СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ВХОДНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ДЛЯ СИСТЕМ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Широков О. Ю.

Использование метода имитационного моделирования при экспериментальных исследованиях дает ряд преимуществ, наиболее ценное из которых – получение оценок при невозможности их аналитического описания. Другим важным достоинством является неограниченная возможность повтора эксперимента, причем исходными данными могут служить реальные выборки данных.

Важным этапом имитационного моделирования является выбор, обоснование и моделирование сигналов, используемых в модельном эксперименте. В самом общем виде выбор образцового сигнала осуществляется [4]:

– выбором наихудшего сигнала из множества возможных входных сигналов, для обеспечения гарантированной погрешности результата измерения;
– формированием набора типовых сигналов, то есть наиболее часто встречающихся входных сигналов или сигналов, наиболее интересующих исследователя;
– формированием набора типовых сигналов, включающих в себя наихудший сигнал.

Использование синтезированных входных воздействий позволяет получить общую картину исследуемых характеристик, а в ряде случаев перейти и к частным выводам. Примером успешного применения имитационного моделирования в решении задач современной радиотехники может служить методика, описанная в [2,4,5].

На практике, довольно часто возникает необходимость исследования характеристик неравномерно дискретизированных случайных процессов различной природы, так называемых неэквидистантных временных рядов. Наиболее часто встречающиеся в радиотехнике случайные процессы имеют нормальный закон распределения и при известном математическом ожидании полностью описываются корреляционными функциями. В [5] были представлены результаты оценок методических погрешностей измерения корреляционных функций неэквидистантных временных рядов. Метод предполагает проведение исследования в несколько этапов:

– моделирование сигналов, характеристики которых подлежат оценке;
– моделирование эталонного сигнала;

- реализация алгоритма оценки параметра моделируемого сигнала;
- реализация алгоритма оценки погрешности измерения выбранного параметра.

В данной работе рассмотрены первые два этапа исследования. Задача моделирования сигнала с заданным видом АКФ решается методом цифровой фильтрации. Как показано в [4], наименьшее время формирования и наименьшую погрешность восстановления имеют рекурсивные фильтры. В таблице 1 приведены формулы для вычисления коэффициентов импульсной характеристики рекурсивного цифрового фильтра при равномерном распределении входного сигнала [3]. Структурные схемы цифровых фильтров синтезируются, используя методики [1].

Для экспериментального исследования генерируются последовательности с шагом дискретизации, выбранным в соответствии с табл.2 для линейной интерполяции [4]. Сигнал с равномерным законом распределения в простейшем случае можно получить, используя стандартный генератор случайных чисел, обеспечивающий достаточную для инженерных расчетов точность. Пример моделирования для последовательности 5000 отсчетов с погрешностью интерполяции $\sigma = 2\%$ представлен на рисунке.

В качестве нерегулярных дискретизирующих потоков использовались две последовательности:

- модель случайной дискретизации с пропусками наблюдений;
- модель аддитивной случайной дискретизации.

При формировании первой модели потока использовался метод p–преобразования. При этом генерировалась случайная величина Θ_i, распределенная равномерно на интервале [0;1], и отсчет записывался в поток в соответствии с алгоритмом:

$$x_i\,(t_i) = \begin{cases} 1, \text{если } \theta_i > p; \\ 0 \text{ иначе,} \end{cases}$$

где p – постоянная величина, равная вероятности "попадания".

Значения потока с аддитивной случайной дискретизацией рассчитывались путем функционального преобразования, при котором отсчет x_i определяется обратной функцией распределения вероятностей. Для экспоненциального закона распределения $f_x(x)=\lambda e^{-\lambda x}$ преобразование имеет вид [4]:

$$F_x(x) = 1 - e^{-\lambda x};$$

$$x = F_x^{-1}(\theta\ ) = -\frac{\ln(1\text{-}\theta\ )}{\lambda}.$$

Проведенные эксперименты с описанными выше моделями позволили получить удовлетворительные результаты при анализе методической погрешности оценки корреляционных функций неэквидистантных временных рядов методом имитационного моделирования [5].

Таблица 1. Параметры формирующего ЦФ

<table>
<tr><th>Вид модели КФ</th><th>Имп. хар-ка фильтра</th><th colspan="2">Параметры</th></tr>
<tr><td>$e^{-\alpha|\tau|}$</td><td>$y(n)=a_0x(n)+b_1y(n-1)$</td><td colspan="2">$a_0=\sqrt{1-p^2}$; $b_1=p$;
$p=e^{-\gamma}$; $\gamma=\alpha\,\Delta t$</td></tr>
<tr><td>$e^{-\alpha|\tau|}(1+\alpha|\tau|)$</td><td rowspan="4">$y(n)=a_0x(n)+a_1x(n-1)+b_1y(n-1)+b_2y(n-2)$</td><td colspan="2">$a_0=k$; $a_1=k_0/k$; $b_1=2p$; $b_2=-p^2$;
$k_0=p^3(1+\gamma)-p(1-\gamma)$; $k_1=1-p^4-4p^2\gamma$;
$p=e^{-\gamma}$; $\gamma=\alpha\,\Delta t$</td></tr>
<tr><td>$e^{-\alpha|\tau|}\,Cos(\omega_0\tau)$</td><td rowspan="3">$a_0=k$
$a_1=k_0/k$
$b_1=2p\,Cos\,\gamma_0$
$b_2=-p^2$

