

Рисунок 2. Зависимость максимальной величины для средней длительности обслуживания одного пакета от среднего времени задержки в сети доступа для кодека G.726

Выводы

Таким образом, можно сказать, что время обслуживания одного пакета увеличивается с увеличением времени задержки сети доступа, время обработки IP-пакета в значительной мере зависит от используемых на маршрутизаторе правил обработки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Будников В.Ю., Пономарев Б.А. Технологии обеспечения качества обслуживания в мультисервисных сетях //М., Вестник связи, 2000, №9, с. 32-36.
2. Гольдштейн Б.С. Протоколы сети доступа. М., Радио и связь, 1999, 415 с.
3. Гольштейн А.Б. устройства управления мультисервисными сетями: Softswitch //М., Вестник Связи, 2002, №4, с. 28-32.
4. Сайт компании Alcatel-Lucent [<http://www.alcatel-lucent.com>].

УДК 681.511

Ескендинова Дамеля Максатовна - ст. преподаватель (Алматы, КазНТУ)

МЕТОДЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА ДИНАМИЧЕСКИХ ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

Алгоритмы управления, основанные на динамической частотно-импульсной модуляции (ДЧИМ) управляющих сигналов, нашли широкое применение в подсистемах непосредственного цифрового управления АСУ ТП. Важной проблемой при разработке систем автоматического управления с ДЧИМ является проблема синтеза системы и одним этапом синтеза системы является оценка оптимальных параметров ДЧИМ-регулятора.

Рассматривается динамическая частотно-импульсная управляющая система (ДЧИУС), изображенная на рисунке 1. Принцип действия и описание динамического частотно-импульсного модулятора (ДЧИМ) и всей системы приведены [1,2]. На входе системы действует случайный стационарный сигнал $f(t)$ со средним значением m_f и корреляционной функцией $R_f(\tau) = \sigma_f^2 r_f(\tau)$.

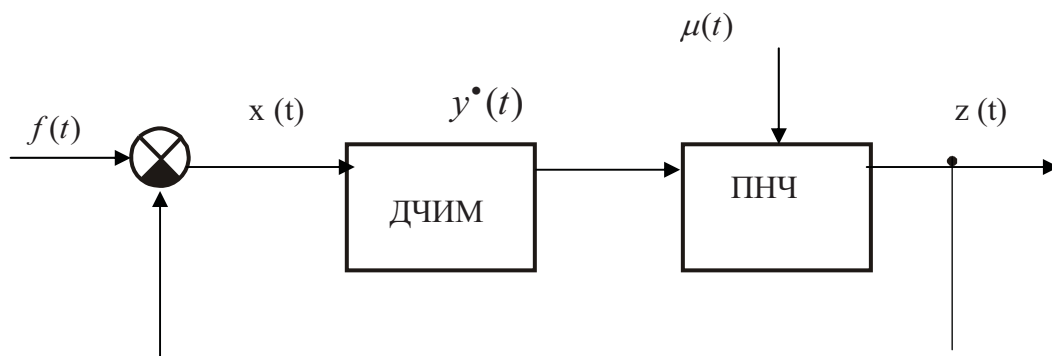


Рисунок 1. Структурная схема частотно–импульсной управляющей системы

Приведенная непрерывная часть (ПНЧ) включает в себя наряду с управляемым объектом со случайными параметрами формирующий фильтр и дифференцирующее звено. Она характеризуется в случае скалярного белого шума $\mu(t)$ случайным функционалом в виде стохастического ряда Вольтерра [3]:

$$z(t) = \int_0^t d\bar{u}_1^T(\tau) h(t, \tau_0, \tau, \theta) d^* \omega(\theta), \quad (1)$$

