

- [7] Боровков А. А. Математическая статистика: Оценка параметров. Проверка гипотез. М., 1984.
- [8] Юдин Д. Б. Математические методы управления в условиях неполной информации (задачи и методы стохастического программирования). М., 1974.

Двухэтапный метод оценки адекватности локальной полиномиальной сплайн-интерполяции битового трафика служб широкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания

А. Н. Назаров

1. Введение

Широкий диапазон скоростей передачи — от нескольких сот бит/с до сотен Мбит/с, существенный статистический характер информационных потоков, большое разнообразие сетевых конфигураций — все эти факторы значительно усложняют описание трафика в современных информационных системах по сравнению с классическими сетями связи [1, 2].

Важным требованием, возникшим из-за необходимости экономически эффективного построения широкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания (ШЦИО), является требование гибкого изменения ширины полосы пропускания канала между пунктами передачи и приема информации. Пакетная коммутация АТМ технологий с предварительным выбором виртуальных путей и каналов обеспечивает плавное изменение ширины полосы пропускания канала практически на любую величину [3] вплоть до использования всей сети для передачи информации между двумя заданными пунктами. По мере необходимости увеличения ширины полосы пропускания канала между определенными пунктами передачи информации в сети виртуальные пути передачи захватывают все большую и большую

часть сети аналогично тому, как во время наводнения потоки воды захватывают все больше и больше площади.

Физическая природа значительных диапазонов изменения характеристик случайных процессов передачи битового трафика в значительной мере обусловлена нерегулярностью генерации информации источником. Периоды «раздумий» чередуются с периодами «активности». Обработка больших объемов информации в современных территориально распределенных информационных системах и различный темп (замедление или ускорение) ее направления от верхних уровней к передающей транспортной среде позволяют проводить аналогию с физическими кинематическими системами. Данное обстоятельство позволяет ввести в рассмотрение для каждой k -ой службы случайный процесс $v^{(k)}(t)$ передачи объема (количества) битовой информации и его две первые производные — битовые скорость $b^{(k)}(t) = \frac{dv^{(k)}(t)}{dt}$ и ускорение $\frac{d^2v^{(k)}(t)}{dt^2}$, которые тоже являются случайными процессами. Рис. 1.1 наглядно иллюстрирует сущность этих случайных процессов для достаточно общего случая.

Будем характеризовать каждую службу скоростью, с которой источник формирует (генерирует) битовую информацию. При этом необходимо отметить, что скорость поступления во многом определяется способом кодирования и сжатия данных и, следовательно, зависит от умения осуществлять обработку сигналов, достигнутого уровня технологии и стоимости обработки.

Генерирование информации источником в самом общем виде может быть представлено с помощью стохастического процесса $b^{(k)}(t)$, изображенного на рис. 1.2.

Процесс передачи информации продолжается в течение отрезка времени T . Это может быть длительность ведения телефонного разговора, сеанс взаимодействия с ЭВТ для передачи данных, сессия видеоконференции и т. д.

В настоящее время для описания динамических систем используется классический подход, основанный на построении адекватных динамических моделей в виде систем обыкновенных дифференциальных уравнений [4]. Построение таких моделей, как правило, невоз-