$k=\sqrt{(k_1\pm\sqrt{k_1^{\,2}-4k_0})/2}$</td><td>$k_0=p(p^2-1)Cos\gamma_0$;
$k_1=1-p^4$;
$p=e^{-\gamma}$;
$\gamma=\alpha\,\Delta t$;
$\gamma_0=\omega_0\Delta t$</td></tr>
<tr><td>$e^{-\alpha|\tau|}(\,Cos(\omega_0\tau)+\alpha/\omega_0\,Sin(\omega_0|\tau|))$</td><td>$k_0=p(p^2-1)*$
$*Cos\gamma_0+$
$+\alpha/\omega_0(p^2+1)$
$*p\,Sin\gamma_0$;
$k_1=1-p^4-$
$-4p^2\,\alpha/\omega_0*$
$Sin\gamma_0\,Cos\gamma_0$;
$p=e^{-\gamma}$;
$\gamma=\alpha\,\Delta t$;
$\gamma_0=\omega_0\Delta t$</td></tr>
<tr><td>$e^{-\alpha|\tau|}(\,Cos(\omega_0\tau)-\alpha/\omega_0\,Sin(\omega_0|\tau|))$</td><td>$k_0=p(p^2-1)*$
$*Cos\gamma_0-$
$\alpha/\omega_0(p^2+1)*$
$*p\,Sin\gamma_0$;
$k_1=1-p^4-$
$-4p^2\alpha/\omega_0*$
$Sin\gamma_0Cos\gamma_0$;
$p=e^{-\gamma}$;
$\gamma=\alpha\,\Delta t$;
$\gamma_0=\omega_0\Delta t$</td></tr>
</table>

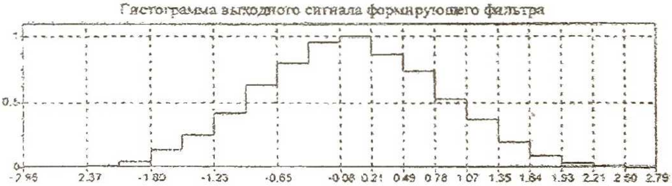
Таблица 2. Интервалы дискретизации.

Вид модели	Δt_0
1. $\rho(\tau)=e^{-\alpha\|\tau\|}$	$\sqrt{8\sigma}/\alpha$
2. $\rho(\tau)=e^{-\alpha\|\tau\|}(1+\alpha\|\tau\|)$	$\sqrt{8\sigma}/\alpha$
3. $\rho(\tau)=e^{-\alpha\|\tau\|}(1-\alpha\|\tau\|)$	$\sqrt{\frac{8\sigma}{3}}/\alpha$
4. $\rho(\tau)=e^{-\alpha\|\tau\|}\mathrm{Cos}(\omega_0\tau)$	$\frac{1}{\alpha}\sqrt{\frac{8\delta}{\|\mu^2-1\|}}$
5. $\rho(\tau)=e^{-\alpha\|\tau\|}[\mathrm{Cos}(\omega_0\tau)+\alpha\,\mathrm{Sin}(\omega_0\tau)/\omega_0]$	$\frac{1}{\alpha}\sqrt{\frac{8\delta}{\|\mu^2+1\|}}$

Гистограмма входного сигнала формирующего фильтра

Mx = 0.50 Dx = 0.09

Гистограмма выходного сигнала формирующего фильтра



Нормированная автокорреляционная функция
выходного сигнала фильтра

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов.– М.: Радио и связь, 1985.-312с.
2. Зеленко Л. С. Методы, алгоритмы и программное обеспечение корреляционного анализа неэквидистантных временных рядов.– Дисс. канд. техн наук– Самара: 1994.– 6226с.
3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн.1Изд.2.- М,: Сов. радио,1974.– 552 с.
4. Прохоров С. А. Измерение вероятностных характеристик при неравномерной дискретизации случайных процессов.– Дисс. докт. техн. наук.– Куйбышев: 1987.– 409с.
5. Широков О. Ю. Анализ составляющих методической погрешности оценки корреляционных функций неэквидистантных временных рядов. Вестник СГАУ. Актуальные проблемы радиоэлектроники. Вып.1Самара, ИПО СГАУ, 1999, с57–63.

АНАЛИЗ ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ RC-СТРУКТУР С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Дмитриев В.Д.,Миронов А.А.

Пленочная RC-структура с распределенными параметрами представляет собой трехслойный элемент, состоящий из резистивной, диэлектрической и проводящей пленок. Такая RC-структура может быть использована в качестве фильтров нижних и верхних частот, ускоряющих цепей, фазосдвигающих цепей для RC-генераторов и режекторных фильтров. По своим частотным характеристикам она значительно отличается от цепей с сосредоточенными параметрами.

В данной работе рассматривается фильтр нижних частот, составленный из двух параллельно включенных RC-структур.