где

$$\bar{h}(\tau_0, t, \theta) = \begin{bmatrix} h_{0,0}(\tau_0, \tau, \theta) h_{0,1}(\tau_0, \theta) h_{0,2}(\tau_0, \theta_1, \theta_2) \dots h_{0,s}(\tau_0, \theta_1, \dots, \theta_s) \\ h_{1,0}(\tau_0, \tau, \theta) h_{1,1}(\tau_0, \tau, \theta) h_{1,2}(\tau_0, \tau, \theta_1, \theta_2) \dots h_{1,s}(\tau_0, \theta_1, \dots, \theta_s) \\ \dots \\ h_{r,0}(\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_r) h_{r,1}(\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_r, \theta) h_{r,s}(\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_r, \theta_1, \dots, \theta_s) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$d\bar{u}_1^T(\tau) = [d\tau | du_1(\tau) | du_1(\tau_1) du_1(\tau_2) | \dots du_1(\tau_1) \dots du_1(\tau_r)], \quad (3)$$

$$d^* \omega(\theta)^T = [d\theta | d^* \omega(\theta) | d^* \omega(\theta_1) d^* \omega(\theta_2) | \dots d^* \omega(\theta_1) \dots d^* \omega(\theta_s) | \dots], \quad (4)$$

$$du_1(\tau) = u(\tau) d\tau; \quad d\omega^*(t) = \mu(t) dt, \quad (5)$$

$$M\{\mu(t)\} = 0, \quad M\{\mu(t)\mu(s)\} = r_{11} \delta(t - s), \quad (6)$$

τ_0 – время запаздывания управляемого объекта, r_{11} – интенсивность спектральной плотности белого шума $\mu(t)$.

Кратность интеграла при импульсной характеристике $h_{r,s}(\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_r, \theta_1, \dots, \theta_s)$ равна $r + s$; через τ и θ обозначены комбинации (τ_1, \dots, τ_r) и $(\theta_1, \dots, \theta_s)$; интегралы при дифференциале $du_1(\tau)$ понимаются как среднеквадратичные интегралы Стильтеса, а при дифференциале $d^* \omega(\theta)$ – среднеквадратичные интегралы Ито.

Задача синтеза асимптотически оптимальной динамической частотно–импульсной управляющей системы ДЧИУС сводится к выбору управляющего алгоритма из набора, образованного различными видами динамических частотно–импульсных модуляторов. Критерием выбора служит:

$$Q = M\{G[z[t], u[t] | 0 \leq t \leq T]\}, \quad (7)$$

где G – функционал, заданный на случайных процессах $z(t)$ и $u(t)$.

Процессы, протекающие в динамической частотно-импульсной управляющей системе, при решении задачи синтеза (7) отвечают следующим ограничениям:

$$z(t) = f(t) - H[\tau_0, \tau_m, z(\tau), u(\tau), \mu(\tau) | t_0 \leq \tau \leq t], \quad (8)$$

$$u(t) = \sum \lambda_n \delta(t - t_n), \quad (9)$$

$$y(t_{n+1} - 0) = W[x(\tau) | t_n + \tau_0 \leq \tau \leq t_{n+1} - 0] = \lambda_{n+1} \Delta, \quad (10)$$

$$\lambda_{n+1} = \text{sign } y(t_{n+1} - 0). \quad (11)$$

На стадиях внедрения и эксплуатации ДЧИУС рекомендуется синтезировать её на основе параметрического подхода. В этом случае задача сводится к выбору настроечных параметров системы. Пусть параметрами оператора W фильтра Φ модулятора являются p_1, \dots, p_k . Обозначим, $p_{k+1} = \Delta, p_{k+2} = A, p_{k+3} = \gamma$. Тогда задача параметрического синтеза статистически оптимальной системы сводится к определению оптимального значения вектора

$$\vec{p} = [p_1, \dots, p_{k+3}]^T \quad (12)$$

из условия

$$Q = \min_{\vec{p}} \quad (13)$$

при выполнении (8) - (11)

Одним из путей решения задачи параметрического синтеза (13) является преобразование ее путем исключения из математического описания системы управления переменных x, y, z к задаче поиска экстремума функции многих переменных

$$F(\vec{p}) \rightarrow \min, \text{ при } P(\vec{p}) < 0. \quad (14)$$

Для решения задачи (14) могут быть использованы вольтерровские модели динамической частотно-импульсной управляющей системы [3].

