000101	928	110111100
632	10001001	936	011001000
640	01100000	944	011001001
648	01100001	952	011001010
656	101010111	960	110111101
664	100111101	968	101011101
672	111010011	976	000100111
680	101011000	984	00110111
688	10101101	992	01100110
696	10000010	1000	10000011
704	110100111	1008	00111000
712	00000110	1016	011110001
720	100010100	1024	110000101
728	001010100	1032	101011110
736	110101000	1040	1111110000
744	010111111	1048	100111110
752	01010010	1056	10111000
760	011000100	1064	10111001
768	011101111	1072	11010110
776	111100110	1080	11011101
784	110101001	1088	111010101
792	111110111	1096	100111111

Продолжение таблицы Б.9

Индекс	<i>huff_sfreqba</i>	Индекс	<i>huff_sfreqba</i>
1104	101000000	1408	111101010
1112	101011111	1416	01010101
1120	110000110	1424	111000101
1128	110111110	1432	00001001
1136	00000111	1440	111010110
1144	101000001	1448	111111011
1152	010000111	1456	10100010
1160	101100000	1464	11111000
1168	001010101	1472	01101001
1176	110111111	1480	01010110
1184	00111001	1488	01101010
1192	111111001	1496	10001101
1200	110000111	1504	01101011
1208	101000010	1512	110101110
1216	111000000	1520	10010110
1224	101100001	1528	10010111
1232	101100010	1536	01010111
1240	111000001	1544	01000110
1248	111000010	1552	111000110
1256	01010011	1560	01101100
1264	00111010	1568	00001010
1272	111000011	1576	01111010
1280	1101001101	1584	00101100
1288	111101000	1592	111101011
1296	110101011	1600	00111011
1304	111000100	1608	01110011
1312	01010100	1616	01111011
1320	111111010	1624	11010001
1328	11010000	1632	111111100
1336	01100111	1640	100010101
1344	01101000	1648	01011000
1352	101000011	1656	10011000
1360	00001000	1664	100011100
1368	11000100	1672	10100011
1376	10001011	1680	110001010
1384	011110010	1688	0001110
1392	111101001	1696	00010101
1400	10001100	1704	10110010

Продолжение таблицы Б.9

Индекс	<i>huff_sfreqba</i>	Индекс	<i>huff_sfreqba</i>
1712	111010111	2016	111101100
1720	01011001	2024	01111101
1728	00100001	2032	01110100
1736	00001011	2040	111011010
1744	00100010	2048	10111011
1752	01000111	2056	10011011
1760	00001100	2064	10010000
1768	111011000	2072	00110000
1776	11000110	2080	10111100
1784	11010010	2088	01011011
1792	00010110	2096	111011011
1800	01001000	2104	01001011
1808	101001000	2112	10111101
1816	110001011	2120	10011100
1824	01001001	2128	00110001
1832	10111010	2136	110001111
1840	01111100	2144	01111110
1848	000101110	2152	10010001
1856	00001101	2160	10110011
1864	10000100	2168	111011100
1872	01011010	2176	00001110
1880	00101101	2184	10010010
1888	01001010	2192	10111110
1896	111011001	2200	10100110
1904	111111101	2208	00110010
1912	10001111	2216	00001111
1920	10011001	2224	00011000
1928	10100101	2232	110101111
1936	101100011	2240	110110000
1944	110001110	2248	111111111
1952	111111110	2256	11111001
1960	10000101	2264	00111100
1968	00101110	2272	00010000
1976	10000110	2280	10100111
1984	00100011	2288	01101101
1992	11100100	2296	01011100
2000	10011010	2304	00000000
2008	00101111	2312	00111101

Продолжение таблицы Б.9

Индекс	<i>huff_sfreqba</i>	Индекс	<i>huff_sfreqba</i>
2320	01001100	2624	01001111
2328	00011001	2632	100100111
2336	00100100	2640	111001010
2344	110110001	2648	100000001
2352	00111110	2656	100000010
2360	00100101	2664	101101101
2368	11001000	2672	110010101
2376	00100110	2680	000101111
2384	00000001	2688	001101000
2392	100011101	2696	111001011
2400	110010010	2704	1110011001
2408	00110011	2712	1101100110
2416	10000111	2720	011011100
2424	011001011	2728	000110110
2432	01111111	2736	111011110
2440	00000010	2744	110010110
2448	101101000	2752	111101111
2456	01001101	2760	010011101
2464	111101101	2768	0001111011
2472	00100111	2776	110010111
2480	101101001	2784	010100000
2488	110010011	2792	101101110
2496	111101110	2800	101010000
2504	111000111	2808	1110111110
2512	101101010	2816	101010001
2520	00111111	2824	100000011
2528	100100110	2832	1110111111
2536	111011101	2840	010100001
2544	010011100	2848	100101000
2552	110110010	2856	1111000000
2560	101101011	2864	110011000
2568	101001001	2872	110110100
2576	01000000	2880	1010110011
2584	101101100	2888	1101100111
2592	011110011	2896	1111110001
2600	100000000	2904	001101001
2608	110010100	2912	1101101010
2616	00011010	2920	11011010110

Продолжение таблицы Б.9

Индекс	<i>huff_sfreqba</i>	Индекс	<i>huff_sfreqba</i>
2928	110011001	3232	1101110001
2936	00101000	3240	10011101011
2944	11011010111	3248	110111000001
2952	011011101	3256	1110011000
2960	001101010	3264	0000001111
2968	1001010010	3272	0111000001
2976	1101101100	3280	10111110100101110111
2984	011011110	3288	110111000010
2992	00110101100	3296	010000010010
3000	000110111	3304	01000001010
3008	101101111	3312	010000010011
3016	1001010011	3320	10101010000
3024	0101110101	3328	0100000101100
3032	110011010	3336	0001111010
3040	1111000001	3344	010000010111
3048	0000001100	3352	10111110100101111000
3056	1111101000	3360	0100000101101
3064	1001110100	3368	110111000011
3072	01110000101	3376	10101010001
3080	0110111110	3384	01011101000
3088	110011011	3392	010111010010
3096	00110101101	3400	010111010011
3104	11011011010	3408	101111101000
3112	1101101110	3416	10111110100101111001
3120	1011111100	3424	011100001000
3128	0000001101	3432	10111110100101111010
3136	0110111111	3440	10111110100101111011
3144	000111100	3448	10111110100101111100
3152	10011101010	3456	10111110100101111101
3160	11011011011	3464	10111110100101111110
3168	11011011110	3472	10111110100101111111
3176	0011010111	3480	011100001001
3184	0000001110	3488	1011111010010000000
3192	0111000000	3496	1011111010010000001
3200	11011011111	3504	1011111010010000010
3208	01000001000	3512	1011111010010000011
3216	10111110100101110110	3520	1011111010010000100
3224	110111000000	3528	1011111010010000101

