



УДК 681.518.3

© А. В. Вара, К. В. Змеу, В. А. Ковалёв, Б. С. Ноткин, 2012

ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К МОДЕЛИРОВАНИЮ СТАЦИОНАРНЫХ ШУМОВ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛАХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Вара А. В. – асп. каф. технологий промышленного производства, e-mail: varaav@mail.ru (ДВФУ); *Змеу К. В.* – канд. техн. наук, доцент, зав. каф. ТПП, e-mail: k.zmeu@ieee.org; *Ковалёв В. А.* – асп. каф. ТПП, e-mail: daria3000@mail.ru; *Ноткин Б. С.* – канд. техн. наук, e-mail: boris_notkin@mail.ru (ИАПУ ДВО РАН)

При синтезе систем автоматического управления современными методами, массивно использующими обработку измерительной информации (Data-driven Systems), существенное значение приобретает влияние шумов в измерительных каналах. В статье предложен подход к исследованию и моделированию стационарных шумов, как с произвольными характеристиками, так и с характеристиками, полученными на основе анализа реальных шумов. Модель шума представляется в виде суммы аддитивных составляющих с возможностью их дальнейшего исследования.

Modeling of noise in the measurement channels becomes essential in research of processes in automatic control systems as data-driven systems. In the paper we consider the approach to researching and modeling the stationary noise with arbitrary characteristics and characteristics derived from the analysis of real signals of noise. The noise model is represented as a sum of additive components with the possibility of further analysis.

Ключевые слова: стационарный шум, декомпозиция, моделирование, спектр частот, распределение амплитуд, алгоритм, программный продукт, Matlab/Simulink.

Введение

Шум в измерительных каналах является неизбежностью в системах автоматического управления (САУ). На сегодняшний день при синтезе и численном исследовании САУ сложилась практика не учитывать его вовсе или использовать существенно упрощенные модели шума, не отражающая всех аспектов его негативного влияния, что может отрицательно сказаться на достоверности результатов исследований и качестве систем. В рамках теории автоматического управления особенно актуальным это становится при использовании некоторых современных методов синтеза систем, ключевой осо-

бенностью которых является извлечение расширенной информации на основе непрерывных измерений доступных переменных (адаптивные системы, системы с наблюдателями, системы с искусственным интеллектом и др.).

Необходимость исследования и моделирования шумов в частности, а также случайных сигналов и процессов в целом, возникает в различных областях науки и техники [1, 2, 3]. Актуальными задачами являются воспроизведение и изменение характеристик моделируемого сигнала, наиболее распространёнными из которых являются: спектр частот, автокорреляционная функция и плотность распределения амплитуд. Традиционными способами моделирования шумов являются методы обратного преобразования [1, 4] (моделирование случайных сигналов с заданными распределениями амплитуд) и проектирования частотных фильтров с последующим преобразованием ими белого шума (моделирование сигналов с заданными частотными характеристиками) [5, 6].

Также можно отметить современные методы, направленные на исследование зашумлённых временных рядов и выделение периодических составляющих, например, метод «Гусеница»-SSA [7]. Наиболее широкое применение этого подхода – интерактивное, на основе визуального изучения промежуточных результатов использования метода. Хотя в последние годы уделяется внимание и автоматизации данного подхода.

Целью настоящей работы является разработка подхода к моделированию и исследованию стационарных шумов в измерительных каналах САУ с одновременным получением, как амплитудных распределений, так и частотных характеристик исходного сигнала, а также экспорт полученных моделей в среду MATLAB/Simulink [8].

Примеры реальных сигналов шумов

Примеры шумов, выделенных из реальных сигналов, снятых с различных устройств, показаны в рис. 1. Выделение шума из зашумлённого сигнала производилось с использованием специальных инструментов среды MATLAB. Представленные примеры шумов демонстрируют разнообразие их характеристик. Для сравнения, в третьем столбце таблицы помимо распределения амплитуд шума отображена его аппроксимация нормальным распределением. Очевидна неадекватность описания некоторых сигналов стандартным распределением.