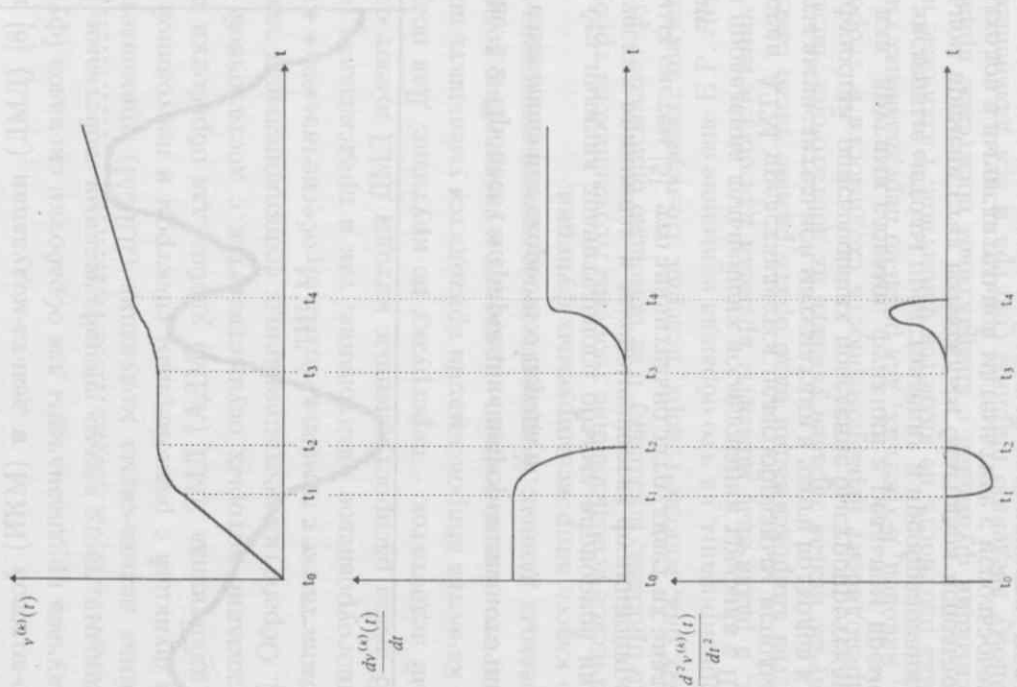


Рис. 1.1. Иллюстрация случайного процесса $v^{(k)}(t)$ передачи объема (количества) битовой информации и его двух первых производных битовых скорости $b^{(k)}(t) = \frac{dv^{(k)}(t)}{dt}$ и ускорения $\frac{d^2v^{(k)}(t)}{dt^2}$.

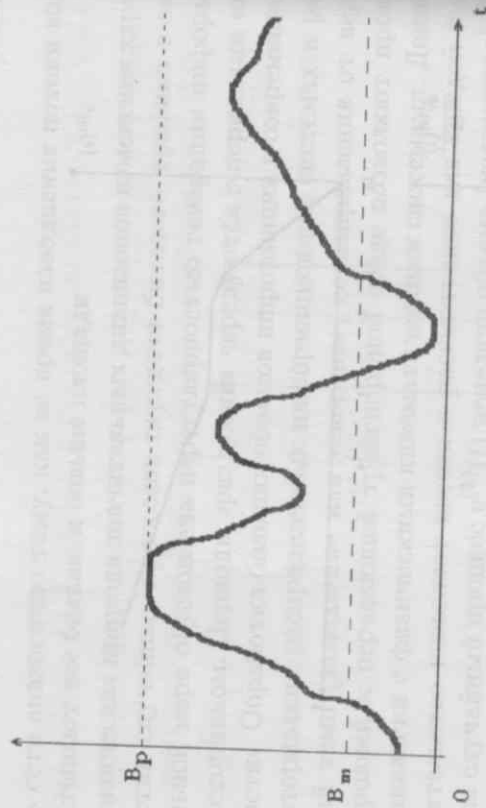


Рис. 1.2. Процесс генерирования информации источником с изменяющейся скоростью передачи.

можно без наличия значительного объема априорной информации о физических принципах и закономерностях функционирования исследуемых систем [5], что значительно затрудняет их аналитическое описание.

Для проведения дальнейших исследований трафика в ШЦИО технологии АТМ представляется целесообразным использовать результаты вычислительной математики в части подходов к аппроксимации функций, описывающих поведение быстропротекающих процессов или, другими словами, функций в реальном времени. Переход на численные методы представления и преобразования функций в реальном времени стал возможным благодаря использованию новых подходов в вычислительной математике с использованием мощных сигнальных процессоров большой разрядности, поддерживающих операции с плавающей запятой, а также больших по емкости ОЗУ и ПЗУ. Все это позволяет сделать следующий шаг в развитии методов представления и преобразования функций, в том числе в реальном времени, что было затруднено из-за отсутствия необходимой элементной базы.

Напомним, что известные из теории электросвязи методы импульсно-кодовой (ИКМ) и дельта-модуляции (ДМД) [8] в большинстве случаев предназначены для обработки сигналов (функций) с определенными, часто весьма специфическими свойствами. Например, линейная дельта-сигма модуляция (ЛДСМ) применяется для обработки функций с равномерным спектром и постоянной составляющей, адаптивная ДМД (АДМ) удобна для обработки процессов, предсказание которых осуществляется с достаточной точностью [6, 7]. Обработка нестационарных функциональных зависимостей возможна также с помощью АДИКМ, обеспечивающей как адаптивное многоуровневое квантование, так и предсказание размера шага [8]. В целом распространенные методы ДМД имеют один существенный недостаток — перегрузку по крутизне. Для получения заданного качества аппроксимации приходится уменьшать шаг дискретизации, что, в свою очередь, приводит к увеличению количества обрабатываемых данных. Количественные оценки возможности только для узкого класса аппроксимируемых функций.

