

Использование квантователя Ллойда — Макса позволяет при дихотомическом поиске по дереву вычислять за время $t = c\tau \sum_{i=0}^k m_i$, где c — количество циклов процессора, требуемых для одной итерации ($c=6$); k — количество параметров ($k=10$); τ — длительность одного цикла сигнального процессора (для TMS32010 $\tau=200$ нс), m_i — длина кодового слова i -го параметра. Если заметить, что сумма в последней формуле есть B , то получим $t=c\tau B$.

Замечание. Из рис. 4 видно, а также можно показать, что в нашем случае кодовые книги с достаточной степенью точности могут быть аппроксимированы полиномами не выше 3-й степени для 1-го и 2-го корней, не выше 2-й степени для 3 ... 8-го корней, первой степени для 9-го корня и коэффициента a_{10} . Это позволяет значительно уменьшить необходимый объем памяти данных и сократить время вычислений при реализации алгоритма на сигнальном процессоре семейства TMS320.

Несмотря на то, что в наших исследованиях ЛСП-преобразование использовалось для передачи информации о речевом сигнале, метод может быть успешно применен в иных задачах, где требуется передача информации о параметрах линейного предсказателя. Или, в более общем случае, о частотных характеристиках, представляемых полиномиальными либо квазиполиномиальными передаточными функциями.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Soong F. K., Yuang B.-h. Line spectrum pair (LSP) and speech data compression, Proc. ICASSP-84 // IEEE Int. Conf. on Acoust., and Signal Process., San Diego, Calif., 19—21 March, 1984.— V. 1.— P. 1.10.1—1.10.4.
2. Changxin Fan, Cheng Tao, Hongfei Mf. Implementation of LSP encoding in real time. Latvian Signal Proc. Int. Conf. Riga, April 24—26.— 1990.— V. 1.— P. 286—290.
3. Ланнэ А. А., Улахович Д. А. Передача информации о состоянии фильтра-предсказателя с помощью спектральных пар // Радиоэлектроника и связь.— 1991.— № 1.— С. 37—43.
4. Воробьев В. И., Улахович Д. А. Скалярное квантование линейных спектральных корней // Радиоэлектроника и связь.— 1991.— № 1.— С. 43—47.
5. Белецкий А. Ф. Теоретические основы электропроводной связи. Ч. 3.— М.: Связьиздат, 1959.— 250 с.
6. Макхоул Дж., Рукос С., Гииш Г. Векторное квантование при кодировании речи // ТИИЭР.— 1985.— № 11.— С. 19—61.

Поступила в редакцию 12.03.91.

УДК 621.3.011.7

В. Н. ИВАНОВ, А. А. ЛАННЭ, В. Ю. ПРОКОПЕНКО

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПАР

Рассмотрена задача выбора рациональных, с точки зрения чувствительности к ошибкам квантования и канальным помехам, параметров огибающей спектра сигнала. Предложен новый вариант так называемых линейных спектральных пар (ЛСП). Проведен аналитический анализ их чувствительности. Приведены результаты моделирования процесса передачи спектральных пар по каналам связи с памятью и без памяти. Показано, что спектральные пары менее чувствительны к ошибкам квантования и канальным помехам, чем коэффициенты отражения.

Теория и вычислительные процедуры линейного предсказания достаточно полно развиты, что позволяет их широко применять на практике в задачах корреляционного и спектрального анализа, компрессии и распознавания речи, обработки телевизионных изображений, электроэнцефалограмм, сигналов сейсмических колебаний и т. д. В тех случаях, когда параметры предсказания необходимо передать по некоторому каналу, возникает задача их кодирования (квантования). По понятным причинам квантование необходимо провести так, чтобы при заданной точности представления спектра (АЧХ восстанавливающего фильтра) осуществить передачу минимальным числом бит и обеспечить в зашумленном канале максимальную либо близкую к ней помехозащищенность.

Следует отметить, что достаточно полное решение этих задач отсутствует. Вместе с тем в литературе последних лет они активно обсуждаются.

Для рационального квантования среди возможных параметров, отображающих передаточную функцию фильтра-предсказателя, выбираются предпочтительные. При помехозащите этот выбор должен комбинироваться с использованием помехоустойчивого кодирования.

Рассмотрим передаточную функцию фильтра-предсказателя

$$H(z) = \sum_{i=0}^N a_i(t) z^{-i}, \quad a_0 = 1.$$

Ее коэффициенты $a_i(t)$ являются функциями времени, которые при типовых ограничениях на свойства сигнала принимаются кусочно-постоянными. Информация о функции $H(z)$ может быть передана в виде вектора коэффициентов $a = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T$, где T — знак транспонирования, либо с помощью так называемых коэффициентов отражения $k = [k_1, k_2, \dots, k_N]^T$, либо в виде корней уравнения $\sum_{i=0}^N a_i z^{-i}$. Каждый из перечисленных наборов параметров имеет свои особенности.