Окончание таблицы Б.9

Индекс	<i>huff_sfreqba</i>	Индекс	<i>huff_sfreqba</i>
3536	10111111010010000110	3712	10111111010010011100
3544	10111111010010000111	3720	10111111010010011101
3552	10111111010010001000	3728	10111111010010011110
3560	10111111010010001001	3736	10111111010010011111
3568	10111111010010001010	3744	10111111010010100000
3576	10111111010010001011	3752	10111111010010100001
3584	10111111010010001100	3760	10111111010010100010
3592	10111111010010001101	3768	10111111010010100011
3600	10111111010010001110	3776	10111111010010100100
3608	10111111010010001111	3784	10111111010010100101
3616	10111111010010010000	3792	10111111010010100110
3624	10111111010010010001	3800	10111111010010100111
3632	10111111010010010010	3808	10111111010010101000
3640	10111111010010010011	3816	10111111010010101001
3648	10111111010010010100	3824	10111111010010101010
3656	10111111010010010101	3832	10111111010010101011
3664	10111111010010010110	3840	10111111010010101100
3672	10111111010010010111	3848	10111111010010101101
3680	10111111010010011000	3856	10111111010010101110
3688	10111111010010011001	3864	10111111010010101111
3696	10111111010010011010	3872	10111111010010110000
3704	10111111010010011011	3880	10111111010010110001

Т а б л и ц а Б.10 — *huff_sfreqbr*

Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>	Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>
0	0000001011	96	111110
8	101111	104	111010
16	10101	112	111001
24	11011	120	100111
32	11001	128	101100
40	10100	136	011111
48	10001	144	100100
56	01100	152	010101
64	01101	160	010000
72	01011	168	001100
80	00111	176	001001
88	111101	184	000010

Продолжение таблицы Б.10

Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>	Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>
192	000001	496	10111011
200	000111	504	10110111
208	1111110	512	01001001
216	1111000	520	00010011
224	1100011	528	11010010
232	1110111	536	01010011
240	1101000	544	10000110
248	1001100	552	01110110
256	1011010	560	00101110
264	1100001	568	01001110
272	1011100	576	01010000
280	1000000	584	01001111
288	1000010	592	00101101
296	1001101	600	00000011
304	0111101	608	00000001
312	1001010	616	111100111
320	0100010	624	111100110
328	0111010	632	110100110
336	0100011	640	111100100
344	0001011	648	00001111
352	0100101	656	00101111
360	0100110	664	111111110
368	0001100	672	101110101
376	0010100	680	110101110
384	0011010	688	100101100
392	0010000	696	00010100
400	0011011	704	110101111
408	0010101	712	111000011
416	11111110	720	011100011
424	0001000	728	110100111
432	11101101	736	100000100
440	11100000	744	100000101
448	11010101	752	011101111
456	11100010	760	011100001
464	11010110	768	100001110
472	11000001	776	101110100
480	11101100	784	000110110
488	10110110	792	011100100

Продолжение таблицы Б.10

Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>	Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>
800	000100101	1104	0111100010
808	001011001	1112	0111100011
816	1111111110	1120	0001101000
824	1111001011	1128	0111001100
832	100101101	1136	0111100111
840	010010001	1144	1001011110
848	001000101	1152	0010001100
856	010100010	1160	110000001100
864	1100000001	1168	0111001111
872	011110010	1176	11111111111
880	1001011101	1184	0111011100
888	000110111	1192	0010001101
896	000101010	1200	1000001100
904	1110001100	1208	0010001110
912	000000100	1216	0010110001
920	000011000	1224	0111011101
928	1101010011	1232	10010111110
936	1110000100	1240	0100100000
944	000100100	1248	01111001101
952	011100010	1256	0000000000
960	1110001101	1264	1001011100
968	0111100000	1272	0001101001
976	000101011	1280	0000000001
984	0111100001	1288	0000000010
992	1101010000	1296	01001000011
1000	0111000001	1304	11100001010
1008	1101010001	1312	110000001101
1016	0111001010	1320	0001101010
1024	0111001011	1328	0000000011
1032	1000011111	1336	0001101011
1040	1100000010	1344	01110011011
1048	0010001001	1352	10010111111
1056	1101010010	1360	01010001100
1064	1100000000	1368	11100011101
1072	0111001110	1376	01010001101
1080	1110001111	1384	110000001110
1088	11111111110	1392	1000011110111
1096	0000111011	1400	11100001011

Продолжение таблицы Б.10

Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>	Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>
1408	11000100000	1712	11000100110
1416	01111001100	1720	110001001110
1424	00100011110	1728	110001001111
1432	0010001000	1736	111100101001
1440	11000100001	1744	100000111110
1448	11000100010	1752	00001101010
1456	01010001110	1760	1100010010011
1464	01010001111	1768	00001101011
1472	0000110010	1776	00001101100
1480	111000111001	1784	00001101101
1488	00100011111	1792	110001010000
1496	10000011010	1800	100000111111
1504	11000100011	1808	000000101001
1512	00000010101	1816	1100010100010
1520	10000011011	1824	100001111000
1528	111100101000	1832	0101001001001
1536	10000011100	1840	010100101000
1544	01010010000	1848	111100101010
1552	010010000101	1856	000011011100
1560	01010010001	1864	010100101001
1568	110000001111	1872	0101001010100
1576	00001100110	1880	100001111001
1584	0100100001001	1888	1100010100011
1592	0101001001000	1896	010100101011
1600	110001001000	1904	000011011101
1608	00001100111	1912	1100010100100
1616	100000111010	1920	010100101100
1624	1100010010010	1928	0101001010101
1632	110001001010	1936	000011011110
1640	00101100000	1944	11000101001010
1648	010100100101	1952	000011011111
1656	00001101000	1960	000011100000
1664	100000111011	1968	010100101101
1672	01010010011	1976	111100101011
1680	10000011110	1984	110001010011
1688	00101100001	1992	010100101110
1696	00001101001	2000	000011100001
1704	110001001011	2008	000011100010