Описание подхода

Постановка задачи: сигнал моделируемого шума – стационарный временной ряд $y = (y[1], y[2] \dots y[K])$, где K – количество элементов вектора y . Спектр частот и распределение амплитуд исходного сигнала – S и R соответственно. Необходимо получить модель сигнала y с приближёнными характеристиками ($S^* \rightarrow S$ и $R^* \rightarrow R$).

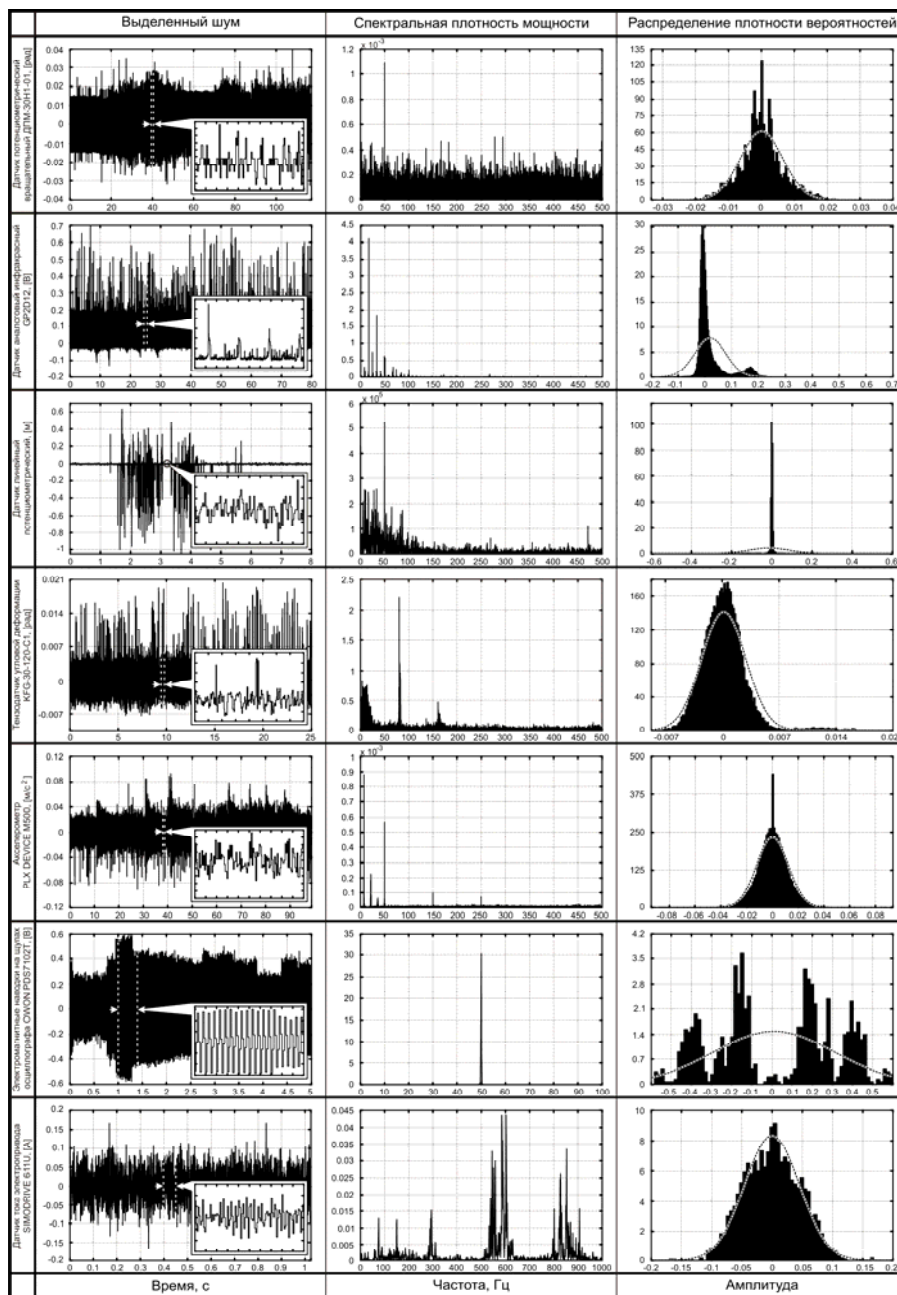


Рис. 1.