Вольтерровская модель модулятора ДЧИМ имеет вид:

$$u(t) = \int_0^t m_1^T(\tau_m, t, \tau) d\bar{x}_1(\tau), \quad (15)$$

где $dx_1(t) = x(t)dt$, а вектор $d\bar{x}_1(\tau)$ имеет структуру аналогичную (3),

$$\vec{m}_1^T(\tau_m, \tau) = [m_0(\tau_m, \tau) | m_1(\tau_m, \tau) | m_2(\tau_1, \tau_2) | \dots | m_r(\tau_m, \tau_1, \dots, \tau_r) | \dots]. \quad (16)$$

Вольтерровская модель разомкнутой ДЧИУС получена в виде:

$$z(t) = \int_0^t d\bar{x}_1^T(\tau) \vec{p}(\tau_0, \tau_m, t, \tau, \theta) d^* \vec{\omega}(\theta), \quad (17)$$

где векторы $d\bar{x}_1(\tau)$, $d^* \vec{\omega}(\theta)$ и матрица $p(\tau_0, \tau_m, t, \tau, \theta)$ определяются, соответственно, аналогично (3), (4) и (2).

И, наконец, математическая модель замкнутой ДЧИУС в виде рядов Вольтерра примет вид

$$x(t) = \int_0^t d\bar{f}_1^T(\tau) \bar{c}(\tau_0, \tau_m t, \tau, \theta) d^* \bar{\omega}(\theta), \quad (18)$$

где $df_1(t) = f(t)dt$, а вектор $d\bar{f}_1(\tau)$ и матрицы $c(\tau_0, \tau_m, \tau, \theta)$ определяются, соответственно, аналогично (3) и (2).

Выражения, определяющие связь импульсных характеристик $m_r(\tau_m, \tau_1, \dots, \tau_r)$ и $c_{r,s}(\tau_0, \tau_m, \tau_1, \dots, \tau_r, \theta_1, \dots, \theta_s)$ с параметрами системы (рис.1), приведены в [3].

С помощью вольтерровской модели (18) исключаются переменные x, y, z из уравнений задачи (13) и она приводится к параметрическому виду (14)

$$\begin{aligned} MQ[\bar{p}, \int_0^t d\bar{f}_1^T(\tau) \bar{c}(\tau_0, \tau_m t, \tau, \theta) d^* \bar{\omega}(\theta)] &\rightarrow \min; \\ Mp[\bar{p}, \int_0^t d\bar{f}_1^T(\tau) \bar{c}(\tau_0, \tau_m t, \tau, \theta) d^* \bar{\omega}(\theta)] &< 0, \end{aligned} \quad (19)$$

где $Mp[\bar{p}, x(t)]$ - область допустимых значений настроечных параметров ДЧИМ - регулятора.

Вольтерровские модели ДЧИУС (15), (17) и (18) могут быть использованы непосредственно для решения задач параметрического синтеза (19), а также позволяют разработать приближенные методы параметрического синтеза системы, основанные на статистической линеаризации и билинеаризации.

Одним из эффективных методов приближенного параметрического синтеза являются методы, основанные на статистической линеаризации. Для частотно-импульсных управляющих систем строятся линеаризованные модели в виде:

$$\hat{x}(t) = \int_0^\infty l_{0,0}(\tau_0, \tau_m, \tau) m_f d\tau + \int_0^\infty l_{0,1}(\tau_0, \tau_m, \theta) \mu(t - \theta) d\tau + \int_0^\infty l_{1,0}(\tau_0, \tau_m, \tau) f^0(t - \tau) d\tau, \quad (20)$$

где $m_f = M\{f(t)\}$, $f^0(t) = f(t) - m_f$.

Иногда, для решения задач синтеза ДЧИУС полезно строить ее билинейную модель в виде:

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) = & \int_0^\infty l_{0,0}(\tau_0, \tau_m, \tau) m_f d\tau + \int_0^\infty l_{0,1}(\tau_0, \tau_m, \theta) \mu(t - \theta) d\tau + \\ & + \int_0^\infty l_{1,0}(\tau_0, \tau_m, \tau) f^0(t - \tau) d\tau + \int_0^\infty \int_0^\infty l_{1,1}(\tau, \tau_m, \tau, \theta) \mu(t - \theta) f^0(t - \tau) d\theta d\tau, \end{aligned} \quad (21)$$

где индекс i указывает на различие способов получения импульсных характеристик $l_0^i(\tau_0, \tau_m, \tau)$, $l_{0,1}^i(\tau_0, \tau_m, \tau)$, $l_{1,0}^i(\tau_0, \tau_m, \tau)$ и $l_{1,1}^i(\tau_0, \tau_m, \tau)$.