Квантование коэффициентов предсказания может привести к потере устойчивости восстанавливающего фильтра. Кроме того, АЧХ очень чувствительна к изменению упомянутых коэффициентов, особенно при высокой добротности нулей функции $H(z)^*$.

Коэффициенты отражения k связаны с коэффициентами a рекуррентными соотношениями. Условия устойчивости в терминах коэффициентов отражения выражаются очень просто [1]. Чувствительность АЧХ к изменению k_i существенно ниже, чем к изменению a_i , а выполнение устойчивости обеспечивается легко.

Существует неоднократно высказывавшееся в дискуссиях мнение, что АЧХ наименее чувствительна к изменению параметров нулей функции $H(z)$. Условия устойчивости в терминах параметров нулей тривиальны и контролируются элементарно. Тем не менее координаты нулей фильтра-предсказателя для передачи не применяются из-за высокой сложности их вычисления. В [3] было предложено в качестве параметров передаточной функции использовать корни специальных уравнений, названные линейными спектральными парами (ЛСП). Последние вычисляются сравнительно легко, так как они вещественны и просты. Поскольку они обладают свойством чередуемости, определяющим условие устойчивости, контроль устойчивости при квантовании не вызывает затруднений. Следует отметить, что речь идет об устойчивости синтезатора сигнала, реализованного в виде рекурсивного фильтра, в то время как синтезатор, реализуемый по спектральным парам в виде набора гармонических генераторов, остается устойчивым даже при нарушении условия чередуемости. Замечательной особенностью ЛСП является низкая чувствительность АЧХ к их возмущениям. Именно указанными обстоятельствами объясняется повышенный интерес к ЛСП, проявленный в самых последних работах [4].

В [5] показано, что информация в форме, аналогичной ЛСП, может быть получена другим способом. В его основе лежит доказанное утверждение, что произвольный минимально-фазовый полином $H(z)$ степени N , будучи умноженным на $z^{N/2}$, дает такой полином $F(z)$, который с точностью до вещественной функции $(2\cos(\omega/2))^{-N}$ является z -образом полинома Гурвица $V_N(p)$ степени N^{**} .

Из теоремы вытекает важное следствие: нули полинома $H^\wedge(z) = H(z)z^{N/2}$, где $H(z)$ минимально-фазовый полином, лежат внутри единичного круга, нули его вещественной и мнимой частей вещественны и чередуются, причем один нуль мнимой части лежит в точке $\omega=0$.

* Понятие *добротность нуля* (*добротность полюса*) вводится по аналогии с тем, как это делается для АРС-цепей [2].

** Здесь для сокращения изложения N полагается четным целым числом. При нечетном N теорема остается в силе при минимальной коррекции.

Условимся в дальнейшем нули вещественной и мнимой частей полинома $H^\wedge(z)$ называть спектральными парами.

Упомянутые особенности спектральных корней позволяют для их вычисления предложить «быстрые» алгоритмы [5, 6].

По спектральным корням на основании известных формул, связанных коэффициенты алгебраических уравнений с их корнями, вычисляются коэффициенты вещественной и мнимой частей. Последние же позволяют при необходимости определять коэффициенты предсказания $\{a_i\}$ [5].

Для качественного анализа влияния возмущений параметров фильтра на его АЧХ $|T(j\omega)| = |H(j\omega)|^{-1}$ вычислим функции чувствительности для коэффициентов предсказания и спектральных корней. Как известно [2], функция чувствительности определяется выражением $S_\alpha(\omega) = \partial|T(\alpha)|/\partial\alpha|T(\alpha)|$, где α — параметр, посредством которого определяется огибающая спектра сигнала. В терминах спектральных корней АЧХ восстанавливающего фильтра выражается следующим образом:

$$|T(j\omega)| = \left\{ d_1^2 \prod_{k=1}^{N/2} (\cos \omega - \cos \omega_{2k})^2 + d_2^2 \sin^2 \omega \prod_{k=1}^{N/2} (\cos \omega - \cos \omega_{2k-1})^2 \right\}^{-1/2}, \quad (1)$$

где $d_1 = 1 + a_{10}$, $d_2 = 1 - a_{10}$ — коэффициенты при старшей степени соответственно действительной и мнимой частей полинома $H^\wedge(z)$; a_{10} — десятый коэффициент предсказания. В терминах коэффициентов предсказания

$$|T(j\omega)| = \left\{ \left(\sum_{i=0}^N a_i \cos(i\omega) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N a_i \sin(i\omega) \right)^2 \right\}^{-1/2}. \quad (2)$$

Проведя элементарные выкладки, находим

$$\begin{aligned} S_{\omega_i}(\omega) &= |T|^2 d_1^2 (|\sin \omega_i| / |\cos \omega - \cos \omega_i|) \prod_{k=1}^{N/2} (\cos \omega - \cos \omega_{2k})^2 = \\ &= |T|^2 (|\sin \omega_i| / |\cos \omega - \cos \omega_i|) [\operatorname{Re} H^\wedge(z)]^2, \end{aligned}$$

