

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ДАННЫХ ПО КАНАЛУ С КОДЕКОМ АДИКМ

Никитин Д.А.

Введение

Несмотря на то, что телефонная сеть общего пользования рассчитана в первую очередь на передачу речевых сигналов, часто телефонные каналы используются и для передачи данных, поэтому иногда к речевым кодекам предъявляется требование прозрачности для неречевых сигналов. Сигнал аппаратуры передачи данных (модемов) и речевой сигнал различаются как по частотным и временным характеристикам, так и по критериям качества передачи. Так, для речевых сигналов основной мерой качества является субъективная оценка, в то время как для сигнала передачи данных такой мерой служит вероятность ошибки при приеме.

Многие речевые кодеки используют особенности формирования сигнала в речевом аппарате человека, а также особенности восприятия звука человеческим слуховым анализатором. Поэтому не все методы кодирования речи обеспечивают более или менее приемлемую передачу модемных сигналов. В наибольшей степени этому требованию отвечают методы временного кодирования (кодирования формы сигнала). Наиболее широко используемыми методами кодирования формы являются импульсно-кодовая модуляция с компрессией динамического диапазона и адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (АДИКМ).

Метод АДИКМ является одним из наиболее эффективных методов временного кодирования речевых сигналов. Как известно, выигрыш в скорости достигается за счет того, что квантованию, кодированию и последующей передаче по каналу связи подвергается разность между истинным и предсказанным значениями входного сигнала - сигнал ошибки предсказания. Так как отсчеты речевого сигнала при частоте дискретизации 8 кГц сильно коррелированы, дисперсия сигнала ошибки предсказания оказывается существенно меньше дисперсии входного сигнала, и для ее кодирования используется меньшее число битов. Отсчеты сигнала передачи данных обладают гораздо более слабой корреляцией, поэтому метод АДИКМ существенно менее эффективен для передачи сигналов модемов.

Начиная с 80-х годов проводились исследования, призванные оценить возможности различных разрабатывавшихся в то время алгоритмов АДИКМ по передаче сигналов данных [1]. К сожалению, многие публикации по данной тематике труднодоступны. Некоторые результаты приведены в документе МСЭ-Т [2], где подчеркивается, что сделанные заключения являются предварительными. Также следует отметить, что значительная часть исследований носит эксперименталь-

Анализируются возможности кодера АДИКМ по передаче сигналов данных с квадратурной амплитудной модуляцией. Приводится структура кодера с оптимальным экстраполятором, алгоритм его работы, результаты компьютерного моделирования, а также расчет вероятности ошибки при приеме символов QAM-сигнала. Делается вывод о возможности передачи различных QAM-сигналов по каналу, оборудованному кодером АДИКМ.

ный характер, а полученные результаты различаются для разных типов исследуемых модемов.

Таким образом, задачу оценки степени «прозрачности» речевых кодеков для неречевых сигналов нельзя считать полностью решенной. В данной статье рассматривается прохождение сигнала передачи данных с квадратурной амплитудной модуляцией по телефонному каналу, оборудованному АДИКМ-кодеком.

Передача данных по каналу с кодеком АДИКМ

Алгоритм адаптивной дифференциальной импульсно-кодовой модуляции стандартизован в рек. МСЭ-Т G.726. В процессе кодирования используется как адаптация процесса предсказания, так и адаптация процесса квантования. Предсказатель представляет собой адаптивный цифровой фильтр рекурсивного типа с шестью коэффициентами прямой связи и двумя коэффициентами обратной связи. Для адаптации коэффициентов применяется упрощенный градиентный алгоритм.

Адаптивный квантователь содержит 31, 15, 7 или 4 разрешенных уровня при работе на скорости 40, 32, 24 и 16 кбит/с соответственно. Адаптация осуществляется в двух режимах:

- быстром – для сигналов, порождающих разностный сигнал с большими флуктуациями (например, речевых);
- медленном – для сигналов, порождающих разностный сигнал с малыми флуктуациями (сигналов модемов, тональных сигналов и т. п.) [3].

Как видно, при разработке рекомендации G.726 учитывалась необходимость передачи помимо речевых сигналов и сигналов модемов.

Наряду с рек. G.726 существуют и другие варианты построения кодеков АДИКМ. В [4] приводится структура предсказателя, построенная с позиций теории оптимального оценивания. Исследование подобной структуры позволяет выявить потенциальные возможности метода АДИКМ для передачи неречевых сигналов. Рассмотрим систему передачи данных (рис. 1).

