

Б. И. Шахтарин, А. В. Свинцов,
Д. А. Святный

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ ПЕРВОГО ПОРЯДКА ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХИ НА ВХОДЕ

Рассмотрены методы анализа импульсных систем синхронизации первого порядка при наличии одной составляющей гармонической помехи на входе.

В последние годы интенсивно проводятся исследования в области систем фазовой синхронизации с элементами дискретизации, это связано с совершенствованием элементной базы микроэлектроники и ростом рабочих частот. Переход на новые технологии существенно расширил возможности систем фазовой синхронизации и повысил эффективность устройств, выполненных на их основе [1–7]. Выбирая структуру колец и входящие в них узлы, можно создавать варианты систем, имеющих требуемые характеристики по точности и надежности работы, быстродействию, помехоустойчивости для различных типов входных сигналов и законов модуляции. Усложняя режимы работы колец, реально создать гибкие алгоритмы обработки информации, оптимизации параметров и характеристик. Для более точного описания процессов, происходящих в импульсных системах фазовой автоподстройки (ИФАП), иногда требуется изучить статистические характеристики сигнала рассогласования. В работе [2] для получения статистических характеристик сигнала рассогласования ИФАП первого порядка в случае отсутствия гармонической помехи на входе был предложен метод Галеркина. В настоящей статье метод Галеркина применяется для исследования ИФАП первого порядка в случае присутствия гармонической помехи на входе.

В качестве стохастического разностного уравнения, описывающего работу ИФАП первого порядка, воспользуемся уравнением

$$x(k+1) = x(k) + 2\pi\beta T_0 - \sin(x(k)) - n(k) - A_1 \sin(x(k) + k\beta_1 T_0 + \theta_1),$$

где β — нормированная частотная расстройка; β_i — частотная расстройка помехи относительно несущей частоты полезного колебания, $\beta_1 \neq 0$; $\theta = 0$; A_1 — интенсивность гармонической помехи. Отсчеты $n(k)$ при выполнении условия, что шумовая полоса системы много меньше полосы шума на входе, можно считать широкополосными гауссовыми

шумовыми отсчетами с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсией σ_n^2 .

Плотность распределения вероятности (ПРВ) сигнала рассогласования ИФАП первого порядка при наличии гармонической помехи на входе может быть вычислена методом Галеркина. В общем случае выражение для ПРВ будет иметь вид

$$W(x) \approx W_N(x), \quad W_N(x) = \sum_{n=0}^N c_n(N) \psi_n(x), \quad (1)$$

где $\{\psi_n(x)\}$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) — полная система ортогональных на интервале $(-\pi, \pi)$ функций.

Функция $W_N(x)$ должна удовлетворять интегральному уравнению Колмогорова–Чепмена (Фредгольма), поэтому должно быть справедливо следующее равенство:

$$W_N(x) - \int_{-\pi}^{\pi} q_1(x|z) W_N(z) dz = 0, \quad (2)$$

где $x \in (-\pi, \pi)$; $q_1(x|z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} q(x + 2\pi n|z)$ — переходная ПРВ, приведенная к интервалу $(-\pi, \pi)$;

$$q(x|z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\{-[x - z + T_0 h_1(z)]^2 / 2\sigma^2\}, \quad (3)$$

где

$$h_1(z) = (1 + A_1) \sin(z) - \beta.$$

Для произвольной функции $f(x)$ на этом основании можно записать соотношение

$$\int_{-\pi}^{\pi} f(x) [W_N(x) - \int_{-\pi}^{\pi} q_1(x|z) W_N(z) dz] dx = 0. \quad (4)$$

По условию система $\{\psi_n(x)\}$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) — полная, поэтому справедливо следующее разложение: $f(x) = \sum_{m=0}^{\infty} f_m \psi_m(x)$, подставив этот ряд в соотношение (4), получим

$$\sum_{m=0}^{\infty} f_m \int_{-\pi}^{\pi} \psi_m(x) [W_N(x) - \int_{-\pi}^{\pi} q_1(x|z) W_N(z) dz] dx = 0. \quad (5)$$