Практическое использование теоремы Котельникова требует решения ряда проблем, поскольку с ее помощью описывают функции, для которых она, вообще говоря, неверна. Во-первых, значения отсчетов коррелированы, на что обращал внимание еще Б.Р. Левин [8]. Во-вторых, в различные моменты времени для обеспечения заданного качества аппроксимации надо брать разное число слагаемых, в общем случае нельзя заранее указать их достаточное число (этот сюрприз преподносит неравномерность сходимости в теореме отсчетов). И, наконец, в-третьих, для реально передаваемых сигналов спектральная плотность не является финитной. Различные приемы аппроксимации функцией с компактным носителем приводят к искусственному введению ширины спектра и вся дальнейшая конструкция оказывается некорректной.

2. Сплайн-интерполяция битового трафика

В основу анализа положим фундаментальные результаты конструктивной теории функций, относящиеся к сплайн-интерполяции. Наиболее полными, ставшими классическими по данной теме, являются монографии [9]-[12].

Теоретически разработаны конструкции тригонометрических сплайнов для периодических и полиномиальных для непериодических функций. Недостаток использования первых легко устраняется [14] при удлинении отрезка интерполяции $[T_1^{(k)}, T_2^{(k)}]$ на отрезок времени $[T_2^{(k)}, T_3^{(k)}]$ в предположении, что кроме значений $v^{(k)}(t)$ в узлах интерполяции $t \in [T_1^{(k)}, T_2^{(k)}]$ имеется граничное условие $v^{(k)}(T_1^{(k)}) = v^{(k)}(T_3^{(k)})$. Тригонометрическая интерполяционная формула применяется не на отрезке $[T_1^{(k)}, T_3^{(k)}]$, где она фактически была получена, а только на отрезке времени $[T_1^{(k)}, T_2^{(k)}]$. Далее процедуру повторяется на следующем промежутке.

Рассмотрим динамическую систему: $v^{(k)}(t)$ — количество (объем) битовой информации (битового трафика) k -ой службы, передаваемой в течение сессии от некоторого источника (абонента) ШЦСИ. Выбор сплайнов того или иного типа связан с анализом свойств динамической функции количества передаваемой битовой информации $v^{(k)}(t)$. При $v^{(k)}(t) \in C^n[t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$, то есть для n раз непрерывно дифференцируемых траекторий на сеансе связи, можно построить сплайны степени не выше n , а для $v^{(k)} \in C^\infty[t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$ — и тригонометрические сплайны. Выбор базисных функций позволяет существенно улучшить качество аппроксимации и сократить объем обрабатываемой информации.

Например, для $v^{(k)}(t) = It^3 + 9$ (где I — единичный коэффициент, имеющий размерность обратную размерности времени) при разложении по Котельникову или в ряд Фурье требуется указать бесконечное число коэффициентов разложения, а при использовании полиномиальной базиса достаточно указать набор коэффициентов $(0, 0, 0, 1)$ полинома. Очевиден выигрыш как в объеме обрабатываемой

информации, так и в точности аппроксимации.

Достоинством сплайн-подхода к задаче аппроксимации является и то, что соответствующие расчетные формулы гарантируют наилучшее качество аппроксимации в пространстве $L_2[t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$ для фиксированных n и набора узлов $t_i \in [t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$, $i = 1, 2, \dots, n$. В этом смысле разложение в ряд по другому ортогональному базису (Лагерра, Чебышева, Эрмита и т.д.) дает большую ошибку аппроксимации (в смысле нормы в $L_2[t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$) [13]. Будем рассматривать далее класс локальных сплайнов [14].