если ω_i — ноль вещественной части полинома, и аналогично

$$S_{\omega_i^*}(\omega) = |T|^2 (|\sin \omega_i| / |\cos \omega - \cos \omega_i|) [\operatorname{Im} H^\wedge(z)]^2,$$

если ω_i — ноль мнимой части $H^\wedge(z)$. Обозначим через

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arc tg} \{\operatorname{Re} H(j\omega) / \operatorname{Im} H(j\omega)\}$$

ФЧХ восстанавливающего фильтра. Тогда с учетом (2) функция чувствительности при возмущении коэффициента предсказания a_i будет иметь вид $S_{a_i}(\omega) = |T| \sin(i\omega - \varphi)$. Аналогично чувствительность при возмущении нуля ω_i полинома $\operatorname{Re} H^\wedge(z)$

$$S_{\omega_i}(\omega) = |T| |\sin \omega_i / (\cos \omega - \cos \omega_i)| \sin^2(N\omega/2 + \varphi),$$

а при возмущении нуля ω_i полинома $\operatorname{Im} H^\wedge(z)$

$$S_{\omega_i^*}(\omega) = |T| |\sin \omega_i / (\cos \omega - \cos \omega_i)| \cos^2(N\omega/2 + \varphi).$$

Как видно из формул, в выражения для чувствительности входит АЧХ и некоторая функция $W(\omega)$, играющая роль окна, которая и определяет поведение функции чувствительности. Для коэффициентов предсказания она имеет вид $W_{a_i}(\omega) = \sin(i\omega - \varphi)$. Если роль параметров играют спектральные пары, то $W_{\omega_i}(\omega) = |\sin \omega_i / (\cos \omega - \cos \omega_i)| \sin^2(N\omega/2 + \varphi)$, в случае, когда ω_i — нуль действительной части, и $W_{\omega_i^*}(\omega) = |\sin \omega_i / (\cos \omega - \cos \omega_i)| \cos^2(N\omega/2 + \varphi)$, когда ω_i — нуль мнимой части.

Для численного расчета чувствительности использовался речевой сигнал, состоящий из фраз, произнесенных мужчиной и женщиной.

В экспериментах исходный речевой сигнал разбивался на кадры длительностью 25 мс. Чувствительность спектральных пар сравнивалась с чувствительностью коэффициентов отражения, для вычисления которых речевой кадр предварительно взвешивался окном Хэмминга, после чего применялся алгоритм Левинсона — Дарбина [1]. Для характеристики показателя чувствительности использовалось сегментное отношение сигнал — шум (SNRSEG), выраженное в децибелах. Вычисление SNRSEG производилось следующим образом. Для текущего i -го кадра