Отсюда следует

$$\int_{-\pi}^{\pi} [W_N(x) - \int_{-\pi}^{\pi} q_1(x|z)W_N(z)dz]\psi_m(x)dx = 0; \quad m = 0, 1 \dots \quad (6)$$

Выберем коэффициенты $c_n(N)$ так, чтобы были равны нулю первые из интегралов (3). Такой подход соответствует нулевой проекции невязки

$$e_N(x) = W_N(x) - \int_{-\pi}^{\pi} q_1(x|z)W_N(z)dz$$

на подпространство $(N + 1)$ функций $\psi_m(x)$. Запишем выражение (6) в виде

$$\int_{-\pi}^{\pi} W_N(z) \int_{-\pi}^{\pi} q_1(x|z)\psi_m(x)dx dz = \int_{-\pi}^{\pi} W_N(x)\psi_m(x)dx; \quad m = 0, 1 \dots \quad (7)$$

С учетом ортогональности функций $\psi_m(x)$ в правой части получаем

$$\int_{-\pi}^{\pi} W_N(x)\psi_m(x)dx = \sum_{n=0}^{\infty} c_n(N) \int_{-\pi}^{\pi} \psi_n(x)\psi_m(x)dx = \gamma_m c_m(N), \quad (8)$$

где $\gamma_m = \int_{-\pi}^{\pi} \psi_m^2(x)dx$.

Обозначим интеграл

$$\int_{-\pi}^{\pi} q_1(x|z)\psi_m(x)dx = l_m(z) = (q, \psi_m), \quad (9)$$

где (q, ψ_m) — скалярное произведение функций $q_1(x|z)$ и $\psi_m(x)$.

В результате получим сумму

$$\sum_{n=0}^N \alpha_{mn}c_n(N), \quad \alpha_{mn} = (l_m(z), \psi_n(z)). \quad (10)$$

Запишем систему линейных уравнений, решением которой будут коэффициенты $c_m(N)$ ($m = 1, N$):

$$\sum_{n=0}^N (\alpha_{mn}/\gamma_m)c_n(N) = c_m(N); \quad m = \overline{0, N},$$

где

$$\alpha_{mn} = (l_m(z), \psi_n(z)). \quad (11)$$

Так же, как и в случае отсутствия помехи, в качестве системы ортогональных функций $\{\psi_m(x)\}$ возьмем систему тригонометрических функций:

$$\begin{aligned} \{\psi_m(x)\} &= \{1; \sin(x); \cos(x); \sin(2x); \cos(2x) \dots\}, \\ \psi_i(x) &= \begin{cases} \cos(mx) & \text{при } i \text{ четном,} \\ \sin(mx) & \text{при } i \text{ нечетном,} \end{cases} \\ \gamma_m &= \begin{cases} 2\pi & \text{при } m = 0, \\ \pi & \text{при } m \neq 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

Найдем выражение для α_{ij} , где i, j — номера столбцов и строк в матрице. Введем обозначения:

$$\begin{aligned} m &= \begin{cases} i/2 & \text{при } i \text{ четном,} \\ (i+2)/2 & \text{при } i \text{ нечетном,} \end{cases} \\ n &= \begin{cases} j/2 & \text{при } j \text{ четном,} \\ (j+2)/2 & \text{при } j \text{ нечетном.} \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

Вычислим $l_m(z)$. По определению

$$l_m(z) = \int_{-\infty}^{\infty} q(x|z)\psi_m(x)dx. \quad (14)$$

При четном i $l_m(z)$ примет вид

$$l_m(z) = \int_{-\infty}^{\infty} q(x|z) \cos(mx)dx. \quad (15)$$

После введения замены $t = [x - z + T_0 h_1(z)]$ и подстановки уравнения (15), получаем

$$\begin{aligned} l_m(z) &= \int_{-\pi}^{\pi} \sqrt{2\pi\sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \cos[m(t+z - T_0(1+A_1)\sin z + T_0\beta)]dt = \\ &= \exp(-m\sigma^2/2) \cos m(z - T_0(1+A_1)\sin z + T_0\beta). \end{aligned} \quad (16)$$