Для построения локального сплайна в общем случае необходимо измерить значения функции $v^{(k)}(t)$ в некоторые моменты t_i , $i = 0, 1, 2, \dots$, называемые узлами интерполяции, и построить известным методом по значениям $v^{(k)}(t_i)$ для каждой точки t_i интерполяционный полином $P_n(t_i)$, а затем собственно сплайн [14]. Не останавливаясь на известных деталях [9]-[11], [14], обратим внимание на необходимость тщательной проработки вопроса граничных значений и гладкости интерполянтов.

В качестве примера приведем общую формулу [14] кусочно-полиномиального сплайна $\tilde{v}^{(k)}(t) = \tilde{v}^{(k)}(t, s)$, имеющего непрерывные производные степени s . Пусть заданы узлы t_λ и значения функции $v^{(k)}(t_\lambda) = v_{t_\lambda}^{(k)}$ в них. Зададим натуральное значение s , фиксируем натуральное j , $0 \leq j \leq s - 1$. Каждой точке t_λ сопоставим интерполяционный полином $P_s(t, v_{t_\lambda}^{(k)})$, построенный по значениям $v^{(k)}(t_{\lambda-j}), v^{(k)}(t_{\lambda-j+1}), \dots, v^{(k)}(t_{\lambda-j+s})$ в узлах $t_{\lambda-j}, t_{\lambda-j+1}, \dots, t_{\lambda-j+s}$. Положим

$$\tilde{v}^{(k)}(t, s) = Q_{2s+1}(t, k), t \in [t_k, t_{k+1}], k = 0, \pm 1, \dots,$$

где $Q_{2s+1}(t, k)$ — полином степени не выше $2s + 1$, определяемый равенствами:

$$\left. \frac{d^m Q_{2s+1}(t, k)}{dt^m} \right|_{t=t_k} = \left. \frac{d^m P_s(t, v_{t_k}^{(k)})}{dt^m} \right|_{t=t_k}, m = 1, 2, \dots, s,$$

$$\frac{d^m Q_{2s+1}(t, k)}{dt^m} \Big|_{t=t_{k+1}} = \frac{d^m P_s(t, v_{t_{k+1}}^{(k)})}{dt^m} \Big|_{t=t_{k+1}}, \quad m = 1, 2, \dots, s,$$

Можно записать $Q_{2s+1}(t, k)$ в виде

$$Q_{2s+1}(t, k) = P_s(t, v_{t_j}^{(k)}) + R_{2s+1}(t, k),$$

обозначив через $R_{2s+1}(t, k)$ поправку к классическому интерполяционному полиному $P_s(t, v_{t_k}^{(k)})$. Поправку $R_{2s+1}(t, k)$ можно записать [14] в виде

$$R_{2s+1}(t, k) = (t_{k+1} - t_k)^{s+1} v^{(k)}(t_{k-j}, t_{k-j+1}, \dots, t_{k-j+s+1}) q_{2s+1} \left(\frac{t-t_k}{t_{k+1} - t_k} \right),$$

где $v^{(k)}(t_{k-j}, t_{k-j+1}, \dots, t_{k-j+s+1})$ — разностное отношение порядка $s+1$ и

$$q_{2s+1}(T, k) = \left(\frac{t_{k+s-j+1} - t_{k-j}}{t_{k+1} - t_k} \right) \sum_{r=0}^s \left\{ \left[\prod_{l=1}^s \left(T - \frac{t_{k-j+l} - t_k}{t_{k+1} - t_k} \right) \right]^{(r)} \right\} \lambda_r(T),$$

$$T = \frac{t-t_k}{t_{k+1} - t_k}, \quad \lambda_r(T) = \frac{T^{s+1}(T-1)^r}{r!s!} \sum_{m=0}^{s-r} (-1)^m \frac{(s+m)!}{m!} (T-1)^m,$$

$[\dots]_{T=1}^{(r)}$ означает производную по T порядка r , вычисленную при $T=1$.

Если на рассматриваемом временном отрезке $[t_j, t_{j+1}] \subset [t_0, T_c^{(k)}]$, $0 \leq j \leq N-1$ известны значения $v^{(k)}(t)$ в n -ой точке и функция $v^{(k)}(t) \in C^n[t_j, t_{j+1}]$, то интерполяционная формула дает полином Лагранжа степени n :

$$P_n(t) = \sum_{m=0}^n v^{(k)}(t_m) \frac{(t-t_0)(t-t_1) \dots (t-t_{m-1})(t-t_{m+1}) \dots (t-t_n)}{(t_m-t_0)(t_m-t_1) \dots (t_m-t_{m-1})(t_m-t_{m+1}) \dots (t_m-t_n)} = \sum_{m=0}^n v^{(k)}(t_m) \frac{\omega_n(t)(t_m-t_m)}{\omega_n(t_m)(t-t_m)}, \quad (2.1)$$

где $\omega_n(t) = \prod_{i=0}^n (t-t_i)$.