Разложим исходный сигнал на более простые составляющие. Периодические составляющие обеспечивают получение частотных характеристик моделируемого сигнала, случайная составляющая – распределения амплитуд.

Результатом выполнения процедуры разложения (декомпозиции), является модель шума в виде суммы аддитивных составляющих трех видов, которая в непрерывной форме может быть представлена следующим образом:

$$M(t) = c + \sum_{i=1}^m P_i(t) + N, \quad (1)$$

где c – постоянная составляющая; $P_i(t)$ – периодические составляющие, заданные формой сигнала на одном периоде, m – количество периодических составляющих; N – случайная составляющая, заданная законом распределения амплитуд. Составляющие последовательно выделяются из сигнала в той очерёдности, в которой они представлены в (1).

Постоянная составляющая является средним арифметическим от исходного сигнала:

$$c = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K y[i], \quad (2)$$

После выделения этой составляющей алгоритм работает с сигналом:

$$y_0^*[k] = y[k] - c, \quad k = \overline{1, K} \quad (3)$$

Периодическая составляющая выделяется в два этапа:

- 1) определение периода T_i выделяемой составляющей;
- 2) выделение из сигнала составляющей с найденным периодом путём усреднения (применяемым, например, в экономике при выделении сезонных эффектов [6]):

$$P_m^*[l] = \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} y_{m-1}^*[j \cdot L + l], \quad (4)$$

где $\mathbf{P}_m^* = (P_m^*[1], P_m^*[2] \dots P_m^*[L])$, L – количество элементов вектора \mathbf{y} на периоде T_i ; n – количество периодов на продолжительности сигнала \mathbf{y} (при $m > 0$, y_{m-1}^* – текущий сигнал, из которого выделили $m-1$ составляющих). Если период составляющей не кратен интервалу дискретности исходного сигнала, то выделение по (4) невозможно. Для решения этой проблемы на один-два порядка (в зависимости от количества элементов за период) искусственно увеличивается частота дискретизации выделяемой составляющей с кратным периоду интервалом дискретности.

В настоящей работе возникает необходимость выделения периодических составляющих, которые в общем случае могут иметь негармоническую природу. Эта задача представляет самостоятельный интерес [3]. В ходе её решения важно оценивать величину периода (периодической составляющей) [2]. Для этого используется алгоритм поиска величины периода, основанный на сравнении и анализе данных автокорреляционной функции и спектра частот.

Периодические составляющие выделяются в зависимости от заданного пользователем порогового уровня u на спектре частот S сигнала (рис. 2).



Осуществляется поиск периодов $T = \{T_1, T_2, \dots, T_n\}$ таких, что амплитуда спектра на частотах $1/T_1, 1/T_2, \dots, 1/T_n$ больше порогового уровня:

$$T = \left\{ T_i \mid S\left(\frac{1}{T_i}\right) > u \right\}. \quad (5)$$

Для упрощения в алгоритме используются лишь периоды на локальных максимумах спектра. Если отсутствуют периоды по (5), то поиск и выделение периодических составляющих не осуществляется и алгоритм переходит к выделению случайной составляющей. Для того чтобы выделяемая из сигнала $y_{m-1}^*(t)$ периодическая составляющая не включала в себя другие составляющие с меньшими кратными периодами, сначала выделяется составляющая с минимальным периодом T_n , соответствующим последнему пику на спектре частот. Известно, что периодические негармонические составляющие сигнала могут привести к появлению кратных пиков на спектре частот этого сигнала [9, 10], из-за чего период, определяемый по последнему пику на спектре, может оказаться «ложным» (рис. 1). В то же время особенностью автокорреляционной функции (АКФ) $\Phi(\tau)$ сигналов является частое совпадение периодичности её локальных максимумов с фактической периодичностью составляющих, независимо от их формы [3, 9]. Поэтому для устранения кратных периодов на спектре осуществляется их верификация по данным АКФ $\Phi(\tau)$ сигнала $y_{m-1}^*(t)$. На рис. 2 представлены характеристики сигнала, являющегося суммой двух периодических составляющих: гармонической составляющей с T_3 и негармонической с T_1 (на рис. 1(а) хорошо видны «ложные» пики на спектре, кратные $f_1 = 1/T_1$, обусловленные наличием в сигнале негармонической составляющей).

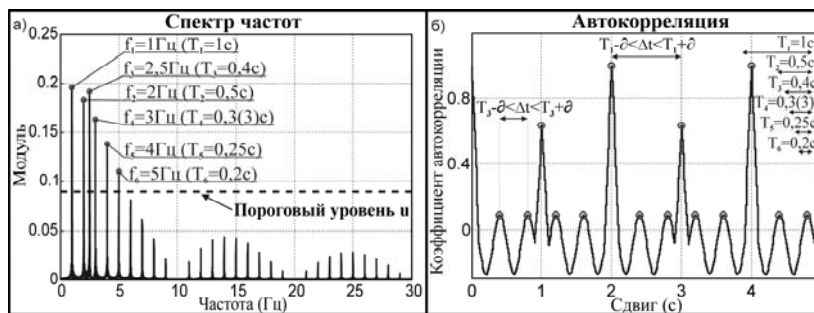


Рис. 2. Поиск периодов составляющих по спектру и автокорреляционной функции сигнала: а) спектр частот, пороговый уровень и выделенные локальные максимумы спектра на периодах $T = \{T_1, T_2, \dots, T_6\}$; б) АКФ сигнала и демонстрация периодичности Δt её локальных максимумов (периодичности прослеживаются с периодами T_1, T_3 с допустимой погрешностью δ)

Верификация периода T_i начинается с построения автокорреляционной функции $\Phi(\tau)$ сигнала $y_m^*(t)$ и поиска на ней локальных максимумов (рис. 1(б)). Пусть \mathbf{t}_Φ – позиции локальных максимумов АКФ. Требуется проверить совпадение периода T_i с периодичностью \mathbf{t}_Φ , а именно, количество периодов $T_i, 2T_i, 3T_i, \dots, nT_i$, где n – количество периодов на продолжительности сигнала, должно совпадать с количеством локальных максимумов \mathbf{t}_Φ , позиции каждого из которых попали в окрестности этих периодов. Окрестность периодов ограничивается допустимой погрешностью ∂ . Введение допустимой погрешности обусловлено дискретностью исходного сигнала, а также другими факторами и смягчает требование точного совпадения периодов $T_i, 2T_i, \dots, nT_i$ с позициями максимумов \mathbf{t}_Φ . Для количественной оценки степени такого совпадения используется функция Гаусса (рис. 3):

$$r = \exp\left(-\left(\left(1 - 2 \cdot \left(\left|\frac{\mathbf{t}_\Phi}{T_i} - \text{fix}\left(\frac{\mathbf{t}_\Phi}{T_i}\right) - 0,5\right|\right) \cdot w\right)\right)^4\right), \quad (6)$$

где fix – округление к меньшему по модулю; $w = \frac{T_i}{\partial \cdot s}$ – ширина «колокола» функции Гаусса (∂ – величина допустимой погрешности в интервалах дискретности, s – интервал дискретности исходного сигнала). При полном совпадении значение r равно единице.