При нечетном i $l_m(z)$ примет вид

$$l_m(z) = \int_{-\infty}^{\infty} q(x|z) \sin(mx)dx. \quad (17)$$

Аналогично получаем окончательный результат:

$$l_m(z) = \exp(-m\sigma^2/2) \sin m(z - T_0(1 + A_1) \sin z + T_0\beta). \quad (18)$$

Вычислим коэффициенты α_{ij} . Рассмотрим случай когда i и j четные. Воспользуемся соотношениями:

$$\int_0^\pi \sin(z \sin(x)) \sin nx \, dx = [1 - (-1)^n] \frac{\pi}{2} J_n(z);$$

$$\int_0^\pi \cos(z \sin(x)) \cos nx \, dx = [1 - (-1)^n] \frac{\pi}{2} J_n(z).$$

Получаем

$$\alpha_{ij} = \frac{1}{\pi} \exp(-m^2\sigma^2/2) \cos(mT_0\beta) \left[J_{m+n}(mT_0(1 + A_1)) + \left(\frac{m-n}{|m-n|} \right)^{|m-n|} J_{|m-n|}(mT_0(1 + A_1)) \right].$$

Таким же образом вычисляем коэффициенты при других значениях i и j .

Запишем окончательные варианты:

$$\alpha_{ij} = G\pi \left[J_{m+n}(mT_0(1 + A_1)) + \left(\frac{m-n}{|m-n|} \right)^{|m-n|} J_{|m-n|}(mT_0(1 + A_1)) \right]$$

при четных i и j ;

$$\alpha_{ij} = G\pi \left[-J_{m+n}(mT_0(1 + A_1)) + \left(\frac{m-n}{|m-n|} \right)^{|m-n|} J_{|m-n|}(mT_0(1 + A_1)) \right]$$

при нечетных i и j ;

$$\alpha_{ij} = D\pi \left[J_{m+n}(mT_0(1 + A_1)) + \left(\frac{m-n}{|m-n|} \right)^{|m-n|} J_{|m-n|}(mT_0(1 + A_1)) \right]$$

при i — четные, j — нечетные;

$$\alpha_{ij} = D\pi \left[-J_{m+n}(mT_0(1 + A_1)) + \left(\frac{m-n}{|m-n|} \right)^{|m-n|} J_{|m-n|}(mT_0(1 + A_1)) \right]$$

при i — нечетные, j — четные.

(19)

Здесь $G = e^{-m^2\sigma^2/2} \cos(mT_0\beta)$, $D = e^{-m^2\sigma^2/2} \sin(mT_0\beta)$; $J_n(x)$ — функция Бесселя первого рода n -го порядка.

Выражение (11) представим в матричном виде:

$$[I - \Lambda] C_N = B_N, \quad (20)$$

где I — единичная матрица размером $N \times N$; Λ — матрица с элементами α_{ij}/π :

$$\Lambda = \begin{pmatrix} \frac{\alpha_{11}}{\pi} & \frac{\alpha_{21}}{\pi} & \frac{\alpha_{i1}}{\pi} \\ \frac{\alpha_{12}}{\pi} & \frac{\alpha_{22}}{\pi} & \frac{\alpha_{i2}}{\pi} \\ \frac{\alpha_{1j}}{\pi} & \frac{\alpha_{2j}}{\pi} & \frac{\alpha_{ij}}{\pi} \end{pmatrix}, \quad i, j = \overline{1, N}; \quad (21)$$

C_N, B_N — векторы-столбцы коэффициентов:

$$C_N = (c_1(N) \ c_2(N) \ c_N(N))^T, \quad (22)$$

$$B_N = \left(\frac{\alpha_{10}}{2\pi^2} \quad \frac{\alpha_{20}}{2\pi^2} \quad \frac{\alpha_{N0}}{2\pi^2} \right)^T. \quad (23)$$

Решением уравнения (20) станут коэффициенты ряда (1): $c_n(N)$.