Погрешность формулы (2.1) в общем случае может быть оценена по значению невязки $R_n(t) = \|v^{(k)}(t) - \bar{v}^{(k)}(t)\|$ на временном отрезке $[t_j, t_{j+1}]$, где $\|\cdot\| = |\cdot|$, как

$$R_n \leq \sup_{t \in [t_j, t_{j+1}]} \left| \frac{dv^{(k)n+1}(t)}{dt^{n+1}} \right| \cdot \frac{|\omega_n(t)|}{(n+1)!}. \quad (2.2)$$

При ограниченности n -ой производной функции $v^{(k)}(t)$ на наблюдаемом временном интервале очевидно, что чем больше n , тем, с одной стороны, выше точность интерполяции, а с другой — требуется обработка больших массивов ($t_m, 0 \leq m \leq n$). Поэтому желательнее подобрать минимально достаточную степень полинома Лагранжа (2.1), обеспечивающую удовлетворительное качество приближения исходной функции.

Для случая $v^{(k)}(t) \in C^\infty[t_j, t_{j+1}]$, если известны значения $v^{(k)}(t)$ в $(2n+1)$ -ой точке $-J_{2n+1} = \{t_{1j}, t_{2j}, \dots, t_{(2n+1)j}\}$ и $t_{ij} - t_{r_i} \neq 2\pi k$; $t_{ij} \in J_{2n+1}, t_{r_j} \in J_{2n+1}$, то в качестве интерполяционного следует рассматривать тригонометрический полином степени n

$$Q_n(t) = \sum_{m=0}^{2n} v^{(k)}(t_m) \times \quad (2.3)$$

$$\times \frac{\sin\left(\frac{t-t_0}{2}\right) \sin\left(\frac{t-t_1}{2}\right) \dots \sin\left(\frac{t-t_{m-1}}{2}\right) \sin\left(\frac{t-t_{m+1}}{2}\right) \dots \sin\left(\frac{t-t_{2n}}{2}\right)}{\sin\left(\frac{t_m-t_0}{2}\right) \sin\left(\frac{t_m-t_1}{2}\right) \dots \sin\left(\frac{t_m-t_{m-1}}{2}\right) \sin\left(\frac{t_m-t_{m+1}}{2}\right) \dots \sin\left(\frac{t_m-t_{2n}}{2}\right)}.$$

Отметим, что тригонометрические интерполлянты строятся только по нечетному числу точек. Погрешность формулы (2.3) при этом аналогична (2.2).

Теперь, опуская известные методические подробности [14, 15], переобозначив, с введением в рассмотрение новых переменных, рассматриваемый временной отрезок $[t_j, t_{j+1}] = [t_{n-i}, t_{n-i+m+1}] \subset$

$[t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$, $0 \leq n \leq N-1$, $0 \leq i \leq m$, переходя к $\tilde{v}^{(k)}(t)$ — полиномиальной сплайн-интерполяции динамической функции количества передаваемой битовой информации $v^{(k)}(t)$, определенной на этом временном отрезке и имеющей на нем ограниченную производную порядка $m+1$, можно оценить погрешность производных на $[t_n, t_{n+1}] \subset [t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$ по следующему соотношению [15]

$$\left| \frac{d^s v^{(k)}(t)}{dt^s} - \frac{d^s \tilde{v}^{(k)}(t)}{dt^s} \right| \leq \frac{(t_{n-i+m+1} - t_{n-i})^{m+1}}{(t_{n+1} - t_n)^s} \max_{t_{n-i} \leq t \leq t_{n+i+m+1}} \left| \frac{d^{m+1} v^{(k)}(t)}{dt^{m+1}} \right|, \quad (2.4)$$

$$s = 0, 1, \dots, m; 0 \leq i \leq m.$$

Замечание. Существуют особенности построения интерполанта в случае, когда рассматриваемый временной отрезок $[t_n, t_{n+1}]$ расположен вблизи границ временного отрезка $[t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$ [14].