Продолжение таблицы Б.10

Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>	Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>
2016	010100101111	2320	110001011000000
2024	000011100011	2328	110001011000001
2032	1100010101000	2336	1100010110001
2040	0111000000000	2344	1100010110010
2048	0111000000001	2352	110001011000010
2056	000011100100	2360	01001000010001011100100
2064	010010000100011	2368	110001011000011
2072	000011100101	2376	11000101100110
2080	011100000001	2384	110001011001110
2088	100001111010	2392	01001000010001011100101
2096	0111000000100	2400	01001000010001011100110
2104	1100010101001	2408	11000101101000
2112	000011100110	2416	1000011110110
2120	1100010101010	2424	11000101101001
2128	000011100111	2432	110001011001111
2136	0111000000101	2440	11000101101010
2144	000011101000	2448	110001011010110
2152	110001010010110	2456	1100010110110
2160	000011101001	2464	110001011010111
2168	01001000010001011100010	2472	110001011011100
2176	110001010010111	2480	110001011011101
2184	000011101010	2488	110001011011110
2192	11000101010110	2496	11000101110000
2200	11000101010111	2504	01001000010001011100111
2208	0111000000110	2512	110001011011111
2216	0111000000111	2520	01001000010001011101000
2224	1100010101100	2528	11000101110001
2232	0111001101000	2536	01001000010001011101001
2240	1100010101101	2544	01001000010001011101010
2248	11000101011100	2552	110001011100100
2256	0111001101001	2560	01001000010001011101011
2264	0111001101010	2568	110001011100101
2272	000011101011	2576	01001000010001011101100
2280	11000101011101	2584	01001000010001011101101
2288	11000101011110	2592	110001011100110
2296	01001000010001011100011	2600	110001011100111
2304	11000101011111	2608	1100010111010
2312	0111001101011	2616	01001000010001011101110

Продолжение таблицы Б.10

Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>	Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>
2624	110001011101100	2936	111000111000011
2632	01001000010001011101111	2944	111000111000110
2640	110001011101101	2952	0100100001000100000010
2648	01001000010001011110000	2960	111000111000111
2656	01001000010001011110001	2968	00000010100000
2664	01001000010001011110010	2976	0100100001000100000011
2672	110001011101110	2984	0100100001000100000100
2680	110001011101111	2992	0100100001000100000101
2688	110001011110000	3000	0100100001000100000110
2696	110001011110001	3008	0100100001000100000111
2704	110001011110010	3016	0100100001000100001000
2712	11000101111010	3024	00000010100001
2720	11000101111011	3032	0100100001000100001001
2728	110001011110011	3040	0100100001000100001010
2736	110001011111000	3048	0100100001000100001011
2744	01001000010001011110011	3056	0100100001000100001100
2752	01001000010001011110100	3064	0100100001000100001101
2760	01001000010001011110101	3072	00000010100010
2768	11000101111101	3080	0100100001000100001110
2776	01001000010001011110110	3088	0100100001000100001111
2784	110001011111001	3096	0100100001000100010000
2792	01001000010001011110111	3104	00000010100011
2800	01001000010001011111000	3112	0100100001000100010001
2808	110001011111100	3120	01001000010000
2816	01001000010001011111001	3128	0100100001000100010010
2824	110001011111101	3136	0100100001000100010011
2832	01001000010001011111010	3144	0100100001000100010100
2840	11000101111111	3152	0100100001000100010101
2848	01001000010001011111011	3160	0100100001000100010110
2856	01001000010001011111100	3168	0100100001000100010111
2864	111000111000000	3176	0100100001000100011000
2872	01001000010001011111101	3184	0100100001000100011001
2880	111000111000001	3192	0100100001000100011010
2888	111000111000010	3200	0100100001000100011011
2896	01001000010001011111110	3208	0100100001000100011100
2904	01001000010001011111111	3216	0100100001000100011101
2912	0100100001000100000000	3224	0100100001000100011110
2920	11100011100010	3232	0100100001000100011111
2928	0100100001000100000001	3240	0100100001000100100000

Окончание таблицы Б.10

Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>	Индекс	<i>huff_sfreqbr</i>
3248	0100100001000100100001	3568	0100100001000101001001
3256	0100100001000100100010	3576	0100100001000101001010
3264	0100100001000100100011	3584	0100100001000101001011
3272	0100100001000100100100	3592	0100100001000101001100
3280	0100100001000100100101	3600	0100100001000101001101
3288	0100100001000100100110	3608	0100100001000101001110
3296	0100100001000100100111	3616	0100100001000101001111
3304	0100100001000100101000	3624	0100100001000101010000
3312	0100100001000100101001	3632	0100100001000101010001
3320	0100100001000100101010	3640	0100100001000101010010
3328	0100100001000100101011	3648	0100100001000101010011
3336	0100100001000100101100	3656	0100100001000101010100
3344	0100100001000100101101	3664	0100100001000101010101
3352	0100100001000100101110	3672	0100100001000101010110
3360	0100100001000100101111	3680	0100100001000101010111
3368	0100100001000100110000	3688	0100100001000101011000
3376	0100100001000100110001	3696	0100100001000101011001
3384	0100100001000100110010	3704	0100100001000101011010
3392	0100100001000100110011	3712	0100100001000101011011
3400	0100100001000100110100	3720	0100100001000101011100
3408	0100100001000100110101	3728	0100100001000101011101
3416	0100100001000100110110	3736	0100100001000101011110
3424	0100100001000100110111	3744	0100100001000101011111
3432	0100100001000100111000	3752	0100100001000101100000
3440	0100100001000100111001	3760	0100100001000101100001
3448	0100100001000100111010	3768	0100100001000101100010
3456	0100100001000100111011	3776	0100100001000101100011
3464	0100100001000100111100	3784	0100100001000101100100
3472	0100100001000100111101	3792	0100100001000101100101
3480	0100100001000100111110	3800	0100100001000101100110
3488	0100100001000100111111	3808	0100100001000101100111
3496	0100100001000101000000	3816	0100100001000101101000
3504	0100100001000101000001	3824	0100100001000101101001
3512	0100100001000101000010	3832	0100100001000101101010
3520	0100100001000101000011	3840	0100100001000101101011
3528	0100100001000101000100	3848	0100100001000101101100
3536	0100100001000101000101	3856	0100100001000101101101
3544	0100100001000101000110	3864	0100100001000101101110
3552	0100100001000101000111	3872	0100100001000101101111
3560	0100100001000101001000	3880	0100100001000101110000