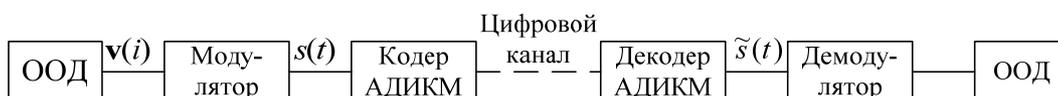


Рис. 1. Схема системы передачи данных

В оконечном оборудовании данных (ООД) генерируется последовательность двумерных символов $\mathbf{v}(i) = [v_c(i), v_s(i)]^T$, каждый из которых представляет собой координату точки в двумерном сигнальном пространстве $N \times N$. Все символы равновероятны.

Процессы $v_s(i), v_c(i)$ характеризуются параметрами: $\forall i, j \langle v_s(i) \rangle = 0, \langle v_c(i) \rangle = 0, \langle v_s(i) v_c(j) \rangle = 0$.

Модулятор осуществляет согласование характеристик цифрового сигнала с характеристиками канала.

На первом этапе в каждом подканале формируется низкочастотный непрерывный сигнал с ограниченным спектром, вследствие чего двумерный сигнал $\mathbf{v}(i)$ преобразуется к виду:

$$\mathbf{p}(t) = \begin{bmatrix} p_c(t) \\ p_s(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_c(i) g(t - i\Delta t) \\ \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_s(i) g(t - i\Delta t) \end{bmatrix},$$

где $g(t)$ – огибающая единичного символа с ограниченным спектром; Δt – период следования двумерных символов.

Мощности каждого из низкочастотных сигналов равны между собой.

На выходе модулятора наблюдается линейный сигнал

$$s(t) = p_c(t) \cos(\omega_0 t) - p_s(t) \sin(\omega_0 t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - i\Delta t) [v_c(i) \cos(\omega_0 t) - v_s(i) \sin(\omega_0 t)],$$

где ω_0 – несущая частота.

Далее непрерывный линейный сигнал $s(t)$ поступает на вход кодера АДИКМ, который преобразует его в цифровой поток, передаваемый в цифровой канал.

На приемной стороне цифровой поток подается на декодер АДИКМ, на выходе которого формируется восстановленный линейный сигнал $\tilde{s}(t)$, представляющий собой исходный линейный сигнал $s(t)$, искаженный шумом квантования.

В демодуляторе осуществляется когерентное детектирование сигнала $\tilde{s}(t)$. Происходит разделение группового сигнала на сигналы синусного и косинусного подканалов. Отсчеты этих сигналов, взятые в тактовые моменты времени, поступают на пороговое устройство, которое принимает решение о том, какой из символов передавался.

Кодер АДИКМ с оптимальным экстраполятором

В кодере АДИКМ квантованию подвергается сигнал ошибки предсказания $\varepsilon(i)$, представляющий собой разность между дискретизированным входным сигналом $s(i)$ и предсказанным к данному моменту значением входного сигнала $\hat{s}(i)$. На выходе кодера наблюдается квантованный сигнал ошибки предсказания $\hat{\varepsilon}(i)$.

При кодировании методом АДИКМ возникает задача предсказания текущего значения сигнала по некоторой комбинации предыдущих значений. Существуют различные методы решения данной задачи, однако из всех линейных алгоритмов экстраполяции наилучшим по критерию минимума среднего квадрата ошибки предсказания является алгоритм Калмана–Бьюси. В [5] получена модифицированная структура оптимального адаптивно-

го экстраполятора, пригодного для использования в кодерах АДИКМ (рис. 2).

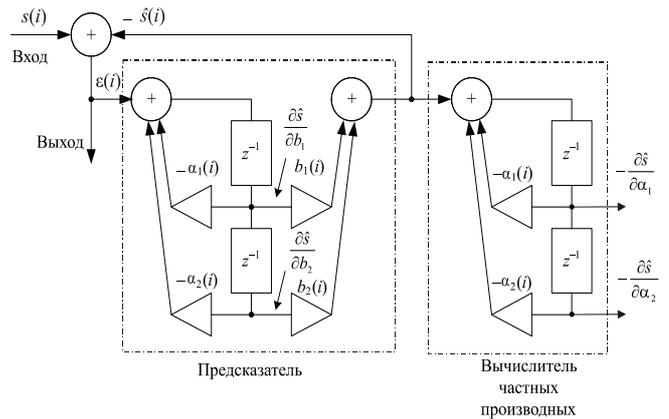


Рис. 2. Кодер АДИКМ с оптимальным экстраполятором

Фильтр-предсказатель представляет собой линейную дискретную систему рекурсивного типа. Оценка кодируемого сигнала:

$$\hat{s}(i) = \sum_{m=1}^M b_m(i) \varepsilon(i - m) - \sum_{n=1}^M \alpha_n(i) \hat{s}(i - n),$$

где b_m – коэффициенты прямой связи; α_n – коэффициенты обратной связи; $\varepsilon(i)$ – сигнал ошибки предсказания.