В общем случае можно констатировать, что справедлива следующая сплайн-интерполяция динамической функции количества передаваемой битовой информации $v^{(k)}(t)$ на временном отрезке $[t_j, t_{j+1}]$

$$\tilde{v}^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^n \alpha_j^{(k)} \mu_{ji}^{(k)}(t), \quad (2.5)$$

где $\alpha_j^{(k)}$ — постоянные коэффициенты, а $\mu_{ji}^{(k)}$ — система известных линейно-независимых функций.

3. Двухэтапный метод оценки адекватности локальной полиномиальной сплайн-интерполяции битового трафика

Считаем, что над исследуемым передаваемым битовым трафиком абонента k -ой службы может быть проведено конечное число

натурных экспериментов по измерению его характеристик и параметров для различных моментов времени. Для абонента k -ой службы в пределах наблюдаемого временного отрезка $[t_0^{(k)}, T_c^{(k)}]$ необходимо описать истинное количество переданной к моменту времени t битовой информации или значение динамической функции количества передаваемой битовой информации в момент времени t . С этой целью воспользуемся подходом, базирующимся на понятии ε -адекватной математической модели [16, 18].

Первый этап.

Вначале представим временной интервал $[t_0^{(k)}, t]$ в виде объединения малых временных интервалов $[t_0^{(k)}, t] = \bigcup_{n=0}^{N-1} [t_n, t_{n+1}]$, причем в каждом временном интервале $[t_n, t_{n+1}]$ производилось необходимое для полиномиальной сплайн-интерполяции необходимой гладкости (см. далее) число измерений значений битового трафика.

Для выбранных значений n , $(0 \leq n \leq N-1)$ и $\varepsilon_n^{(k)} > 0$ в качестве критерия точности интерполяции будем использовать [18] критерий $\varepsilon_n^{(k)}$ -ограниченной невязки

$$\rho[v^{(k)}(t), P_m^{(k)}(t)] \leq \varepsilon_n^{(k)}, \quad t \in [t_n, t_{n+1}], \quad (3.1)$$

где $v^{(k)}(t)$ — значение динамической функции количества передаваемой битовой информации абонента k -ой службы; $P_m^{(k)}(t)$ — полиномиальный интерполант динамической функции количества передаваемой битовой информации; $\rho[\cdot]$ — заданное определенным образом расстояние в соответствующем метрическом пространстве. Критерий $\varepsilon_n^{(k)}$ -ограниченной невязки запишем в виде

$$\sup_{t \in [t_n, t_{n+1}]} |v^{(k)}(t) - P_m^{(k)}(t)| \leq \varepsilon_n^{(k)}. \quad (3.2)$$

где $P_m^{(k)}(t)$ — некоторый выбранный интерполирующий полином минимальной степени $m = m_{\min}$, формальный выбор которой можно осуществлять по следующему критерию

$$m_{\min} = \arg \min_m P_m^{(k)}(t). \quad (3.3)$$

Введя новое обозначение

$$M_m = \sup_{t \in [t_n, t_{n+1}]} \left| \frac{d^m}{dt^m} v^{(k)}(t) \right| \quad (3.4)$$

и используя соотношение (2.2) можно вместо (3.2) критерий $\varepsilon_n^{(k)}$ ограниченной невязки записать в виде

$$\sup_{t \in [t_n, t_{n+1}]} |v^{(k)}(t) - P_m^{(k)}(t)| \leq \frac{M_{m+1}}{(m+1)!} \sup_{t \in [t_n, t_{n+1}]} |\omega_m(t)| \leq \varepsilon_n^{(k)}. \quad (3.5)$$

Задаваясь значением $\varepsilon_n^{(k)}$, из (3.5) можно численным путем подобрать такие значения m и M_{m+1} , при которых будет обеспечена требуемая точность интерполяции. При этом значение шага $t_{i+1} - t_i$, $i = 1, 2, \dots$ будем выбирать таким образом, чтобы уменьшить значение погрешности интерполяции, а именно, чтобы узлы интерполяции совпадали с корнями многочлена Чебышева [17]. В этом случае

$$t_i = \frac{t_n + t_{n+1}}{2} - \frac{t_{n+1} - t_n}{2} \cos \left(\frac{2i-1}{2m} \pi \right), \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