Для оценки быстроты сходимости ряда (1) рассмотрим два случая: при $N = 30$, $A_1 = 0,7$, $r = \text{var}$, $T = 0,5$ с, $\beta = 0,09$, $\beta_1 = 0$ (табл. 1); при $N = 30$, $A_1 = 0,5$, $r = \text{var}$, $T = 0,5$ с, $\beta = 0,09$, $\beta_1 = 0$ (Табл. 2). Большое число членов ряда берется, чтобы исключить эффект накопления ошибки.

Таблица 1

	$\rho = 2,5$ dB	$\rho = 3,5$ dB	$\rho = 4,5$ dB	$\rho = 6$ dB
C_1	0,028756085	0,028904696	0,028928195	0,028936746
C_2	0,173734093	0,175317866	0,173349112	0,168547474
C_3	-0,010531541	-0,014867227	-0,018783999	-0,023854107
C_4	-0,01347071	-0,028027919	-0,043391175	-0,065089131
C_5	-0,02437281	-0,03772117	-0,048949482	-0,062602063
C_6	-0,036359192	-0,060348944	-0,082510825	-0,111355912
C_7	-0,006026698	-0,011962247	-0,017468056	-0,024207509
C_8	-0,006626102	-0,013749089	-0,020701513	-0,029438827
C_9	0,001399862	0,00464094	0,009393872	0,018099756
C_{10}	0,001149488	0,004028658	0,00852595	0,017283534
C_{11}	0,000589051	0,002949783	0,007380875	0,016838691
C_{12}	0,000349193	0,001814983	0,004677344	0,011028776
C_{13}	$2,78574 \cdot 10^{-5}$	0,000226147	0,000713565	0,001894507
C_{14}	$7,74466 \cdot 10^6$	$5,62313 \cdot 10^5$	0,00015398	0,000306138

	$\rho = 2,5 \text{ dB}$	$\rho = 3,5 \text{ dB}$	$\rho = 4,5 \text{ dB}$	$\rho = 6 \text{ dB}$
C_{15}	$-7,00735 \cdot 10^{-6}$	$-0,000119875$	$-0,000601017$	$-0,002557254$
C_{16}	$-2,73602 \cdot 10^{-6}$	$-4,87453 \cdot 10^{-5}$	$-0,000251235$	$-0,001094793$
C_{17}	$-6,71313 \cdot 10^{-7}$	$-2,31693 \cdot 10^{-5}$	$-0,000169684$	$-0,000992846$
C_{18}	$-1,30156 \cdot 10^{-7}$	$-4,46578 \cdot 10^{-6}$	$-3,23191 \cdot 10^{-5}$	$-0,000184276$
C_{19}	$1,11539 \cdot 10^{-9}$	$1,41348 \cdot 10^{-7}$	$2,28115 \cdot 10^{-6}$	$2,83553 \cdot 10^{-5}$
C_{20}	$3,3329 \cdot 10^{-9}$	$3,03558 \cdot 10^{-7}$	$3,92772 \cdot 10^{-6}$	$3,86814 \cdot 10^{-5}$
C_{21}	$1,64212 \cdot 10^{-9}$	$3,1995 \cdot 10^{-7}$	$6,17925 \cdot 10^{-6}$	$8,53824 \cdot 10^{-5}$
C_{22}	$1,26187 \cdot 10^{-10}$	$2,4555 \cdot 10^{-8}$	$4,6314 \cdot 10^{-7}$	$5,97016 \cdot 10^{-6}$
C_{23}	$3,79869 \cdot 10^{-11}$	$1,95234 \cdot 10^{-8}$	$6,41134 \cdot 10^{-7}$	$1,39454 \cdot 10^{-5}$
C_{24}	$-4,38184 \cdot 10^{-12}$	$-2,60671 \cdot 10^{-9}$	$-9,63092 \cdot 10^{-8}$	$-2,40851 \cdot 10^{-6}$
C_{25}	$-4,50358 \cdot 10^{-13}$	$-6,99007 \cdot 10^{-10}$	$-4,31939 \cdot 10^{-8}$	$-1,67408 \cdot 10^{-6}$
C_{26}	$-2,54068 \cdot 10^{-14}$	$-4,42459 \cdot 10^{-11}$	$-2,80556 \cdot 10^{-9}$	$-1,01736 \cdot 10^{-7}$
C_{27}	$-1,94788 \cdot 10^{-14}$	$-9,41815 \cdot 10^{-11}$	$-1,082 \cdot 10^{-8}$	$-7,11034 \cdot 10^{-7}$
C_{28}	$4,18738 \cdot 10^{-15}$	$2,16033 \cdot 10^{-11}$	$2,62612 \cdot 10^{-9}$	$1,85365 \cdot 10^{-7}$
C_{29}	$-9,49805 \cdot 10^{-17}$	$-1,57698 \cdot 10^{-12}$	$-3,56854 \cdot 10^{-10}$	$-4,19484 \cdot 10^{-08}$
C_{30}	$4,30783 \cdot 10^{-17}$	$7,69038 \cdot 10^{-13}$	$1,84631 \cdot 10^{-10}$	$2,32915 \cdot 10^{-8}$