Адаптация коэффициентов прямой и обратной связи осуществляется в соответствии с алгоритмом стохастической аппроксимации градиента:

$$b_m(i + 1) = b_m(i) + 2\mu_b \varepsilon(i) \frac{\partial s(i)}{\partial b_m},$$

$$\alpha_n(i + 1) = \alpha_n(i) + 2\mu_\alpha \varepsilon(i) \frac{\partial s(i)}{\partial \alpha_n},$$

где μ_b, μ_α – коэффициенты, определяющие скорость адаптации.

Частные производные от оценки входного сигнала по коэффициентам прямой и обратной связи:

$$\frac{\partial s(i)}{\partial b_m} = \varepsilon(i - m) - \sum_{k=1}^M \alpha_k \frac{\partial s(i - k)}{\partial b_m},$$

$$\frac{\partial s(i)}{\partial \alpha_n} = -s(i - n) - \sum_{k=1}^M \alpha_k \frac{\partial s(i - k)}{\partial \alpha_n}.$$

Как отмечается в [6], для обеспечения устойчивости фильтра-предсказателя следует начальные значения коэффициентов обратной связи α_n принять равными нулю. Также необходимо обеспечить более быструю адаптацию коэффициентов прямой связи, для чего следует выбрать $\mu_b \gg \mu_\alpha$.

Приведенный экстраполятор является оптимальным по критерию минимума СКО, поэтому его исследование позволяет определить потенциальные возможности кодеков АДИКМ для передачи речевых сигналов. Если положить $\forall n \alpha_n = 0, \mu_\alpha = 0$, то приходим к квазиоптимальному предсказателю нерекурсивного типа [7].

Мерой точности предсказания является энергетический выигрыш $g = \sigma_s^2 / \sigma_\varepsilon^2$, где σ_s^2 – среднеквадратическое значение кодируемого QAM-сигнала (входного сигнала кодера), σ_ε^2 – среднеквадратическое значение сиг-



нала ошибки предсказания. Представляет интерес исследование влияния на энергетический выигрыш следующих параметров экстраполятора:

- порядка;
- значений коэффициентов адаптации;
- числа точек в сигнальном созвездии QAM-сигнала;
- наличия/отсутствия рекурсивной части.

Моделирование кодера АДИКМ с оптимальным экстраполятором

Для нахождения указанных зависимостей было произведено компьютерное моделирование кодера АДИКМ с оптимальным одношаговым экстраполятором. Моделирование производилось при следующих исходных данных:

- единичный элемент сигнала: $\sin x/x$, взвешенный окном Хэмминга;
- скорость следования двумерных символов: $V = 3100$ Бод;
- несущая частота: $f_0 = 1850$ Гц;
- частота дискретизации: $f_d = 8$ кГц;
- коэффициенты адаптации: $\mu_b = 100\mu_a$.

Полученные зависимости энергетического выигрыша от значения коэффициента адаптации для разного числа точек в сигнальном созвездии приведены на рис. 3.

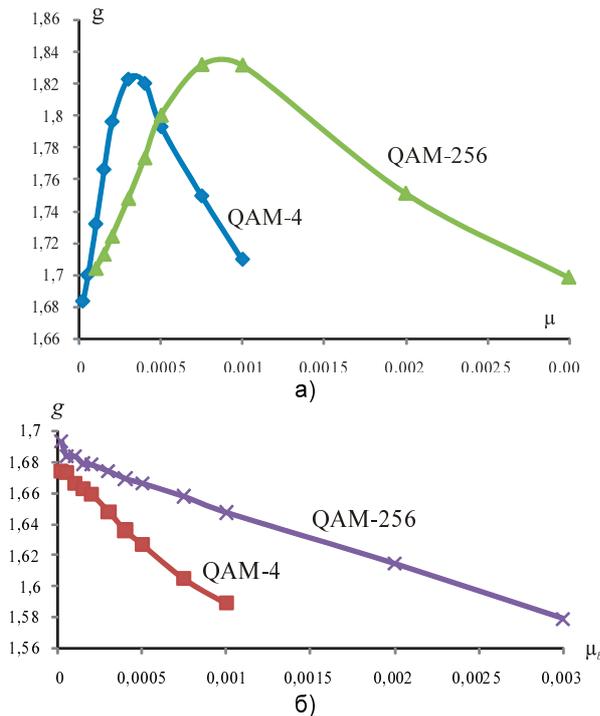


Рис. 3. Зависимость энергетического выигрыша от коэффициента адаптации при различном числе точек в сигнальном созвездии а) – предсказатель БИХ-типа; б) – предсказатель КИХ-типа

Важнейшей характеристикой алгоритма АДИКМ является порядок фильтра-предсказателя. На рис. 4 приведены кривые энергетического выигрыша, полученные при использовании предсказателей различного порядка.