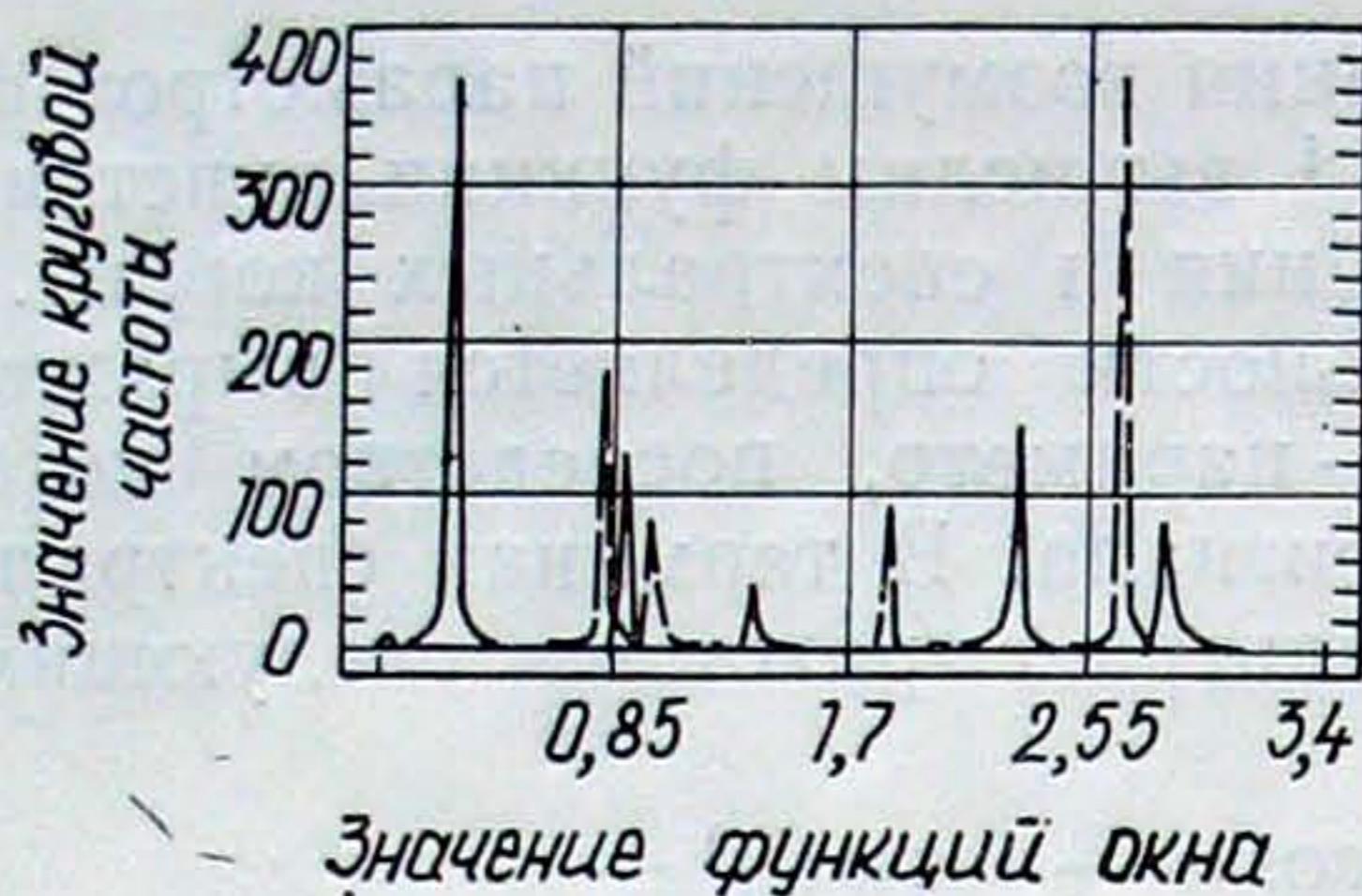


Рис.1

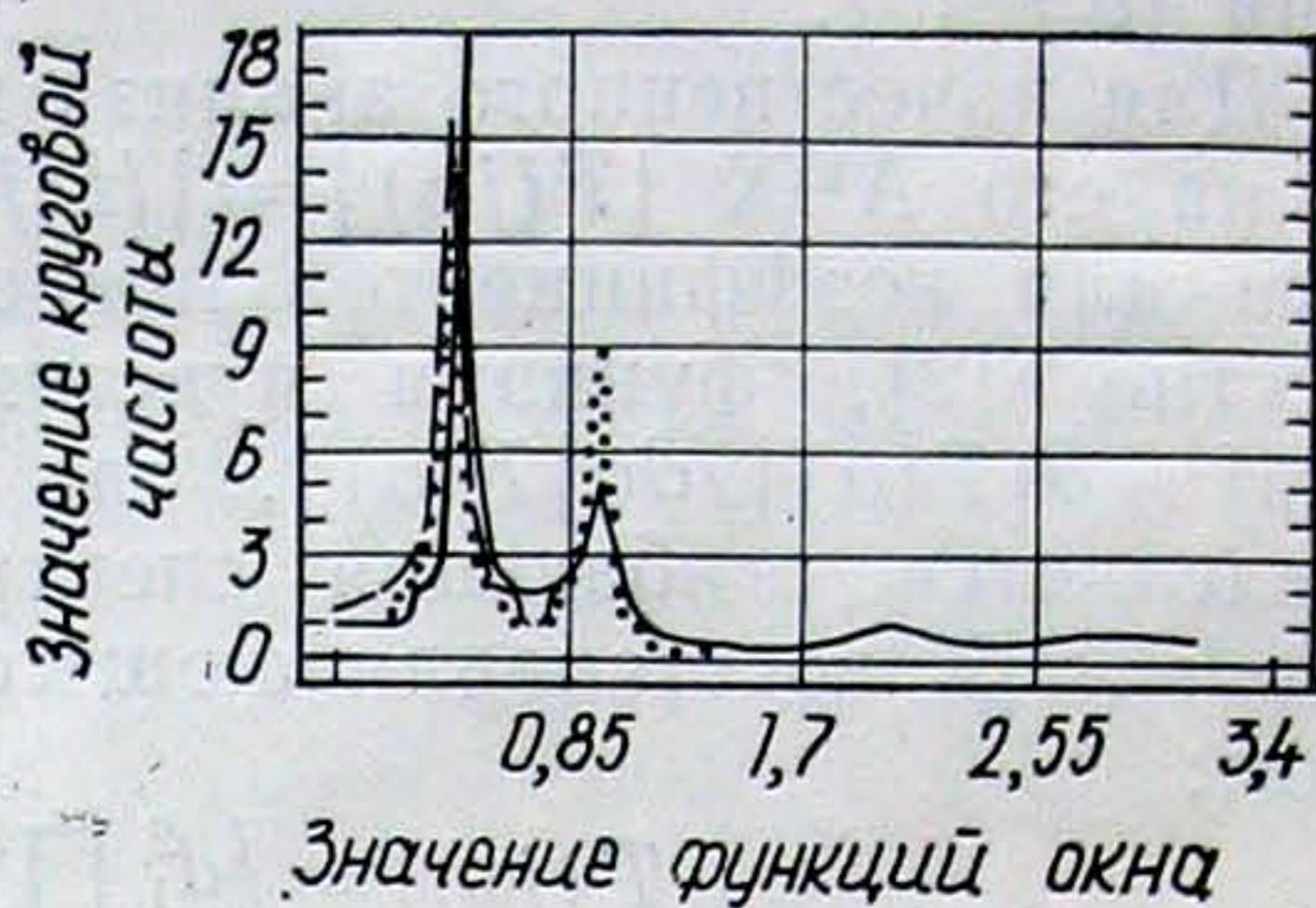


Рис.2

речи рассчитывалась огибающая спектра речи как по невозмущенным параметрам $|T_i(jk\Delta\omega)|$, так и по возмущенным $|\hat{T}_i(i\Delta\omega)|$, согласно формулам (1), (2), в относительных частотах $k\Delta\omega$, $k=0, 1, \dots, 63$, $\Delta\omega = \pi/64^*$. Отношение сигнал — шум на этом фрагменте определялось согласно выражению

$$\text{SNR}_i = 10 * \lg \left(\sum_{k=0}^{63} |T_i(jk\Delta\omega)|^2 / \sum_{k=0}^{63} (|T_i(jk\Delta\omega)| - |\hat{T}_i(jk\Delta\omega)|)^2 \right).$$

Сегментное отношение сигнал — шум вычислялось по формуле $\text{SNRSEG} = \left(\sum_{i=0}^{M-1} \text{SNR}_i \right) / M$, где M — общее число кадров речевого сигнала.

В первом эксперименте исследовался характер воздействия на огибающую спектра при возмущении одного из спектральных корней. На рис. 1 показаны графики функций окна $W(\omega)$ для спектральных корней, соответствующих фрагменту речевого сигнала. Графики, проведенные непрерывной линией, соответствуют корням действительной части, штриховой — комплексной части. На рис. 2 непрерывной линией показана огибающая спектра речевого сигнала, штриховой линией — спектр, полученный при увеличении первого корня на 100 Гц, пунктирной линией — при увеличении третьего корня на 100 Гц. Приведенные графики иллюстрируют важную особенность спектральных пар, заключающуюся в сохранении огибающей спектра сигнала практически без изменения на частотах, не связанных с возмущенным корнем. Локальный характер возмущения спектра особенно важен при обработке речевых сигналов, что объясняется особенностью слухового восприятия.