Таблица 2

	$\rho = 2,5 \text{ dB}$	$\rho = 3,5 \text{ dB}$	$\rho = 4,5 \text{ dB}$	$\rho = 6 \text{ dB}$
C_1	0,032217115	0,032269989	0,03228282	0,032292283
C_2	0,215566091	0,22401335	0,228314036	0,231672185
C_3	0,010192385	0,011193177	0,011791583	0,012408587
C_4	0,050922208	0,058137971	0,061455695	0,063330423
C_5	$-0,01310987$	$-0,019276096$	$-0,023693736$	$-0,028167628$
C_6	$-0,013909566$	$-0,022172639$	$-0,029449692$	$-0,038553337$
C_7	$-0,009794202$	$-0,019101273$	$-0,027447921$	$-0,037433002$
C_8	$-0,009869891$	$-0,019999747$	$-0,029799881$	$-0,042534535$
C_9	$-0,002125809$	$-0,005976186$	$-0,010457532$	$-0,016870507$
C_{10}	$-0,001585215$	$-0,004512855$	$-0,007991463$	$-0,013091645$
C_{11}	$1,83723 \cdot 10^{-5}$	0,000164446	0,000547227	0,001531397
C_{12}	$4,24908 \cdot 10^{-5}$	0,00028077	0,00082785	0,002137581
C_{13}	$6,87077 \cdot 10^{-5}$	0,000576265	0,001890726	0,005365544
C_{14}	$3,35937 \cdot 10^{-5}$	0,000286411	0,00094787	0,002688756
C_{15}	$9,1304 \cdot 10^{-6}$	0,000143143	0,000661556	0,002525431
C_{16}	$2,60316 \cdot 10^{-6}$	$3,86368 \cdot 10^{-5}$	0,000167479	0,000572071