В работе рассматриваются и сравниваются между собой различные способы построения линеаризованных (20) и билинейных (21) моделей.

Как видно из (20) и (21), линеаризованная модель (20) является частным случаем билинейной модели (21). Поэтому процедуры их построения проиллюстрируем на примере билинейной модели (21).

Рассмотрим некоторые из способов.

1. Раздельная линеаризация модулятора и приведенной непрерывной части ПНЧ ($i=1$). Отбрасываются члены порядка выше первого в вольтерровской модели ДЧИМ (15) и билинейного в вольтерровской модели непрерывной части (1). В этом случае преобразования Лапласа от импульсных характеристик модели (21) определяются в виде:

$$L_{0,0}^1(\tau_0, \tau_m, 0) = 1 - \frac{1}{m_f} H_{0,0}(\tau_0, 0, 0); \quad L_{1,0}^1(\tau_0, \tau_m, p) = \frac{1}{1 + pH_{1,0}(\tau_0, p)M_1(\tau_m, p)},$$

$$L_{0,1}^1(\tau_0, \tau_m, p) = -\frac{H_{0,1}(\tau_0, p)}{1 + pH_{1,0}(\tau_0, p)M_1(\tau_m, p)}, \quad L_{1,1}^1(\tau_0, \tau_m, p_1, p_2) =$$

$$= -\frac{p_1 M_1(\tau_m, p_1) H_{1,1}(\tau_0, p_1, p_2)}{1 + (p_1 + p_2) H_{1,0}(\tau_0, p_1 + p_2) M_1(\tau_m, p_1 + p_2)} \cdot \frac{1}{1 + p_1 H_{1,0}(\tau_0, p_1) M_1(\tau_m, p_1)},$$

где $H_{0,0}(\tau_0, 0, 0)$, $H_{1,0}(\tau_0, p)$, $H_{0,1}(\tau_0, p)$, $H_{1,1}(\tau_0, p_1, p_2)$ и $M_1(\tau_m, p)$ – преобразования Лапласа от импульсных характеристик вольтерровских моделей ПНЧ и ДЧИМ.

2. Линеаризация замкнутой динамической частотно–импульсной управляющей системы в целом ($i=2$). В вольтерровской модели замкнутой системы с запаздыванием (17) отбрасываются члены выше билинейного. Импульсные характеристики модели (21) определяются в виде:

$$L_{0,0}^2(\tau_0, \tau_m, 0) = C_{1,0}(\tau_0, \tau_m, 0) + \frac{1}{m_f} C_{0,0}; \quad L_{1,0}^2(\tau_0, \tau_m, p) = C_{1,0}(\tau_0, \tau_m, p),$$

$$L_{0,1}^2(\tau_0, \tau_m, p) = C_{0,1}(\tau_0, \tau_m, p) + m_f C_{1,1}(\tau_0, \tau_m, p, 0),$$

$$L_{1,1}^2(\tau_0, \tau_m, p_1, p_2) = C_{1,1}(\tau_0, \tau_m, p_1, p_2).$$

Согласно результатам [3], имеем:

$$C_{0,0} = -\sum_{r=0}^N P_{r,0}(0, \dots, 0) c_{0,0}^r, \quad C_{1,0}(\tau_0, \tau_m, p) = \frac{1}{1 + \sum_{r=0}^N c_r^1 P_{r,0}(\tau_0, \tau_m, p, 0, \dots, 0) c_{0,0}^{r-1}},$$