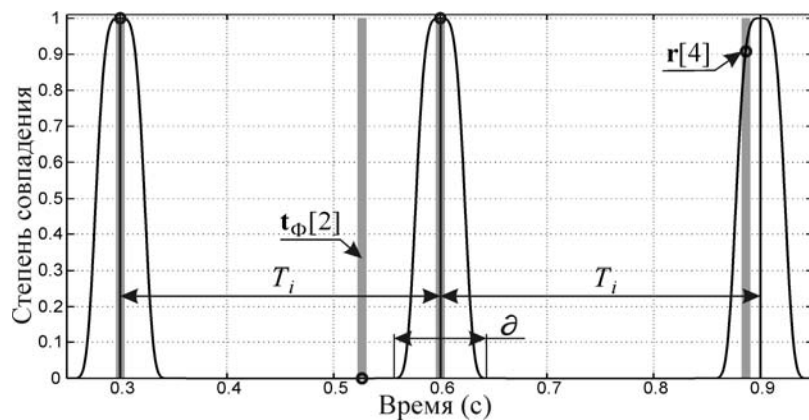


Рис. 3. Пример, поясняющий процедуру верификации периода $T_i = 0,3$ с. Полное совпадение ($r[1], r[3]=1$) верифицируемого периода с позициями первого и третьего максимумов \mathbf{t}_Φ , а также четвертого с небольшой погрешностью ($r[4] \approx 0,9$)

По величине соответствия $B = \frac{\sum r}{n}$ в итоге проверяется совпадение количества периодов $T_i, 2T_i, \dots, nT_i$ на продолжительности сигнала с количест-



вом локальных максимумов АКФ в окрестностях этих периодов. При полном совпадении $B=1$.

Верификация периода T_i пройдена, если $B > k$, где k – проверочный коэффициент (экспериментально установлено, что при $k \approx 0,85$ достигаются наилучшие результаты). Если проверка текущего периода не пройдена, то далее этой процедуре подвергается период T_{i-1} вплоть до периода T_1 , верификация которого алгоритмом считается пройденной по умолчанию.

После прохождения верификации происходит выделение составляющей $P_m(t)$ с периодом T_i путём усреднения из сигнала $y_{m-1}^*(t)$ по (4) и её вычитание из сигнала:

$$y_m^*(t) = y_{m-1}^*(t) - P_m(t). \quad (7)$$

Далее цикл повторяется: перестраивается спектр для полученного сигнала, производится поиск периодов по (5), выполняется сравнение с пороговым уровнем и т.д. После выделения периодических составляющих на спектре исчезнут пики на частотах этих составляющих, и если не найдётся ни одного периода $|T|=0$ ($|T|$ – число элементов множества T) по (5), то алгоритм переходит к выделению случайной составляющей.

Случайная составляющая – $N(F(x))$, где N – оператор генерирования сигнала составляющей из равномерно распределённого случайного сигнала по обратной функции распределения амплитуд $F(x)$ сигнала $y_m^*(t)$ методом обратного преобразования (рис. 4) [1, 4].

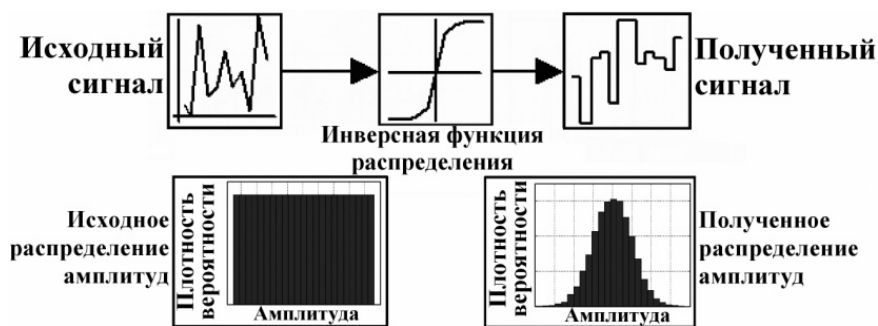


Рис. 4. Метод обратного преобразования

После выделения случайной составляющей процедура построения модели (1) завершена. Блок-схема изложенного алгоритма создания модели изображена на рис. 5.