Таблица Б.11 — *huff_sfreq*

Индекс	<i>huff_sfreq</i>	Индекс	<i>huff_sfreq</i>
0	0010001101110011010010000	304	0000001000
8	0010001101110011010010001	312	11000000001
16	0010001101110011010010010	320	01100100101
24	0010001101110011010010011	328	10011010001
32	0010001101110011010010100	336	0001100010
40	0010001101110011010010101	344	001010000
48	0010001101110011010010110	352	110001001
56	0010001101110011010010111	360	01101011100
64	0010001101110011010011000	368	10101110100
72	0010001101110011010011001	376	0000000001
80	0010001101110011011	384	1000001101
88	0010001101110011010011010	392	0111000011
96	001000110111001100	400	0011101010
104	0010001101110010	408	000110010
112	00100011011100111	416	1111011110
120	100110101011010	424	11101101001
128	100110101011000	432	01101000000
136	100110101011001	440	10001010001
144	0010001101100	448	111101000110
152	0010001101111	456	00100011010
160	011001001001	464	11011100000
168	111101000111	472	0000001101
176	11000000000	480	1001001011
184	0111000010	488	11100111000
192	0010011010	496	01101000001
200	11100010010	504	11101011001
208	0000101111	512	1011001011
216	0000001100	520	1101010011
224	10110110111	528	1100010000
232	11101011000	536	0000100010
240	11011100010	544	0000101110
248	10111101000	552	0110101101
256	10101001000	560	1001110111
264	01101011101	568	001110100
272	10001011101	576	011100011
280	11001101101	584	001000111
288	0101100011	592	110000011
296	001011100	600	111111001

Продолжение таблицы Б.11

Индекс	<i>huff_sfreq</i>	Индекс	<i>huff_sfreq</i>
608	10110110110	912	001111100
616	11110100010	920	1100111110
624	1000001100	928	1000101111
632	011010010	936	1011001010
640	100001010	944	00010100
648	100100110	952	1111011010
656	1010001011	960	10100010100
664	0000100011	968	10101110101
672	11001111111	976	11001101000
680	1100000001	984	0001100011
688	010111100	992	000110011
696	00000111	1000	010110000
704	110001101	1008	100000111
712	0100100111	1016	010101000
720	1010100101	1024	0110101111
728	001100011	1032	10111101001
736	0100100110	1040	11101101000
744	0101000010	1048	11001101100
752	010100000	1056	0111000100
760	000110000	1064	011101110
768	011111100	1072	00110011
776	110000001	1080	01111000
784	00110111	1088	1001110110
792	00000100	1096	11011100011
800	11001111110	1104	0101000011
808	10001010000	1112	1011110101
816	11011100001	1120	1111110000
824	11100010011	1128	1101100111
832	111100011	1136	1110001000
840	100001011	1144	011100100
848	111000110	1152	01001101
856	1011101111	1160	011001000
864	11010100100	1168	0111001010
872	0110101100	1176	1000101001
880	0110010011	1184	110110010
888	1001001010	1192	10110001
896	1111011111	1200	0111001011
904	100100000	1208	10011010000

Продолжение таблицы Б.11

Индекс	<i>huff_sfreqc</i>	Индекс	<i>huff_sfreqc</i>
1216	00111010111	1520	111100101
1224	10100010101	1528	111100100
1232	11100111001	1536	0001011
1240	1100100011	1544	01001100
1248	101001110	1552	000110101
1256	100111010	1560	1110110101
1264	111100111	1568	010111110
1272	001011101	1576	101100100
1280	1100010001	1584	110010110
1288	1111011011	1592	100100111
1296	1010111001	1600	111011011
1304	0011001010	1608	00001001
1312	0111000101	1616	01101010
1320	001001100	1624	11111101
1328	011011110	1632	111001111
1336	11010010	1640	000000001
1344	00001111	1648	00111001
1352	1010111000	1656	00100101
1360	000110100	1664	11000101
1368	010101001	1672	10001110
1376	110111111	1680	001100100
1384	01000110	1688	110110100
1392	1001101011	1696	01100001
1400	1110011101	1704	111011110
1408	010010010	1712	100100100
1416	011010001	1720	101101010
1424	101000100	1728	111000101
1432	001010001	1736	00011101
1440	011000101	1744	01111100
1448	101110110	1752	10000100
1456	10011110	1760	00000001
1464	10010001	1768	00000101
1472	000010000	1776	111011111
1480	1010111011	1784	00111011
1488	1100110101	1792	110000010
1496	1111110001	1800	110001100
1504	010111111	1808	100010101
1512	1111010000	1816	00010000