$$C_{0,1}(\tau_0, \tau_m, p) = -\frac{P_{0,1}(\tau_0, \tau_m, p)}{[1 + P_{1,0}(\tau_0, \tau_m, p) + \sum_{r=2}^N c_r^1 P_{r,0}(\tau_0, \tau_m, p, 0, \dots, 0) c_{0,0}^{r-1}]}$$

$$C_{1,1}(\tau_0, \tau_m, p_1, p_2) = -[P_{1,1}(\tau_0, \tau_m, p_1, p_2) C_{1,0}(\tau_0, \tau_m, p_1) + \sum_{r=2}^N c_r^1 P_{r,1}(\tau_0, \tau_m, p_1, 0, \dots, 0, p_2) \times$$

$$\times C_{1,0}(\tau_0, \tau_m, p_2) c_{0,0}^{r-1} + P_{2,0}(\tau_0, \tau_m, p_1, p_2) C_{1,0}(\tau_0, \tau_m, p_1) C_{0,1}(\tau_0, \tau_m, p_2)] \times$$

$$\times \frac{1}{1 + P_{1,0}(\tau_0, \tau_m, p_1 + p_2)}, \quad (22)$$

где

$$c_r^k = \frac{r!}{(r-k)!}; P_{0,0}(0,0) = H_{0,0}(0,0); P_{1,0}(\tau_0, \tau_m, p) = H_1(\tau_0, p)M_1(\tau_m, p);$$

$$P_{0,1}(\tau_0, \tau_m, p) = H_{0,1}(\tau_0, \tau_m, p); P_{1,1}(\tau_0, \tau_m, p_1, p_2) = H_{1,1}(\tau_0, p_1, p_2)M_1(\tau_m, p_1).$$

При числе членов в суммах (22) равно единице ($N = 1$) результат этого способа совпадает с результатом первого способа. Учет высших членов в (22) позволяет учесть особенности нелинейного преобразования случайного процесса модулятором и непрерывной частью, что приводит к более точному результату.

3. Оптимальная линеаризация динамической частотно-импульсной управляющей системы в целом ($i=3$). Для вольтерровской модели (18) находится билинейный эквивалент в смысле минимума среднеквадратического критерия

$$M\{[x(t) - \hat{x}(t)]^2\} = \min. \quad (23)$$

Подстановка ряда (18) и его эквивалента (21) при $i=3$ в (23) и проведение известной процедуры [4] минимизации по импульсным характеристикам $l_{i,j}^3(\tau_0, \tau_m, \tau), i, j = 0, 1$ приводит к следующим интегральным уравнениям типа Винера - Хопфа:

$$\int_0^\infty l_0^3(\tau_0, \tau_m, \tau) m_f d\tau = S_{f_1}, \quad \int_0^\infty l_{0,1}^3(\tau_0, \tau_m, \theta) R_{\mu\mu}(\theta - \lambda) d\lambda = S_\mu(\lambda);$$

$$\int_0^\infty l_{1,0}^3(\tau_0, \tau_m, \theta) R_{ff}(\lambda - \tau) d\tau = S_{f_2}(\lambda);$$

$$\int_0^\infty \int_0^\infty l_{1,1}^3(\tau_0, \tau_m, \tau, \theta) R_{ff\mu\mu}(\lambda, \tau, \gamma, \theta) d\tau d\theta = S_{f\mu}(\lambda, \gamma), \quad \lambda, \gamma \geq 0,$$

где

$$S_{f_1} = M\left\{ \int_0^\infty d\vec{f}_1^T \vec{C}(\tau_0, \tau_m, t, \tau, \theta) d^* \vec{\omega}(\theta) \right\};$$

$$S_\mu(\lambda) = M\left\{ \mu(t - \lambda) \int_0^\infty d\vec{f}_1^T \vec{C}(\tau_0, \tau_m, t, \tau, \theta) d^* \vec{\omega}(\theta) \right\}; \quad (24)$$

$$S_{f_2}(\lambda) = M\left\{ f^0(t - \lambda) \int_0^\infty d\vec{f}_1^T \vec{C}(\tau_0, \tau_m, t, \tau, \theta) d^* \vec{\omega}(\theta) \right\};$$

$$S_{f\mu}(\lambda, \gamma) = M\left\{ f^0(t - \lambda) \mu(t - \gamma) \int_0^\infty d\vec{f}_1^T \vec{C}(\tau_0, \tau_m, t, \tau, \theta) d^* \vec{\omega}(\theta) \right\}.$$

В первом приближении, когда в соотношениях (24) учитываются билинейные члены, решения этих уравнений совпадают с результатами предыдущего способа. При учете высших членов в (24), результат этого способа уточняет результат второго способа за счет учета особенностей нелинейного преобразования случайного процесса ДЧИУС.