Для практических целей наибольший интерес представляет оценка достижимой вероятности ошибки QAM-сигнала при передаче данных по каналу, оборудованному АДИКМ-кодеком.

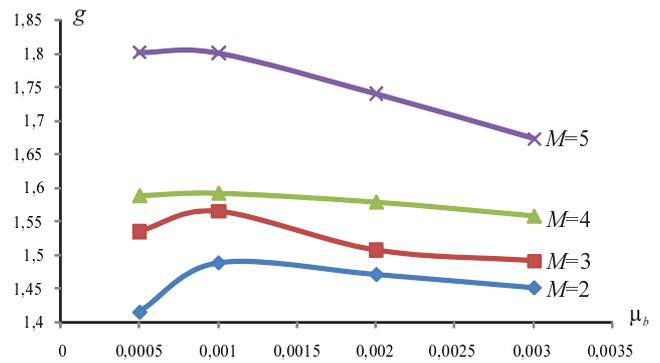


Рис. 4. Зависимость энергетического выигрыша от коэффициента адаптации при различном порядке фильтра-предсказателя

На выходе кодера АДИКМ наблюдается сигнал ошибки предсказания $\epsilon(i)$, дисперсия которого $\sigma_\epsilon^2 = \sigma_s^2/g$, а закон распределения приближается к нормальному. Этот сигнал подвергается линейному m -битовому квантованию ($m = 5, 4, 3, 2$ для скоростей 40, 32, 24 и 16 кбит/с соответственно).

Известно, что при линейном квантовании нормально-случайного сигнала возникают собственные шумы, складывающиеся из шумов квантования и ограничения.

Помехозащищенность от собственных шумов (рис. 5) [8]:

$$A_{3\epsilon} = 10 \lg \frac{\sigma_\epsilon^2}{\sigma_\epsilon^2} = -10 \lg \left(\frac{x}{3 \cdot 4^m} + 1 - 2\Phi(\sqrt{x}) + \sqrt{\frac{2x}{\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \right),$$

где $x = U_{\text{огр}}^2 / \sigma_\epsilon^2$, $U_{\text{огр}}$ – напряжение ограничения,

$\Phi(\sqrt{x}) = \int_0^{\sqrt{x}} \exp(-t^2/2) dt$ – интеграл вероятностей.

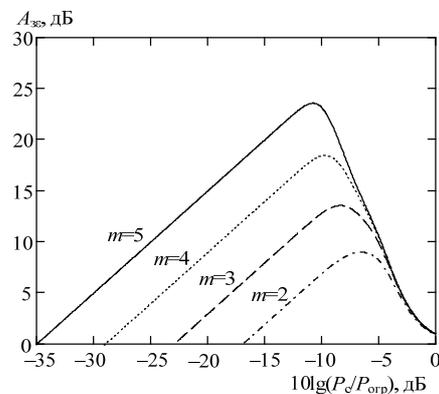


Рис. 5. Защищенность сигнала ошибки предсказания от собственных шумов

Как видно, для каждого m существует оптимальное значение порога ограничения, при котором помехозащищенность максимальна ($A_{3\epsilon} = A_{3\epsilon \text{ max}}$).

Поскольку шум квантования действует на исходный сигнал так же, как и на сигнал ошибки предсказания, помехозащищенность QAM-сигнала

$$A_{3\text{QAM}} = 10 \lg \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\epsilon^2 \cdot (\Delta f / 0,5 f_d)} = 10 \lg \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\epsilon^2} \cdot \frac{\sigma_\epsilon^2}{\sigma_\epsilon^2} \cdot \frac{0,5 f_d}{\Delta f} \right) =$$

$$= 10 \lg(g) + A_{3\epsilon \text{ max}} + 10 \lg \frac{0,5 f_d}{\Delta f}$$

где $f_d = 8$ кГц – частота дискретизации, $\Delta f = 3,1$ кГц – ширина эффективно передаваемой полосы частот канала ТЧ.