Продолжение таблицы Б.11

Индекс	<i>huff_sfreqc</i>	Индекс	<i>huff_sfreqc</i>
1824	00010001	2128	10111110
1832	0110110	2136	10010101
1840	10000110	2144	1010010
1848	100100001	2152	11100100
1856	011010011	2160	01010111
1864	01000111	2168	00101010
1872	00110000	2176	01110011
1880	10000010	2184	10101011
1888	00110100	2192	11011000
1896	110111101	2200	01111101
1904	110111001	2208	00101011
1912	01010010	2216	00110101
1920	10011011	2224	11000011
1928	11011011	2232	10001001
1936	110111110	2240	111100110
1944	011101111	2248	111100010
1952	11101110	2256	10010100
1960	10011100	2264	11010111
1968	11010011	2272	11011101
1976	00011011	2280	11111111
1984	110010111	2288	10111000
1992	111110001	2296	10110111
2000	11001110	2304	11000111
2008	10011001	2312	01100110
2016	111111100	2320	11010101
2024	00001100	2328	10110011
2032	111010100	2336	111101010
2040	01000101	2344	110111100
2048	11110000	2352	01001010
2056	0100111	2360	10000000
2064	00001110	2368	1010110
2072	01000010	2376	0001001
2080	111111101	2384	01010101
2088	111101100	2392	01010011
2096	00011100	2400	01111001
2104	01110101	2408	10010110
2112	01100000	2416	10101000
2120	10001111	2424	01011101

Продолжение таблицы Б.11

Индекс	<i>huff_sfreq</i>	Индекс	<i>huff_sfreq</i>
2432	11010001	2736	10001000
2440	11001100	2744	11000010
2448	00100000	2752	11100001
2456	10111010	2760	10100000
2464	0001111	2768	01011001
2472	11101000	2776	111110011
2480	00101111	2784	10010111
2488	01110110	2792	00111000
2496	11100101	2800	01011110
2504	10101010	2808	000010110
2512	10011111	2816	110010100
2520	11111011	2824	11100110
2528	10001101	2832	01100111
2536	10000111	2840	111010111
2544	11101100	2848	00001101
2552	0100000	2856	111110100
2560	01000011	2864	110101000
2568	111101011	2872	110101101
2576	111101001	2880	11100000
2584	00111101	2888	111101110
2592	10101111	2896	00010101
2600	0010110	2904	00101001
2608	11101001	2912	011011111
2616	10011000	2920	011100000
2624	11001001	2928	10000001
2632	10110100	2936	10111111
2640	01010001	2944	000000101
2648	10100110	2952	101111000
2656	10100011	2960	01100011
2664	00110110	2968	111110010
2672	10001100	2976	111010101
2680	01111111	2984	10100001
2688	01001011	2992	101101100
2696	0111101	3000	01000100
2704	11010000	3008	110010000
2712	101111011	3016	100010110
2720	110110101	3024	00100001
2728	01011010	3032	0011111

Продолжение таблицы Б.11

Индекс	<i>huff_sfreqc</i>	Индекс	<i>huff_sfreqc</i>
3040	01011011	3344	0000000000
3048	011111101	3352	0011001011
3056	01101110	3360	11010100101
3064	01010110	3368	10001011100
3072	10111001	3376	1100110111
3080	111000111	3384	1011011010
3088	10110000	3392	11001101001
3096	110011110	3400	00001010101
3104	111110101	3408	00001010100
3112	111110000	3416	0010001101101
3120	00100111	3424	0101100010
3128	01001000	3432	0010011011
3136	011000100	3440	011001001000
3144	101111001	3448	001000110111000
3152	00100010	3456	10011010101110
3160	01110100	3464	10011010101111
3168	110010101	3472	1001101010101
3176	101001111	3480	00111010110
3184	00100100	3488	001000110111010
3192	01100101	3496	1001101010100
3200	101101011	3504	0010001101110011010011011
3208	101010011	3512	0010001101110011010011100
3216	110101100	3520	1001101010110111
3224	001100010	3528	001000110111011
3232	000010100	3536	0010001101110011010011101
3240	1110101101	3544	1001101010110110
3248	1001101001	3552	0010001101110011010011110
3256	1101100110	3560	0010001101110011010011111
3264	0010001100	3568	0010001101110011010100000
3272	1100100010	3576	0010001101110011010100001
3280	0000001001	3584	0010001101110011010100010
3288	000000111	3592	0010001101110011010100011
3296	10101001001	3600	0010001101110011010100100
3304	10011010100	3608	0010001101110011010100101
3312	0110100001	3616	0010001101110011010100110
3320	00000110	3624	0010001101110011010100111
3328	0000101011	3632	0010001101110011010101000
3336	1011101110	3640	0010001101110011010101001

Окончание таблицы Б.11

Индекс	<i>huff_sfreqc</i>	Индекс	<i>huff_sfreqc</i>
3648	0010001101110011010101010	3768	0010001101110011010111001
3656	0010001101110011010101011	3776	0010001101110011010111010
3664	0010001101110011010101100	3784	0010001101110011010111011
3672	0010001101110011010101101	3792	0010001101110011010111100
3680	0010001101110011010101110	3800	0010001101110011010111101
3688	0010001101110011010101111	3808	0010001101110011010111110
3696	0010001101110011010110000	3816	0010001101110011010111111
3704	0010001101110011010110001	3824	0010001101110011010000000
3712	0010001101110011010110010	3832	001000110111001101000001
3720	0010001101110011010110011	3840	001000110111001101000010
3728	0010001101110011010110100	3848	001000110111001101000011
3736	0010001101110011010110101	3856	001000110111001101000100
3744	0010001101110011010110110	3864	001000110111001101000101
3752	0010001101110011010110111	3872	001000110111001101000110
3760	0010001101110011010111000	3880	001000110111001101000111

Т а б л и ц а Б.12 — *huff_nlag*

Индекс	<i>huff_nlag</i>	Индекс	<i>huff_nlag</i>
–512	100010101101101100	–436	100010111010001111
–508	100010101101101101	–432	100010111010010000
–504	100010101101101110	–428	100010111010010001
–500	100010101101101111	–424	100010111010010010
–496	100010111010000000	–420	100010111010010011
–492	100010111010000001	–416	100010111010010100
–488	100010111010000010	–412	100010111010010101
–484	100010111010000011	–408	100010111010010110
–480	100010111010000100	–404	100010111010010111
–476	100010111010000101	–400	100010111010011000
–472	100010111010000110	–396	100010111010011001
–468	100010111010000111	–392	100010111010011010
–464	100010111010001000	–388	100010111010011011
–460	100010111010001001	–384	100010111010011100
–456	100010111010001010	–380	100010111010011101
–452	100010111010001011	–376	100010111010011110
–448	100010111010001100	–372	100010111010011111
–444	100010111010001101	–368	100010111010100000
–440	100010111010001110	–364	100010111010100001