В частных случаях, когда в полученных моделях (21) $i=1, 2, 3$ не учитываются билинейные члены, получим статистически линеаризованные модели вида (20).

Задача параметрического синтеза (19) при использовании билинейных моделей системы примет вид:

$$\begin{aligned}
 & MO\{\bar{p}, \int_0^{\infty} l_{0,0}^i(\tau_0, \tau_m, \tau) m_f d\tau + \int_0^{\infty} l_{0,1}^i(\tau_0, \tau_m, \theta) \mu(t-\theta) d\tau + \\
 & + \int_0^{\infty} l_{1,0}^i(\tau_0, \tau_m, \tau) f^0(t-\tau) d\tau + \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} l_{1,1}^i(\tau, \tau_m, \tau, \theta) \mu(t-\theta) f^0(t-\tau) d\theta d\tau \rightarrow \min; \\
 & M\rho\{\bar{p}, \int_0^{\infty} l_{0,0}^i(\tau_0, \tau_m, \tau) m_f d\tau + \int_0^{\infty} l_{0,1}^i(\tau_0, \tau_m, \theta) \mu(t-\theta) d\tau + \\
 & + \int_0^{\infty} l_{1,0}^i(\tau_0, \tau_m, \tau) f^0(t-\tau) d\tau + \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} l_{1,1}^i(\tau, \tau_m, \tau, \theta) \mu(t-\theta) f^0(t-\tau) d\theta d\tau < 0. \quad (25)
 \end{aligned}$$

В работе разработаны вычислительные алгоритмы параметрического синтеза ДЧИУС на основе вольтерровской модели (18) и статистически линеаризованных и билинеаризованных моделей (20) и (21), отличающиеся друг от друга по точности и степени трудоемкости вычислительных процедур.

Выводы

Разработанная методика параметрического синтеза ДЧИУС использована для разработки подсистемы оптимального управления режимными параметрами непрерывных технологических процессов химического и металлургического производств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Айтчанов Б.Х. Методы математического описания частотно-импульсных систем управления объектами с запаздыванием // Вестник КазНТУ. Алматы, КазНТУ, 2002, № 2 (30), с.72-82.
2. Асаубаев К.Ш., Айтчанов Б.Х. Методы исследования стохастических динамических частотно-импульсных систем автоматического управления объектами с запаздыванием // Актуальные вопросы современной науки и техники. Алматы, КазНТУ, ч.2, 1994, с.129-132.
3. Айтчанов Б.Х. Вольтерровские модели стохастических частотно-импульсных систем управления объектами с запаздыванием / Труды международного симпозиума, посвященного 100-летию со дня рождения К.И.Сатпаева. Алматы, Айкос, 1999, с.108-110.
4. Попков Ю.С. и др. Идентификация и оптимизация нелинейных стохастических систем. М., Энергия, 1976.

УДК 531.538

Матафонов Анатолий Андреевич – зав. лабораторией (Алматы, КазАТК)

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ СИГНАЛА ОТ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ ГИРОСКОПА В ЗАВИСИМОСТИ ОТ УСЛОВИЙ ПЕРЕДАЧИ

В научном мире в настоящее время неизвестны исследования передачи сигнала от вращающегося гироскопа. Автором статьи сделана попытка экспериментально показать, что при вращении макротела (гироскопа), возникает сигнал не электромагнитной природы, который можно регистрировать на расстоянии [1]. В этой связи, представляет интерес исследование принятого сигнала в зависимости от условий передачи и скорости вращения источника – гироскопа. В предлагаемой работе, будет описано две серии опытов.