m	$A_{\text{зе max}}, \text{дБ}$	$A_{\text{з QAM}}, \text{дБ}$	Вероятность ошибки		
			$M=2$	$M=4$	$M=8$
5	23,5	26,6	$<10^{-10}$	$<10^{-10}$	10^{-4}
4	18,4	21,5	$<10^{-10}$	10^{-6}	10^{-2}
3	13,5	16,6	10^{-10}	10^{-3}	–
2	8,9	12,0	10^{-4}	–	–

Как известно, шум квантования распределен по равномерному закону. Однако на приеме осуществляется когерентное детектирование и фильтрация сигналов синусного и косинусного подканалов, а линейная система (фильтр приема) нормализует закон распределения. Поэтому шум квантования на входе решающей схемы можно приближенно считать нормальным. Следовательно, задача сводится к определению вероятности ошибки QAM-сигнала при воздействии аддитивного гауссовского шума. Решение этой задачи хорошо известно [4].

В таблице приведены значения вероятности ошибки для различного числа точек в сигнальном созвездии и различного числа бит в кодовом слове.

Заключение

При использовании для передачи данных сигнала QAM-4 ($M=2$) связь возможна при любых значениях числа бит в кодовом слове, кроме $m=2$. Символы QAM-16 ($M=4$) могут использоваться только при скоростях цифрового потока АДИКМ-кодера, равных 40 и 32 кбит/с. Использование двумерных символов с большим числом состояний (QAM-64 и выше) становится невозможным из-за катастрофического возрастания вероятности ошибки. Если для кодирования аналогового сигнала в канале используется кодер АДИКМ-16 ($m=2$), то метод квадратурной амплитудной модуляции для передачи данных по такому каналу неприменим.

Таким образом, энергетический выигрыш в наилучшем случае составляет величину порядка 1,8, что приводит к увеличению помехозащищенности по шумам квантования на 2,6 дБ по сравнению с квантованием самого сигнала с тем же числом битов в кодовом слове.

Литература

1. Evaluation of ADPCM coders for digital circuit multiplication equipment / S. Dimolitsas, F.L. Corcoran, M. Onufry, H.G. Suyderhoud // COMSAT Technical Review. – Fall 1987. – Vol. 17(2). – p. 325–345.
2. ITU Rec. G.726 Appendix III. Comparison of ADPCM algorithms. – Geneva, 1994.
3. ITU Rec. G.726. 40, 32, 24, 16 kbit/s Adaptive differential pulse code modulation (ADPCM). – Geneva, 1990.
4. Курицын, С.А. Основы построения телекоммуникационных систем передачи: учебное пособие / С.А. Курицын. – СПб: Выбор, 2004.
5. Никитин, Д.А. Оценка эффективности оптимальной экстраполяции сигнала QAM / Д.А. Никитин // Труды учебных заведений связи / ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2008. – № 178.
6. Evaluation of ADPCM coders for digital circuit multiplication equipment / S. Dimolitsas, F.L. Corcoran, M. Onufry, H.G. Suyderhoud // COMSAT Technical Review. – Fall 1987. – Vol. 17(2). – p. 325–345.
7. ITU Rec. G.726 Appendix III. Comparison of ADPCM algorithms. – Geneva, 1994.
8. ITU Rec. G.726. 40, 32, 24, 16 kbit/s Adaptive differential pulse code modulation (ADPCM). – Geneva, 1990.
9. Курицын, С.А. Основы построения телекоммуникационных систем передачи: учебное пособие / С.А. Курицын. – СПб: Выбор, 2004.
10. Никитин, Д.А. Оценка эффективности оптимальной экстраполяции сигнала QAM / Д.А. Никитин // Труды учебных заведений связи / ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2008. – № 178.
11. Курицын, С.А. Адаптивные методы обработки сигналов в цифровых и аналоговых системах передачи: учебное пособие / С.А. Курицын; ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2004.
12. Никитин, Д.А. Оценка вероятности ошибки QAM-сигнала передачи данных при кодировании методом АДИКМ / Д.А. Никитин // Труды учебных заведений связи / ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2007. – № 177. – С. 6–13.
13. Многоканальные системы передачи: учебник для вузов / Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко, С.А. Курицын и др.; Под ред. Н.Н. Баевой и В.Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1996.
14. Сейдж, Э. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э. Сейдж, Дж. Мелс. – М.: Связь, 1976.
15. Курицын, С.А. Оптимальное предсказание речевых сигналов / С.А. Курицын, Е.Э. Климова // Труды учебных заведений связи / ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2004. – №171. – С. 30–36.