Продолжение таблицы Б.12

Индекс	<i>huff_nlag</i>	Индекс	<i>huff_nlag</i>
–360	100010111010100010	–208	100010111011001000
–356	100010111010100011	–204	100010111011001001
–352	100010111010100100	–200	10001011101100101
–348	100010111010100101	–196	100010111011001100
–344	100010111010100110	–192	100010111011001101
–340	100010111010100111	–188	100010111011001110
–336	100010111010101000	–184	100010111011001111
–332	100010111010101001	–180	100010111011010000
–328	100010111010101010	–176	100010111011010001
–324	100010111010101011	–172	100010111011010010
–320	100010111010101100	–168	100010111011010011
–316	100010111010101101	–164	100010111011010100
–312	100010111010101110	–160	10001011101101011
–308	100010111010101111	–156	1000101001011001
–304	100010111010110000	–152	100010111011010101
–300	100010111010110001	–148	100010111011011000
–296	100010111010110010	–144	100010111011011001
–292	100010111010110011	–140	100010111011011010
–288	100010111010110100	–136	100010111011011011
–284	100010111010110101	–132	10001011101101110
–280	100010111010110110	–128	10001011101101111
–276	100010111010110111	–124	100010111011100000
–272	100010111010111000	–120	100010111011100001
–268	100010111010111001	–116	100010111011100010
–264	100010111010111010	–112	100010111011100011
–260	100010111010111011	–108	100010111011100100
–256	100010111010111100	–104	100010111011100101
–252	100010111010111101	–100	100010111011100110
–248	100010111010111110	–96	1000101001011010
–244	100010111010111111	–92	100010100100111
–240	100010111011000000	–88	1000101001011011
–236	100010111011000001	–84	1000101110111010
–232	100010111011000010	–80	10001010010100
–228	100010111011000011	–76	10001010010101
–224	100010111011000100	–72	10001010110010
–220	100010111011000101	–68	10000001101100
–216	100010111011000110	–64	10000001101101
–212	100010111011000111	–60	10001010111111

Продолжение таблицы Б.12

Индекс	<i>huff_nlag</i>	Индекс	<i>huff_nlag</i>
–56	1000000110111	88	100010101111101
–52	1000101011000	92	100010100101111
–48	100010101010	96	1000101110111110
–44	100010101011	100	10001011101110111
–40	100010111000	104	1000101110111111
–36	10001010100	108	1000101011011000
–32	1000000111	112	100010111011100111
–28	1000101111	116	1000101011011001
–24	100010110	120	10000001100000000
–20	1000001	124	1000101011011010
–16	100011	128	10000001100000001
–12	10011	132	10000001100000010
–8	1110	136	10000001100000011
–4	101	140	10000001100000100
0	0	144	10000001100000101
4	110	148	10000001100000110
8	1111	152	10000001100000111
12	10010	156	10000001100001000
16	100001	160	10000001100001001
20	1000100	164	1000000110000101
24	10000000	168	10000001100001100
28	100000010	172	10000001100001101
32	1000101000	176	1000000110000111
36	10001010011	180	10000001100010000
40	100010111001	184	10000001100010001
44	100010101110	188	10000001100010010
48	1000101011010	192	1000000110001010
52	1000101011110	196	10000001100010011
56	10001010110111	200	10000001100010110
60	1000101001000	204	10000001100010111
64	10001010110011	208	10000001100011000
68	100010101111100	212	10000001100011001
72	10001010010010	216	10000001100011010
76	100010111011110	220	1000000110001110
80	100010100101110	224	10000001100011011
84	10001011101110110	228	10000001100011110

Окончание таблицы Б.12

Индекс	<i>huff_nlag</i>	Индекс	<i>huff_nlag</i>
232	10000001100011111	376	10000001101000011
236	10000001100100000	380	10000001101000100
240	10000001100100001	384	10000001101000101
244	10000001100100010	388	10000001101000110
248	10000001100100011	392	10000001101000111
252	10000001100100100	396	10000001101001000
256	10000001100100101	400	10000001101001001
260	10000001100100110	404	10000001101001010
264	10000001100100111	408	10000001101001011
268	10000001100101000	412	10000001101001100
272	10000001100101001	416	10000001101001101
276	10000001100101010	420	10000001101001110
280	10000001100101011	424	10000001101001111
284	10000001100101100	428	10000001101010000
288	10000001100101101	432	10000001101010001
292	10000001100101110	436	10000001101010010
296	10000001100101111	440	10000001101010011
300	10000001100110000	444	10000001101010100
304	10000001100110001	448	10000001101010101
308	10000001100110010	452	10000001101010110
312	10000001100110011	456	10000001101010111
316	10000001100110100	460	10000001101011000
320	10000001100110101	464	10000001101011001
324	10000001100110110	468	10000001101011010
328	10000001100110111	472	10000001101011011
332	10000001100111000	476	10000001101011100
336	10000001100111001	480	10000001101011101
340	10000001100111010	484	10000001101011110
344	10000001100111011	488	10000001101011111
348	10000001100111100	492	10001010010011000
352	10000001100111101	496	10001010010011001
356	10000001100111110	500	10001010010011010
360	10000001100111111	504	10001010010011011
364	10000001101000000	508	10001010010110000
368	10000001101000001	512	10001010010110001
372	10000001101000010		

Т а б л и ц а Б.13 — *huff_nlsf*

Индекс	<i>huff_nlsf</i>	Индекс	<i>huff_nlsf</i>	Индекс	<i>huff_nlsf</i>
7	10110011	14	1000	21	1011010
8	101101110	15	00	22	10010011
9	101101111	16	11	23	100100101
10	10110010	17	01	24	100100100
11	1001000	18	1010	25	10110110
12	1011000	19	10111		
13	100101	20	10011		