Во втором эксперименте определялось воздействие шумов квантования на огибающую спектра при квантовании спектральных пар и коэффициентов отражения. Для кодирования параметров выделялось 40 бит (стандарт $LPC=10$), их распределение показано в табл. 1. Сегментные отношения сигнал — шум, полученные по исходному речевому сигналу для спектральных пар и коэффициентов отражения, составили соответственно величины $\text{SNRSEG}_{LSP}=20,33$ дБ, и $\text{SNRSEG}_{RC}=17,85$ дБ. Таким образом, в целом спектр речевого сигнала более точно восстанавливается по квантованным спектральным парам, чем по квантованным коэффициентам отражения.

* При этом свойство чередуемости спектральных пар не проверялось и упорядочивания не проводилось. Такой ситуации, как уже отмечалось, соответствует модель-синтезатора в виде совокупности резонаторов, настроенных на гармоники основного тона.

В третьем эксперименте наряду с шумами квантования учитывалось воздействие дискретного канала на спектр сигнала при передаче как спектральных пар, так и коэффициентов отражения. Были исследованы случаи двоичного симметричного канала без памяти (ДСК) и двоичного симметричного канала с памятью (ДСКП) — с группированием ошибок. Дадим краткое описание использованных моделей.

Известно, что в случае ДСК ошибки возникают независимо друг от друга, поэтому единственным параметром, необходимым для опреде-