и при оценке сверху величины $\omega_{m+1}(t)$ можно воспользоваться известными [17] формулами

$$\sup_t |\omega_m(t)| \leq 2 \left(\frac{t_{n+1} - t_n}{4} \right)^m.$$

При реализации во времени быстроизменяющейся динамической функции количества передаваемой битовой информации $v^{(k)}(t)$ происходит фиксирование (измерение и регистрация) и запоминание как ее значений $v^{(k)}(t_n)$, так и связанных с ней величин. Например в узле быстрой коммутации пакетов АТМ сети во время сессии для k -ой службы электросвязи целесообразно фиксировать следующие динамические характеристики: значения $v^{(k)}(t)$ - объема (количества) передаваемой информации в битах или битового объема, и первой

и второй производных по времени от $v^{(k)}(t)$ - соответственно битовых скорости и ускорения. Развивая подход Аджемова А.С. [14], для сокращения объема запоминаемой и обрабатываемой информации предлагается осуществить прореживание фиксируемых данных по следующему способу.

Рассмотрим ситуацию, когда значения некоторой функции $v^{(k)}(t)$ в моменты времени t_{r+s} фиксируются и запоминаются, а промежуточные $v^{(k)}(t_{r+s})$, восстанавливаются по той или иной интерполяционной формуле, причем $r = 0, 1, \dots, R$, $s = 0, 1, \dots, s_{\max}$. За $(s_{\max} + 1)R + 1$ моментов времени $R + 1$ значений функции запомнили правильно, $s_{\max}R$ были затем восстановлены приближенно. Можно записать, что суммарная ошибка может быть определена в одной из двух метрик:

$$\varepsilon_{s1}^{(k)} \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{s=0}^{s_{\max}} |P_m^{(k)}(t_{r+s}) - v^{(k)}(t_{r+s})|, \quad (3.6)$$

$$\varepsilon_{s2}^{(k)} \left\{ \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{s=0}^{s_{\max}} |P_m^{(k)}(t_{r+s}) - v^{(k)}(t_{r+s})| \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (3.7)$$

Второй этап.

Оценки производных сплайн-интерполяции динамической функции количества передаваемой битовой информации $v^{(k)}(t)$ (2.4) в случае постоянного шага $t_{n+1} - t_n = (T^{(k)} - t_0^{(k)})/N = h$ гарантируют сходимость $\frac{d^s}{dt^s} \bar{v}^{(k)}(t)$ к $\frac{d^s}{dt^s} v^{(k)}(t)$ с порядком h^{m+1-s} , $s = 0, 1, \dots, m$ [15].

Развивая подход на основе критерия $\varepsilon_n^{(k)}$ -ограниченной невязки на производные сплайн-интерполяции можно записать критерий точности

$$h^{m+1-s} \leq \varepsilon_n^{(k)[s]}, \quad t \in [t_n, t_{n+1}], \quad s = 0, 1, \dots, m. \quad (3.8)$$

Последовательно оценивая значения $\varepsilon_n^{(k)[s]}$ для выбранных значений s , из (3.8) можно численным путем подобрать такое значение

h^{m+1-s} , при котором будет обеспечиваться высокая точность производных сплайн-интерполяции. При этом значение шага $t_{n+1} - t_n$ будем выбирать таким образом, чтобы уменьшить значение погрешности производных сплайн-интерполяции, изменяя, при необходимости, представление временного интервала $[t_0^{(k)}, t] = \bigcup_{n=0}^{N-1} [t_n, t_{n+1}]$, и повторяя всю последовательность действий данного параграфа, начиная с первого этапа. Необходимо иметь в виду выполнение требований на ограничение (3.5). В итоге можно определить полиномиальную сплайн-интерполяцию, обладающую высокой точностью аппроксимации как самой динамической функции количества передаваемой битовой информации $v^{(k)}(t)$, так и ее производных.

Отметим, что методические результаты данного параграфа можно использовать для сплайн-интерполяции битовых скорости и ускорения передаваемой информации k -ой службы ШЦИО [18].