Т а б л и ц а Б.14 — *huff_ngain*

Индекс	<i>huff_ngain</i>	Индекс	<i>huff_ngain</i>	Индекс	<i>huff_ngain</i>
−13	010011100	−4	0100010	5	01000111
−12	010011011001	−3	010010	6	010011001
−11	010011101110	−2	01011	7	0100110111
−10	010011101011	−1	00	8	0100110100
−9	01001110100	0	1	9	01001101101
−8	01001110110	1	011	10	010011101111
−7	0100110101	2	01010	11	010011101010
−6	010011000	3	010000	12	010011011000
−5	01000110	4	01001111		

Т а б л и ц а Б.15 — *huff_scont*

Индекс	<i>huff_scont</i>	Индекс	<i>huff_scont</i>	Индекс	<i>huff_scont</i>
0	1000	4	001	8	0000
1	0100	5	1001	9	11
2	101	6	0101		
3	011	7	0001		

Т а б л и ц а Б.16 — *huff_nrofbirths*

Индекс	<i>huff_nrofbirths</i>	Индекс	<i>huff_nrofbirths</i>	Индекс	<i>huff_nrofbirths</i>
0	010	7	1111	14	00000011
1	1010	8	0001	15	00000000
2	1110	9	10111	16	000000101
3	011	10	10110	17	0000001001
4	110	11	0000111	18	0000010000
5	100	12	000010	19	000000100000010
6	001	13	0000110	20	000000100000011

Окончание таблицы Б.16

Индекс	<i>huff_nrofbirths</i>	Индекс	<i>huff_nrofbirths</i>	Индекс	<i>huff_nrofbirths</i>
21	000001001	35	0000011110	49	000000100010101
22	00000101	36	000000100001001	50	000000100010110
23	000001100	37	000000100001010	51	000000100010111
24	00000001	38	0000011111	52	000000100011000
25	0000010001	39	000000100001011	53	000000100011001
26	0000011010	40	000000100001100	54	000000100011010
27	0000011011	41	000000100001101	55	000000100011011
28	000000100000100	42	000000100001110	56	000000100011100
29	0000011100	43	000000100001111	57	000000100011101
30	000000100000101	44	000000100010000	58	000000100011110
31	000000100000110	45	000000100010001	59	000000100011111
32	000000100000111	46	000000100010010	60	00000010000000
33	0000011101	47	000000100010011		
34	000000100001000	48	000000100010100		

Т а б л и ц а Б.17 — *huff_ipd_df* и *huff_ipd_dt*

Индекс	<i>huff_ipd_df</i>	<i>huff_ipd_dt</i>
0	1	1
1	000	010
2	0110	0010
3	0100	00011
4	0010	00010
5	0011	0000
6	0101	0011
7	0111	011

Т а б л и ц а Б.18 — *huff_opd_df* и *huff_opd_dt*

Индекс	<i>huff_opd_df</i>	<i>huff_opd_dt</i>
0	1	1
1	001	010
2	0110	0001
3	0100	00111
4	01111	00110
5	01110	0000
6	0101	0010
7	000	011

Т а б л и ц а Б.19 — *huff_iid_df* [1] и *huff_iid_dt* [1]

Индекс	<i>huff_iid_df</i> [1]	<i>huff_iid_dt</i> [1]	Индекс	<i>huff_iid_df</i> [1]	<i>huff_iid_dt</i> [1]
−30	011111111010110100	0100111011010100	−22	011111111010001000	0100111101100000
−29	011111111010110101	0100111011010101	−21	01111111010000000	010011100011000
−28	011111110101110110	0100111011001110	−20	011111111010110110	010011100011001
−27	011111110101110111	0100111011001111	−19	01111111010000010	010011101100100
−26	011111110101110100	0100111011001100	−18	01111111010111000	010011101100101
−25	011111110101110101	0100111011010110	−17	0111111101000010	010011101101101
−24	011111111010001010	0100111011011000	−16	0111111110101110	01001110110001
−23	011111111010001011	0100111011000110	−15	011111110101111	01001110110111

Окончание таблицы Б.19

Индекс	<i>huff_iid_df</i> [1]	<i>huff_iid_dt</i> [1]	Индекс	<i>huff_iid_df</i> [1]	<i>huff_iid_dt</i> [1]
–14	01111111010001	01001111010110	9	01111111100	01001110000
–13	01111111101001	0100111000111	10	01111110100	010011101111
–12	0111111101001	0100111101001	11	011111101011	010011100010
–11	011111101010	0100111101101	12	0111111101010	0100111101010
–10	011111111011	010011101110	13	01111111101010	0100111011000
–9	01111111011	010011110111	14	01111111010110	01001111010111
–8	0111111011	01001111000	15	011111111010000	01001111010000
–7	0111111111	0100111001	16	0111111110101111	010011110110010
–6	011111100	010011010	17	01111111101000011	010011110100010
–5	0111100	010011111	18	01111111010111001	010011100011010
–4	011100	0100000	19	011111111010000011	010011100011011
–3	01100	010001	20	011111111010110111	0100111101100110
–2	0000	01010	21	011111111010000001	0100111101100111
–1	001	011	22	011111111010001001	0100111101100001
0	1	1	23	011111111010001110	0100111101000111
1	010	00	24	011111111010001111	0100111011011001
2	0001	01011	25	011111111010001100	0100111011010111
3	01101	010010	26	011111111010001101	0100111011001101
4	011101	0100001	27	011111111010110010	0100111011010010
5	0111101	01001100	28	011111111010110011	0100111011010011
6	01111101	010011011	29	011111111010110000	0100111011010000
7	011111100	0100111010	30	011111111010110001	0100111011010001
8	0111111100	01001111001			

Т а б л и ц а Б.20 — *huff_icc_dt* и *huff_icc_df*

Индекс	<i>huff_icc_df</i>	<i>huff_icc_dt</i>
–7	11111111111111	11111111111110
–6	11111111111110	11111111111110
–5	111111111110	111111111110
–4	1111111110	1111111110
–3	1111110	1111110
–2	11110	11110
–1	110	110
0	0	0
1	10	10
2	1110	1110
3	111110	111110

Окончание таблицы Б.20

Индекс	<i>huff_icc_df</i>	<i>huff_icc_dt</i>
4	11111110	11111110
5	111111110	111111110
6	1111111110	1111111110
7	11111111110	11111111111