	$\rho = 2,5 \text{ dB}$	$\rho = 3,5 \text{ dB}$	$\rho = 4,5 \text{ dB}$	$\rho = 6 \text{ dB}$
C_{17}	$3,25458 \cdot 10^{-7}$	$1,03749 \cdot 10^{-5}$	$7,06282 \cdot 10^{-5}$	0,000375571
C_{18}	$-6,90976 \cdot 10^{-9}$	$-9,91097 \cdot 10^{-7}$	$-1,19748 \cdot 10^{-5}$	$-0,00010286$
C_{19}	$-1,75626 \cdot 10^{-8}$	$-1,32281 \cdot 10^{-6}$	$-1,47753 \cdot 10^{-5}$	$-0,000123647$
C_{20}	$-6,72841 \cdot 10^{-9}$	$-5,67123 \cdot 10^{-7}$	$-6,88759 \cdot 10^{-6}$	$-6,25456 \cdot 10^{-5}$
C_{21}	$-1,70628 \cdot 10^{-9}$	$-3,11484 \cdot 10^{-7}$	$-5,6619 \cdot 10^{-6}$	$-7,21973 \cdot 10^{-5}$
C_{22}	$-1,15978 \cdot 10^{-10}$	$-1,95805 \cdot 10^{-8}$	$-3,14956 \cdot 10^{-7}$	$-2,98605 \cdot 10^{-6}$
C_{23}	$-4,32214 \cdot 10^{-11}$	$-2,11606 \cdot 10^{-8}$	$-6,65747 \cdot 10^{-7}$	$-1,37281 \cdot 10^{-5}$
C_{24}	$5,96003 \cdot 10^{-12}$	$3,65837 \cdot 10^{-9}$	$1,38 \cdot 10^{-7}$	$3,51163 \cdot 10^{-6}$
C_{25}	$-5,2813 \cdot 10^{-14}$	$-8,32302 \cdot 10^{-11}$	$-5,15485 \cdot 10^{-9}$	$-1,96142 \cdot 10^{-7}$
C_{26}	$1,52536 \cdot 10^{-13}$	$2,69313 \cdot 10^{-10}$	$1,80722 \cdot 10^{-8}$	$7,48868 \cdot 10^{-7}$
C_{27}	$1,45607 \cdot 10^{-14}$	$6,58735 \cdot 10^{-11}$	$7,11897 \cdot 10^{-9}$	$4,32094 \cdot 10^{-7}$
C_{28}	$-1,64058 \cdot 10^{-15}$	$-6,70609 \cdot 10^{-12}$	$-6,65151 \cdot 10^{-10}$	$-3,72705 \cdot 10^{-8}$
C_{29}	$2,27625 \cdot 10^{-16}$	$3,6111 \cdot 10^{-12}$	$7,8714 \cdot 10^{-10}$	$8,87014 \cdot 10^{-8}$
C_{30}	$-7,45277 \cdot 10^{-17}$	$-1,24678 \cdot 10^{-12}$	$-2,85689 \cdot 10^{-10}$	$-3,4447 \cdot 10^{-8}$

На рисунке *a* . . . *в* показаны графики ПРВ $W(x)$, рассчитанные при различных параметрах.

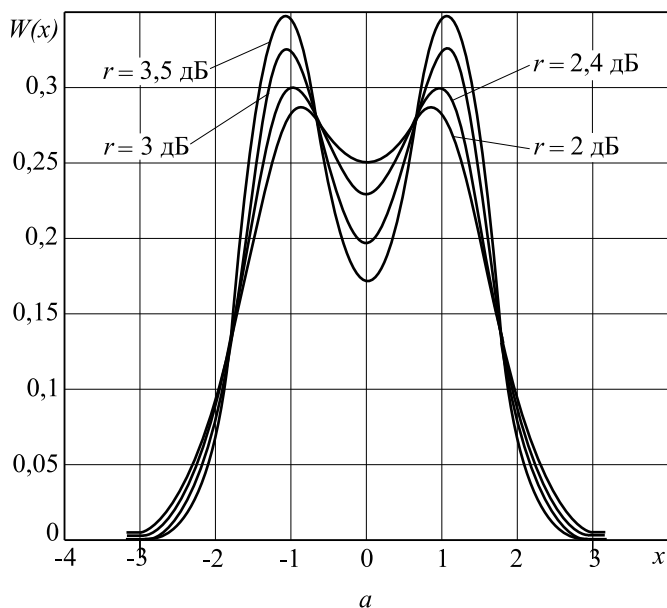


Рисунок (начало). Графики ПРВ, рассчитанные при:

a — $N = 30$, $A_1 = 0,8$, $r = \text{var}$, $T = 0,5 \text{ с}$, $\beta = 0$, $\beta_1 = 0$; *б* — $N = 30$, $A_1 = \text{var}$, $r = 3,5 \text{ дБ}$, $T = 0,5 \text{ с}$, $\beta = 0$, $\beta_1 = 0$; *в* — $N = 30$, $A_1 = \text{var}$, $r = 3,5 \text{ дБ}$, $T = 0,5 \text{ с}$, $\beta = 0,09$, $\beta_1 = 0$

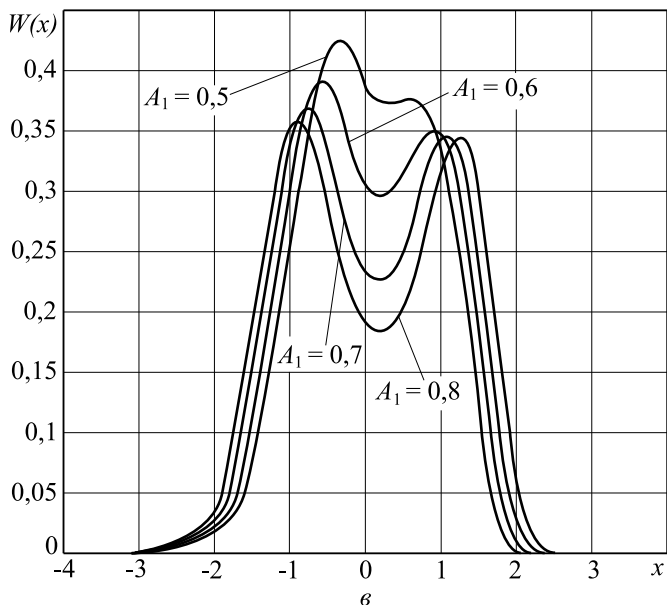
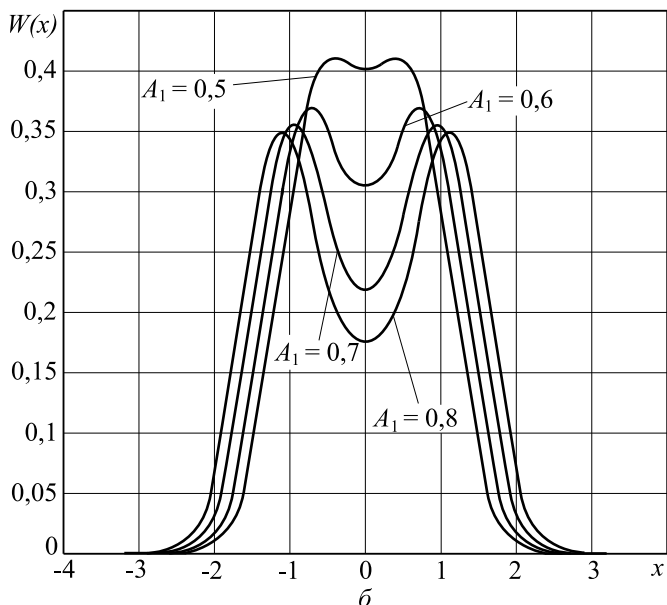


Рисунок (окончание)

На рисунках *a*, *б* приведены ПРВ фазовой ошибки при наличии на входе полезного гармонического сигнала, шума и гармонической помехи, частота которой совпадает с частотой полезного колебания, расстройка между частотой эталонного генератора и частотой колебания также отсутствует. При фиксированной интенсивности помехи и изменении дисперсии шума наблюдается увеличение дисперсии

фазовой ошибки. Бимодальность ПРВ вызвана присутствием помехи большой интенсивности. Увеличение дисперсии ошибки объясняется ростом эквивалентного коэффициента усиления системы. Если присутствует расстройка между частой эталонного генератора и частотой колебания, то наблюдается асимметричность ПРВ. Из рисунка, в видно, что при увеличении расстройки происходит смещение оценки, причем дисперсия ошибки также изменяется.