Рис. 5. Блок-схема алгоритма

Результаты моделирования

Результаты моделирования различных шумов (в том числе реальных сигналов, представленных в рис. 1 подтверждают работоспособность приведённого алгоритма.

Результаты двух экспериментов показаны на рис. 6. Для сигнала шума акселерометра (рис. 1) был задан пороговый уровень $u \approx 1,2 \cdot 10^{-4}$, таким образом, алгоритм работал с тремя пиками на спектре (рис. 6(а)). Количество периодических составляющих в полученной модели шума – 16. Две из них с периодами $T_1 \approx 0.02$ с и $T_5 \approx 0.1381$ с (частотами $f_1 \approx 50$ Гц и $f_5 \approx 7.24$ Гц) представлены на рис. 6(а).

Для сигнала шума тензодатчика (табл. 1) был задан пороговый уровень $u \approx 1 \cdot 10^{-4}$ на спектре (рис. 6(б)). Количество периодических составляющих в полученной модели шума – 21. Две из них с периодами $T_1 \approx 0.5108$ с и $T_4 \approx 0.1025$ с (частотами $f_1 \approx 1.958$ Гц и $f_4 \approx 9.76$ Гц) представлены на рис. 6(б).

Отличительной особенностью подхода является получение аддитивных периодических составляющих с возможностью их дальнейшего исследования.

Реализация алгоритма

Представленный алгоритм реализован в виде приложения в программной среде MATLAB. Разработанное приложение позволяет конструировать и исследовать стационарные шумы, как с произвольными характеристиками, так



и с характеристиками, полученными на основе анализа реальных сигналов шума, а так же экспортировать полученные модели в среду MATLAB/Simulink. Приложение «SigDecTool» находится в свободном доступе по адресу <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/32021> и подробнее описано в [11].