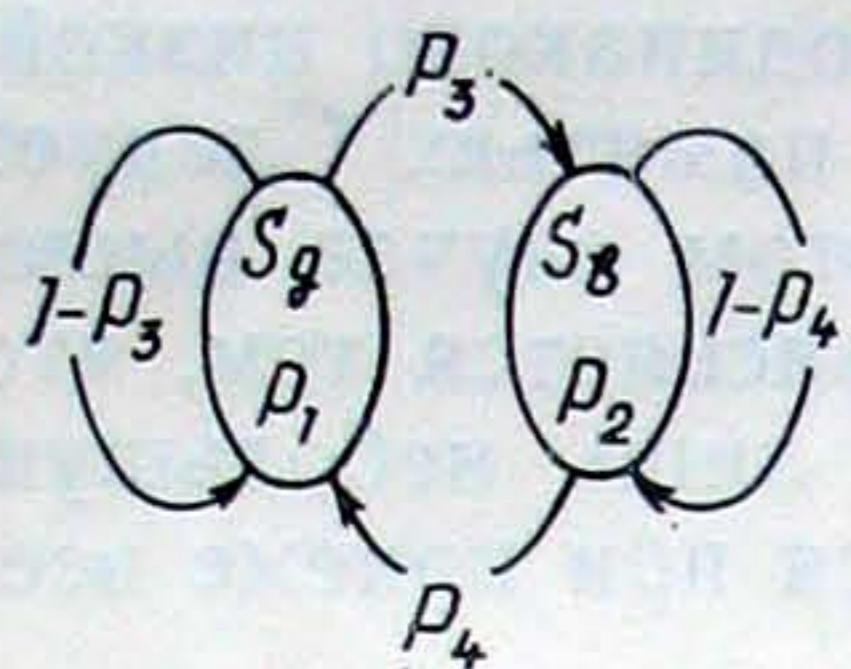


Рис. 3

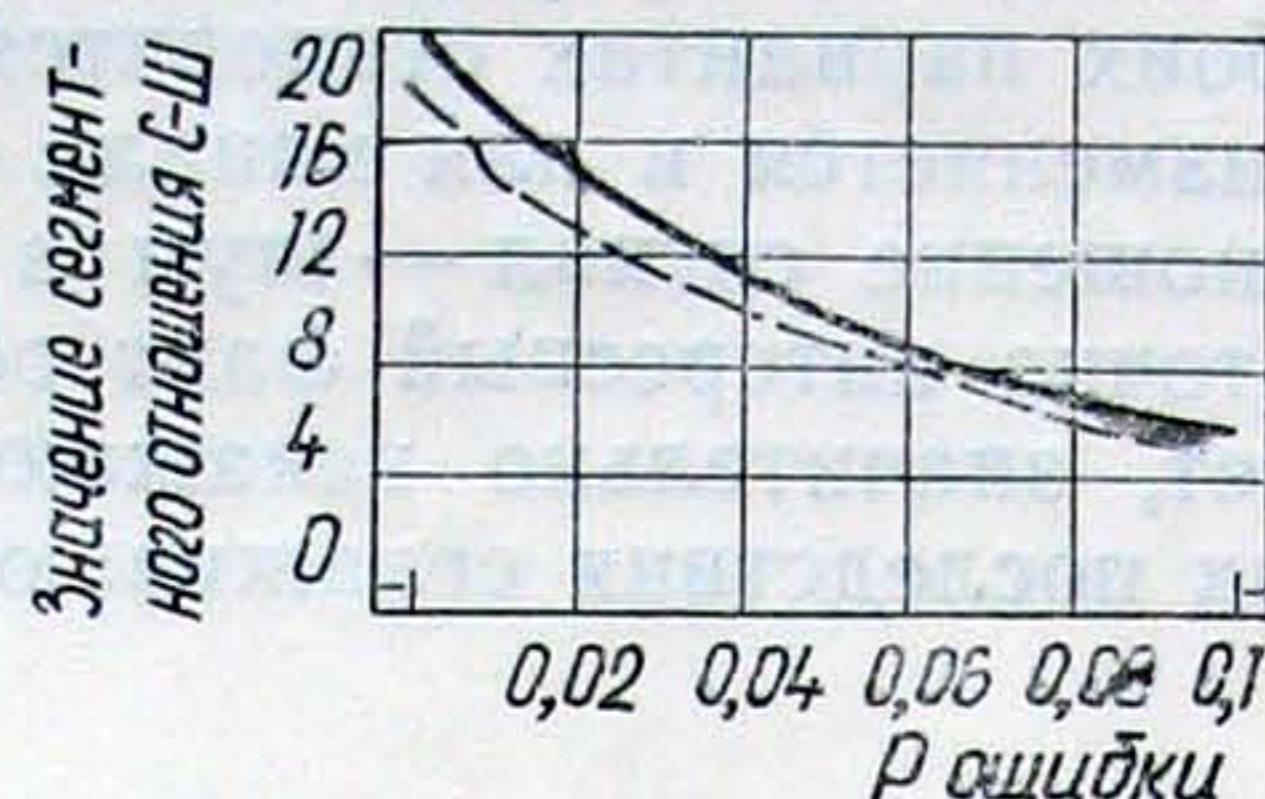


Рис. 4

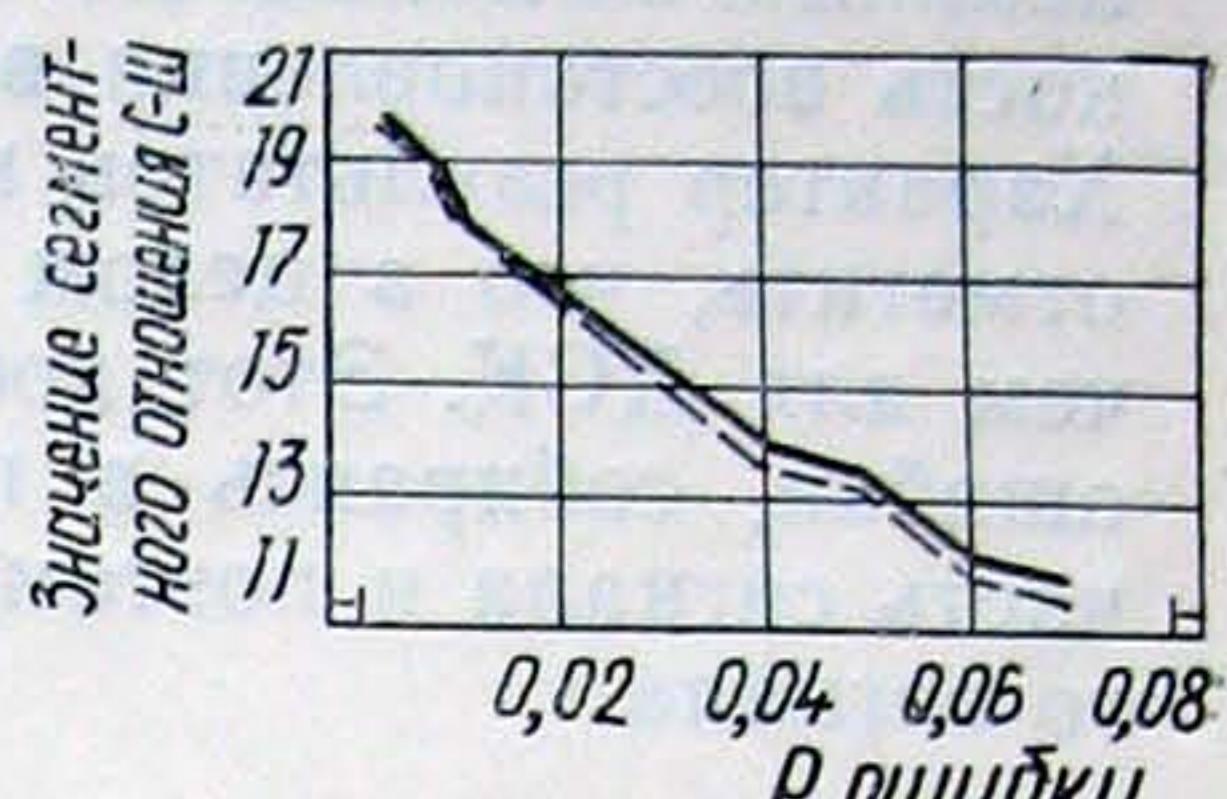


Рис. 5

ления характеристик канала, является вероятность искажения двоичного символа P , которая задавалась в эксперименте.

Моделирование ДСКП осуществлялось в соответствии с известной моделью Гильберта — Эллиота. На рис. 3 приведена диаграмма состояний и переходов источника ошибок для этой модели. Последовательность ошибок $e_n = 1$ порождается марковским источником с двумя состояниями S_g — «хорошим» и S_b — «плохим». В каждом из состояний канала ошибка возникает с вероятностью P_1 для S_g , P_2 для S_b , причем $P_1 \ll P_2$. Кроме того, существуют вероятности перехода из S_g в S_b (P_3) и обратного перехода (P_4), обычно $P_3 \leq P_4$. Приведенные вероятности можно выразить как условные следующим образом:

$$p_1 = P(e_n = 1 | S_g); \quad p_2 = P(e_n = 1 | S_b);$$

$$p_3 = P(S_b | S_{n-1} = S_g; e_n = 1); \quad p_4 = P(S_g | S_{n-1} = S_b; e_n = 1).$$

Усредненная вероятность ошибки в канале определяется в соответствии с выражением $P_{av} = (P_1 P_4 + P_2 P_3) / (P_3 + P_4)$.