Заключение. Использован метод Галеркина для анализа ИФАП первого порядка в случае наличия гармонической помехи на входе системы. Были получены статистические характеристики сигнала рассогласования ИФАП первого порядка при наличии гармонической помехи на входе. Из данных табл. 1 и 2 видно, что ряд, в виде которого представлена ПРВ сигнала рассогласования, быстро сходится, но необходимо правильно выбирать количество членов ряда, чтобы обеспечить точность полученной ПРВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шахтарин Б. И. Статистическая динамика систем синхронизации. – М.: Радио и связь, 1998.
2. Шахтарин Б. И. Анализ систем синхронизации при наличии помех. – М.: ИПРЖР, 1996.
3. Святный Д. А. Сравнение статистических характеристик СФС 1-го порядка и ИСФС 2-го порядка при наличии гармонических помех на входе. “Фундаментальные проблемы создания автономных информационных и управляющих систем (АИУС)” // Тр. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002 г.
4. Сизых В. В., Бутенко А. А., Святный Д. А. Синтез ФАС на основе фильтра Калмана с использованием нейросетевых алгоритмов // Тр. науч.-техн. семинара “Проблемы синхронизации третьего тысячелетия” (Тез. докл.). – Ярославль, 2000. – С. 73–74.
5. Шахтарин Б. И., Бутенко А. А., Свинцов А. В., Святный Д. А. Исследование срыва слежения в цифровых системах синхронизации с прямоугольной нелинейностью // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия “Машиностроение”. – 2005. – № 4. – С. 94–102.
6. Казаков Л. Н., Свинцов А. В., Святный Д. А., Шахтарин Б. И. Анализ статистических характеристик дискретных и непрерывных систем фазовой автоподстройки // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2002. – № 8. – С. 38–44.
7. Шахтарин Б. И., Свинцов Д. А., Святный Д. А. Приближенные методы анализа дискретных систем синхронизации 1-го порядка при наличии помех // Тр. науч.-техн. семинара РНТОРЭС им. А.С. Попова “Синхронизация, формирование и обработка сигналов”. – Ярославль, 2003. – 59 с.

Статья поступила в редакцию 8.07.2003



Борис Ильич Шахтарин родился в 1933 г., окончил Ленинградскую военно-воздушную инженерную академию в 1958 г. и Ленинградский государственный университет в 1968 г. Д-р техн. наук, профессор кафедры “Автономные информационные управляющие системы” МГТУ им. Н.Э.Баумана, лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки и техники. Автор более 280 научных работ, в том числе 9 монографий в области анализа систем и обработки сигнала.

B.I. Shakhtarin (b. 1933) graduated from the Leningrad Air Force Academy in 1958 and the Leningrad State University in 1968. D. Sc. (Eng.), professor of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University, USSR State Prize Winner, Honored Worker of Science and Technology. Author of more than 280 publications including 9 monographs in the field of system analysis and signal processing.

Александр Вячеславович Свинцов родился в 1971 г., окончил МГТУ им. Баумана в 1996 г. Автор 6 научных работ. Специализируется в области анализа и синтеза систем обработки сигналов.

A.V. Svintsov (b. 1971) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 1996. Author of 6 publications in the field of analysis and synthesis of signal processing systems.



Дмитрий Александрович Святный родился в 1979 г., студент кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Баумана. Автор 12 научных работ в области статистических методов распознавания образов с помощью нейросетевых алгоритмов, применения нейросетей в системах управления, динамики систем синхронизации.

D.A. Svyatny (b. 1979) – student of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 12 publications in the field of statistic methods of image identification using neuro network algorithms, application of neuro networks in control systems, dynamics of synchronization systems.