4. Заключение

Разработан двухэтапный метод оценки адекватности локальной полиномиальной сплайн-интерполяции битового трафика как функции времени. Метод позволяет посредством выбора узлов интерполяции, варьированием длины временного интервала, на котором формируется интерполяционный полином и степеней интерполянта добиться высокой точности сплайн-интерполяции динамической функции количества передаваемой битовой информации абонента k -ой службы. В качестве критерия точности этой сплайн-интерполяции и ее производных используются соответствующие критерии ε -ограниченной невязки. Предложен способ прореживания экспериментальных данных, позволяющий без ухудшения точности интерполяции снизить количество обрабатываемой при синтезе сплайн-полинома информации. Нарботанные методические результаты и формализм можно использовать для сплайн-интерполяции битовых скорости и ускорения передаваемой информации k -ой службы электросвязи.

Список литературы

- [1] Захаров Г. П., Симонов М. В., Яновский Г. Г. Службы и архитектура широкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания. М.: Эко-Трендз. Технологии электронных коммуникаций, 1993. Т. 41.
- [2] Назаров А. Н., Симинов М. В. АТМ: технология высокоскоростных сетей. М.: Эко-Трендз, 1997.
- [3] Теория телетрафика: Учебник для вузов / Ю. Н. Корнышев, А. П. Пшеничников, А. Д. Харкевич. М.: Радио и связь, 1996.
- [4] Чураков Е. П. Оптимальные и адаптивные системы. М.: Энергоатомиздат, 1987.
- [5] Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. М.: ГИФМЛ, 1962.
- [6] Стил Р. Принципы дельта-модуляции. М.: Связь, 1979.
- [7] Боккер П. ISDN. Цифровая сеть с интеграцией служб. Понятия, методы, системы. М.: Радио и связь, 1991.
- [8] Венедиктов М. Д., Женецкий Ю. П., Марков В. В., Эйбус Г. С. Дельта-модуляция. Теория и применение. М.: Связь, 1976.
- [9] Корнейчук Н. П. Сплайны в теории приближений. М.: Наука, 1984.
- [10] Натансон И. Н. Конструктивная теория функций. М.: Гостехиздат, 1949.
- [11] Алберг Дж. Теория сплайнов и ее приложения / Пер. с англ. Ю. Н. Субботина под ред. С. Б. Стечкина. М.: Мир, 1972.
- [12] Кашин Б. С., Саакян А. А. Ортогональные ряды. М.: Наука, 1984.

- [13] Аджемов А.С., Синева И.С. Метод аналогово-цифровых преобразований на основе сплайн интерполяции // Электросвязь. №2. 1998. С. 37-39.
- [14] Рябенкий В.С. Введение в вычислительную математику: Учеб. пособие: Для вузов. М.: Физматлит, 1994.
- [15] Каханер Д., Моулер К., Нэш С. Численные методы и математическое обеспечение / Пер. с англ. М.: Мир, 1998.
- [16] Булычев Ю.Г. Метод опорных интегральных кривых решения задачи Коши для обыкновенных дифференциальных уравнений // Журн. вычисл. матем. и матем. физ. 1988. №10. С. 1482-1490.
- [17] Булычев Ю.Г. Методы численно-аналитического интегрирования дифференциальных уравнений // Журн. вычисл. матем. и матем. физ. 1991. №9. С. 1305-1319.
- [18] Назаров А.Н. О новом подходе к идентификации битового трафика в широкополосных цифровых сетях интегрального обслуживания // СПб.: Совет безопасности Российской Федерации. Межрегиональная конференция «Информационная безопасность регионов России», 13-15 октября 1999. Тезисы докладов.

Использование лексических и синтаксических анализаторов в задачах распознавания для естественных языков

А.Б. Холоденко

В статье рассматривается задача коррекции результатов распознавания речи и/или печатных текстов в предположении, что результат распознавания должен быть правильным с точки зрения некоторой фиксированной формальной грамматики. Исследуются случаи регулярных и контекстно-свободных грамматик. Предложены алгоритмы для обработки результатов распознавания и получены оценки их сложности.

1. Введение

Как показывают многочисленные эксперименты (см., например, [1]), построение систем распознавания речи и (или) текста без использования лексической и грамматической информации наталкивается на серьезные трудности. Критерием оценки качества таких систем является сравнение результатов их работы с человеческим восприятием. Но даже человек может распознать отдельные звуки лишь с вероятностью 80-85%, хотя при распознавании слитной речи даже в условиях сильного шума надежность ее распознавания человеком приближается к 100%.

В настоящее время основными моделями грамматик, используемых в системах распознавания речи являются статистические грам-