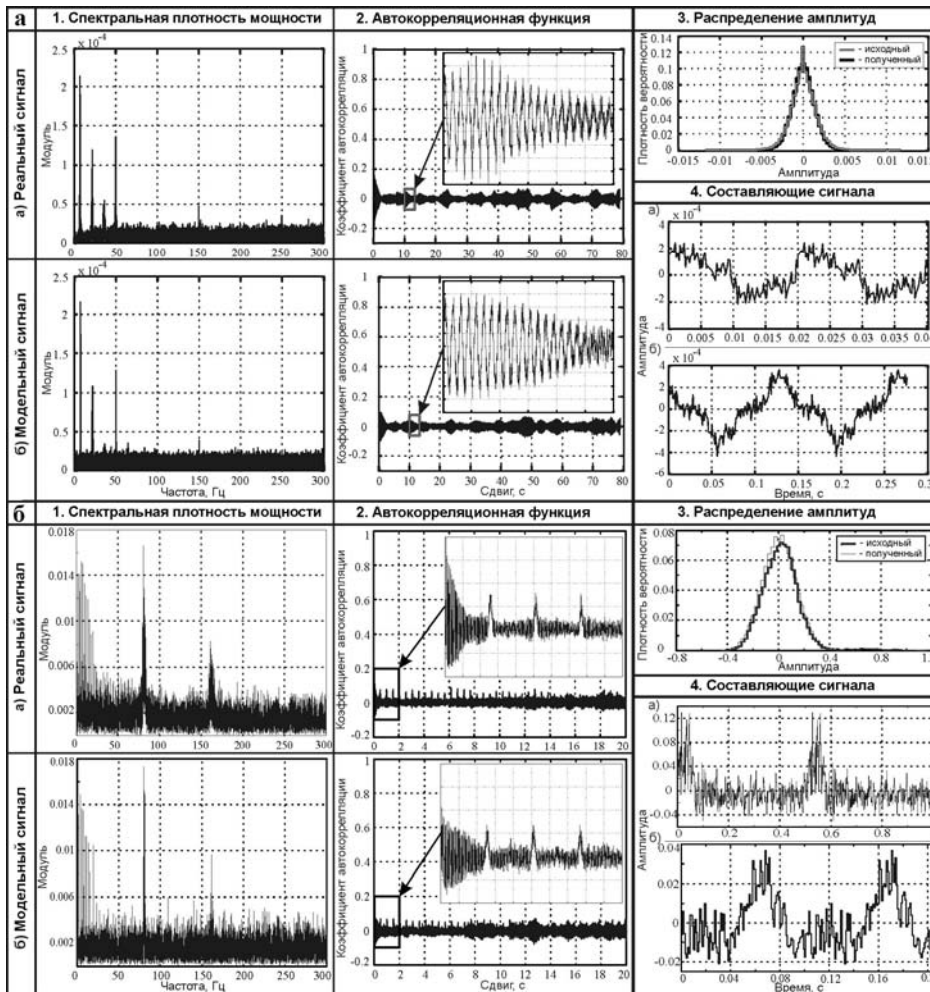


Рис. 6. Результаты моделирования сигнала шума акселерометра (а) и тензодатчика (б)

Помимо моделирования сигнала путём его разложения на аддитивные составляющие (декомпозиция), приложение позволяет проанализировать, отредактировать и, если необходимо, экспортировать эти составляющие для дальнейшего исследования. Для удобства анализа характеристики исходного и смоделированного сигналов отображаются в окнах программы: либо по отдельности, либо одновременно (для сравнения).



Выводы

Рассмотрен разработанный подход к моделированию стационарных шумов, как с произвольными характеристиками, так и с характеристиками, полученными на основе анализа реальных сигналов шума. Моделью шума является сумма составляющих, получаемых в результате разложения моделируемого сигнала. В статье описан разработанный и применённый в исследовании способ автоматического выделения негармонических периодических составляющих временного ряда, что представляет отдельный интерес. Среди особенностей важно отметить возможности исследования этих составляющих и анализа их влияния на сигнал шума. Подход представляет собой синтез существующих и предложенных методов и используется для решения задачи моделирования и исследования стационарных шумов в измерительных каналах САУ с заданными амплитудными и частотными характеристиками.

Предложенный алгоритм реализован в виде приложения «SigDecTool», которое упрощает его использование в научных и учебных целях и находится в свободном доступе по адресу <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/32021>.

Библиографические ссылки

1. Айвазян С.А., Енюков И.С., Мешалкин Л.Д. Прикладная статистика: Основы моделирования и первич. обраб. данных. / М.: Финансы и статистика, 1983.
2. Орлов А.И. Прикладная статистика: [Учебник] / М.: Издательство «Экзамен», 2004.
3. Тюрин Ю.Н., Макаров А.А. Анализ данных на компьютере : [Учеб. пособие] / М.: Инфра-М, 2003.
4. Васильев К. К., Служивый М. Н. Математическое моделирование систем связи: [Учеб. пособие] / Ульяновск: УлГТУ, 2008.
5. Левенец А.В., Чье Ен Ун, Цинь Хуну. Представление измерительных сигналов авторегрессионными моделями. // Информатика и системы управления, 2004, №1 (7).
6. Цинь Хуну, Чье Ен Ун. Спектральные свойства АРСС-моделей случайных процессов. // Информатика и системы управления, 2005, №1 (11).
7. Александров Ф. И., Голяндина Н. Э. Автоматизация выделения трендовых и периодических составляющих временного ряда в рамках метода “Гусеница”-SSA // Exponenta Pro. Математика в приложениях. 2004. вып. 3–4.
8. Официальный сайт компании Mathworks [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.mathworks.com>, свободный. – Загл. с экрана.
9. Макс Ж. - Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. Пер. с франц. / М.: Мир, 1983. — Т. 1.
10. Харкевич А.А. Спектры и анализ / М.: Изд-во ЛКИ, 2007.
11. Вара А.В., Змеу К.В., Ковалёв В.А., Ноткин Б.С. Приложение для синтеза и анализа шумов в измерительных каналах систем автоматического управления // Сборник материалов научной конференции «Вологодские чтения». Владивосток, ДВГТУ, 2010.