Таким образом, для ДСКП ошибка при передаче информационного бита возникает либо с вероятностью P_1 , либо с вероятностью P_2 в зависимости от того, в каком состоянии находится канал. Причем в том случае, когда канал находится в плохом состоянии, возникают пачки

Таблица 1

| Параметр Биты | RC_1 | RC_2 | RC_3 | RC_4 | RC_5 | RC_6 | RC_7 | RC_8 | RC_9 | RC_{10} |
|------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|------------|
| | 6 | 6 | 5 | 5 | 4 | 4 | 3 | 3 | 2 | 2 |
| Параметр Биты | LSP_1 | LSP_2 | LSP_3 | LSP_4 | LSP_5 | LSP_6 | LSP_7 | LSP_8 | LSP_9 | LSP_{10} |
| | 5 | 5 | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 | 3 | 3 |

Таблица 2

| P | LSP | RC |
|-------|-------|-------|
| 0,001 | 19,94 | 17,56 |
| 0,003 | 19,16 | 16,97 |
| 0,005 | 18,65 | 16,49 |
| 0,007 | 17,92 | 16,21 |
| 0,009 | 17,32 | 14,97 |
| 0,010 | 17,00 | 14,65 |
| 0,030 | 13,20 | 11,22 |
| 0,050 | 9,920 | 8,810 |
| 0,070 | 7,620 | 7,100 |
| 0,090 | 6,210 | 5,780 |
| 0,100 | 5,800 | 4,940 |

Таблица 3

| P | LSP | RC |
|-------|-------|-------|
| 0,002 | 19,71 | 19,59 |
| 0,004 | 19,58 | 16,43 |
| 0,008 | 18,95 | 18,61 |
| 0,010 | 17,91 | 17,83 |
| 0,020 | 16,69 | 16,29 |
| 0,040 | 13,98 | 13,54 |
| 0,050 | 13,42 | 13,01 |
| 0,060 | 11,85 | 11,57 |
| 0,070 | 11,56 | 11,11 |

ошибок. Результаты моделирования показаны на рис. 4, 5 и табл. 2, 3. На этих рисунках непрерывная кривая показывает значения SNRSEG для огибающей спектра, вычисленной с помощью спектральных пар, штриховая кривая — значения SNRSEG для коэффициентов отражения. Вероятность ошибки изменялась в диапазоне $10^{-3} \dots 10^{-1}$, что соответствует ошибкам, возникающим в радиоканалах КВ диапазона. Табл. 2, 3 и графики (рис. 4, 5) демонстрируют, что для достаточно «плохих» каналов ($P_{av}=10^{-2}$) спектральные пары менее чувствительны к канальным ошибкам. Естественно, что с ухудшением качества канала точность восстановления в обоих вариантах становится одинаково низкой. Характер результатов не изменяется и для канала с памятью. Следует отметить, что в целом отношение сигнал — шум в этом случае выше, чем для ДСК. Этот достаточно интересный факт объясняется тем, что ошибки, собираясь в пакет, значительно искажают лишь небольшую часть сигнала и поэтому их последствия сглаживаются при приеме всего сигнала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Маркел Дж., Грей А. Х. Линейное предсказание речи.— М. : Связь, 1976.— 308 с.
2. Синтез активных RC-цепей : Современное состояние и проблемы / Под ред. Ланнэ А. А.— М. : Связь.— 1975.— 296 с.
3. Itakura F. Line spectrum representation of linear prediction coefficients of speech signals // J. Ac. Soc. Am.— V. 57.— Supplement.— No. 1.— S35(A).— 1975.— P. 77—86.
4. Campbell J. P., Welch V. C., Tremain T. E. An expandable error-protected 4800 bps CELP coder (U. S. Federal Standard Voice Coder) // Proceedings of ICASSP.— 1989.— P. 735—738.
5. Ланнэ А. А., Улахович Д. А. Передача информации о состоянии фильтра-предсказателя с помощью спектральных пар // Радиоэлектроника и связь.— 1991.— № 1.— С. 37—43.
6. Fan C., Tao C., Hongfei M. Implementation of LSP encoding in real time // Latvian Signal Process. Int. Conf., Riga.— 1990.— P. 286—290.

Поступила в редакцию 12.04.91.

УДК 621.3.011.7.001.5

Е. П. ПОНОМАРЕВ, В. И. ДУДИН

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МЕТОДОВ КВАНТОВАНИЯ И ЦИФРОВОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ЧАСТНЫХ КОРРЕЛЯЦИЙ И ЛИНЕЙНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ЧАСТОТ

Приведены результаты экспериментального исследования различных методов цифрового представления параметров линейного предсказания в форме частных корреляций и линейных спектральных частот. Рассмотрена точность представления спектральной информации с использованием различных параметров и устойчивость методов к ошибкам в цифровом канале связи.

При разработке вокодерных систем возникает необходимость эффективного представления в цифровой форме параметров линейного предсказания. Суть ее сводится к разработке таких методов квантования параметров, которые обеспечивали бы наименьшие искажения огибающей спектра. С этой целью применяются различные нелинейные преобразования коэффициентов предсказания. Наиболее часто используется преобразование коэффициентов линейного предсказания в частные корреляции и последующее квантование некоторых нелинейных функций от них [1]. Кроме того, для этих целей широко применяется преобразование параметров линейного предсказания в линейные спектральные частоты [2].

Для определения целесообразности использования того или иного набора параметров необходимо: выбрать количество уровней квантования для каждого из них, исходя из заданной скорости передачи, с целью обеспечения минимальных спектральных искажений; рассчитать