Т а б л и ц а Б.21 — *huff_iid_df* [0] и *huff_iid_dt* [0]

Индекс	<i>huff_iid_df</i> [0]	<i>huff_iid_dt</i> [0]
–14	111111111111011	1111111111111001
–13	111111111111100	1111111111111010
–12	111111111111101	1111111111111011
–11	111111111111010	1111111111111000
–10	111111111111100	1111111111111001
–9	11111111111100	1111111111111010
–8	1111111111101	111111111111101
–7	1111111110	1111111111110
–6	111111110	11111111110
–5	1111110	111111110
–4	111100	1111110
–3	11101	11110
–2	1101	1110
–1	101	10
0	0	0
1	100	110
2	1100	1110
3	11100	111110
4	111101	11111110
5	111110	1111111110
6	11111110	111111111110
7	1111111110	111111111110
8	111111111100	111111111111100
9	1111111111100	1111111111111000
10	1111111111101	1111111111111011
11	11111111111101	1111111111111100
12	111111111111110	1111111111111101
13	1111111111111110	1111111111111110
14	1111111111111111	1111111111111111

Приложение В (справочное)

Темп и подача, масштабируемые в декодере

Темп, масштабирующий аудиосигнал, необходим, чтобы изменить (мгновенную) продолжительность сигнала, сохраняя воспринятую подачу. Как правило, в темпе декодера масштабирование обрабатывается для каждого объекта отдельно:

Переходные процессы; масштабирование темпа обычно не применяется к переходному объекту. Перцепционно переходные процессы характеризуются временами атаки и временами затухания. Намного более естественный результат получается, когда продолжительность переходного процесса сохраняется.

Синусоиды; для синусоидального объектного темпа масштабирование может быть получено, применяя два изменения в декодере. Прежде всего длина окна синтеза должна быть изменена согласно масштабному коэффициенту времени, гарантирующему, что унитарное перекрытие добавляется. Во-вторых, новое фазовое значение получается для продолжений, применяя непрерывную фазовую функцию.

Шум; в пределах объекта шума темп может масштабироваться, масштабируя оба окна синтеза.

Сtereo: масштабирование темпа делается, изменяя позицию параметра согласно масштабному коэффициенту времени.

Поскольку подача главным образом определяется синусоидальными частотами, один подход должен масштабировать только частоты синусоид $f_{new} = p \cdot f_{old}$ с масштабным коэффициентом подачи p .

В.1 Непрерывная фаза

Так как фазовые значения зависят от размера подкадра S , в случае темпа и масштабирования подачи декодер переключается на непрерывную фазу. Темп и масштабирующая подачу процедура для синусоидальных компонентов делаются следующим образом. Во-первых, исходная частота и фаза получаются процессом декодирования. В случае *phase_jitter_present* устанавливается в %1, полученная частота повторно квантуется, приводя к уровню представления sf_{rl} . Уровень представления частоты sf_{rl} становится $sf_{rl} + sf_{jitter}$ и деквантуется. Эта частота умножается на масштабный коэффициент подачи и используется в непрерывном фазовом вычислении.

Непрерывная фаза ϕ_2 вычисляется так, что фаза двух последовательных сегментов перекрывается в середине области.

Фазовая информация ϕ_1 и ϕ_2 определяется в течение середины сегмента ($= (L-1)/2$). Где f_1 и f_2 представляют частоту в радианах.

Фаза продолжающегося синусоидального компонента в первом подкадре фрейма с *refresh_sinusoids* = %1 не устанавливается в значение, считанное из потока (*s_phi*), а вычисляется из выражения для ϕ_2 . Если процесс декодирования запускается в этом подкадре, наугад от отмеченного подкадра, фаза продолжающегося синусоидального компонента должна быть установлена в значение, считанное из потока.

В.2 Темп, масштабирующийся для стерео

Темп, масштабирующийся для параметрического инструмента стерео, может быть достигнут, адаптируя позицию параметров. μ — масштабный коэффициент темпа. Считывается предыдущее и текущее масштабируемыми позициями параметры $\hat{n}_{prev} = n_{e-1} \cdot \mu$ и $\hat{n}_{curr} = n_e \cdot \mu$ соответственно. Перемещая эти позиции в целочисленные позиции, декодирование стерео может быть выполнено как обычно. Метод, для отображения позиции параметра нецелого числа \hat{n}_{prev} и \hat{n}_{curr} к целочисленным позициям \hat{n}_{prev} и \hat{n}_{curr} дается, используя следующую рекурсию

$$m = \text{mod}(\hat{n}_{curr} - n_{prev}, 1),$$

где n_{prev} является предыдущей целочисленной позицией.

Затем текущая целочисленная позиция параметра вычисляется следующим образом:

$$n_{curr} = \hat{n}_{curr} + 1 - m$$

Чтобы инициировать рекурсию $n_{prev} = 0$.

Библиография

- [1] ИСО/МЭК 14496-3:2009 Информационные технологии. Кодирование аудиовизуальных объектов. Часть 3. Аудио (ISO/IEC14496-3:2009 *Information technology — Coding of audio-visual objects — Part 3: Audio*)

УДК 621.396:006.354

ОКС 33.170

Ключевые слова: звуковое вещание, электрические параметры, каналы и тракты, технологии MPEG-кодирования, синтетический звук, масштабирование, защита от ошибок, поток битов расширения, психоакустическая модель

Редактор *Н. А. Аргунова*
Технический редактор *Е. В. Беспрозванная*
Корректор *Л. Я. Митрофанова*
Компьютерная верстка *Т. Ф. Кузнецовой*

Сдано в набор 23.06.2014. Подписано в печать 05.09.2014. Формат 60×84¹/₈. Бумага офсетная. Гарнитура Ариал.
Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,77. Уч.-изд. л. 9,20. Тираж 56 экз. Зак. 1062.

ФГУП «СТАНДАРТИНФОРМ», 123995 Москва, Гранатный пер., 4.
www.gostinfo.ru info@gostinfo.ru

Набрано и отпечатано в Калужской типографии стандартов, 248021 Калуга, ул. Московская, 256.